Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2023)

13-15 juin 2023
Toulouse
France

Table des matières

Intelligence artificielle & CEM **1**

Modeling of a High-Speed Link Based on an Efficient Implementation of Vector-Valued Machine Learning Kernel Regression, Soleimani Nastaran [et al.] 1

Conception CEM de cartes électroniques assistée par méthode d'apprentissage itérative et analyse de MORRIS, Plot Alexandre [et al.] 6

MISE EN PLACE D'UNE METHODOLOGIE DE GEOLOCALISATION D'UNE SOURCE RADIO FREQUENCE ILLEGITIME PAR MACHINE LEARNING EN ENVIRONNEMENT CLOS, Monferran Paul [et al.] 11

FSS Design using Machine Learning Techniques for 5G EMI Shielding, Hawess Hiba [et al.] 18

CEM des transports : automobile, aéronautique, ferroviaire **22**

METAMODELS OF OPTIMAL PROGNOSIS FOR EMC ANALYSES. APPLICATION TO CROSS-TALK ON AUTOMOTIVE HARNESS, Bocquet Frederic [et al.] 22

VERS UNE CARACTERISATION DU BLINDAGE ELECTROMAGNETIQUE SUR UN LARGE SPECTRE DE FREQUENCES, Jullien Charles [et al.] 27

MODELISATION ET MESURE DE LA DIAPHONIE ENTRE UN HARNAIS AERONAUTIQUE HVDC ET UNE LIAISON SENSIBLE, Jullien Charles [et al.] 33

Propagation des perturbations électromagnétiques conduites sur des réseaux propulsifs d'aéronefs, Dos Santos Victor [et al.] 39

Proposition de relaxation des limites d'émissions conduites des standards ED-14G/DO-160G, Bourlon Pierre-Louis [et al.] 45

OPTIMISATION DU BLINDAGE DE SYSTÈMES DE TRANSFERT D'ÉNERGIE SANS CONTACT POUR APPLICATION AUTOMOBILE, Pei Yao [et al.] . . . 49

Tests de susceptibilit'e de communication sans fil face 'a des s'equences d'interf'erences transitoires produites par les pertes de contact entre la cat'enaire et le pantographe, Deniau Virginie 53

Méthodes numériques **58**

MODELISATION DU COUPLAGE CEM-THERMIQUE DANS LES INSTALLATIONS DES LIGNES DE TRANSMISSION DANS LES AERONEFS ELETRIQUES, Chebbi Houssem 58

Formalisme des cordes pour des fils gros obliques dans la méthode FDTD-3D, Guiffaut Christophe [et al.] 63

Influence de l'impédance du canal sur la simulation numérique 3D d'un bâtiment soumis à un impact direct de la foudre - Partie 1, Abboud Toufic [et al.] 70

CALCUL DU COURANT CONTINU PAR UN CODE FDTD POUR L'ANALYSE DES EFFETS INDIRECTS DE LA FOUDRE, Volpert Thibault 76

Moyens d'essais, techniques de mesures, normes et standards **83**

Mise en œuvre Expérimentale d'une Méthode de Co-Simulation Temporelle Totalement Asynchrone pour un Réseau de Lignes de Transmission, Massaoudi Imane [et al.] 83

Mesure de découplage par substitution avec des antennes hyperfréquence directives, Alcaras Alain 90

SYSTEME DE MESURE ET D'AIDE AU CONTROLE D'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE RF LARGE BANDE, Schutz Maxime [et al.] 93

Caractérisation des champs électromagnétiques des systèmes rayonnants par thermofluorescence, Prost Daniel [et al.] 97

Sondes Stripline pour la réalisation de tests de type BCI sur faisceaux de câbles jusqu'à 13,6_˜GHz, Andrieu Guillaume [et al.] 101

CARTOGRAPHIE DE CHAMP ÉLECTRIQUE PAR CAPTEUR ÉLECTRO-OPTIQUE POUR LA DÉTECTION ET LA LOCALISATION DE DÉCHARGES PARTIELLES, Gaborit Gwenael 106

MESURE PAR SUBSTITUTION DE DÉCOUPLAGE D'ANTENNE AVEC UNE ANTENNE HYPERFRÉQUENCE, Alcaras Alain 110

Perturbations transitoires : foudre, ESD ... 113

MÉTHODE D'EXTRACTION RAPIDE ET EFFICACE DE MODÈLE DE PROTECTION ESD FACE À DES PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES RAPIDES, Ruffat François [et al.] 113

FORMULATION ANALYTIQUE DU CALCUL DES COURANTS FOUDRE POUR DES APPLICATIONS AERONAUTIQUES, Pniak Lucas [et al.] 120

INFLUENCE DE L'IMPEDANCE DU CANAL SUR LA SIMULATION NUMERIQUE 3D D'UN BATIMENT SOUMIS A UN IMPACT DIRECT DE LA FOUDRE - PARTIE 2, Laisne Alexandre [et al.] 126

EFFETS DES FILTRES CEM SUR LES SCENARII DE DESTRUCTION DES ALIMENTATIONS LORS DE L'INJECTION D'UN FORT COURANT., Curos Laurine [et al.] 132

CEM en électronique de puissance 136

Dimensionnement d'un filtre actif de mode commun, Mohamed Nassurdine Bacar [et al.] 136

TECHNIQUE D'EQUILIBRAGE APPLIQUEE AU PFC TOTEM POLE POUR REDUIRE LE BRUIT CONDUIT EN MODE COMMUN, Nguyen Minh-Hoang . 142

Digital Active EMI Filter Implementation On A 10 kW Power Chain, Guedon Davin [et al.] 147

Modélisation des impédances de mode commun et différentiel d'un bobinage statorique : impact d'une distribution aléatoire des conducteurs dans les encoches, Piat Arthur [et al.] 153

DÉTERMINATION DES ÉMISSIONS EM CONDUITES DANS UNE CHAINE DE CONVERSION DE PUISSANCE DC/3AC, Guibert Laurent [et al.] 159

INTEGRATIONS DE CAPTEURS CHAMP PROCHE DANS LES MODULES DE PUISSANCE A BASE DE SEMI-CONDUCTEURS GRAND-GAP MOSFET SIC, Dienot Jean-Marc [et al.] 165

COMPARARAISON DES PERFORMANCES CEM D'UN CONVERTISSEUR DC-DC UTILISANT DIFFERENTES TECHNOLOGIES DE SEMICONDUCTEURS, Ekon Ayawo [et al.] 171

Conception d'une microstrip à anneau résonant pour l'analyse et la caractérisation des propriétés diélectriques haute fréquence des bobinages statoriques de moteur électrique, Coutin Steven [et al.] 177

CEM des systèmes complexes. Déclinaison des contraintes **183**

MODELISATION EM D'UN SYSTEME ANTENNAIRE COMPLEXE EN CONFIGURATION OPERATIONNELLE : APPLICATIONS DREP/DAS, Leman Samuel183

ANALYSE DES CONTRAINTES LIEES A L'INTEGRATION D'UNE ARCHITECTURE ELECTRIQUE DE PROPULSION, Ridel Michael [et al.] 190

CEM des systèmes spatiaux **194**

Méthodologie pour l'estimation de la sensibilité des performances de filtrage de chaîne de détection, Patier Laurent [et al.] 194

CEM des composants **201**

Méthde depré-scan pour accélérer les temps de mesure du scan champ proche en immunité, Boyer Alexandre [et al.] 201

CARACTERISATION DES ETAT SAINS ET DEFAILLANTS DES BOITIERS DISCRETS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE PAR LES PARAMETRES S, Gopishetti Anusha [et al.] 209

MODELING OF TRANSFORMER FOR COMMUNICATION BUS IMMUNITY PERFORMANCE PREDICTION, Doridant Adrien [et al.] 215

UNE ETUDE COMPARATIVE DES NIVEAUX DPI SUR UN CI BMS AVEC UN MODELE ANALYTIQUE DES RESONANCES, Guendouz Badr [et al.] . . . 221

CEM et cybersécurité **227**

Bus Spy: Récupération d'informations d'un SoC FPGA par le biais des émanations électromagnétiques du bus AXI interne, Thu May-Myat [et al.] 227

Intégrité de signal **233**

MICROSTRIP STRUCTURE RESONANCE NGD-EQUALIZATION, Du Hongyu [et al.] 233

Analyse et propagation des incertitudes, vérification des codes **238**

MACHINE LEARNING POUR LA REPRESENTATION CONJOINTE DES INCERTITUDES ALEATOIRES ET EPISTEMIQUES, Reineix Alain [et al.] . . . 238

Protection et blindages **247**

Auto-activation de blindages électromagnétiques optiquement transparents, Tricas Quentin [et al.] . . . 247

INJECTION BASSES FREQUENCES SUR UNE STRUCTURE BLINDEE : GROUPE D'HOMOTOPIE DU BATIMENT AU BLINDAGE DE CABLE, Maurice Olivier [et al.] . . . 253

Sûreté de fonctionnement et fiabilité en CEM **258**

DETERMINATION DE LA PROBABILITE DE DEPASSEMENT D'UN NIVEAU DE TENSION INDUITE SUR UN DIPOLE DANS UNE CAVITE AUTOMOBILE, Hamard Baptiste [et al.] . . . 258

Méthode Agile et Compatibilité Electromagnétique, Maurice Olivier [et al.] . . . 263

CEM & Microondes de forte puissance **268**

GENERATION DE FORTE PUISSANCE RAYONNEE UTILISANT LE CONCEPT MARPEM, Portalier Pierre-Etienne [et al.] . . . 268

Caractérisations expérimentales des performances d'un limiteur de puissance microonde large bande en ligne microruban intégrant une micro-décharge plasma, Pouant Clovis [et al.] . . . 273

Interférences EM intentionnelles **278**

ÉTUDE DE LA SUSCEPTIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE D'UN SYSTÈME IOT FACE À DES INTERFÉRENCES ÉLECTROMAGNÉTIQUES INTENTIONNELLES, Duguet Antoine [et al.] . . . 278

ÉTUDE DE L'EFFICACITE DES BLINDAGES MULTICOUCHES POUR L'IMMUNITE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES EMBARQUES, Dienot Jean-Marc [et al.] . 284

Câblages et lignes de transmission, modèles de couplages **288**

SUPRESSION ACTIVE DES SIGNAUX DE PERTURBATION DANS LES LIGNES DE TRANSMISSION, El Mokhtari Brahim [et al.] 288

Trap filter using bracelet resonnator, Roucariès Bastien [et al.] 295

Chambres réverbérantes **300**

Analyse de l'annihilation des trajets non brassés en VIRC à l'aide du facteur K, Andrieu Guillaume [et al.] 300

Measurement of the Radiation Pattern of a Horn Antenna in a Vibrating Intrinsic Reverberation Chamber, Rammal Youssef [et al.] 305

Liste des auteurs **309**

Intelligence artificielle & CEM

Modeling of a High-Speed Link Based on an Efficient Implementation of Vector-Valued Machine Learning Kernel Regression

N. Soleimani, R. Trinchero and F. G. Canavero
EMC Group, Department of Electronics and Telecommunications, Politecnico di Torino, Torino, Italy,
E-mail: {nastaran.soleimani,riccardo.trinchero,flavio.canavero}@polito.it

Abstract. This paper presents an efficient implementation of the vector-output kernel Ridge regression (KRR). The proposed approach is applied to model the frequency-domain behavior of the magnitude of the transfer function of a parametric high-speed link as a function of 11 parameters. The accuracy and the computational cost of the proposed technique are assessed on noisy samples and compared with the ones of a state-of-the-art modeling technique based on the combination of the principal components analysis (PCA) and the least-squares support vector machine (LS-SVM) regression.

I. Introduction

Kernel-based Machine Learning (ML) regressions, such as (SVM) regression [1], least-squares support vector machine (LS-SVM) regression [2], kernel Ridge regression (KRR) and its variants [3], [4], have shown interesting performance for the modeling of electronic and electromagnetic (EM) structures. Indeed, kernel-machine regressions allow to build accurate and fast-to-evaluate parametric models, also known as surrogate models, of the responses of electronic devices and EM structures starting from a small set of training samples. Such surrogate models are known in closed-form, thus providing a fast-to-evaluate and efficient alternative to computationally expensive models based on plain computer experiments (e.g., simulations) in computationally expensive design tasks such as uncertainty quantification and optimization [5].

In the above range of applications, the key advantage of kernel-based regressions with respect to standard regression techniques relying on basis expansion (e.g., ordinary least-squares, ridge and LASSO regressions), is that they allow to build non-parametric surrogate models, in which the number of unknowns is independent from the number of input parameters considered by the model [5]. Moreover, they rely on a linear model structure in which the model unknowns can be estimated from the solution of a convex optimization problem [6], thus leading to a faster training time and improved accuracy with respect to regression models based on artificial neural network (ANN) [2], [7].

On the other hand, different from ANN structures, standard formulations of kernel machine regressions are limited to single-output problems, thus making their direct application to multi-output scenarios rather cumbersome. Unfortunately, multi-output or vector-valued problems are quite common in electronic applications. For instance, we might be interested in modeling the parametric frequency- or time-domain behavior of an electronic device as a function of its internal parameters. The above problem can be tackled via a scalar-valued regression, but it would require to train a possible *huge* number of uncorrelated scalar-output models, one for each output components (i.e., frequency or time samples). Moreover, the above approach unavoidably ignores any correlation among output components, compromising its accuracy and robustness to noise [8].

A clever workaround to the above issues consists in compressing the output-dimension via compression techniques, such as the principal component analysis (PCA). The resulting compressed representation of the output components allows to heavily reduce the number of single-output regression problems to be solved, with beneficial effects on the training cost [9]. However, since the compressed representation of the output dimension is carried out by looking on the training set only, such manipulation of the training set can lead to generalization issues with a possible lack of accuracy, when a small set of components is considered, especially for large output variation [3].

As an alternative to the above approach, a generalized multi-output formulation of the KRR has been presented in [3], [4]. Such approach can be directly applied to tackle multi-output regression problems without requiring any data manipulation. However, despite its improved accuracy with respect to state-of-the-art approaches based on data compression, a plain implementation of such generalized KRR had shown a high training cost. Indeed, for the former methods the model training requires the solution of a large linear system of equations.

This paper deals with the development of an efficient implementation of the vector-valued KRR obtained via a diagonalization process applied on its constitutive equations, inspired by [10]. The effectiveness and the robustness to noise of the proposed technique is investigated by evaluating the accuracy of a surrogate model built for the prediction of the magnitude of the frequency response of a high-speed link with 11 uniform

distributed parameters by considering a noisy training set. The model performance are then compared with the ones of a corresponding surrogate obtained via a state-of-the-art technique combining PCA compression with the LS-SVM regression.

II. Vector-Valued Kernel Ridge Regression

Let us consider the problem of building a generic vector-valued surrogate model $\hat{\boldsymbol{f}} : \mathcal{X} \to \mathcal{Y}$, starting from the information available on the training set $\mathcal{D} = \{(\boldsymbol{x}_l, \boldsymbol{y}_l\}_{l=1}^{L}$, such that $\boldsymbol{x}_l \in \mathcal{X} \subseteq \mathbb{R}^p$ and $\boldsymbol{y}_l \in \mathcal{Y} \subseteq \mathbb{R}^D$. The above problem turns out to be equivalent to learn D scalar functions $\hat{f}^{(d)} : \mathcal{X} \to \mathbb{R}$ with $d = 1, \ldots, D$, where $\hat{\boldsymbol{f}} = [\hat{f}^{(1)}, \ldots, \hat{f}^{(D)}]^T$, minimizing the following regularized empirical risk functional:

$$\hat{\boldsymbol{f}} = \arg\min_{\tilde{\boldsymbol{f}} \in \mathcal{H}} \sum_{d=1}^{D} \sum_{l=1}^{L} (y_l^{(d)} - \tilde{f}^{(d)}(\boldsymbol{x}_l))^2 + \lambda \|\tilde{\boldsymbol{f}}\|_{\mathcal{H}}^2 \quad (1)$$

where λ is the regularizer hyperparameter providing a trade-off between the model flatness and accuracy on the training set, whilst $y_l^{(d)}$ and $\tilde{f}^{(d)}(\boldsymbol{x}_l)$ represent the d-th component of the $l-$th training output and the corresponding model prediction, respectively.

According to the representer theorem for vector-valued regression problem presented in [11], any optimal solution $\hat{\boldsymbol{f}}$ of (1) for a generic d'-th output component, takes the form:

$$f^{(d')}(\boldsymbol{x}) = \sum_{d=1}^{D} \sum_{l=1}^{L} k((\boldsymbol{x}, d'), (\boldsymbol{x}_l, d)) c_{d,l} \quad (2)$$

where $c_{d,l}$ are unknown coefficients to be estimated during the model training and $k((\boldsymbol{x}, d'), (\boldsymbol{x}_l, d)) : \mathbb{R}^{p \times p} \times \mathbb{R}^{\{1,\ldots,D\} \times \{1,\ldots,D\}} \to \mathbb{R}$ represents a *new* kernel function acting on both the input parameters $\boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^p$ and output dimensions $\{1, \ldots, D\}$. The above model can be rewritten in terms of its matrix formulation, which writes:

$$\hat{\boldsymbol{f}}(\boldsymbol{x}) = \sum_{l=1}^{L} \mathbf{K}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{x}_l) \boldsymbol{c}_l, \quad (3)$$

where $\mathbf{K}(\cdot, \cdot) : \mathbb{R}^{p \times p} \to \mathbb{R}^{D \times D}$ is the matrix multi-output kernel and $\boldsymbol{c}_l = [c_{1,l}, \ldots, c_{D,l}]^T \in \mathbb{R}^D$ are column vectors collecting the regression unknowns.

Hereafter in this paper, we will consider matrix kernel functions $\mathbf{K}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{x}')$ built via separable kernel defined as the product between two scalar kernels acting either on the input space or output dimensions, such that:

$$\begin{aligned} [\mathbf{K}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{x}')]_{[d,d']} &= k((\boldsymbol{x}, d), (\boldsymbol{x}_l, d')) \\ &= k_{\boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{x}') k_o(d, d'), \end{aligned} \quad (4)$$

where $k_{\boldsymbol{x}}$ and k_o are scalar kernels acting on the input space (i.e., $k_{\boldsymbol{x}} : \mathcal{X} \times \mathcal{X} \to \mathbb{R}$) and output dimensions (i.e., $k_o : \{1, \ldots, D\} \times \{1, \ldots, D\} \to \mathbb{R}$).

By using (3) and (4), the empirical functional minimization in (1) can be recast in terms of the following following discrete-time Sylvester equation:

$$\mathbf{K}_{\boldsymbol{x}} \mathbf{C} \mathbf{B} + \lambda \mathbf{C} = \mathbf{Y}, \quad (5)$$

where $\mathbf{K}_{\boldsymbol{x}}$ is a $L \times L$ Gram matrix computed from the input samples $\{\boldsymbol{x}_l\}_{l=1}^{L}$ (i.e., $[\mathbf{K}_{\boldsymbol{x}}]_{ij} = k_{\boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}_i, \boldsymbol{x}_j)$), $\mathbf{B}$ is a $D \times D$ Gram matrix computed on the output dimensions $\{1, \ldots, D\}$ (i.e., $[\mathbf{B}]_{ij} = k_o(d_i, d_j)$), $\mathbf{C} = [\boldsymbol{c}_1, \ldots, \boldsymbol{c}_L]^T \in \mathbb{R}^{L \times D}$ is a matrix collecting the model unknowns and $\mathbf{Y} = [\boldsymbol{y}_1, \ldots, \boldsymbol{y}_L]^T$ is a $L \times D$ matrix associated to the training outputs.

By using the properties of the Kronecker product, the solution of the discrete-time Sylvester in (5) can be obtained as the solution of a linear system [12]. Unfortunately, such approach leads to a *huge* linear system with $(LD) \times (LD)$ equations, which inversion would require a computation cost proportional to $\mathcal{O}(L^3 D^3)$.

Such prohibitive cost can be heavily reduced by applying a diagonalization procedure on the kernel matrices $\mathbf{K}_{\boldsymbol{x}}$ and $\mathbf{B}$ [10], i.e.,:

$$\mathbf{K}_{\boldsymbol{x}} = \mathbf{U} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{U}^T \text{ and } \mathbf{B} = \mathbf{T} \mathbf{M} \mathbf{T}^T, \quad (6)$$

where $\mathbf{U} \in \mathbb{R}^{L \times L}$ and $\mathbf{T} \in \mathbb{R}^{D \times D}$ are matrices collecting the eigenvectors of the matrices $\mathbf{K}_{\boldsymbol{x}}$ and $\mathbf{B}$, respectively, whereas $\boldsymbol{\Lambda} \in \mathbb{R}^{L \times L}$ and $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{D \times D}$ are diagonal matrices collecting the corresponding eigenvalues.

Substituting (6) in the original Sylvester equation in (5), we get the following formulation:

$$\boldsymbol{\Lambda} \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{M} + \lambda \tilde{\mathbf{C}} = \tilde{\mathbf{Y}} \quad (7)$$

where $\tilde{\mathbf{C}} = \mathbf{U}^T \mathbf{C} \mathbf{T}$ and $\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{U}^T \mathbf{Y} \mathbf{T}$ are new transformed matrices collecting a transformed version of regression unknowns and source terms.

Due to the diagonal structure of (7), a generic ij-entry of the unknown matrix $[\tilde{\mathbf{C}}]_{ij} = c_{ij}$ can be suitably computed via a scalar equation using the diagonal matrices $\boldsymbol{\Lambda}$ and $\mathbf{M}$, such as:

$$\tilde{c}_{ij} = \frac{\tilde{y}_{ij}}{[\boldsymbol{\Lambda}]_{ii} [\mathbf{M}]_{jj} + \lambda}. \quad (8)$$

Once all the entries of the matrix $c_{ij} = [\tilde{\mathbf{C}}]_{ij}$ has been computed via (8), the original unknown matrix $\mathbf{C}$ can be reconstructed as:

$$\mathbf{C} = \mathbf{U} \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{T}^T. \quad (9)$$

It is important to remark that the above diagonalization procedure for solving the discrete-time Sylvester equation is more efficient than the equivalent vectorized solution based on the Kronecker formulation [12] presented in [3]. Indeed, since the diagonalization is applied on each matrix $\mathbf{K}_{\boldsymbol{x}}$ and $\mathbf{B}$ separately, the computational cost required for the model training reduces from $\mathcal{O}(L^3 D^3)$ to $\mathcal{O}(L^3 + D^3 + L^2 D + L D^2)$ with a beneficial effect on the training time when the product $L \times D$ is large.

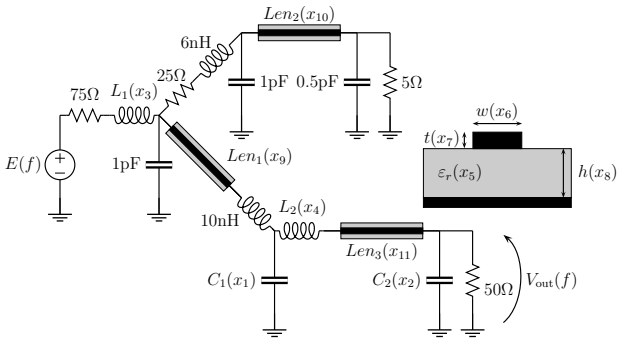


Fig. 1. Structure of High-speed link [2] considered in Sec. III.

Table 1. Mean value and corresponding relative range of variation of the 11 parameters of the high-speed in Fig. 1.

Parameter	Mean Value	Uniform Variation
$C_1(x_1)$	1 pF	20%
$C_2(x_2)$	0.5 pF	20%
$L_1(x_3)$	10 nH	20%
$L_2(x_4)$	10 nH	20%
$\varepsilon_r(x_5)$	4.1	1%
$w(x_6)$	252 μm	1%
$t(x_7)$	35 μm	1%
$h(x_8)$	60 μm	1%
$Len_1(x_9)$	5 cm	5%
$Len_2(x_{10})$	3 cm	5%
$Len_3(x_{11})$	3 cm	5%

III. Application Example: High-Speed link

The accuracy and the computational cost of the proposed implementation of the vector-valued KRR are hereafter investigated and compared with a state-of-the-art modeling technique consisting on the combination of the PCA and the LS-SVM regression. Specifically, such techniques are adopted to predict the magnitude of the frequency response $H(\boldsymbol{x};f) = V_{out}(\boldsymbol{x};f)/E(f)$ of the high-speed link in Fig. 1 in a frequency bandwidth from 1 MHz to 2 GHz as a function of 11 parameters. The mean value and range of variability of the considered parameters are provided in Tab. 1. . Such variability is induced by means of the normalized parameters collected in the vector $\boldsymbol{x} = [x_1, \ldots, x_{11}]^T$, in which each parameter $x_i \sim \mathcal{U}([-1,+1])$ is considered as a normalized uniformly distributed random variable.

The considered high-speed link has been implemented in MATLAB. The MATLAB implementation is used for generating the training and test pairs $(\boldsymbol{x}_i, \boldsymbol{y}_i)$, where $\boldsymbol{y}_i = [|H(f_1;\boldsymbol{x}_i)|, \ldots, |H(f_D;\boldsymbol{x}_i)|]^T$ based on a latin hypercube sampling (LHS) scheme by considering $D = 150$ linearly spaced frequency points $\{f_k\}_{k=1}^D$.

In order to stress the performance of the considered modeling approaches, the training output set $\{\boldsymbol{y}_l\}_{l=1}^L$ has been synthetically corrupted by additive noise:

$$y(f_j;\boldsymbol{x}_l) = |\Re\{H(f_j;\boldsymbol{x}_l)\}(1+\zeta_j^{\Re})+ \quad (10)$$

$$+\Im\{H(f_j;\boldsymbol{x}_l)\}(1+\zeta_j^{\Im})|, \quad (11)$$

where $j = 1, \ldots, D$ and $\zeta_j^{\Im}$ and $\zeta_j^{\Re} \sim \mathcal{U}([-\sigma_n, \sigma_n])$ represent a set of uncorrelated uniform distributed random variables defining the additive noise with an absolute noise level $\sigma_n = 0.05$ affecting the real and imaginary part of the frequency response $H(\boldsymbol{x};f)$.

The obtained training set is then used to train two different surrogate models built via the proposed implementation of the vector-valued KRR and the PCA+LS-SVM regression. Similar to [3], [4], the vector-valued KRR is trained by using a Gaussian radial basis function (RBF) kernel for both input parameters and output dimensions. The model hyperparameters are tuned via a 3-fold cross-validation. For the model based on the PCA-LS-SVM regression two different compression levels have been considered by using a the relative tolerance of 0.6% and 0.01% for the PCA compression, leading to a compressed model with 2 and 100 components, respectively. Table 2. provides an exhaustive comparison between the above methods in terms of training time and relative $L2$-norm error computed on 1000 test samples for an increasing number of the training samples (i.e., $L = 30$, 90 and 150 samples). The results show that the computational cost required to built a vector-valued model with the proposed efficient implementation of the multi-output KRR turns out to be comparable with the ones of the PCA+LS-SVM with a relative tolerance of 0.01%. It is important to notice that the proposed implementation has a speed up of $\times 30$ with respect to its plain implementation proposed in [4].

Concerning the accuracy of the models, the errors reported in the table clearly highlight the improved performance of the proposed vector-valued KRR w.r.t. the one achieved by the PCA+LS-SVM for all the considered training sets. The above statement is further supported by the plots in Fig.s 2 and 3. Specifically, Fig. 2 shows the scatter plots computed from the predictions of the considered methods trained with $L = 150$ training samples on the test set for all the output dimensions, whilst Fig. 3 shows the parametric plot computed for two random configurations of the input parameters.

The lack of accuracy shown by the PCA+LS-SVM model compared to the proposed vector-valued KRR can be explain by the limited capability of the PCA compression to learn the actual correlation among the output components when the data are corrupted by noise. Indeed, the compressed representation of the training set obtained from the PCA still contains a non-negligible level of noise, which cannot be easily filtered out even if a small number of components is considered. On the other hand, thanks to the regularization on the output dimensions provided by the kernel k_o in (4), the corresponding model

Table 2. Relative L2-error and training time computed from the predictions obtained by the proposed vector-valued KRR and PCA+LS-SVM regression trained an increasing number of noisy training samples (i.e., $L = 30$, 90 and 150).

Methods	$L = 30$		$L = 90$		$L = 150$	
	ε_{L2}	t_{train}	ε_{L2}	t_{train}	ε_{L2}	t_{train}
KRR (Proposed)	4.0%	25s	2.8%	38s	2.5%	51s
PCA+LS-SVM (Tol=0.01%)	7.5%	6s	5.0%	33s	4.3%	63s
PCA+LS-SVM (Tol=0.6%)	6.8%	1.5s	5.9%	1.5s	4.6%	2s

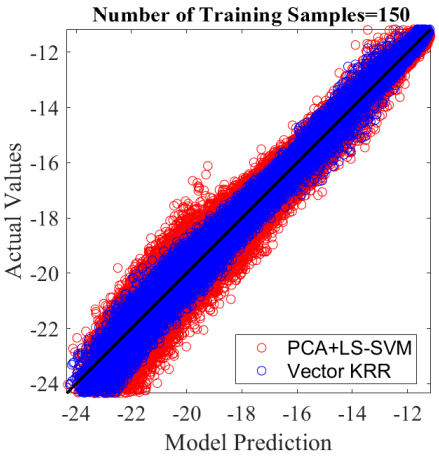


Fig. 2. Comparison of the scatter plot computed from the predictions of the surrogate models based on the proposed vector-valued KRR and PCA+LS-SVM (Tol.= 0.01%) regression on 1000 test samples and for all the frequency points.

trained via the proposed vector-valued KRR turns out to be more accurate and robust to noise.

IV. Conclusions

This paper presented an efficient implementation of the vector-valued KRR based on a diagonalization procedure. The effectiveness of the proposed approach has been investigated in a parametric scenario by considering the magnitude of a frequency response of an high-speed link as a function of 11 parameters. The performance in terms of accuracy, computational cost and robustness to noise of the proposed technique are compared with the ones of a state-of-the-art modeling techniques based on the combination of the PCA and LS-SVM regression for noisy training samples. The results highlight the effectiveness of the proposed method as well as its improved accuracy in noisy scenarios.

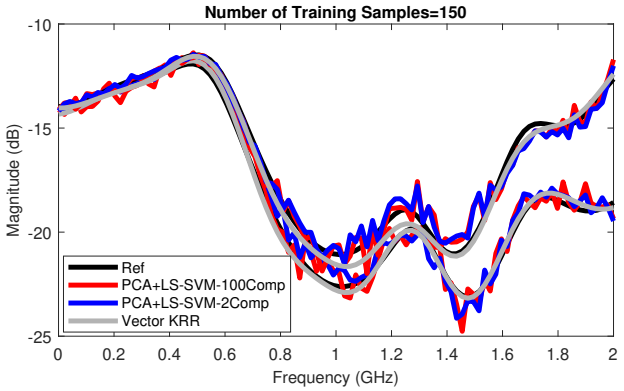


Fig. 3. Parametric plots comparing the frequency responses predicted by the proposed method and the PCA+LS-SVM surrogate models for 2 different realizations of the input parameters.

REFERENCES

[1] R. Trinchero and F. G. Canavero, "Modeling of eye diagram height in high-speed links via support vector machine," in Proc. of 2018 IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI), Brest, 2018, pp. 1–4.

[2] N. Soleimani and R. Trinchero, "Compressed complex-valued least squares support vector machine regression for modeling of the frequency-domain responses of electromagnetic structures," *Electronics*, vol. 11, no. 4, 2022.

[3] N. Soleimani, R. Trinchero and F. Canavero, "Vector-Valued Kernel Ridge Regression for the Modeling of High-Speed Links," in Proc. IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO 2022), Limoges (France), July 6-8.

[4] N. Soleimani, R. Trinchero and F. Canavero, "Bridging the Gap Between Artificial Neural Networks and Kernel Regressions for Vector-Valued Problems in Microwave Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* (submitted).

[5] R. Trinchero and F. Canavero, "Machine Learning Regression Techniques for the Modeling of Complex Systems: An Overview," *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 10, no. 4, pp. 71-79, 4th Quarter 2021

[6] A. Rudi, L. Carratino, and L. Rosasco, "Falkon: An optimal large scale kernel method," *Advances in neural information processing systems*, 30, 2017.

[7] S. Kushwaha, et. al,"Comparative Analysis of Prior Knowledge-Based Machine Learning Metamodels for Modeling Hybrid Copper–Graphene On Chip Interconnects," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 64, no. 6, pp. 2249-2260, Dec. 2022.

[8] A. Mauricio, L. Rosasco, and N. D. Lawrence, "Kernels for vector-valued functions: A review," *Foundations and Trends in Machine Learning* 4(3) pp. 195-266, 2012.

[9] P. Manfredi and R. Trinchero, "A data compression strategy for the efficient uncertainty quantification of time-domain circuit responses," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 92019–92027, 2020.

[10] L. Baldassarre, et al., "Multi-output learning via spectral filtering", *Machine Learning*, vol. 87, pp. 259–301, 2012.

[11] C.A. Micchelli and M. Pontil, "On learning vector–valued functions," *Neural Computation*, vol. 17, pag. 177-–204, 2005.

[12] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Topics in Matrix Analysis*. Cambridge: Cambridge University Press, 1991.

21ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2023)

Conception CEM de cartes électroniques assistée par méthode d'apprentissage itérative et analyse de MORRIS

A. Plot[1,2], P. Besnier[1], and B. Goral[2]

[1]Univ Rennes, INSA Rennes, CNRS, IETR UMR 6164, F-35000 Rennes, France
[2]Thales SIX GTS France, F-49300 Cholet, France

Résumé

Cet article est consacré à l'établissement d'une méthodologie d'analyse CEM des circuits imprimés, basée sur une approche de méta-modélisation. Les approches stochastiques ont récemment montré leur intérêt pour les simulations de phénomènes CEM en raison de leur capacité à se substituer à des calculs coûteux. L'approche proposée comporte deux phases. La première phase de pré-traitement consiste à filtrer, à faible coût d'analyse, les entrées qui ne sont pas significatives vis-à-vis des variations de sortie. La seconde phase consiste à entraîner itérativement un métamodèle. La méthode est testée sur un scénario représentatif d'un problème de CEM. Nous montrons en particulier le gain en temps de calcul obtenu par rapport à une approche directe pour laquelle la taille de l'échantillon nécessaire à l'apprentissage serait connue.

I INTRODUCTION

Cet article décrit une méthodologie visant à entraîner efficacement un métamodèle afin d'étudier le comportement électromagnétique d'un circuit imprimé (PCB). La conception de circuits imprimés multicouches sophistiqués à grand nombre d'interconnexions nécessite l'application de règles de routage strictes afin de réduire le risque de non conformité CEM. L'étude de ces règles repose sur l'emploi de simulations numériques afin de sélectionner les configurations de cartes ou d'équipement permettant d'atteindre un objectif normatif. En ce qui concerne l'émission rayonnée, ces simulations sont basées sur la résolution numérique des équations de Maxwell discrétisées. Cependant, l'utilisation de ces outils numériques peut être très coûteuse en temps et en ressources, surtout lorsqu'il s'agit d'effectuer une analyse paramétrique avec un grand nombre de paramètres. Une façon de surmonter ce problème est d'utiliser un modèle de remplacement appelé métamodèle (MM). Les MM sont un ensemble d'outils mathématiques qui permettent l'approximation / l'interpolation de la fonction initiale à l'aide d'expériences connues.

Différentes méthodes de métamodélisation sont décrites dans la littérature telles que le support vector machine (SVM), les processus gaussiens, le chaos polynomial ou les réseaux de neurones, pour n'en citer qu'une partie. Nous nous concentrons ici sur le krigeage (ou processus gaussien) qui a montré des performances intéressantes pour les problèmes de CEM : [1] [2] [3] [4] [5].

Cependant, le krigeage, tout comme bien d'autres modèles de substitution, présente des limites pour l'étude de problèmes à haute dimension. En effet, l'augmentation du nombres de variables d'entrée entraîne une grande complexité de l'apprentissage du Krigeage liée à un nombre d'hyperparamètres à optimiser plus important. De plus, la question de la taille de l'échantillon d'apprentissage se pose lors de la construction d'un MM. En effet, la quantité de données nécessaires pour construire un MM de précision donnée n'est pas connue à l'avance. Une réponse possible est d'utiliser un plan d'expérience (DOE) dont la taille est augmentée progressivement jusqu'à ce qu'un certain critère soit atteint (typiquement un critère d'erreur). Différents types d'enrichissement sont possibles. Dans [6], une technique d'échantillonnage itérative (iLHS) a été appliquée en association avec un réseau neuronal.

Dans cet article, nous présentons une stratégie alternative de construction de krigeage utilisant d'une part un pré-traitement des entrées basé sur l'analyse de sensibilité de Morris et d'autre part un enrichissement itératif du plan d'expérience (DOE). La section II détaille la méthode proposée ainsi que les critères de validation de la méthode. La section III illustre son application pour un scénario CEM.

II KRIGEAGE ITERATIF COMBINE AVEC L'ANALYSE DE MORRIS

1 KRIGEAGE ET ANALYSE DE MORRIS

La méthode avancée de construction de MM présentée dans cet article est basée sur une approche de krigeage itératif couplé à une analyse de sensibilité de MORRIS. Les théories liées au krigeage et l'analyse de Morris sont brièvement décrites dans les paragraphes suivants.

a Krigeage

La méthode de krigeage consiste à construire une approximation de la réponse d'un modèle avec M variables d'entrée décrites par un vecteur d'entrée $\mathbf{X}$ de la taille correspondante. La réponse $f(\mathbf{X})$ est alors évaluée à partir de :

$$\forall x \in D^M, f(\mathbf{X}) = \mu(\mathbf{X}) + \varepsilon(\mathbf{X}) \quad (1)$$

Dans cette équation, μ est une fonction déterministe de $\mathbf{X}$ et représente la moyenne ou la tendance du processus. Le terme ε est un processus gaussien de variables aléatoires qui est calculé en optimisant les hyperparamètres à partir de valeurs connues du modèle. Le processus ε est supposé être stationnaire, ce qui signifie que la fonction de dépendance entre les variables aléatoires $\varepsilon(\mathbf{X_1})$ et $\varepsilon(\mathbf{X_2})$ ne dépend pas de leurs coordonnées locales dans l'espace d'entrée. Cette condition de stationnarité forme l'hypothèse sous-jacente du krigeage. Elle est généralement définie comme une fonction de la distance euclidienne entre $\mathbf{X_1}$ et $\mathbf{X_2}$ uniquement.

b Analyse de sensibilité MORRIS

La méthode de Morris est une méthode d'analyse de sensibilité globale. Elle a été introduite pour la première fois dans [7]. Son principe est de faire varier les entrées une par une et de mesurer la variation de la sortie correspondante. Cette méthode est particulièrement efficace lorsque le nombre d'entrées est important et que le modèle est coûteux en termes de temps de calcul car elle fait appel au modèle un nombre limité de fois.

Deux indices sont calculés à partir d'une analyse de Morris :

- μ qui mesure l'influence globale des entrées sur la sortie.
- σ qui mesure l'influence non linéaire des entrées sur la production et l'interaction entre les entrées.

La méthode de Morris consiste à calculer un effet élémentaire provoqué par la variation d'un pas de Δ d'une entrée donnée. L'effet élémentaire pour l'entrée x_i de $\mathbf{X}$ est calculé comme suit :

$$E_i(\mathbf{X}) = \frac{f(x_1, ..., x_i + \Delta, ..., x_M) - f(x_1, ..., x_i, ..., x_M)}{\Delta} \quad (2)$$

où $\mathbf{X} = (x_1, ..., x_i, ..., x_M)$ est une réalisation aléatoire donnée de X et Δ est le pas d'expérience.

Le calcul des effets élémentaires pour l'ensemble des M entrées est répété r fois pour obtenir r trajectoires indépendantes. Ensuite, la moyenne sur toutes les trajectoires de la valeur absolue de l'effet élémentaire du i-ième paramètre d'entrée et l'écart-type sont calculés comme suit :

$$\mu_i = \frac{1}{r} \sum_{t=1}^{r} |E_i^t| \quad (3)$$

$$\sigma_i = \sqrt{\frac{1}{r} \sum_{t=1}^{r} \left(E_i^t - \frac{1}{r} \sum_{t=1}^{r} (E_i^t) \right)^2} \quad (4)$$

Sur la base des valeurs de μ_i et de σ_i, il est possible de classer les variables d'entrée en 3 catégories : i) effets négligeables ii) effets linéaires importants sans interactions iii) effets importants non linéaires.

Le coût total de l'analyse de Morris est de $r(M+1)$ (i.e. le nombre d'appels au modèle) où r est le nombre de trajectoires dans l'espace d'entrée [8].

2 Description de la méthodologie proposée

La première étape de la méthodologie proposée consiste à définir le cas d'étude qui inclut la définition des paramètres d'entrée (M), leur domaine de définition ainsi que la ou les sorties d'intérêt. L'étape suivante est l'application de l'analyse de sensibilité préalable afin d'identifier les variables non-influentes. De là, nous avons un scénario avec $M^* = M - d$ paramètres, où d est le nombre de paramètres identifiés comme non significatifs vis-à-vis variations de la sortie. La troisième étape consiste à entraîner de manière itérative un MM en augmentant la taille de l'échantillon jusqu'à ce qu'un certain critère d'erreur soit satisfait.

a Identification des variables significatives via analyse de MORRIS

Il est possible de classer chaque variable d'entrée par ordre d'importance en fonction des valeurs de μ_i. Pour mieux identifier les paramètres importants, les indices μ_i et σ_i sont normalisés selon l'équation ci-dessous.

$$\mu_i^{norm} = \frac{\mu_i}{\mu_{total}}, \quad \sigma_i^{norm} = \frac{\sigma_i}{\sigma_{total}}, \quad i \in [1, M] \quad (5)$$

où μ_{total} et σ_{total} correspondent à la moyenne totale et à l'écart type sur les M variables d'entrée, respectivement. Plus μ_i^{norm} est élevé, plus la variable i correspondante est sensible. La contribution cumulée d'un groupe de paramètres est ensuite calculée en additionnant les μ_i^{norm} correspondants. Si le résultat est supérieur à 80% sur toute la bande de fréquence, le groupe de variables sélectionné est

considéré comme suffisant pour expliquer les variations de la sortie. Ainsi, les autres sont éliminées du problème et fixées à leurs valeurs nominales.

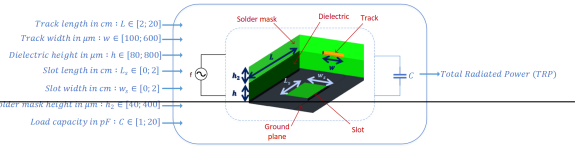


Figure 1: Scenario fente

b Apprentissage itératif

Classiquement, le MM est construit à partir d'un échantillon d'apprentissage de taille N. Il est cependant difficile d'estimer la taille nécessaire à l'obtention d'un MM de qualité suffisante, qualité elle-même sujette à la définition de critères appropriés compte tenu de l'application visée. Étant donné que la taille du plan d'expérience influence grandement la qualité du MM, nous proposons ici une méthode pour construire le MM en augmentant la taille du DOE de manière itérative jusqu'à atteindre un critère de satisfaction. Plusieurs méthodes d'échantillonnage existent. La méthode latin hypercube sampling (LHS) est choisie dans cette étude en raison de ses bonnes propriétés pour des échantillons de petite taille. La procédure itérative proposée est détaillée dans l'algorithme Alg. 1.

Algorithm 1 Approche itérative

1: **Entrée** : Une fonction f coûteuse avec M paramètres
2: **Sortie** : Un métamodèle Krigeage $\hat{f}$
3: Générer un plan d'expérience LHS $X = [x_1, ..., x_{N_{ini}}]^T$ de taille N_{init}
4: Appel à la fonction f pour calculer la sortie de chaque ligne du plan d'expérience $y = [f(x_1), ..., f(x_{N_{ini}})]^T$
5: Entrainement du MM initial $\hat{f}(x)$ avec X et y
6: **Tant que** le critère d'arrêt n'est pas atteint **do**
7: **Ajout de points:**
8: Générer N_{step} points à partir du plan d'expérience initial et avec la technique iLHS $X' = [x'_1, ..., x'_{N_{step}}]^T$
9: Appel à f pour calculer la sortie associée aux points ajoutés $y' = [f(x'_1), ..., f(x'_{N_{step}}]^T$
10: **Mise à jour du jeu de données:**
11: $X = X \cup X'$ et $y = y \cup y'$
12: Apprentissage d'un nouveau Krigeage avec le nouveau plan d'expérience contenant les points ajoutés
13: **Sortie** Le MM final $\hat{f}(x)$

N_{ini} fixe le nombre initial d'expériences contenues dans le DOE. Une règle empirique consiste à choisir $N_{ini} = 10 \times M$. N_{step} définit le nombre de points ajoutés à chaque itération et peut être constant ou dynamique. L'algorithme est basé sur l'enrichissement LHS, qui consiste à ajouter de nouveaux points à un DOE existant, en préservant la nature LHS de l'échantillon complet.

III Validation de la méthode

1 Cas d'étude

La méthode proposée est maintenant appliquée à un exemple représentatif d'un scénario CEM typique rencontré lors de la conception de circuits imprimés. Le cas d'utilisation est décrit dans la Fig. 1.

Il représente une simple ligne microruban avec une fente insérée dans le plan de masse. La ligne est alimentée par un générateur de tension sur la gamme de fréquences 200 MHz - 2 GHz par pas de 2 MHz ce qui fait 901 fréquences. La fréquence n'étant pas incluse comme variable aléatoire, un MM est construit pour chacune de ces fréquences. La puissance rayonnée totale est analysée en fonction des variations de 7 entrées différentes (M=7). Ces entrées sont considérées comme des variables aléatoires uniformément distribuées sur leurs intervalles respectifs indiqués sur la Fig. 1. Ce choix se justifie car chaque paramètre peut être choisi librement par le concepteur dans certaines limites.

La puissance totale rayonnée est calculée en utilisant CST microwave studio (méthode temporelle d'intégration finie). Nous utilisons l'outil UQLAB/Matlab pour entraîner le krigeage et effectuer l'analyse de Morris.

Du point de vue de la conception CEM, il est intéressant d'étudier les configurations des paramètres d'entrée qui donnent lieu à une puissance totale rayonnée élevée, situations qui doivent être évitées. Une fois qu'un MM adéquat est entraîné, il peut être utilisé, compte tenu de son temps de calcul très faible, pour rechercher des solutions de conception permettant d'atteindre cet objectif.

Les aspects de krigeage itératif et de Morris de notre méthodologie sont validés en séquence. Pour cela, 3 MM différents (décrits dans le tableau I) sont construits.

Table 1: Dénomination des MM

Dénomination	Nb de paramètres	Taille de l'échantillon d'apprentissage	Description
$SM_{reference}$	$M = 7$	$N_{reference}$	MM construit avec un échantillon indépendant pour valider $SM_{iterative}$
$SM_{iterative}$	$M = 7$	$N_{iterative}$	MM construit de manière itérative
$SM_{MORRIS-iterative}$	M^*	$N_{MORRIS-iterative}$	MM avec un nombre réduit de paramètres et construit de manière itérative

a Critère d'erreur

Pour quantifier la qualité d'un MM, nous choisissons d'utiliser la métrique d'erreur LOO (leave-one-out error) qui a l'avantage de ne pas nécessiter d'échantillon supplémentaire pour la validation. Elle consiste à laisser une réalisation de côté en construisant le MM avec les $N - 1$ observations restantes. L'observation non utilisée est alors utilisée pour valider le SM. L'opération est répétée N fois par permutation. L'erreur LOO moyenne est ensuite calculée sur l'ensemble des fréquences. Ainsi, le critère d'arrêt défini à la ligne 6 de Alg. 1 est basé sur cette erreur LOO moyenne. Dans un contexte CEM, nous estimons qu'une erreur LOO moyenne de 10% est suffisante. Nous notons $N^{final}_{iterative}$ la taille de l'échantillon d'apprentissage final.

b Krigeage itératif

Tout d'abord, l'approche d'échantillonnage itératif est validée sur une base indépendante sans recourir à l'analyse de Morris. Pour ce faire, un MM appelé $SM_{iterative}$ est entraîné en utilisant l'approche d'échantillonnage itératif. $N^{ini}_{iterative}$ est choisi à $10 \times M = 70$. N_{step} est choisi pour augmenter de 20% de la taille de l'échantillon d'apprentissage précédent à chaque étape (voir tableau II).

Ensuite, un second MM appelé $MM_{reference}$ est construit en utilisant un nouveau plan d'expérience de taille $N^{final}_{iterative}$. De cette manière, nous nous assurons que les deux métamodèles sont construits à partir de deux plans d'expérience de même taille mais complètement indépendants. Les deux erreurs correspondantes $\epsilon^{iterative}_{LOO}$ et $\epsilon^{reference}_{LOO}$ sont ensuite comparées.

c Analyse de sensibilité de MORRIS

L'apport de l'analyse de Morris par référence au MM itératif $MM_{iterative}$. L'analyse de sensibilité de Morris est appliquée au scénario fente. Cela nécessite un échantillon préliminaire de taille N_{morris} évalué à partir du vrai modèle (CST). Les variables les moins importantes sont alors écartées sur la base du critère discuté précédemment. Ensuite, un nouveau MM appelé $MM_{MORRIS-iterative}$ est construit en utilisant l'approche itérative mais en écartant donc les paramètres non pertinents.

2 Résultats

a Apprentissage itératif

L'algorithme permet d'atteindre le critère d'erreur LOO de 10% avec $N^{final}_{iterative} = 361$ comme taille finale de l'échantillon. Dix itérations sont nécessaires pour atteindre ce résultat. Ainsi, le MM de référence $MM_{reference}$ est construit en utilisant un nouveau plan d'expérience LHS de taille $N^{final}_{iterative} = 361$.

Les erreurs LOO de $MM_{reference}$ et $MM_{MORRIS-iterative}$ sont ainsi comparés. Les résultats (non présentés ici) montrent que les deux MM ont des erreurs LOO semblables variant entre 2% à 16%. Nous concluons donc que le MM itératif construit avec la méthodologie proposée possède un précision semblable à la précision du MM de référence.

b Approche MORRIS

L'analyse de sensibilité de Morris est calculée en utilisant $N = (M + 1) \times r = 80$ simulations CST. L'analyse de sensibilité étant calculée pour chaque fréquence, la moyenne et l'écart-type sont calculés pour afficher le résultat sur un seul graphique.

La Fig. 2 montre le résultat de l'analyse de Morris. La dispersion de μ et de σ en fréquence est illustrée par des barres horizontales et verticales, respectivement, avec $\pm$ l'écart type. Plus la valeur de μ est grande, plus la variation de la sortie de la variable correspondante est sensible. Le paramètre σ mesure la linéarité de l'interaction entre la variable et la sortie. Comme le montre cette figure, w_s est clairement le paramètre le plus important alors que L montre une grande variance, ce qui signifie que son influence dépend beaucoup de la fréquence considérée.

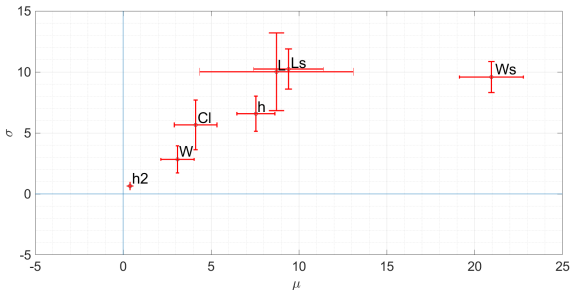


Figure 2: Résultats de l'analyse de MORRIS

La contribution cumulée de w_s, L_s, h et L et C permet d'expliquer plus de 80% des variations de la puissante totale rayonnée. Par conséquent, seuls ces paramètres sont retenus comme variables aléatoires pour l'apprentissage du MM tandis que h_2 et w sont écartés de l'analyse, et choisis constants à 220 µm et 350 µm.

L'apprentissage itératif est maintenant appliqué à l'ensemble réduit des 5 variables aléatoires d'entrée restantes. La Fig. 3 montre l'évolution de l'erreur comparée en fonction de la taille de l'échantillon d'apprentissage pour le MM itératif et le MM réduit. L'erreur LOO diminue beaucoup plus rapidement avec le MM $MM_{MORRIS-iterative}$ et le seuil de 10% est atteint après 8 itérations avec 179 réalisations (au lieu de 361 pour le MM $MM_{iterative}$). Ces 179 réalisations ne tiennent cependant pas compte des 80 réalisations utilisés pour l'analyse de Morris.

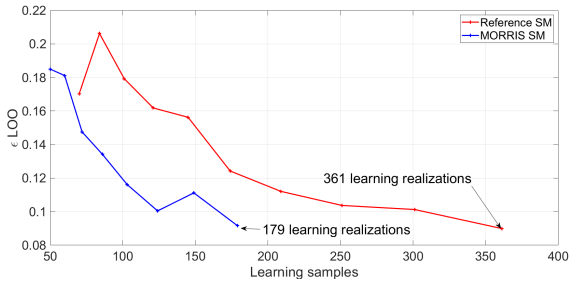


Figure 3: Erreur LOO moyenne en fonction de la taille du jeu de données d'entraînement pour $MM_{iterative}$ and $MM_{MORRIS-iterative}$

De plus, $MM_{MORRIS-iterative}$ permet une réduction significative du temps de calcul total. Celui-ci est composé du temps de simulation des 80 + 179 réalisation, du temps nécessaire à l'ananalyse de Morris et du temps d'apprentissage pour calculer les 8 métamodèles correspondant aux 8 itérations. La synthèse du temps de calcul total pour chaque cas est donnée dans le tableau III.

Le temps de calcul total de la méthode Morris-itérative est inférieur de 38% à celui de l'itératif classique. Ce métamodèle ainsi construit est par-

Table 2: Temps de calcul

Durée (minutes)	iterative	Morris-iterative
Simulation des réalisations pour l'analyse de Morris	N/A	1223.4
Analyse de Morris	N/A	1243.7
Simulation des réalisation d'apprentissage	5451.1	2665.3
Apprentissage des métamodèles	4595.2	1026
Total	10046.3 min	6158,4 min

faitement exploitable pour une analyse de sensibilité et de valeurs extrêmes [9].

IV Conclusion

Dans cet article, nous avons présenté une nouvelle méthodologie basée sur une sélection préliminaire des paramètres importants et sur une approche itérative. Elle permet de construire rapidement un métamodèle Krigeage pour des études CEM. La méthodologie a été appliquée à un cas d'utilisation à 7 paramètres représentatifs d'une situation CEM courante rencontrée sur les PCB. Les travaux futurs portent sur l'augmentation de la complexité des scénarios et l'inclusion d'autres stratégies pour faire face aux problèmes de grande dimension

References

[1] S. Salio, F. Canavero, D. Lecointe, and W. Tabbara, "Crosstalk prediction on wire bundles by Kriging approach," in IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No.00CH37016), 2002, vol. 1, pp. 197–202 vol.1.

[2] V. Rannou, F. Brouaye, P. De Doncker, M. Helier, and W. Tabbara, "Statistical analysis of the end current of a transmission line illuminated by an elementary current source at random orientation and position," in 2001 IEEE EMC International Symposium. Symposium Record. International Symposium on Electromagnetic Compatibility (Cat. No.01CH37161), 2002, vol. 2, pp. 1078–1083 vol.2.

[3] E. S. Siah, T. Ozdemir, J. L. Volakis, P. Y. Papalambros, and R. W. Wiese, "Optimization for RF coupling and interference reduction of devices in complex systems," in 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC '03, 2003, vol. 2, pp. 1062-1065 Vol.2.

[4] T. Bdour, L. Diaz, C. Guiffaut, A. Reineix, C. Miry, and P. Baraton, "Emulation of an expensive FDTD code with mixed quantitative and qualitative factors for analysis of lightning-induced transient responses," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 58, no. 5, pp. 1678–1681, 2016.

[5] F. Delaporte, P. Besnier, and B. Azanowsky, "Sensitivity analysis of microstrip line parameters on total radiated power through surrogate modelling," in 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, 2019, pp. 416–420.

[6] A. Nuchitprasittichai and S. Cremaschi, "An algorithm to determine sample sizes for optimization with artificial neural networks," AIChE J., vol. 59, no. 3, pp. 805–812, 2013.

[7] M. D. Morris, "Factorial sampling plans for preliminary computational experiments," Technometrics, vol. 33, no. 2, p. 161, 1991.

[8] Alexander I. J. Forrester, András Sóbester and Andy J. Keane, "Using the Morris sensitivity analysis method to assess the importance of input variables on time-reversal imaging of seismic sources", 2019

[9] A. Plot, P. Besnier, and B. Azanowsky, "Efficient EMC risk analysis of PCB using iterative surrogate-model enrichment and Morris sensitivity analysis," in 2022 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe, 2022, pp. 862–867.

21ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2023)

MISE EN PLACE D'UNE METHODOLOGIE DE GEOLOCALISATION D'UNE SOURCE RADIO FREQUENCE ILLEGITIME PAR MACHINE LEARNING EN ENVIRONNEMENT CLOS

P. Monferran, A. Nogueira, A. Costanzo, and V. Deniau

COSYS-LEOST, Univ Gustave Eiffel, IFSTTAR, Univ Lille, F-59650 Villeneuve d'Ascq, paul.monferran@univ-eiffel.fr

Résumé

La géolocalisation de sources radio fréquence illégitimes constitue un défi majeur de sécurité. Dans cette première version de l'article, nous proposons d'étudier la faisabilité d'une géolocalisation d'un brouilleur au sein d'une pièce fermée à l'aide d'algorithmes d'apprentissage. Pour cela, un réseau d'antennes de surveillance a été mis en place afin de collecter des premières données pouvant servir à entrainer un algorithme supervisé. L'analyse préliminaire de ces données nous a permis d'étendre notre réflexion sur le plan d'expérience considéré. Les premiers résultats sont encourageants quant à la faisabilité d'une géolocalisation par machine learning. En effet, les variables considérées semblent être suffisamment séparables et indépendantes ; en d'autres termes, chaque position du brouilleur présente une signature propre à elle-même. Cependant, les mauvaises performances de l'algorithme d'apprentissage associées à une campagnes de mesure sur un banc de test plus simple à une dimension ont mis en lumière une très forte discontinuité spatiale dont la cause liée aux multi-trajets a été démontrée.

I INTRODUCTION

La cybersécurité possède aujourd'hui une place prédominante dans notre société. En effet, le développement massif de technologies permettant de connecter différents objets entre eux a mis en lumière la problématique de sécurité aussi bien au niveau des objets connectés que du protocole de communication. On note fréquemment des attaques se produisant par exemple à l'encontre des milieux hospitaliers entraînant des réactions en chaine aux diverses conséquences (mise en dangers des patients, économiques, juridiques...). La vulnérabilité des technologies peut varier en fonction du type d'attaque considérée. Les trois différents principaux types d'attaques sont des attaques par brouillage notée *jamming*, par homme du milieu notée *Man in the Middle* ou par leurre notée *spoffing*. Dans cet article, nous nous concentrerons sur l'attaque par jamming qui est très facile et peu coûteuse à mettre en œuvre [1]. L'attaque par jamming consiste basiquement à brouiller le signal de communication entre deux objets afin de nuire à la communication de ces derniers. De manière à éviter les potentielles conséquences dramatiques que pourrait conduire la perte de communication entre nos objets connectés, il est important de pouvoir détecter la présence d'une telle attaque et d'en atténuer les effets [2].

En termes de sécurité, il est aussi très intéressant de pouvoir localiser la source d'attaque afin de la mettre hors d'état de nuire. Dans ce contexte, on trouve différentes méthodes dans la littérature permettant de géolocaliser le brouilleur. Les techniques reposent sur l'utilisation de métriques de la couche physique ou de la couche de liaison de données comme le *Jamming Signal Strength* (JSS), le *Received Signal Strength* (RSS), le *Packet Delivery Ratio* (PDR) ou encore le *Neighbor List Change* (NLC). Les méthodes proposées prenant en compte les données issues de la couche physique sont souvent basées sur des relations géométriques. La solution proposée dans [3] est d'augmenter la puissance de transmission du signal de communication entre les différents nœuds du réseau jusqu'à ce que le signal puisse être transmit par tous les nœuds. On peut alors en déduire que les valeurs du JSS et ainsi déterminer le nœud le plus proche du brouiller (nœud avec la plus haute valeur du JSS). De manière similaire en [4], on retrouve une approche basée sur le fait d'augmenter la puissance entre chaque paire de nœuds du réseau et par un modèle mathématique impliquant le RSS on estime la position du brouilleur. Les méthodes impliquant les données issues de la couche de liaisons de données présentent elles aussi des résultats intéressants [5, 6]. Cependant, toutes ces méthodes

se basent sur des critères géométriques impliquant une propagation en espace libre. L'efficacité des méthodes de la littérature sont alors remises en question dans un environnement présentant un grand nombre de réflexions. En environnement clos, les réflexions sont multiples et peuvent conduire à des erreurs d'estimations importantes de la position du brouilleur. D'autre part, des méthodes utilisant des algorithmes de Machine Learning (ML) ont été développées pour des problématiques de géolocalisation en environnement clos [7, 8, 9]. Cependant, ces méthodes n'ont jamais été appliquées dans le cadre d'un brouilleur mais pour des cibles généralement connectées au réseau.

Dans cet article, nous proposons alors de mettre en place une architecture de surveillance capable de fournir des données pertinentes pour développer une méthode de géolocalisation d'un brouilleur par machine learning en environnement clos. En premier lieu, les scénarios envisagés pour la création d'une base de données pertinentes sont présentés en section II. Dans la section III, les premières données issues d'un des scénarios seront analysées dans l'optique de leur utilisation pour une approche de ML. La section IV présente les résultats de l'algorithme de géolocalisation par machine learning. Enfin, les questions soulevées par les performances de l'algorithme de géolocalisation, nous ont poussé à mener une campagne de mesure sur un banc de test plus simple à une dimension en section V. Pour conclure, les difficultés et les pistes d'amélioration quant à la mise en place de cette méthodologie sont explicitées en section VI.

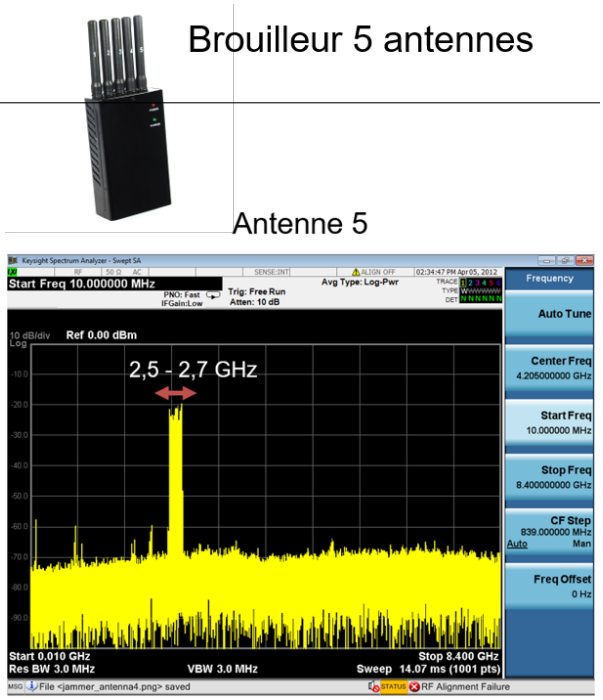


Figure 1: Photo du brouilleur et sa caractérisation à l'analyseur de spectre.

II SCENARIOS ENVISAGES

1 Les scénarios possibles

Nous rappelons que l'objectif est la localisation d'un brouilleur en environnement clos. Dans un premier temps, nous considèrerons l'environnement clos uniquement en deux dimensions afin de simplifier les analyses. Toujours dans une optique de simplification, un seul brouilleur de type unique émettant à puissance constante sera pris en compte. Par ailleurs, on s'intéresse la perturbation d'un réseau sans fil proche des fréquences WiFi. Afin de collecter des données pertinentes pour la géolocaliser du brouilleur, deux principaux scenarios sont envisagés :

- un scenario où les données seraient issues d'une campagne de mesure dans l'environnement clos,
- un scenario où les données seraient issues d'une modélisation de l'environnement clos.

Au vu de la problématique étudiée, une modélisation par la théorie de lancer de rayons pourraient s'avérer être un atout majeur pour la construction rapide d'une base de données répétables qui permettrait notamment de faire de nombreuses analyses paramétriques (puissance variable du brouilleur, ajout de réflecteurs dans l'environnement clos, nombres de nœuds du réseau...). Si l'on considère cette option aujourd'hui comme prioritaire dans la démarche, la modélisation reste en cours de validation pour assurer une certaine fiabilité quant à son extension à un cas d'usage réaliste. De plus, les modèles de lancer de rayons sont limités à des bandes de fréquences relativement hautes (au-dessus du gigahertz) et donc peu ou pas exportables pour une attaque par brouilleur sur des réseaux à plus basses fréquences. Par conséquent, nous avons donc décidé de nous orienter dans un premier temps vers une approche en mesure qui servira par ailleurs à la validation du modèle de lancer de rayons. Ainsi, nous avons acheté un brouilleur nous permettant de mettre en place une attaque réaliste sur un réseau d'antenne dans une salle du laboratoire. Ce brouilleur est composé de 5 antennes dont une antenne émettant relativement en bande étroite de 200 MHz entre 2.5 GHz à 2.7 GHz afin d'être relativement proche de la bande WiFi. La Fig. 1 représente la caractérisation spectrale de ce brouilleur dans la bande étudiée. De plus, nous avons vérifié que le signal du brouilleur n'est pas parasité par d'autres émetteurs radio fréquence afin de n'avoir que des informations provenant du brouilleur. Cependant, nous devons aussi rester vigilants concernant l'impact des erreurs de mesures sur un algorithme d'apprentissage, la répétabilité des mesures, l'impact de perturbations temporaires... En outre, les temps de mesures pour construire une base de données suffisamment conséquente peuvent être extrêmement longs ce qui limite la possibilité de mener à bien des analyses paramétriques.

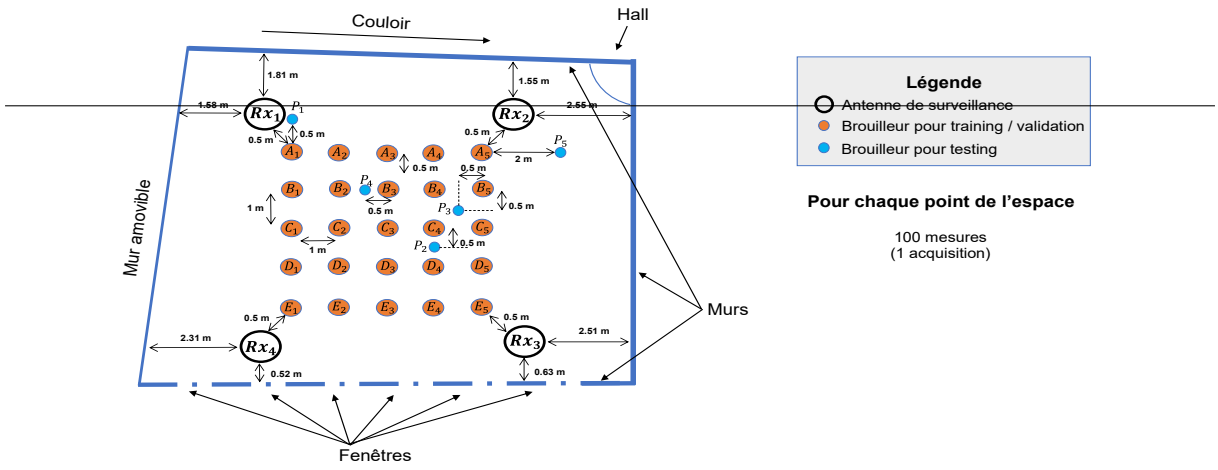


Figure 2: Schéma de la configuration de test pour l'acquisition des données

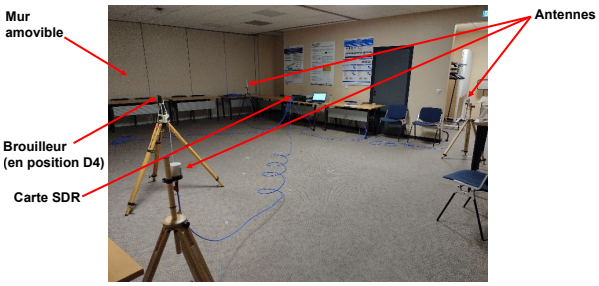


Figure 3: Photo de la configuration de test.

2 Configuration expérimentale

Les données expérimentales ont été obtenues à partir de la configuration de test illustrée sur les Fig. 2 et Fig.3. Il s'agit d'un réseau de quatre antennes omnidirectionnelles large bande (2 GHz-10 GHz) [10] qui reçoivent le signal émis par le brouilleur de la Fig. 1 dans une salle de réunion de l'Université Gustave Eiffel, Campus de Lille. La bande d'émission choisie nous permet de réaliser les essaies sans perturber le réseau Wi-Fi 2.4 GHz. Par ailleurs, les quatre antennes sont connectées, avec des câbles équivalents qui ont été caractérisés au préalable, à une carte d'acquisition basée sur la technologie *software-defined radio* (SDR) . Cette carte possède quatre entrées, lesquelles permettent l'acquisition simultanée des signaux reçus par les 4 antennes de surveillance. Un ordinateur est connecté à la carte grâce à une connexion réseau qui permet l'acquisition de données via une interface utilisateur. Les données se composent de formes d'onde *in-phase/quadrature* (IQ) en bande de base, échantillonnées à un taux de 245.76 MHz pendant 0.133 ms.

Nous faisons varier la position du brouilleur pour prendre en compte différentes positions de ce dernier dans l'environnement clos. Ainsi, nous avons défini 25 positions différentes dans un quadrillage 5×5 comme indiqué sur la Fig. 2. Pour chacune des 25 positions, nous avons effectué 100 mesures afin de prendre en compte différentes phases de reception du signal par les antennes ainsi que les variations de bruit. De plus, 100 mesures ont aussi été réalisées pour chacune des 5 positions en dehors du quadrillage notées P_i.

Comme représentée sur la Fig. 2, la salle n'est pas parfaitement rectangulaire. Par conséquent, il n'y a pas de symétrie entre les différentes positions du quadrillage par rapport au centre de la salle. On cherche en effet à avoir un cas plutôt dissymétrique afin d'avoir des caractéristiques propres à chacune des positions du brouilleur.

III ANALYSE PRELIMINAIRE DES DONNEES

Cette section permet de faire une première analyse des données collectées par le setup expérimental présenté en section 2.

Pour rappel, la fréquence d'échantillonnage du signal est de 246.76 MHz pour un nombre d'échantillon total de 32768 avec par conséquent un pas temporel de 4.069 ns. On considérera dans cet article uniquement la métrique μ suivante comme *feature*: la moyenne sur les 32768 échantillons temporels du module du signal complexe mesuré pour chaque point d'observation (position) et chacune des 100 expériences pour les quatre antennes considérées comme définie en équation 1.

$$\mu = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N=32768} \sqrt{I(t)^2 + jQ(t)^2} \qquad (1)$$

Cette métrique est considérée sans unité étant donné que nous n'avons pas accès à l'encodage de la carte SDR.

Ainsi, à partir de ces données brutes mesurées, cette métrique normalisée est représentée sur la Fig. 4 pour certains points d'observation. Chaque point de la Fig. 4 est la valeur de notre métrique pour chaque antenne à chaque point d'observation dont la moyenne est aussi représentée par une barre de la couleur associée à l'antenne en question. On note que si pour les positions D_3, E_3 et A_5 l'ordre des puissances reçues est relativement cohérent par rapport à la géométrie de la pièce étudiée (cf. Fig. 2), ce n'est pas le cas pour les positions A_1 et E_1. En effet, pour la position A_1 par exemple, l'antenne 2 et l'antenne 4 devraient recevoir

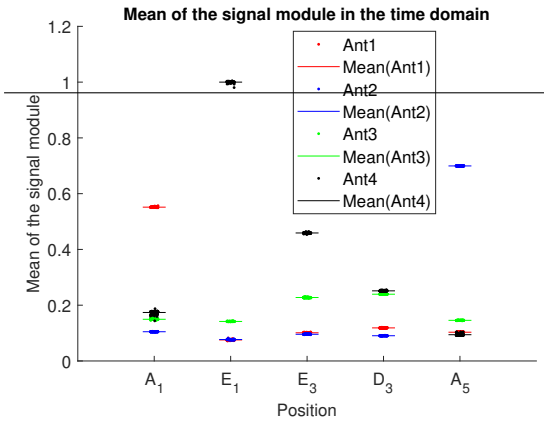


Figure 4: Moyenne temporelle des modules de chacun des 100 signaux complexes mesurés (100 points) par les quatre antennes pour le brouilleur positionné sur quatre positions différentes.

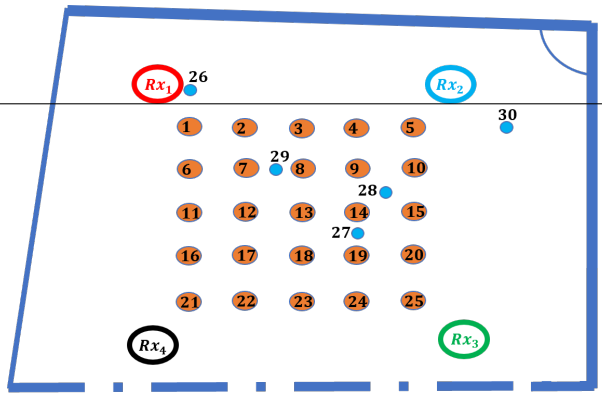


Figure 5: Etiquetage par position.

un niveau de puissance relativement équivalent et surtout supérieur à l'antenne 3. Or, l'antenne 3 reçoit plus de puissance que l'antenne 2. De plus, on note aussi que pour les positions les plus proches d'une antenne (eg. A_1, E_1 et A_5) les niveaux de puissances reçus par les antennes les plus proches sont assez différents (presque du simple au double entre A_1 et E_1). Dans un premier temps, on peut supposer que ces asymétries peuvent être dues à la dissymétrie de l'environnement de mesure. On peut par exemple hypothéser que, pour la position E_1, l'antenne 4 se trouvant proche des murs reçoit un peu plus de puissance notamment des trajets multiples de par sa proximité avec ces derniers par rapport à l'antenne 1 pour la position A_1. Ces dissymétries sont a priori encourageantes pour un apprentissage du fait que chaque position présente des caractéristiques propres à elle-même. De plus, la Fig. 4 montre que les données semblent à première vue relativement séparables ce qui pourrait mener à de bonnes performances de l'algorithme d'apprentissage.

IV MACHINE LEARNING

1 Dataset et modèle

Les données initiales mesurées sont de très grandes dimensions : 2 (paramètres I et Q) × 4 (nombre d'antennes) × 30 (nombre de positions) × 100 (nombre de mesures par position) × 32768 (nombre d'échantillons temporels). En utilisant la métrique proposée en section III, on réduit alors les dimensions à $4 \times 30 \times 100$ afin d'obtenir des coûts de calcul acceptables. Pour rappel, sur les 30 positions mesurées, les 5 positions P_i sont utilisées pour le *testing set* composé alors de 500 échantillons. Les 2500 autres échantillons correspondants aux autres positions sont aléatoirement divisés afin de construire un *training set* de 2000 échantillons et un *validation set* de 500 échantillons. Le problème de *machine learning* est traité par classification à l'aide d'un algorithme de *random forest* composé de 100 estimateurs. Ainsi, les classes sont étiquetées par position comme illustré en Fig. 5.

2 Résultats de classification

La *ground truth* est définie par la métrique de précision en fonction de la plus forte proximité entre l'échantillon mesuré et la classe connue à estimer. S'il existe plusieurs positions équidistantes comme les plus proches de l'échantillon à estimer, alors elles sont toutes considérées comme équivalentes en termes de prédiction. Par exemple, la position 29 inconnue du *training set* est considérée bien estimée si l'algorithme considère l'échantillon dans la classe 7 ou 8. Comme attendu, la précision de la prédiction sur le *validation set* est de 100%. En effet, étant donnée la faible variation de la *feature* choisie et de la forte variabilité entre deux positions (cf. Fig. 4), l'algorithme prédit toujours la bonne classe tant qu'il a déjà vu des échantillons de cette même classe. Cependant, les résultats sur le *testing set* ne sont clairement pas aussi probants avec une précision de 20,2% uniquement. La Fig. 6 montre les résultats de prédiction sous la forme d'histogramme pour les données du *testing set* par rapport aux classes auxquelles on s'attendrait que ces données soient prédites. Si, pour la position P_1, l'algorithme prédit la bonne classe selon la définition de *ground truth* décrite précédemment, ce n'est pas le cas pour les autres positions P_2 à P_5, si ce n'est que pour une infime partie des échantillons de P_5 qui sont prédits à la classe 5 comme attendu. Le modèle semble donc produire des résultats aléatoires ne réussissant par un interpoler correctement en dehors du quadrillage d'apprentissage même pour les points à l'intérieur de celui-ci (P_2, P_3, P_4). Pour vérifier cela nous avons donc fait une *cross validation*.

3 Cross validation

On mène ici une *10-fold cross validation* en apprenant sur 25 positions aléatoires des 30 positions pour 10 configurations différentes comme illustré en Fig. 7. Une attention particulière est portée sur la *ground truth* qui garde sa définition précédente en termes de proximité mais qui présente évidemment une version différente pour chaque configuration. Pour chaque configuration, on calcule 100 modèles de *random forest* qui ne diffèrent que par leurs conditions initiales intrinsèques.

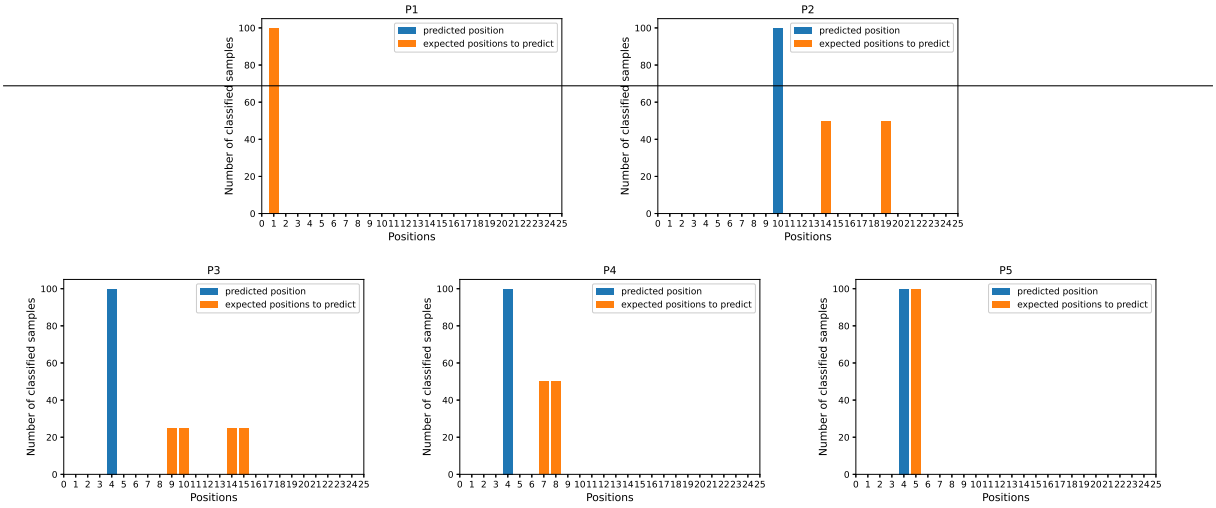


Figure 6: Histogramme des classes prédites pour les postions P_i (bleu) par rapport aux classes attendues à prédire (orange)

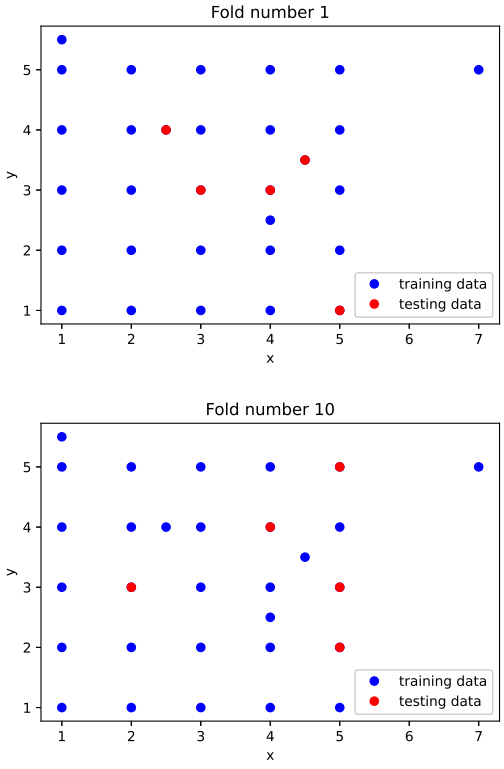


Figure 7: Deux exemples de configuration pour la *10-fold cross validation*

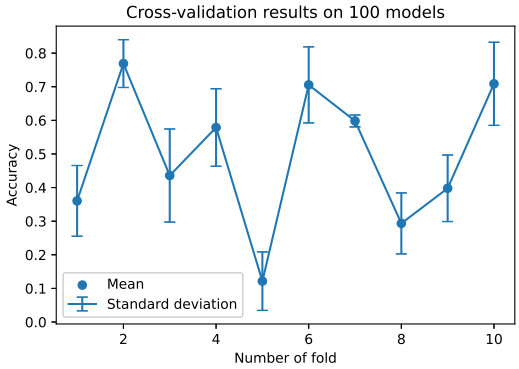


Figure 8: Moyenne et écart-type de la précision sur 100 modèles pour chaque configuration

Comme précédemment, on obtient une précision de la prédiction de 100% sur le *validation set* pour l'ensemble des configurations et des modèles. La Fig. 8 présente les résultats de notre *10-fold cross validation* sous les métriques de moyenne et écart-type de la précision des 100 modèles pour chaque configuration. L'important écart-type et la forte variation des moyennes d'une configuration à une autre montre l'incapacité de l'algorithme à faire de bonne prédiction en dehors de son cercle d'apprentissage. En effet, l'algorithme produit des résultats aléatoires en fonction de ces conditions initiales et est incapable d'être généralisé en l'état. Cela suppose que la fonction à extrapoler est extrêmement discontinue pour la métrique de puissance considérée. Cette hypothèse sera en effet vérifiée dans la prochaine section. Par ailleurs, nous avons alors essayé de palier le problème en utilisant d'autres *features* comme les phases initiales du signal reçues par chaque antenne, mais aussi en utilisant des antennes directionnelles plutôt qu'omnidirectionnelles, et en combinant nos différentes *features* et configurations de test. Aucune de ces tentatives n'a mené à des résultats satisfaisants en termes de prédiction.

V ANALYSE 1D

1 Configuration expérimentale

Dans cette section nous avons essayé de déterminer la fonction qu'on cherche à extrapoler en repassant sur un problème à une dimension spatiale afin de faciliter l'analyse. La Fig. 9 illustre cette configuration de test. Entre deux antennes connectées à la carte SDR, dans la même salle de test que pour les sections précédentes, nous déplaçons le brouilleur avec un pas de 10 cm sur 5 m et nous analysons la puissance moyenne reçue par chaque antenne pour chaque position.

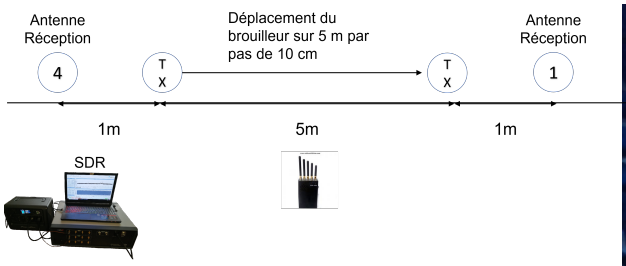


Figure 9: Configuration 1D de test.

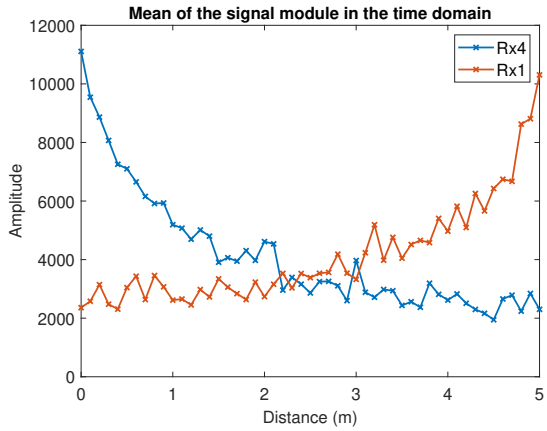


Figure 10: Mesure de la métrique de puissance reçue par chaque antenne pour différentes positions du brouilleur.

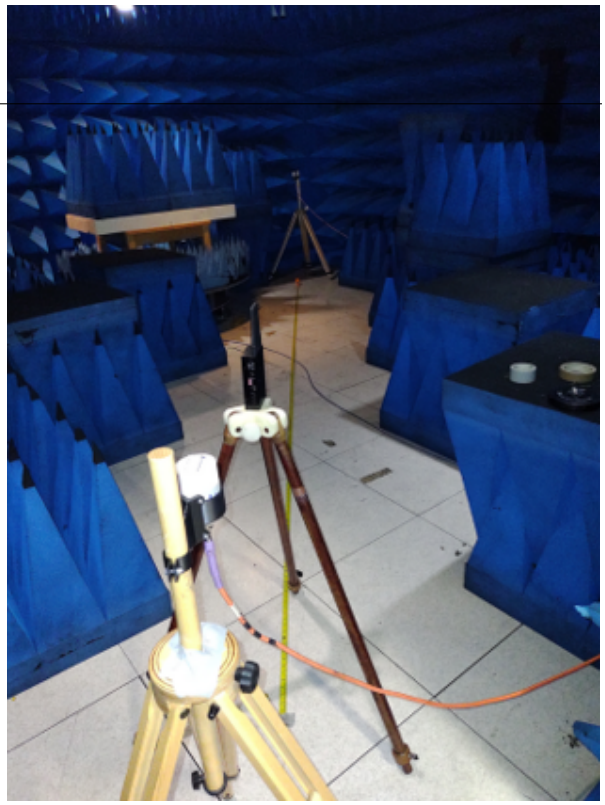


Figure 11: Photo du banc de mesure 1D en chambre anéchoïque sans blocs absorbants au sol entre les deux antennes.

2 Résultats expérimentaux

La Fig. 10 montre la variation de puissance moyenne reçue par chaque antenne en fonction de la position du brouilleur. Si pour des valeurs de puissance importantes (entre 0 m et 1m pour l'antenne 4 et entre 4 m et 5 m pour l'antenne 1), on observe des courbes plutôt continues, on observe par contre des discontinuités extrêmement fortes en dehors de ces zones. En effet, à partir du moment où la dérivée liée à un déplacement spatiale est négligeable devant les oscillations locales la fonction devient alors impossible à prédire pour notre algorithme d'apprentissage. Cet effet se produisant particulièrement au centre, on devrait être en capacité de prédire les points proches d'une antenne (tant qu'une position proche de cette même antenne est connue du *training set*) mais pas ceux au centre de notre quadrillage 2D comme il a été montré en Fig. 6. On a alors cherché à comprendre d'où provenaient ces oscillations locales qui rendent le problème physique complexe. Pour cela nous avons réalisé le même test 1D qu'en Fig. 9 mais cette fois en chambre anéchoïque. Dans un premier temps, des absorbants sont placés partout dans la chambre excepté au sol entre les deux antennes afin de faciliter le déplacement du brouilleur comme illustré en Fig. 11. Les résultats de cette expérience sont présentés en Fig. 12. Les courbes en bleu et en rouge montrent que l'on obtient toujours des oscillations locales assez importantes. Des absorbants ont ensuite été placés sur l'ensemble de la chambre et les mesures (courbes en vert et noir) ont été réalisées sur une distance courte dans la zone où les oscillations sont les plus remarquables. On note alors que les oscillations locales sont très fortement atténuées. On peut donc conclure que ce phénomène oscillatoire est majoritairement dû aux réflexions multiples sur le sol et non pas au banc de mesure lui-même.

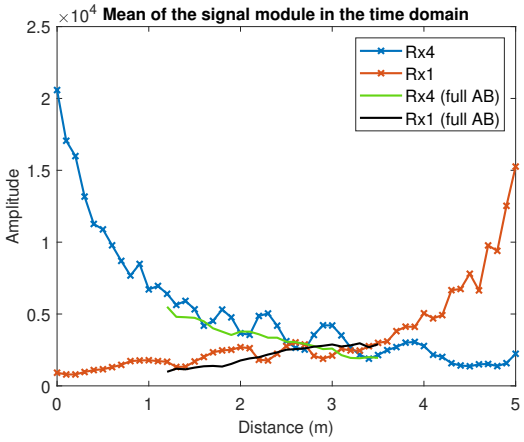


Figure 12: Mesure de la métrique de puissance reçue par chaque antenne pour différentes positions du brouilleur en chambre anéchoïque sans blocs absorbants au sol entre les deux antennes (courbes avec marqueurs) et avec des blocs absorbants au sol entre les deux antennes (courbes sans marqueurs).

VI CONCLUSIONS

Dans un premier temps, l'analyse des données brutes présentait des résultats encourageants

pour la mise en place d'une méthodologie de géolocalisation d'un source radio fréquence illégitime par des algorithmes d'apprentissage en environnement clos. En se basant sur une métrique de puissance moyenne reçue par les antennes de surveillance, on notait notamment la séparabilité relative des variables et l'absence de symétries permettant a priori d'avoir de bonnes performances en termes de prédiction par apprentissage. Cependant, les faibles performances de l'algorithme de géolocalisation ont mis en lumière d'autres problématiques. La problématique principale réside dans le fait que la fonction à prédire est spatialement extrêmement discontinue ce qui résulte à des résultats de prédiction aléatoire de l'algorithme de géolocalisation. Les premières tentatives pour rendre le problème physique plus monotone (utilisation d'autres *features* comme les phases initiales, topologies d'antennes directives plutôt qu'omnidirectionnelles, combinaison des différentes données de mesures...) n'ont malheureusement pas permis d'améliorer les performances de prédiction. Il a été alors mené une analyse sur une configuration de test plus simple à une dimension afin de valider et d'expliquer les causes de la discontinuité du problème physique. La campagne de mesure en chambre anéchoïque a en effet permis de mettre en lumière la forte discontinuité spatiale du problème avec la métrique de puissance considérée, ainsi que le fait que cette discontinuité provenait des multiples réflexions. Le problème associé à ces réflexions devient perturbant à partir du moment où la cible est suffisamment éloignée d'une des antennes. Une solution envisagée pour palier à ce problème serait d'ajouter une antenne de surveillance au centre de notre quadrillage, zone pour laquelle la fonction à prédire est discontinue pour l'ensemble des *features*. Ainsi, on devrait ajouter une *feature* pour laquelle on observe moins de discontinuité.

References

[1] P. Tedeschi, G. Oligeri, and R. Di Pietro, "Localization of a power-modulated jammer," *Sensors*, vol. 22, no. 2, p. 646, 2022.

[2] R. Di Pietro and G. Oligeri, "Enabling broadcast communications in presence of jamming via probabilistic pairing," *Computer Networks*, vol. 116, pp. 33–46, 2017.

[3] Q. Wang, X. Wei, J. Fan, T. Wang, and Q. Sun, "A step further of pdr-based jammer localization through dynamic power adaptation," 2015.

[4] Y. S. Kim, F. Mokaya, E. Chen, and P. Tague, "All your jammers belong to us—localization of wireless sensors under jamming attack," in *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 949–954, IEEE, 2012.

[5] K. Pelechrinis, I. Koutsopoulos, I. Broustis, and S. V. Krishnamurthy, "Lightweight jammer localization in wireless networks: System design and implementation," in *GLOBECOM 2009-2009 IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 1–6, IEEE, 2009.

[6] Z. Liu, H. Liu, W. Xu, and Y. Chen, "Exploiting jamming-caused neighbor changes for jammer localization," *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 23, no. 3, pp. 547–555, 2011.

[7] T. Van Nguyen, Y. Jeong, H. Shin, and M. Z. Win, "Machine learning for wideband localization," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 33, no. 7, pp. 1357–1380, 2015.

[8] Y.-K. Cheng, H.-J. Chou, and R. Y. Chang, "Machine-learning indoor localization with access point selection and signal strength reconstruction," in *2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pp. 1–5, IEEE, 2016.

[9] A. H. Salamah, M. Tamazin, M. A. Sharkas, and M. Khedr, "An enhanced wifi indoor localization system based on machine learning," in *2016 International conference on indoor positioning and indoor navigation (IPIN)*, pp. 1–8, IEEE, 2016.

[10] ELECTRO-METRICS, EM-6116 *Omni-Directional Antenna*, Ref: 100513. url: https://electro-metrics.com/wp-content/uploads/2016/12/6116-New-Version.pdf.

FSS Design Using Machine Learning Techniques for 5G EMI Shielding

H. HAWESS[1], H. SHALL[2], S. BACCAR[3], M. KADI[4]

[1]Higher Institute of Information Technologies and Communication-University of Carthage, Borj Cedria Technopark, Tunisia, haiihyba@gmail.com

[2]Higher Institute of Information Technologies and Communication-University of Carthage, Borj Cedria Technopark, Tunisia, shallhanen@yahoo.fr, https://orcid.org/0000-0002-0394-5195

[3]Electronics and Systems Department, Normandie Univ, UNIROUEN, ESIGELEC, IRSEEM, Saint-Etienne-du Rouvray, France, sahbi.baccar@esigelec.fr, https://orcid.org/0000-0001-8499-8266

[4]Electronics and Systems Department, Normandie Univ, UNIROUEN, ESIGELEC, IRSEEM, Saint-Etienne-du Rouvray, France, moncef.kadi@esigelec.fr

Abstract. Frequency selective surfaces (FSSs) are proven to be an efficient technique that has lately attracted a lot of researches to guarantee an efficient electromagnetic interference (EMI) shielding. The challenge for FSS structures 'use is to adequately find out the FSS specific parameters; i.e., resonant frequency (*Fr*), bandwidth (*BW*) and shielding effectiveness (*SE*). We have adopted in this work intelligent machine learning (ML) technique to meet real system' s EMC requirements. We have considered a circular metallic patch ring printed on an FR4 substrate and resonating, at the 3.5 GHz commercialized 5G frequency. The use of ML technology with artificial neural networks (ANN) have shown accurate and efficient results. It is a helpful tool to model the FSS elements with simple implementation and effective data analysis.

I. INTRODUCTION

In the two last decades, emerging technologies and novel concepts like big data, the Internet of Things (IoT), and recently the fifth generation (5G) cellular network have pushed back the limits of communication to "everything, anyone, anytime, everywhere." Particularly, the growth of IoT is increasingly being driven by the expansion of the mobile communication networks mainly the 5G [1]. However, the issue of EMI needs to be carefully investigated due to the allocation of new frequency bands for this communication standard [2]. In fact, the introduction of newer 5G bandwidths strikes other wireless systems because of frequencies spectrum sharing. For instance, the topic of 5G interference with Radar Altimeter (RA) frequency band, from 4.2 to 4.4 GHz, has been massively reported since the first launch of the 5G network [3]. It is therefore important to setup shielding solutions during the earlier design phases of RF systems. Numerous strategies, including nanocomposites [4],[5], metamaterials [6], and FSSs [7],[8] are recently investigated for shielding applications.

Conventional FSS structure [9] exhibits both stopband and passband spatial filtering behaviors according to its particular geometry. Indeed, FSS surface is equivalent to an arrangement of infinite metallic patches/elements printed on a dielectric substrate. Such structures can be used in several RF applications like antenna reflectors, spatial filters, radomes, and recently for EMI shielding purposes. The use of EMI shielding for 5G communication equipment with FSS surfaces is a solution that demonstrates its efficiency. However, the challenge is to find out the best FSS structure design to meet the shielding requirements at operating frequencies. Actually, different approaches have been investigated for the FSSs design including Equivalent Circuit Model (ECM) [10] and numerical methods [11] namely Finite Difference Time Domain (FDTD), Finite Element Method (FEM), Method of Moments (MOM), etc... Nevertheless, the difficulty ECM aforementioned method, is to find the adequate formulation of inductance and capacitance equations taking into account all the geometrical, EM and dielectric attributes. On the other hand, numerical methods are time and resources consuming procedures.

The use of artificial intelligence (AI), and especially ML techniques, has proven its competency to solve RF problems in an optimized manner; it is taking a new paradigm in wireless radio technology for next generation wireless networks to enable extraordinarily high data rates and fundamentally different novel applications.

Lately, scientific reviews have been focusing on new ML methods to improve the design of FSS elements. In [12], authors proposed to use a hybrid method that combines a multi-objective flower pollination algorithm (MOFPA) and a general regression neural network (GRNN). According to this research, ML process tunes the lozenge-shaped FSS elements to resonate at 15.2 GHz with 8 GHz as bandwidth. Other works presented in [13] provided a study on an FSS geometry with crossed dipole components by using Particle Swarm Optimization (PSO) and Genetic Algorithms (GA); the optimal distance between these FSS cells is obtained to adjust the bandwidth value. The researchers in [14] propose a Decision Tree (DT) for the synthesis of multiband FSSs with conductive patch components inspired by sunflower shape in the C and X bands.

In spite of the abovementioned obtained results accuracy, the incidence and polarization angles of the upcoming wave are not considered despite of their effects on the FSS frequency response in both transverse electric (TE) and transverse magnetic (TM) modes. In our study, these parameters are taken into account along with the geometrical characteristics and polarization modes to design the adequate FSS array for 5G EMI shielding

around 3.5 GHz. The adopted FSS unit is a circular conductive ring printed on an FR4 substrate and infinitely duplicated in a periodic arrangement.
This paper is structured into 4 parts. Section II details the FSS design with circular ring-shaped patch pieces for the dataset collection. In Section III, the ANN proposed algorithm is explained. The obtained results for validation purposes are reported in Section IV.

II. FSS-BASED EMI SHIELDING STRUCTURE AND DATASET COLLECTION

II.1. FSS STRUCTURE

Low, medium and high are the three frequency band classifications for the 5G network spectrum allocation. Many countries have granted the low band around 3.5 GHz for mobile operators [15] to lunch this latest generation. For our work, we have chosen to design an FSS structure presenting a stopband behavior at the center frequency of around 3.5 GHz. According to the FSS grouping presented in [3], the circular loop element is a simple FSS structure that can be potentially selected for shielding purposes. This resonant loop has a single turn and an outside diameter of λ/3. This structure is printed on an a FR4 substrate with a relative dielectric constant of 4.4, a thickness of 1.6 mm and a loss tangent of 0.02. The FSS spatial period represented by a unit cell square and denoted *Sub_l*, is equal to 44 mm. The inner and outer radius, designated as *R_inner* and *R_outer*, are respectively equal to 11.7mm and 14.7mm. The suggested FSS unit cell's geometry is shown in Fig.1.

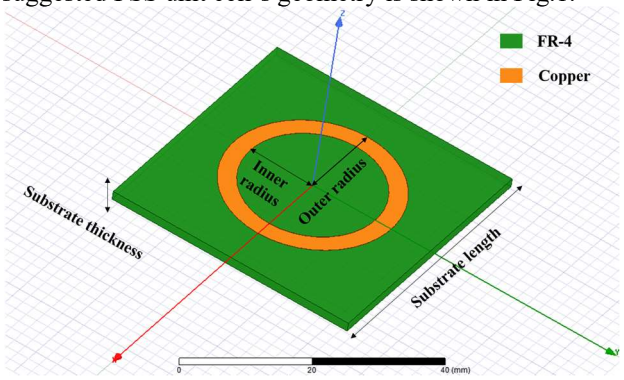


Fig.1. Structure of the FSS element

ANSYS High Frequency Simulation Software (HFSS) [16] is used, at a first step, to model and then simulate the proposed FSS unit cell. All the materials, excitation sources and boundary conditions are fixed for the simulation setup. The unit cell is designed according to its particular resonant geometry and physical properties. Limits settings are built to reproduce an infinite array of circular loop elements. We excite the FSS structure with an incident plane wave.
Reflection and transmission coefficients (*S11* and *S21*), FSS key performance parameters, can be traced as a function of frequency as presented in Fig.2. It can be clearly observed that the chosen FSS shape exposes a shielding behavior around the 3.5 GHz. In fact, *S21* presents, at this particular frequency, an attenuation of around -36 dB with a bandwidth equal to 192 MHz computed at -20 dB. We remind here that fig.2 'results are obtained with the FSS dimensions abovementioned and under a zero degree for both incident (*theta*) and polarization angles (*phi*).

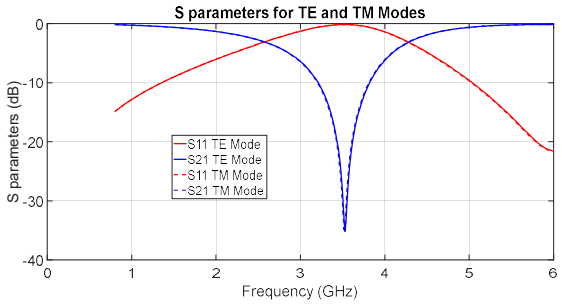


Fig.2. S parameters of the FSS structure.

SE can then be calculated as a function of *S21* according to equation (1).

$$SE(dB) = (S21_{Without}(dB)) - (S21_{With}(dB)) \quad (1)$$

where, $S21_{Witho}$ is the transmission parameter without the FSS shield and $S21_{With}$ is the transmission parameter with the shield. Because of the small value of the quantity $S21_{Without}$ (around zero dB), the *SE* can be approximated to the $S21_{With}$ with an opposite sign.

II.2. DATASET COLLECTION

Dataset collection is the first important step to successfully train the neural network (NN). This is a key phase to study the correlation between inputs and outputs. In our proposed model, outputs are the FSS electric parameters (*Fr, BW* and *SE*) computed based on geometrical dimensions and incident wave angles, as illustrated in Fig.3. All the considered inputs are examined under TE and TM modes. Contrarily to other classical approaches, our ML model takes into account both the incidence and polarization angles effects.

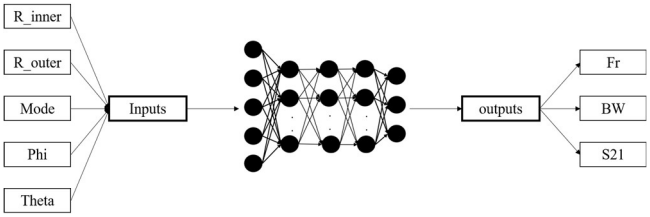


Fig.3. Model Inputs and Outputs

Table 1. FSS parametric simulation steps

Parameters	*R_inner*	*R_outer*	*phi*	*theta*
Begin	2mm	12mm	0deg	0deg
End	11mm	21.5mm	80deg	80deg
Step	0.5mm	0.5mm	10deg	10deg

In order to collect the required dataset, we have carried out large number of parametric EM simulations under ANSYS-HFSS; we have tuned 4 variables (*R_inner, R_outer, phi and theta*) according to table 1. The chosen

values have been set according to the unit cell available space.

III. OVERVIEW ON THE PROPOSED ANN MODEL

NNs are modeled to mimic human brain neurons to establish a relationship between some inputs and outputs, as presented in Fig.3, to get the desired response based on predefined input conditions. The NN's basic building blocks consist of input, hidden and output layers. Each layer is an association of one or more nodes and each node is linked to the neighboring ones through weighted connections.

We have selected the Rectifier Linear Unit as an activation function and the Levenberg Marquardt [17] as optimization function for a good trade-off between simple implementation and accuracy. Fig.4 presents the ANN retained architecture with 5 neurons for the input layer, 3 hidden layers with 30-30-15 neurons and 3 neurons for the output layer. These parameters have been adjusted to have again a trade-off between time computing and method precision. The ANN model was implemented using the MATLAB platform.

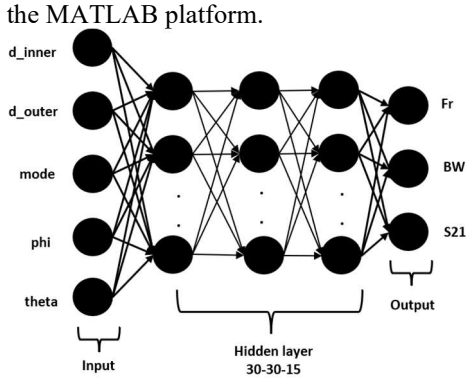


Fig.4. ANN architecture

IV. RESULTS AND DISCUSSION

Once we have finished adjusting all the parameters settings and completed the training process, we move on to evaluate the performance of our ANN model using both training dataset (85% of the total dataset) and test dataset (15%). Fig.5 presents the Mean Square Error (*MSE*) loss function in accordance with the number of epochs. The best validation performance is achieved at the 78th training epoch.

Table 2. MSE for the model outputs

Outputs	*MSE*
SE	2.4e-04
Fr	4.34e-05
BW	5.9e-05

Table 2 resumes the obtained MSE according to the test dataset for the three considered outputs. It can be definitely observed that, also for the validation dataset, the *MSE* reveals a very small value which demonstrates the model accuracy.

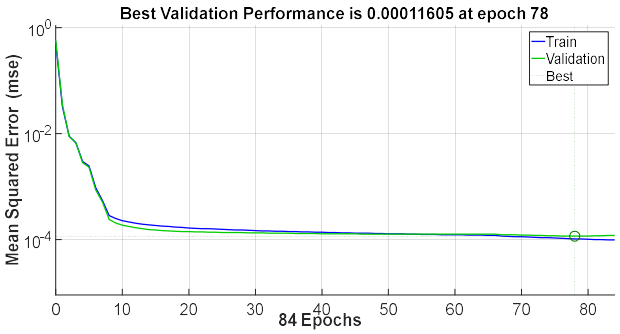


Fig.5. Epoch vs Loss Graph

Fig.6 illustrates, more in details, the performance of the model by comparing the predicted/obtained outputs to the desired ones. In fact, almost all the traced points define a linear curve with unity as slope (i.e., Obtained outputs~Desired outputs). Furthermore, Fig.7 illustrates an excellent agreement between the point cloud of obtained and desired outputs.

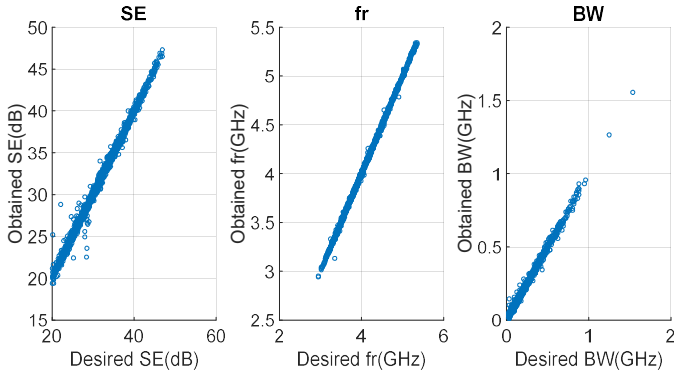


Fig.6. Desired Outputs vs Prediction Outputs

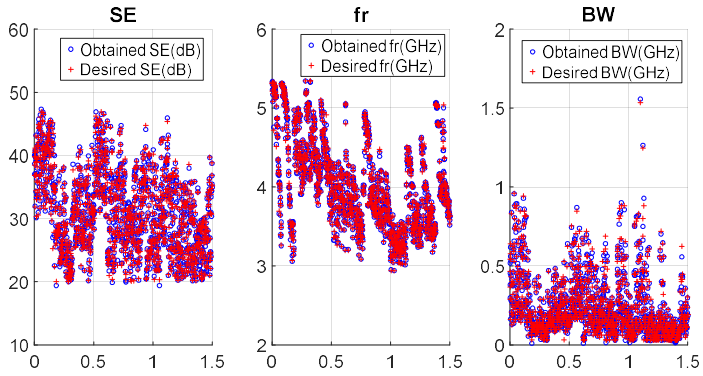
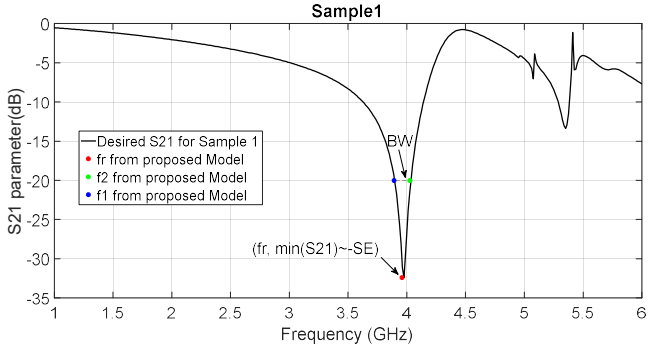


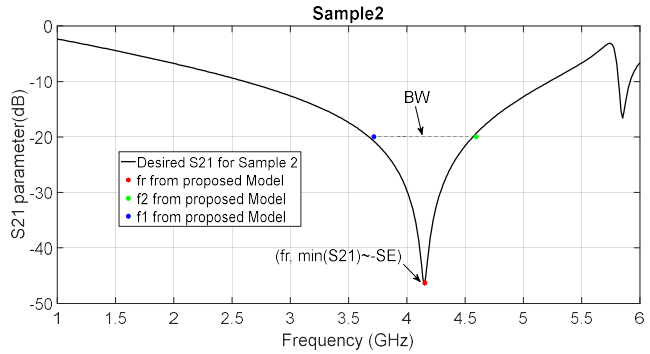
Fig.7. Point Cloud of desired outputs vs prediction outputs

For a better result validation demonstration, we have chosen to compare two different FSS sample structures with different geometrical parameters and wave incident angles. The first FSS form, Sample 1, corresponds to *R_inner*=4.5mm, *R_outer*= 18mm, TM Mode, *theta*=30 deg and *phi*=40deg, whereas sample 2 considers the following structure (*R_inner*=8.5mm *R_outer*= 21mm, TE Mode, *theta*=0 deg and *phi*=0deg). According to the

results highlighted in Fig.8, the model prediction outputs *Fr*, *SE* and *BW* fit perfectly the desired *S21* curve.



(a)



(b)

Fig.8. Comparison of simulated and predicted FSS frequency responses (a) Sample1 (b) Sample 2

V. CONCLUSION

In this research, we propose an ANN model to help us design FSS structures that can be used as an EMI shielding screen to protect against 5G surrounding signals (more precisely around the 3.5 GHz). In fact, the suggested technique predicts the electrical parameters (*Fr*, *SE* and *BW*) using geometrical parameters and taking into account incident wave angles as inputs. A very good agreement can be observed from obtained results except of some small fluctuations that can be recovered using larger dataset and deeper NN architecture.

As perspectives, different FSS structures with different physical parameters can be taken into account for the modeling process. In fact, it could include the substrate parameters, number of FSS layers and even the FSS shape in 3D representation instead of classical planar structures.

REFERENCES

[1] Wang, D. and al. "*From IoT to 5G I-IoT*", IEEE Communications Magazine, Vol. 56, Issue. 10,2018.

[2] Chaudhary, V. and al. "*Design and Analysis of a 5G Electromagnetic Shielding Structure*" 2020 IEEE 4th Conference on Information & Communication Technology (CICT) .

[3] Solkin, M. *"Electromagnetic interference hazards in flight and the 5G mobile phone"* Transportation research procedia, Vol. 59, p.310-318, 2021.

[4] Uma Varun, V. et al. *"Hybrid Polymer Nanocomposites as EMI Shielding Materials in the X-Band"* Materials Today: Proceedings, Vol. 28, p. 796-798, 2020.

[5] Panwar, R., & Lee, J. R. *"Recent Advances in Thin and Broadband Layered Microwave Absorbing and Shielding Structures for Commercial and Defense Applications"* Functional Composites and Structures, Vol.1, no. 3, 2019.

[6] Besnoff, J., and al. *"A Frequency-Selective Zero-Permeability Metamaterial Shield for Reduction of Near-Field Electromagnetic Energy"* IEEE Ant. and Wireless Propag. Letters, Vol. 15, p. 654-657, 2015.

[7] Sivasamy, R., et al. *"A Low Profile Paper Substrate-Based Dual-Band FSS for GSM Shielding"* IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 58, Issue.2, 2016.

[8] Wang, H., et al. *"Dual-Band Miniaturized FSS with Stable Resonance Frequencies of 3.4/4.9 GHz for 5G Communication Systems Applications"* IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 14, Issue 1, p. 1-6, 2020

[9] Ben A Munk. "*Frequency selective surfaces: theory and design*." John Wiley & Sons, 2005.

[10] Moinzad, S., & Abdolali, A. *"A new efficient approach for fast and accurate design of frequency selective surfaces based on geometry estimation networks"* Neural Computing and Applications, Vol. 28, p. 2727–2734, 2017.

[11] Langley, R.I., & Parker, E.A. *"Double-square frequency selective surfaces and their equivalent circuit"* Electronic Letters, Vol.19, Issue 17, p. 675 – 677, 1983.

[12] A.N, M.C., et al. *"Compact Ultra-Wideband FSS Optimized through Fast and Accurate Hybrid Bio-Inspired Multiobjective Technique"* IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol.14, no.9, 2020, p. 884-890.

[13] Lins, H.W.C., et al. *"Enhanced Wideband Performance of Coupled Frequency Selective Surfaces Using Metaheuristics"* Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 55, Issue.4, p. 711-715, 2013.

[14] F, L.C.M.M., et al. *"Synthesis of Multiband Frequency Selective Surfaces Using Machine Learning with the Decision Tree Algorithm"* IEEE Access, Vol. 9, 85785 – 85794, 2021.

[15] M.B, M., Yrjölä, S., & Ahokangas, P. *"Spectrum management in the 6G era: The role of regulation and spectrum sharing"* 2nd 6G Wireless Summit, 2020.

[16] https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss/ (accessed Jan. 15, 2019)

[17] M.S, and A.A. *"A New Efficient Approach for Fast and Accurate Design of Frequency Selective Surfaces Based on Geometry Estimation Networks."* Neural Computing and Applications, Vol. 28, p. 2727–2734, 2017.

CEM des transports : automobile, aéronautique, ferroviaire

METAMODELS OF OPTIMAL PROGNOSIS (MOP) FOR EMC ANALYSES.

APPLICATION TO CROSS-TALK ON AUTOMOTIVE HARNESS

F. Bocquet[1], M. Husek[2], P. Padmanabhan[4], G. Guida[3]

[1]Ansys France, 15 place G. Pompidou 78180 Montigny-Le-Bretonneux - France, frederic.bocquet@ansys.com
[2]Dynardo GmbH an Ansys affiliate, Steubenstraße 25 99423 Weimar - Germany, martin.husek@ansys.com
[3]Ansys Italy, Via G. B. Pergolesi 25 2014 Milano - Italy, giancarlo.guida@ansys.com
[4]EMA Inc, 143 Union Blvd. Ste 900, Lakewood, CO 80228- USA, prasanna.padmanabhan@ema3d.com

Abstract. The complexity of cable harnesses required to connect the various subsystems in a modern car is particularly challenging. It has been estimated that a modern vehicle can contain up to 1500 wires totaling 1 mile in length, compared to the 55 wires, total 50 ft., mounted on a car in the early 50's.
A quantitative parameter to estimate the quality of a specific cable layout is the crosstalk noise, induced on low voltage cables by the high voltage cables routed in proximity.
In this paper we present the application of advanced metamodeling techniques to the design, the optimization and the assessment of harnesses for automotive application.
Two case studies are presented: the development of design guidelines to reduce crosstalk levels, and the impact of stochastic variation of the cross-section on the near-end and far-end crosstalk.
The methodology presented here, can be applied to harness design in many other industrial segments such as aeronautical, space and defence.

I. INTRODUCTION

Optimization and robustness analysis have become important tools for the virtual development of industrial products. In parametric optimization, the optimization variables are systematically modified by mathematical algorithms in order to get an improvement of an existing design or to find a global optimum. The design variables are defined by their lower and upper bounds or by several possible discrete values.
In real world industrial optimization problems, the number of design variables can often be very large. Unfortunately, the efficiency of mathematical optimization algorithms decreases with increasing number of design variables. For this reason, several methods are limited to a moderate number of variables, such as gradient based and Adaptive Response Surface Methods. With the help of sensitivity analysis, the designer identifies the variables which contribute most to a possible improvement of the optimization goal. Based on this identification, the number of design variables may be dramatically reduced, and an efficient optimization can be performed. Additional to the information regarding important variables, sensitivity analysis may help to decide, if the optimization problem is formulated appropriately and if the numerical CAE solver behaves as expected.
A modern approach to search for better designs or to compute the" best" design has to introduce all available engineering know-how, and has to automate a multidisciplinary optimization process.
By specifying the design criteria as objectives and constraints and specifying the space of all possible designs with optimization parameters, a framework for numerical optimization can be defined. Part of the challenge of defining a multidisciplinary optimization problem will be the communication of different design groups about conflicting objectives, fixed criteria or weighted compromise objective functions. Consequently, the degree of non-linearity has to be taken into account in the optimization process. Because of that the resulting optimization problem may become very noisy, very sensitive to design changes or ill conditioned for mathematical function analysis (non-differentiable, non-convex, non-smooth). That defines the requirements to a modern optimization tool. Arbitrary solvers have to be connected, optimization strategies for smooth as well as for non-smooth or even ill-posed problems have to be available. Besides the problem to find an optimal design, the evaluation of the robustness, for example, the sensitivity of unavoidable scatter of design variables due to the structural response, becomes more and more important. Very often, optimized designs tend to be very sensitive to small (sometimes random) fluctuations of parameters. Such phenomena may occur due to system instabilities like bifurcation problems in the structure. Design robustness can be checked by applying a systematic perturbation analysis based on a randomly generated design sample set. Statistics on the sample set allows the evaluation of robustness of the optimized design.

II. METAMODELS OF OPTIMAL PROGNOSIS

Meta-modeling is one of the most popular strategies for design exploration within nonlinear optimization and stochastic analysis.
The selection of the optimal filter configuration and the best suitable meta-model for a specific problem is difficult as shown in **Error! Reference source not found.**. To develop an automatic approach, we need to define a measure for the characterization of the approximation

quality. For this purpose, we use the generalized coefficient of determination

$$R^2 = \left(\frac{\mathbf{E}[Y \cdot \hat{Y}]}{\sigma_Y \sigma_{\hat{Y}}} \right)^2 = \left(\frac{\sum_{k=1}^{N} \left(y^{(k)} - \mu_y \right) \left(\hat{y}^{(k)} - \mu_{\hat{y}} \right)}{(N-1)\sigma_y \sigma_{\hat{y}}} \right)^2$$

which results for the special case of pure polynomial regression.

To judge the quality of an approximation we have to evaluate the prognosis quality. For this purpose, we use an additional test data set. The agreement between this real test data and the meta-model estimates is measured by the so-called coefficient of prognosis CoP we need to define a measure for the characterization of the approximation quality. For this purpose, we use the generalized coefficient of determination

$$CoP = \left(\frac{\mathbf{E}[Y_{Test} \cdot \hat{Y}_{Test}]}{\sigma_{Y_{Test}} \sigma_{\hat{Y}_{Test}}} \right)^2 ; \quad 0 \leq CoP \leq 1.$$

The advantage of the CoP compared to other existing error measures, for example the mean squared error, is the automatic scaling of the CoP, where we can derive that for example a CoP equal to 0.8 is equivalent to a meta-model prediction quality of 80% for new data points.

III. CASE STUDY I: DESIGN GUIDELINES FOR CROSSTALK MINIMIZATION

A quantitative parameter to estimate the quality of a specific cable layout is the crosstalk noise induced on low voltage cables by the high voltage cables routed in proximity.

In this context the usage of numerical simulation to evaluate and minimize crosstalk noise would be very important. The simulation tool could be used to understand what cable layout parameters (length, distance, etc..) have the greatest influence on the crosstalk, what is the probability that a given cables configuration falls below a certain threshold of crosstalk, and synthesize cable layouts that will experience a crosstalk noise below a specific threshold.

On the other hand, automotive cables could be electrically long and their layout particularly intricate, therefore a solution involving a full-wave solver in a standard optimization cycle would require a large calculation time not compatible with engineering cycle.

A different approach has been applied here:

1. Using a neural network (NN) based on Metamodel of Optimal Prognosis (MOP), we implemented an artificial intelligence (AI) to design an optimal cable layout while answering the aforementioned questions.
2. An FDTD solver coupled with a transmission line solver has been used to ensure high accuracy with a large reduction of the solution time.
3. The design of cables can be fully automated, and the simulation results can be used to assess new designs without reusing the solver thus further reducing calculation time.

The methodology has been applied to the case study shown in Fig. 1.

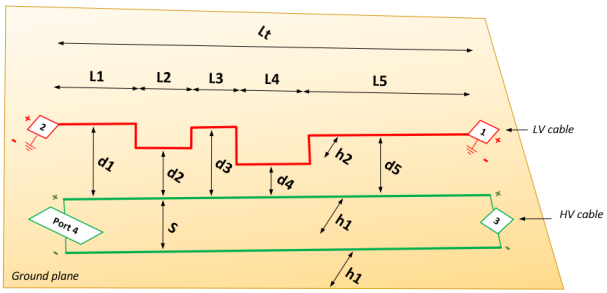


Fig. 1 – Case study I

The cable layout is controlled by following geometrical parameters:

Table 1 – Variables name and meaning

Lt	*Total length of the cable*
Li	*Length of the i-th segment*
di	*Distance between the i-th segment*
hi	*Distance from the ground plane*
s	*Distance between the HV cables*

The minimum and maximum crosstalk voltage, and the time step at which they occur have been used as observables. A MOP has been synthesized and the impact of each parameter on the observables, expressed in percentage, has been calculated as summarized as shown here after:

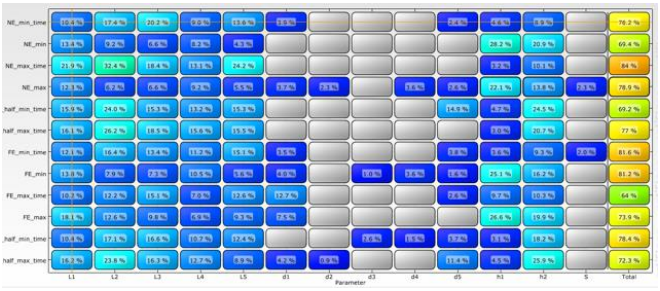


Fig. 2 – Relevance of variables measured in percentage

The Design of Experiment has been reconstructed entirely thus allowing to individuate the designs with a probability of failure smaller than a threshold:

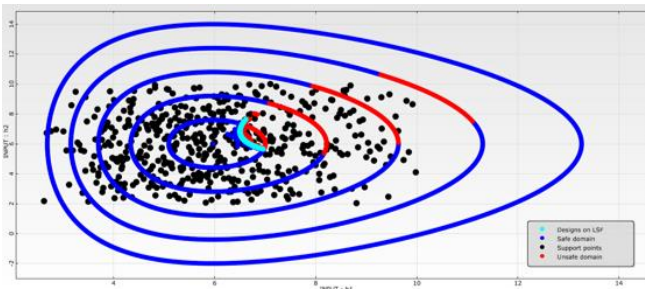


Fig. 3 – Probability of Failure

IV. CASE STUDY II: IMPACT OF STOCASTIC VARIATION OF HARNESS CROSS-SECTION

Several authors **Error! Reference source not found.**,**Error! Reference source not found.**,**Error! Reference source not found.** have investigated the impact of random variation of cable cross-section on the crosstalk levels.

In the referred papers, a 2 mt. cable with 14 wires terminated on different lumped loads is routed on a large ground plane.

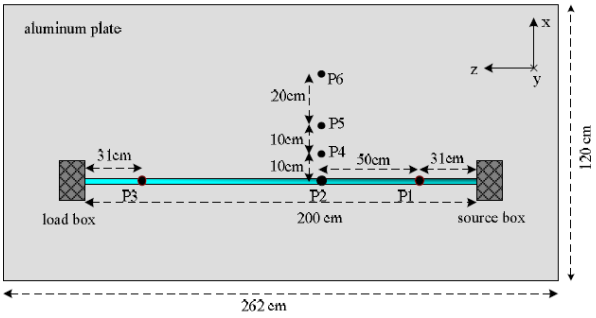


Fig. 4 Case Study II

The metamodeling procedure described in the previous paragraph has been applied to this setup: the position of the wire 4 has been changed applying a stochastic variation to its coordinates along X and Y axis, accordingly to Weibull and Gaussian function respectively.

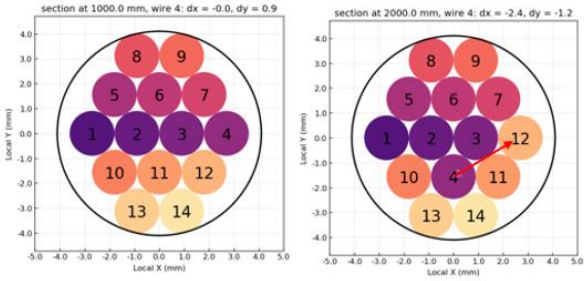


Fig. 5 Cable cross-section Left: nominal, Right: variation

The wire 2 has been excited with a square waveform and a parametric analysis has been launched to evaluate the crosstalk noise at both at the near-end and far end of the wire 4.

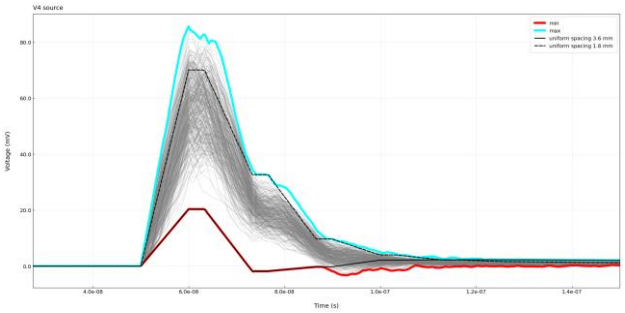


Fig. 6 Near end crosstalk

The MOP for these observables has been synthesized simulating 300 designs and it has been used to evaluate the probability of failure, i.e. the probability that a cross-section variation would generate a crosstalk noise larger than 85 mV.

Since in a modern platform there are subsystems that provide safety critical functionalities as in the autonomous driving vehicle, the evaluation of designs that overcome a safety threshold is becoming more and more important and it calls for predictive EMC analysis.

Fig. 7 shows the probability distribution, the functional and safety limit calculated using the MOP for the DOE of the case under investigation

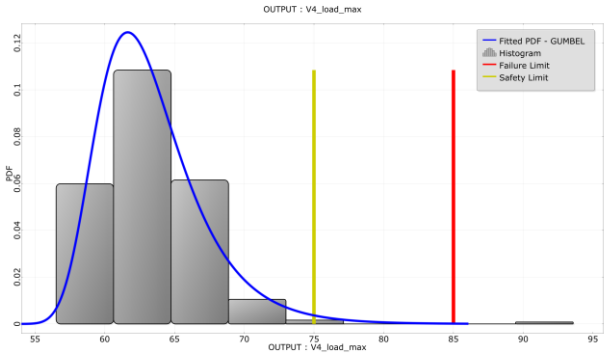


Fig. 7 Probability of Failure

V. CONCLUSIONS

The complexity of harness layout in a modern vehicle require to use efficient numerical methods to calculate quantities that describe the quality of the layout. Among the other observables, crosstalk noise induced on sensitive wires is of paramount importance. We have applied the Metamodels of Optimal Prognosis to build a toolkit that helps designer to identify the optimal cable layout, conjugating the accuracy of the prediction with a reduced calculation time. Two case studies have been presented: the prediction of crosstalk in a low voltage-high voltage cable, and the impact of stochastic variation of cable cross-section on the near-end and far-end crosstalk

REFERENCES

[1] T. Most, and J. Will. "*Metamodel of Optimal Prognosis – an automatic approach for variable*

reduction and optimal metamodel selection," Proceedings of the Weimarer Optimierungs- und Stochastiktage 5.0, pp. 20-21, Weimar, Germany, November 2008.

[2] D. Roos, T. Most, J. F. Unger, and Will J. "Advanced surrogate models within the robustness evaluation ". In Proceedings of the Weimarer Optimierungs- und Stochastiktage 4.0, Weimar, Germany, November 29-30. 2007.

[3] D.G Beetner, H. Weng, M. Wu, and T. Hubbing *"Validation of Worst-case and Statistical Models for an Automotive EMC Expert System",* IEEE 2007

[4] W.T. Smith, C.R. Paul, J.S. Savage, S.K.Das, A.D. Cooperider, and R.K.Frazier, *"Crosstalk modeling for automotive harnesses,"* 1994 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 447

[5] S. Sun, J. Drewniak, and D. Pommerenke, *"Common-mode radiation resulting from hand-assembled cable bundles on automotive platforms,"* Proceedings of the 2006 IEEE International Symposium on EMC, vol. 2, pp. 298-303, Aug. 2006.

[6] S. Shiran, B. Reiser, and H. Cory, *"A probabilistic model for the evaluation of coupling between transmission lines*," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 35, no. 3, pp. 387-393, 1993.

VERS UNE CARACTERISATION DU BLINDAGE ELECTROMAGNETIQUE SUR UN LARGE SPECTRE DE FREQUENCES

Charles Jullien[1], Anca Dieudonne[1], Guillaume Andrieu[2]

[1]Safran Electrical & Power, 1 Rue Louis Blériot 31702 BLAGNAC, charles.jullien@safrangroup.com
[2]Laboratoire XLIM, 123 Avenue Albert Thomas 87060 LIMOGES, guillaume.andrieu@xlim.fr

Résumé. Cet article traite de la caractérisation du blindage des faisceaux de câbles. L'influence de l'environnement électromagnétique perturbateur peut s'exprimer au travers de l'impédance de transfert, paramètre qui caractérise parfaitement les performances d'un blindage donné, mais limité au domaine « basse fréquence », en dessous des fréquences de résonance du câble. L'efficacité du blindage traduit l'atténuation de champ d'un blindage, mais il s'agit plutôt d'une mesure qualitative, qui dépend de la configuration du test. Il n'existe pas aujourd'hui de moyens de test, ni de paramètres génériques capables de caractériser les performances de blindage des faisceaux de câbles, sur l'ensemble du domaine fréquentiel des normes aéronautiques, et un écart de fréquence existe entre les méthodes de mesure actuelles. Cet article propose une voie à suivre pour combler cet écart de fréquence en permettant une mesure d'un paramètre de transfert de fréquence plus élevée à l'aide d'une injection et d'une mesure de courant localisées.

I. INTRODUCTION

Le nombre d'équipements électriques et électroniques à bord des aéronefs ainsi que leurs connexions et alimentations associées ont massivement augmenté au cours des 20 dernières années. A titre d'exemple, il n'y a pas moins de 500 km de câbles dans un Airbus A380. De plus, pour alimenter ces équipements et fournir des services toujours plus performants, de nouvelles alimentations en tension apparaissent dans les systèmes électriques des avions, comme le HVDC (High Voltage Direct Current) – 540 V, le HVAC (High Voltage Alternative Current) – 230 V, fréquence variable ou le PWM (Pulse Width Modulation). L'utilisation accrue de matériaux composites dans les structures primaires et secondaires des avions a un impact important sur l'environnement électromagnétique des systèmes électriques. En vue de la certification, les équipements sont tous soumis à des tests normalisés (ex : RTCA-DO160G / Ed14G), exigeant que tous les systèmes électriques soient protégés de leur environnement et les uns des autres tout en limitant leurs émissions vers l'environnement. La densité plus élevée des câbles électriques, la diversité des signaux transmis, les nouvelles conditions d'environnement et les normes de test à respecter rendent la conception électrique CEM de plus en plus complexe.
Le système d'interconnexion du câblage électrique (EWIS) peut être protégé soit :

- par blindage : en plaçant un écran conducteur qui protège des couplages entre câbles et limite le rayonnement électromagnétique mais en ajoutant ainsi de la masse et des surcoûts au système
- par ségrégation : en séparant physiquement certains liens des autres, notamment les liaisons puissance et signal [1][2] ; mais l'espace limité dans un avion ne le permet pas toujours

Les deux aspects, blindage et ségrégation, doivent être pris en compte et un compromis doit être trouvé entre eux dès le début du processus de conception des faisceaux de câbles. Nous nous concentrons dans cette étude sur la caractérisation et la conception du blindage des faisceaux de câbles. L'influence de l'environnement électromagnétique perturbateur sur un câble blindé peut être exprimée par une fonction de transfert appelée impédance de transfert (Zt) [3] (l'admittance de transfert étant souvent négligée). Ce paramètre relie parfaitement la conception d'un blindage à ses performances de blindage, mais se limite aux « basses fréquences », en dessous des fréquences de résonance du câble. Une autre façon de caractériser la performance d'un blindage électromagnétique consiste à utiliser l'efficacité de blindage (Shielding Effectiveness - SE) [4]. Cette mesure est requise et effectuée sur des systèmes électriques complets (sources, charges, installation, y compris les faisceaux de câbles blindés) mais n'est pas directement applicable à un seul faisceau de câbles blindés. De plus, la caractérisation des écrans obtenus par cette méthode est dépendante des moyens de test, des conditions d'installation et de l'échantillon, ce qui en fait une mesure qualitative et non quantitative. Cette méthode couvre en revanche les « hautes fréquences », à partir de 100 MHz jusqu'à des dizaines de GHz. Nous allons ainsi définir dans le chapitre suivant le lien entre ces deux observables de performances de blindages, puis présenter une nouvelle méthode basée sur celle de la BCI (Bluk Current injection) et enfin montrer des résultats de son extension dans les hautes fréquences au-delà de 100MHz.

II. SE AVEC UNE VIRC

Afin de combler le fossé et d'associer les mondes « basses » et « hautes fréquences », différentes études ont été menées et ont abouti à quelques règles empiriques. L'un des plus frappants est la définition de l'atténuation de blindage telle que définie dans la norme CEI 62153-4-0. Cependant, cela ne permet pas de caractériser le blindage à proprement parler. B. Demoulin et L. Kone ont proposé dans [4] une procédure de caractérisation de l'efficacité de blindage d'un câble utilisant une chambre réverbérante à brassage de modes ainsi que le lien entre cette efficacité de blindage et l'impédance de transfert [3].

Une alternative au CRBM est la VIRC (Vibrating Intrinsic Reverberant Chamber), adaptée et installée dans les locaux de Safran Electrical & Power. Ce moyen d'essais possède des parois métalliques souples soumises à des mouvements complètement aléatoires, assurant ainsi que statistiquement le principe d'une chambre réverbérante est parfaitement respecté. Le dispositif de test utilisé, présenté sur la Figure 1, permet de mesurer l'efficacité du blindage entre 400 MHz et 20 GHz.

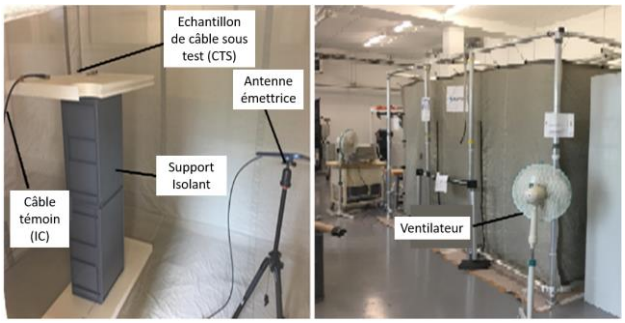


Figure 1. Configuration de l'efficacité du blindage dans VIRC

Afin de caractériser les câbles blindés, une configuration de test utilisant la VIRC a été proposée [5]. Le principe de la mesure « classique » de l'efficacité du blindage a été adapté à la VIRC. La caractérisation d'un échantillon d'essai de câble (CTS) se fait à l'aide de mesures S21 effectuées dans la VIRC contenant uniquement l'antenne émettrice et un récepteur (câble indicateur - CI) puis dans la VIRC contenant l'antenne émettrice et le CTS en série avec le CI initial. Un court-circuit est connecté à l'autre extrémité du CTS. La « contribution » du CTS doit être obtenue en soustrayant la première mesure de la seconde. L'antenne émettrice placée à l'intérieur de la chambre est reliée à un analyseur de réseau situé à l'extérieur de la chambre. Le "câble indicateur" (CI) est installé comme récepteur à l'intérieur de la VIRC et également connecté à l'analyseur de réseau. La calibration de l'analyseur de réseau est effectuée avec le CI. Les premières mesures des paramètres S21 sont effectuées sans l'échantillon de test de câble réel, en utilisant uniquement le CI. Le deuxième ensemble de mesures S21 est effectué avec CI et CTS. Le paramètre S21 correspondant à CTS est alors calculé comme suit :

$$S21_{CTS} = S21_{CTS+CI} - S21_{CI}$$

Par conséquent, un seul ensemble de mesures serait biaisé par l'état réel de la VIRC. Ainsi 50 ensembles de mesures indépendantes sont effectués, assurant ainsi suffisamment d'échantillons pour l'estimation de la valeur attendue de l'inconnue aléatoire - le paramètre S21. La valeur attendue est dans ce cas la valeur moyenne de 50 mesures d'échantillons. Cette procédure de test a été appliquée sur différents CTS, en utilisant différentes technologies de blindage, comme le montre la Figure 2

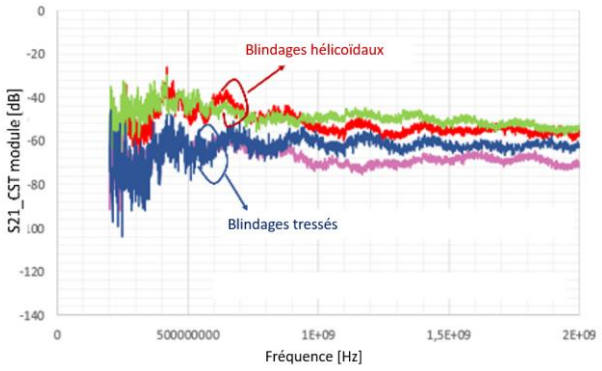


Figure 2. Comparaison entre deux séries d'échantillons

En comparant les résultats de mesure SE obtenus sur des échantillons de test similaires, effectués dans la VIRC et dans la CRBM, nous avons remarqué que les différentes technologies de blindage présentent le même comportement des deux côtés, validant ainsi notre approche de mesure de SE. En utilisant [3], une Zt équivalente a pu être déduite dans le domaine des hautes fréquences à partir de ces mesures SE. Cependant, les moyens de test VIRC peuvent rarement descendre en dessous de 300 MHz et les fréquences de résonance apparaissent très souvent autour de 10-100 MHz voire à des fréquences plus basses pour des harnais complexes (ayant une impédance caractéristique différente de 50Ω et des longueurs supérieures à 30cm).

III. ZT AVEC L'INJECTION LOCALISEE

En collaboration avec G. Andrieu du laboratoire XLIM à Limoges, une nouvelle méthode de mesure de l'impédance de transfert a été développée pour les hautes fréquences : la méthode d'injection localisée. Cette méthode utilise des sondes de courant magnétiques FCC, c'est-à-dire que la mesure est limitée à la plage de fréquence comprise entre la basse fréquence minimale de la sonde et la fréquence de résonance des câbles sous test ou la fréquence maximale d'utilisation de la sonde. Son principe est similaire à la caractérisation standard de la susceptibilité d'un appareil (BCI - Bulk Current Injection test set-up). Pour cela, le montage consiste à placer le CTS au-dessus d'un plan de masse, l'échantillon étant maintenu en place à l'aide de supports métalliques reliés électriquement au plan de masse. Une extrémité de l'éprouvette est reliée à un analyseur de réseau afin de mesurer la tension entre l'âme et le blindage, tandis qu'à l'autre extrémité l'âme et le blindage sont court-circuités. Deux sondes de courants, toutes deux connectées à un analyseur de réseau, sont placées sur le CTS : une sonde est utilisée pour l'injection de courant et l'autre pour la mesure du courant circulant sur le blindage comme illustré à la Figure 3. Plus de détails sur la configuration du test sont présentés dans [6].

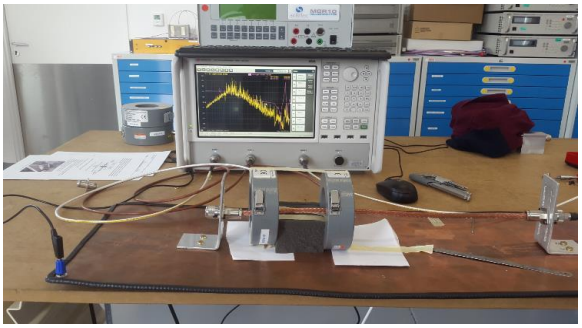


Figure 3. Configuration du test d'injection localisée

Si l'on compare comme sur la Figure 4, une mesure d'impédance de transfert (Zt) réalisée sur un câble coaxial RG58 en banc triaxial, un modèle issu de la littérature (modèle de Kley) et la mesure de l'impédance de transfert selon la méthode injection localisée, les 3 résultats se superposent sur toute la bande de fréquence de 15kHz à 100MHz.

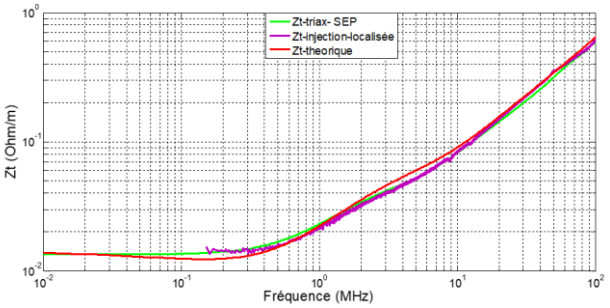


Figure 4. Comparaison Zt banc triaxial, injection localisée et modèle de Kley

Cette méthode de mesure a été ensuite testée sur différentes configurations de blindage (simple tresse, double tresse et guipé). Les impédances de transfert résultantes sont présentées sur la Figure 5.

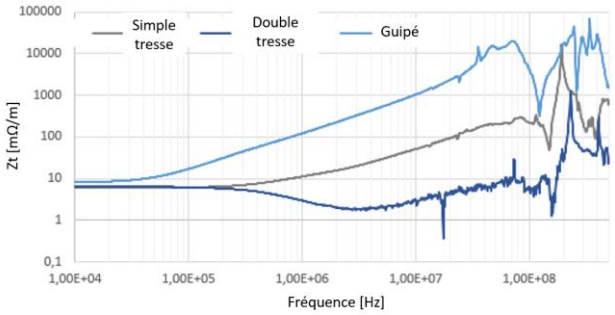


Figure 5. Comparaison entre la mesure de Zt d'échantillons avec la configuration d'injection localisée

L'impédance de transfert Zt de toutes les éprouvettes a également été caractérisée à l'aide d'un banc triaxial, mais ces valeurs sont limitées à 100 MHz. La comparaison entre les 2 méthodes a montré que la méthode d'injection localisée donne de bons résultats dans les basses fréquences et valide cette nouvelle méthode. Toute la justification est donnée dans [6]. La figure 4 montre les performances de blindage des types de blindage « classiques » (double tresse, simple tresse et guipé).

IV. EXTENSION EN HAUTE FREQUENCE

Comme la méthode d'injection localisée va au-delà de la première fréquence de résonance, elle pourrait conduire à un recouvrement de la bande de fréquence entre les mesures Zt classiques et les mesures d'efficacité de blindage permettant le passage de l'une à l'autre et la caractérisation de l'efficacité de blindage de différentes technologies. Pour cela, il faut pouvoir dépasser les limitations technologiques des sondes de courant à base de ferrite. Les sondes stripline introduites par G. Andrieu dans [7] permettent déjà de réaliser avec succès des essais de type BCI au moins jusqu'à 3GHz. L'idée ici consiste donc à utiliser ces sondes pour réaliser une mesure en injection localisée et dépasser les limites des sondes actuelles comme illustré sur la Figure 6.

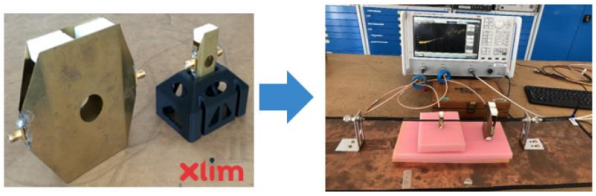


Figure 6. Sondes stripline du laboratoire XLIM et leur utilisation sur le banc injection localisée

Un exemple de résultat sur un échantillon de RG58 est présenté sur la Figure 7 où l'on compare la mesure de Zt réalisée avec les sondes stripline et celle réalisée avec les sondes classiques.

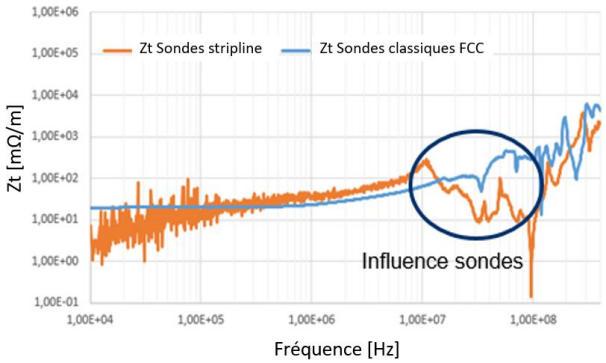


Figure 7. Comparaison du Zt obtenu avec des sondes stripline et des sondes classiques pour un câble coaxial RG58

On observe ainsi une bonne corrélation (comportement similaire et écart inférieur à 10dB) entre les mesures classiques avec les sondes FCC et les sondes stripline au niveau de la montée inductive sauf sur une plage de fréquence liée aux sondes entre 10 et 100MHz. Cette différence est observée pour tous les échantillons de câbles testés. Dans le cas du câble guipé, on arrive en plus à exciter le câble blindé même en basse fréquence permettant de retrouver le comportement résistif en dessous des 100kHz. Dans cette bande de fréquence 10kHz-100kHz, on maximise en couplage une des composantes si on change la position du câble par rapport

à l'onde initiale TEM. Les sondes Stripline ont été validées pour mesurer le Zt basse fréquence de 100kHz à 400MHz. Ainsi en utilisant la méthode décrite dans [4] et le moyen d'essai VIRC décrit dans le chapitre II, on peut remonter à partir d'une mesure de SE à une mesure de Zt par la relation suivante :

$$Z_t = \frac{\sqrt{2\ Z_c\ Z_w}}{\Delta L} 10^{0,05(SE)}$$

Où ΔL est longueur du câble, Zc l'impédance caractéristique du câble sous test et Zw l'impédance d'onde du milieu.

Une mesure illustrée sur la Figure 8 a alors été réalisée avec les sondes stripline de 400MHz à 3GHz et comparée au résultat de Zt obtenu en VIRC en passant par la transformation présentée ci-dessus.

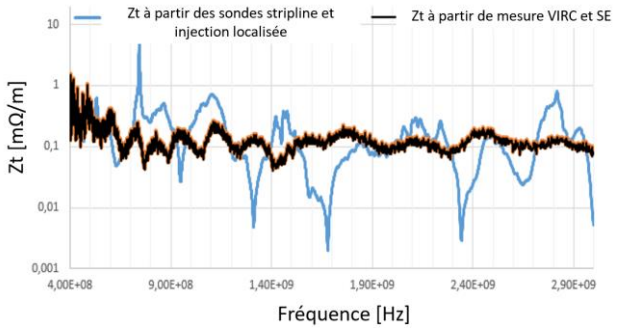


Figure 8. Comparaison du Zt obtenu par le SE en VIRC et la valeur obtenu avec les sondes stripline en méthode d'injection localisée

Les résultats montrent un niveau moyenné constant autour de 0,1Ω/m pour les deux résultats et des résonances globalement comparable. La tendance montre par ailleurs que ce niveau constant traduit un effet au-delà de l'impédance de transfert et prend en compte d'autres effets, notamment celui de l'admittance de transfert via la capacité de transfert. Cette capacité s'opposant à l'inductance de transfert pourrait expliquer ce comportement. Néanmoins cette méthode semble offrir des bons résultats pour définir les performances des blindages en hautes fréquences.

V. METHODE DE MESURE A PARTIR DES MATRICES RLCG

Une deuxième approche peut passer par la mesure à partir d'un analyseur de réseau des paramètres linéiques RLCG (résistance, inductance, capacité, conductance) afin de déduire l'impédance et l'admittance de transfert. En effet dans [8], les auteurs présentent la description d'un câble blindé par deux lignes de transmission selon l'hypothèse dit des « bons blindages » : une décrivant le domaine interne (ce qu'il y a sous le blindage par rapport au blindage) et une décrivant le domaine externe (le blindage par rapport à l'environnement autour du câble). Une fois les matrices RLCG de ces deux lignes déterminées, elles sont assemblées via l'impédance et l'admittance de transfert pour obtenir une unique ligne de transmission à une référence électrique. L'impédance caractéristique Z_c de cette ligne est décrite par l'équation suivante :

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z_{1ref}}{Y_{1ref}}}$$

$$= \sqrt{\begin{bmatrix} Z_{ext} & Z_{ext}-Z_t \\ Z_{ext}-Z_t & Z_{int}+Z_{ext}-2Z_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{int}+Y_{ext}-2Y_t & Y_t-Y_{int} \\ Y_t-Y_{int} & Y_{int} \end{bmatrix}^{-1}}$$

Où Zext est l'impédance du domaine externe (ligne de transmission entre le blindage et une référence électrique), Yext est l'admittance du domaine externe, Zint l'impédance du domaine interne (ligne de transmission entre l'âme et le blindage), Yint est l'admittance du domaine interne, Zt l'impédance de transfert et Yt est l'admittance de transfert. Le 2ième terme de la diagonale principale de la matrice Z_{1ref}, ainsi que le 1er terme de la diagonale principale de la matrice Y_{1ref} représentent les valeurs d'impédance et respectivement d'admittance mesurées entre l'âme et la référence électrique, alors que le blindage est en circuit ouvert aux deux extrémités. Les expressions de ces termes, ci-dessous notées Z_{hybrid} et Y_{hybrid}, sont explicités en fonction des impédances et des admittances des domaines interne et externe, ainsi que des impédances et admittances de transfert. Il est donc possible d'extraire les paramètres de transfert du blindage (Z_t et Y_t) comme suit :

$$Z_{hybrid} = Z_{int} + Z_{ext} - 2Z_t \rightarrow Z_t = \frac{Z_{int}+Z_{ext}-Z_{hybrid}}{2}$$
$$Y_{hybrid} = Y_{int} + Y_{ext} - 2Y_t \rightarrow Y_t = \frac{Y_{int}+Y_{ext}-Y_{hybrid}}{2}$$

Avec $Z = R + j\omega L$ et $Y = G + j\omega C$. Ainsi, il est possible d'identifier les paramètres linéiques de transfert du blindage Rt (résistance de transfert), Lt (inductance de transfert), Ct (capacité de transfert) et Gt (conductance de transfert), en identifiant les paramètres RLCG des 3 montages :

1 – Domaine interne : l'âme par rapport au blindage où aucune connexion n'est réalisée avec la référence externe (un plan de masse par exemple) ;

2 – Domaine externe : le blindage par rapport à la référence électrique externe où l'âme est en circuit-ouvert aux deux extrémités ;

3 – Montage hybride - l'âme par rapport à la référence électrique externe où le blindage est en circuit-ouvert aux deux extrémités.

Afin d'évaluer la méthode, le processus a été utilisé sur un câble RG213 placer à 5cm au-dessus d'un plan de masse à l'aide d'un analyseur de réseau sur la bande 10kHz à 1GHz et comparé à des mesures de Zt et d'Yt en banc triaxial. La Figure 9 illustre cette comparaison.

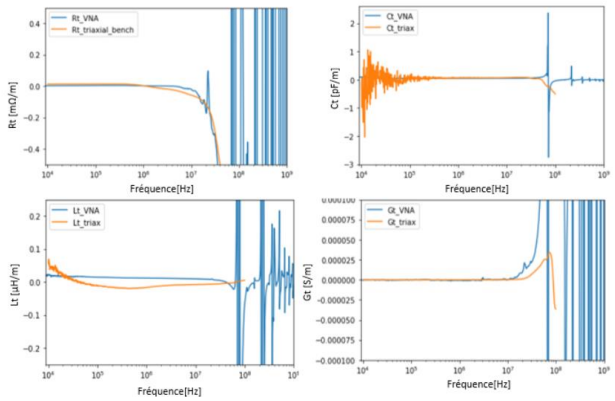


Figure 9. Comparaison des résultats issue de la mesure en banc triaxial (en orange) avec ceux issue de la mesure à l'analyseur de réseau (en bleu)

Les comportements mesures sont tout à fait comparables voire identiques pour les 4 paramètres linéiques. Il est à noter que l'échantillon caractérisé en banc triaxial était de 30cm (longueur du banc triaxial) et celui utilisé avec l'analyseur de réseau était de 60cm, ce qui explique la divergence des résultats au-delà de 100MHz. On remarque aussi que la valeur d'inductance de transfert issue de la méthode RLCG diverge de quelques dizaines de kHz à une dizaine de MHz. Néanmoins, on reste dans le même ordre de grandeur. Cet écart est en cours d'investigation.

VI. COMPARAISON DES TROIS METHODES

Afin de comparer l'ensemble des méthodes, un échantillon de RG213 de 60cm (30cm pour le banc triaxial) a été sélectionné pour réaliser une campagne préliminaire d'essais. Les mesures ont été réalisées sur la bande 10kHz – 9GHz. Pour maximiser le couplage notamment en haute fréquence avec la méthode utilisant les sondes stripline, l'échantillon est placé entre les deux plaques et non plus à travers. La Figure 10 montre les résultats obtenus avec la méthode de [4] (Zt(SE)_Demoulin), la méthode avec les sondes stripline et le montage injection localisé (Zt_mesStripLine), la méthode des paramètres linéiques RLCG (Zt_VNA), la méthode en banc triaxial jusqu'à 100MHz (Zt_triax) et une mesure de résistance en continu (R0).

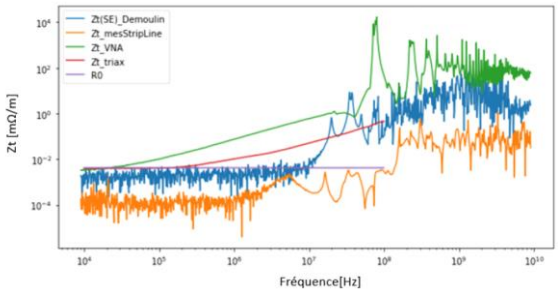


Figure 10. Comparaison de l'impédance de transfert obtenu avec les 4 méthodes de mesure et la résistance en continue

On observe tout d'abord que les résultats ont un comportement similaire au premier ordre mais des amplitudes différentes. On considère ici que la mesure d'impédance de transfert en banc triaxial est notre référence. Par ailleurs, cette hypothèse est renforcée par sa proximité en basse fréquence de la résistance en continu.
La méthode de [4] offre le résultat le plus proche du comportement haute fréquence de l'inductance de transfert de référence (à partir de 10MHz) et de la résistance de transfert. Ceci s'explique par le faite que la VIRC utilisé à une fréquence de résonance de 75MHz et un fréquence d'utilisation démarrant vers 400MHz.
La méthode RLCG donne aussi un comportement très similaire au banc triaxial de 10kHz à 100MHz et similaire à la méthode [4] de 100MHz à 9GHz. Cet écart peut être lié à plusieurs facteurs mais celui qui semble être fortement impactant est la complexité à mettre en œuvre le montage hybride qui nécessite d'isoler le blindage de l'âme. Pour cela, des interfaces placées en des boitiers métalliques sont à l'étude.
Enfin, la méthode d'injection localisée avec les sondes stripline offre un comportement proche au banc triaxial en basse fréquence de 10kHz à 4MHz et en haute fréquence de 100MHz à 9GHz proche de la méthode [4]. Comme sur la Figure 7, on voit le comportement lié aux sondes sur la bande 4MHz – 100MHz. On note cependant l'écart de 30-40dB sur toute la bande de fréquence. Cet écart est lié à plusieurs facteur, une mauvaise prise en compte des sondes stripline et une excitation en champ électrique.
Pour corriger, ce dernier point, un montage où le câble sous-test passe en dehors des sondes mais reste à proximité a été testé comme le montre la Figure 11.

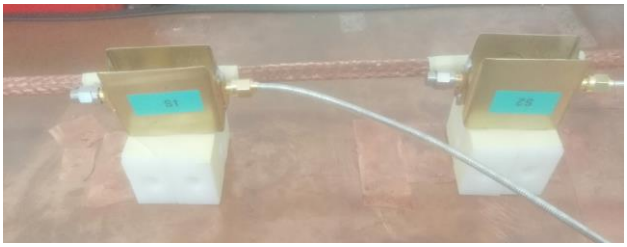


Figure 11 . Montage avec câble sous-test en dehors des sonde stripline

Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 12 où une comparaison entre la mesure en banc triaxial et la méthode avec les sondes stripline à côté du câble sous test est réalisée.

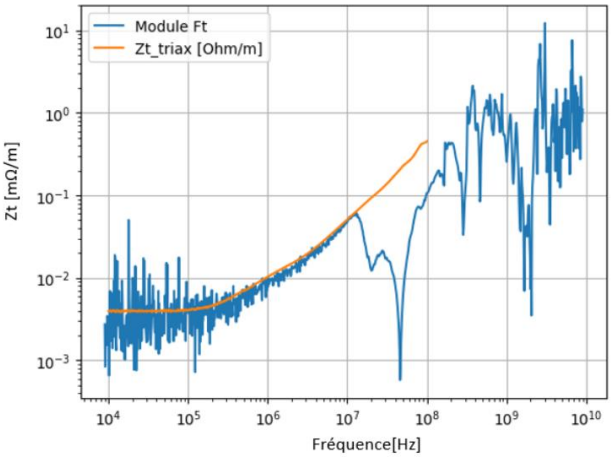


Figure 12. Comparaison de la Zt entre le montage modifié stripline (en bleu) et le banc triaxial (en orange)

Ici on voit que les résultats jusqu'à 15MHz sont quasiment identiques (au bruit de mesure prêt en basse fréquence) entre les deux méthodes. Au-delà de 200MHz, on retrouve le comportement haute fréquence issu des mesures précédentes avec la méthode [4].
Ainsi on remarque que l'impédance de transfert est obtenue avec différentes méthodes en basse et haute fréquence. Le plateau en haute fréquence observé sur la Figure 8 se retrouve dans les autres mesures. Ceci montre que dans la configuration mesure de Zt, au-delà des fréquences de résonances du câble, on mesure un autre paramètre probablement lié à l'admittance de transfert. On pourrait donc en conclure qu'une approche globale de ces deux paramètres sur une large bande de fréquence offrirait une caractéristique du blindage indépendant du moyen d'essais. Cela reste néanmoins des résultats préliminaires et ils devront être évaluer sur d'autres échantillons de câbles, voir des harnais.

VII. CONCLUSIONS

Ces travaux préliminaires montrent la difficulté de rapprocher la caractérisation des blindages des câbles et faisceaux basse et haute fréquence. Car s'il est admis que le comportement inductif de l'impédance de transfert tend vers l'infini, il est conditionné au contrôle des impédances caractéristiques des circuits externes et internes ce qui n'est pas le cas dans la majorité des cas. Néanmoins, la possibilité de mesurer des fonctions de transfert haute fréquence et la corrélation qui peut être faite avec le dispositif de mesure de l'efficacité du blindage des câbles haute fréquence ouvrent une voie intéressante pour les travaux futurs. Par ailleurs, il y a beaucoup de paramètres pouvant avoir une forte influence et nécessitant une attention particulière dans les montages expérimentaux. Une approche numérique déjà à l'étude dans le cadre Horizon 2020 de l'Union européenne sous la convention de subvention n° 101006771 – ORCHESTRA dont les premiers résultats seront présentés ultérieurement aidera à mieux comprendre les phénomènes en jeu.

REFERENCES

[1] C A. B. Conru, "A genetic approach to the cable harness routing problem," Proceedings of the First IEEE Conference on Evolutionary Computation. IEEE World Congress on Computational Intelligence, Orlando, FL, 1994, pp. 200-205 vol.1.

[2] C.Jullien, A.Dieudonne and J.Genoulaz, "Sensitivity crosstalk analysis study for aeronautics test case", URSI GASS, 2017

[3] S. A. Schelkunoff, "The Electromagnetic Theory of Coaxial Transmission Lines and Cylindrical Shields," Bell System Technical Joumal, Vol. 13, No. 4, 1934, pp. 532579

[4] B. Demoulin, L. Kone, "Shielded cable transfer impedance measurements in the microwave range of 1 GHz to 10 GHz", IEEE Electromagnetic Compatibility Society Newsletter, 2011, 229, pp.52-61

[5] G. Andrieu, N. Meddeb, C. Jullien and N. Ticaud, "Complete Framework for Frequency and Time-Domain Performance Assessment of Vibrating Intrinsic Reverberation Chambers," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 62, no. 5, pp. 1911-1920, Oct. 2020, doi: 10.1109/TEMC.2020.2966741.

[6] Z.E.Mohamed-Chérif, G.Andrieu, G.Alberto, N.Ticaud, C.Jullien, J.Genoulaz and A.Dieudonne, "Transfer Impedance Measurement of Shielded Cables through Localized Injection", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Oct. 2017. R. Paul, *"Introduction to Electromagnetic Compatibility"*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1992.

[7] G. Andrieu and A. Reineix, "High-frequency BCI-like tests with a stripline injection probe," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 58, no. 2, pp. 393–400, Apr. 2016

[8] J.P. PARMANTIER, F. ISSAC, S. BERTUOL, F. BOULAY « Modèle unifié d'un câble multiconducteur blindé : application à la susceptibilité et à l'émission électromagnétique », CEM France 2000, Clermont-Ferrand

REMERCIEMENTS

This work is an input for a project that receives funding from the European Union's Horizon 2020 research and innovation program under grant agreement No 101006771
This report reflects only the author's view and that the Agency is not responsible for any use that may be made of the information it contains.

MODELISATION ET MESURE DE LA DIAPHONIE ENTRE UN HARNAIS AERONAUTIQUE HVDC ET UNE LIAISON SENSIBLE

Charles Jullien[1], Laurent Moisset[2,1], David Thomasse[2,1], Sid-Ahmed Aris[2]
[1]Safran Electrical & Power, 1 Rue Louis Blériot 31702 BLAGNAC, charles.jullien@safrangroup.com
[2]IRT Saint Exupéry, CS34436, 3 Rue Tarfaya, 31400 TOULOUSE, laurent.moisset@irt-saintexupery.com

Résumé. Dans cet article, nous nous concentrons sur le problème de l'évaluation de diaphonie entre un harnais HVDC (High Voltage Direct Current) et un harnais sensible pour un système aéronautique. Les différentes études menées ces dernières années sur les thèmes de la diaphonie et de la modélisation des harnais en général ont permis de mettre en place des briques modèles et des outils de simulations ainsi que des procédures de mesures. La mise en place d'une méthode d'évaluation de la diaphonie permet de déterminer l'influence sur l'installation avion ainsi que sur l'impact des technologies des harnais. Une comparaison entre les résultats de simulation et les résultats de mesure sur banc a été réalisée afin de valider les modèles développés.

I. INTRODUCTION

Dans les années à venir, afin de répondre à l'ambition de l'aviation décarbonée, l'énergie électrique pourrait devenir la principale énergie à bord des avions. En effet, le remplacement des fonctions pneumatiques et hydrauliques par des fonctions électriques et l'augmentation des systèmes électroniques embarqués (wifi, divertissement, centrale informatique, dégivrage...) nécessite déjà une importante production d'énergie électrique. La propulsion électrique ou hybride qui prend maintenant une ampleur encore plus importante face au défi des changements climatiques pourrait aussi jouer en ce sens. La meilleure conception en termes de position, de nombre de sources et de consommateurs à bord est essentielle. L'optimisation des harnais sera aussi importante que l'optimisation des systèmes connectés à leurs extrémités. Le HVDC comme son nom l'indique est une haute tension mais en courant continu et constitue une des technologies clé pour répondre au besoin de transmission de puissance embarquée en passant des réseaux connus 28/270VDC à plus de 800VDC. Ceci indique que l'énergie est transmise à fréquence nulle et que les champs restent statique. Si l'on regarde les différentes sections de la DO160 (section 19-20-21-22) [1], les systèmes considérés susceptibles sont sensibles aux signaux fréquentiels. Ainsi on pourrait considérer que la thématique CEM est non-applicable pour une contrainte HVDC.
En effet, un système de puissance DC n'est pas sensible aux essais en susceptibilité et n'émet pas de perturbation pour les essais en émission. Dans ce sens, le design des différents équipements des liaisons DC n'intègre que peu d'éléments de filtrage. Or les liaisons envisagées dans le cadre des problématiques HVDC sont prévues pour alimenter, à partir d'une batterie ou d'un convertisseur basé dans le fuselage, des moteurs électriques placés dans des ailes principalement en passant dans des zones qui ne seraient pas métalliques (caissons d'ailes en composite par exemple). Ainsi de grandes longueurs de harnais peuvent être exposées à des champs électromagnétiques couvrant une large gamme de fréquences peu filtrées. On peut avoir le même raisonnement pour les liaisons fortes tensions en courant alternatif nommées HVAC (High Voltage Alternative Current).
Par ailleurs, les convertisseurs AC/DC auxquels les liaisons HVDC peuvent être raccordées sont de plus en plus optimisées en masse et en volume limitant aussi le filtrage qui peut être mis en place, laissant du bruit haute fréquence résultant du découpage circulant sur le harnais HVDC.
Ainsi même si l'installation et la protection des harnais est étudiée depuis un certain temps [2][3], il est nécessaire de maitriser l'impact que va avoir l'augmentation de tension associée aux potentiels problèmes de filtrage. Cet impact sur l'installation et la topologie des futurs harnais hautes tensions (HV) peut être évalué par une caractérisation du couplage électromagnétique entre une liaison perturbatrice et une liaison sensible appelé la diaphonie [4] mais nécessite d'avoir une méthode permettant de déterminer cette influence.
Dans cet article, nous allons présenter le principe d'évaluation de l'impact d'une liaison HV en diaphonie, puis des simulations préliminaires afin d'anticiper les résultats de mesures avant d'aborder le banc expérimental et des simulations de validation des résultats.

II. PRINCIPE DE LA DIAPHONIE

Le couplage électromagnétique entre les différentes liaisons est caractérisé par la "diaphonie" et plus précisément la diaphonie inter-harnais, caractérisée par le transfert d'un signal d'une liaison porteuse sur une autre liaison plus ou moins éloignée que l'on caractérisera de victime.
On distingue deux types de diaphonie : la télédiaphonie et la paradiaphonie. La première consiste à avoir le point de mesure d'un côté du câble victime et l'injection à l'opposé sur le câble agresseur. La deuxième est d'avoir la mesure et l'injection du même côté sur les câbles victime et agresseur. Dans notre application, l'intérêt se trouve dans l'apparition des fréquences de résonances qui sont liées aux chemins de couplage. Cette observable est directement liée à la ségrégation des harnais mise en place en aéronautique qui sépare en différentes « routes » les signaux plus ou moins perturbateurs et qui sont définies par plusieurs critères dont la diaphonie. Le principe de route est de pouvoir regrouper des signaux compatibles

ensemble et définit la possibilité de cheminement commun entre harnais appartenant à une même route. Le domaine de validité doit être défini pour couvrir également les phénomènes de variabilité (incertitudes sur les positions) ainsi que la robustesse nécessaire pour limiter la diaphonie entre une liaison HVDC et un harnais victime (la valeur limite d'acceptation).

Pour vérifier l'impact de l'installation impliquant le choix de la topologie (proche, écarté, …) et de l'absence de protection impliquant le choix de la technologie (blindage, surblindage, …) sur un harnais de puissance et sur la distance de ségrégation, l'approche suivante est proposée :

- Harnais HVDC de référence soumis à une perturbation haute fréquence → évaluation du courant sur le harnais victime (Idiaphonie_ref) pour une distance de référence d=15cm (similaire aux distances de ségrégation entre une route de puissance et une route de donnée sensible communément rencontrée dans les distances utilisées sur les avions en opération).
- Identifier pour d'autres topologies de harnais HVDC si le courant mesuré sur la victime dans la configuration de référence est différent du courant mesuré sur la victime dans la nouvelle configuration du harnais HVDC (Idiaphonie_test), soit : *Idiaphonie_ref ≠ Idiaphonie_test*
  - Si oui
    - *Idiaphonie_ref<Idiaphonie_test* alors recherche d'une nouvelle distance d pour que *Idiaphonie_ref≥Idiaphonie_test* avec une marge de 1dB → impact négatif sur l'installation car besoin de plus de place
    - *Idiaphonie_ref>Idiaphonie_test* alors recherche d'une nouvelle distance d pour que *Idiaphonie_ref≈Idiaphonie_test* avec une marge de 1dB → impact positif sur l'installation car besoin de moins de place
  - Si non
    - Pas d'impact sur la distance de ségrégation

Ce principe permet d'identifier rapidement l'impact de la topologie ou du choix technologique sur la diaphonie et donc leur influence sur les distances de ségrégation. Par ailleurs, ce critère peut–être traité à la fois par des essais expérimentaux mais aussi de la modélisation et de la simulation.

III. CAMPAGNE EXPÉRIMENTALE

L'essai consiste à alimenter un câble de puissance (harnais agresseur) et à mesurer sur un câble de signal générique (harnais victime) positionné à côté le courant résultant du couplage électromagnétique du harnais agresseur sur le harnais victime comme présenté sur la Figure 1. Les harnais doivent être placés à 5cm au-dessus d'un plan de masse conducteur d'au moins 6m de long ayant une résistance la plus faible possible (inférieur à 1 mΩ) et de telle façon à ce qu'il soit à au moins à 10cm de chaque bord. Les harnais doivent être raccordés dans des boitiers de charges à chaque extrémité qui serviront aussi à l'injection et à la mesure.

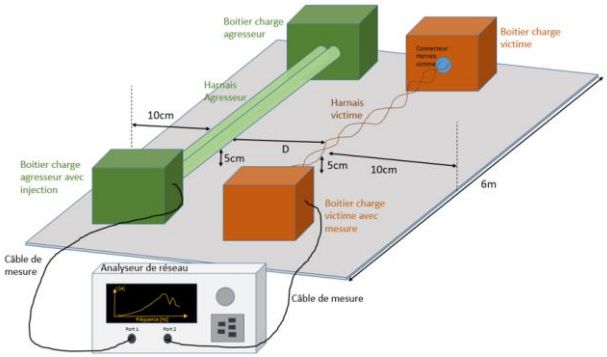


Figure 1. Schéma du montage expérimental de diaphonie

Ces distances sont issues des conditions d'essais de la DO160 Section 20-21. L'injection et la mesure se font via un analyseur de réseau à l'aide d'une sonde de courant sur la bande de fréquence 9kHz- 200MHz et sur 801 points en pas logarithmique. La caractérisation de la fonction de transfert de la pince a été réalisée afin de supprimer son influence. Avant chaque session de mesure, l'appareil a été être calibré en transmission.

Les deux extrémités sont dans un boitier conducteur sans ouvertures sauf pour le passage des câbles afin de limiter les couplages au niveau des extrémités avec l'environnement. Les ouvertures de passages des câbles sont adaptées à leur diamètres. Les boitiers sont reliés au plan de masse par au moins 4 points sur une équerre elle-même fixée au plan de masse pour assurer les 5cm de hauteur par rapport au plan de masse et un déplacement des boitiers pour tester différentes distances entre le harnais agresseur et le harnais sensible. Sur un des boitiers, il y a un connecteur passage de cloison pour le câble de mesure. Ce boitier servira à l'injection du courant par l'intermédiaire de la sonde de courant

Dans les deux boitiers, les extrémités du harnais sont mises en court-circuit (les deux phases entre elles) avec la possibilité de raccorder ce court-circuit soit à la masse électrique dans le boitier (on parlera de montage Mode Commun), soit en l'isolant pour laisser flottant la liaison (on parlera de montage Mode Différentiel). Dans cette dernière configuration, la pince de courant est placée sur une des deux phases contrairement en Mode Commun où la pince est placée sur le court-circuit avec la masse. La Figure 2 illustre le montage des deux configurations pour les deux boitiers.

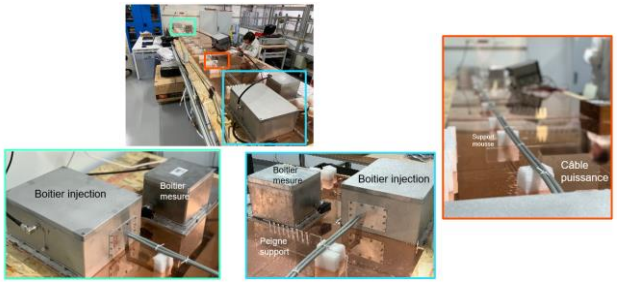


Figure 2. Banc expérimental de mesure de diaphonie

Dans les deux autres boitiers, les extrémités du harnais victime sont connectées à une charge résistive de 100Ω en différentiel et sur deux charges capacitives de 220nF connectées à la masse du boitier. Les impédances des boitiers sur la plage de fréquences utilisée ont été caractérisées. Deux configurations de mesures ont été réalisées :

- Mode différentiel : La pince de courant est placée sur une des deux phases
- Mode commun : La pince de courant sera placée sur les deux phases en même temps.

Le harnais agresseur est composé de deux câbles aluminium de gauge 00 mis côte à côte et non torsadé, connectés à des cosses aux deux extrémités et le harnais sensible est composé d'un câble bifilaire torsadé de gauge 24 connecté à des connecteurs circulaires aux deux extrémités. Ces câbles sont représentatifs d'une liaison de forte puissance et d'une liaison de communication entre un calculateur et un capteur par exemple.

Un exemple de résultat est présenté sur la Figure 3 qui montre le paramètre S21 (le courant de diaphonie) sur le harnais victime soumis à une agression du harnais HVDC en configuration deux conducteurs proches à plat avec une injection en mode commun et une mesure en mode commun (MC-MC).

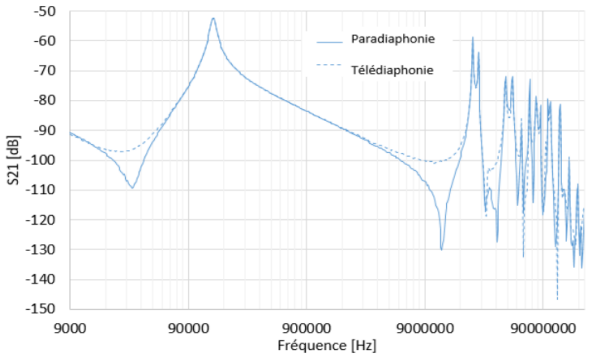


Figure 3. Résultats des mesures du courant sur la liaison victime en télé et para diaphonie

Si l'on compare les résultats, on remarque tout d'abord que les configurations paradiaphonie et télédiaphonie sont identiques sauf en haute fréquence où les antirésonances sont atténuées pour la télédiaphonie. Ceci s'explique par la différence de la position de mesure par rapport à celle d'injection. Par ailleurs, le comportement des courbes de la Figure 3 est proche de celui caractérisant les impédances des circuits victimes. Le couplage le plus fort dans ce cas est le MC-MC. En effet, dans le cadre du mode commun, la surface de la boucle du circuit de propagation du signal (conducteur + plan de masse) est plus importante car la distance entre les deux est de 5cm alors qu'en mode différentiel, c'est la distance qui sépare les deux conducteurs (de l'ordre de quelques millimètres). Ainsi quand l'injection est en mode commun, le signal perturbateur rayonne avec une plus forte amplitude. De même, la mesure reçoit plus de champs rayonné lorsqu'elle est en mode commun.

IV. MODÉLISATION PRÉLIMINAIRE

Les simulations préliminaires avaient pour objectif d'avoir une connaissance au préalable du comportement de la diaphonie avant les essais qui ont été réalisés à posteriori. Elles ont été faites avec CRIPTE (Calcul sur Réseaux des Interactions Perturbatrices en Topologie Electromagnétique) un logiciel développé par l'ONERA qui résout l'équation de Baum, Liu et Tesche pour des réseaux de lignes de transmission multiconducteurs basés sur la topologie électromagnétique [5].

La simulation montre notamment l'effet des circuits mis aux extrémités du harnais victime. Les résultats illustrés sur la Figure 4 montrent un comportement tout à fait similaire que ce soit en télédiaphonie ou en paradiaphonie. Néanmoins on y observe deux principales différences :

- L'absence de la fréquence d'anti-résonnance à 30kHz en simulation → elle s'explique par la non prise en compte des sondes de mesures dans la simulation. Ces dernières n'avaient pas encore été caractérisées au moment des simulations.
- L'amplitude des résonances → dans le modèle préliminaire sous CRIPTE, il n'y a pas de pertes conductives prises en compte qui aurait pu limiter cette amplitude.

D'autres différences mais plus secondaires peuvent être relevées comme un léger décalage en fréquence dû à l'imperfection des composants utilisés dans le banc ou encore le niveau injecté qui était de 1V dans la simulation et de seulement 40mV sur le banc expérimental.

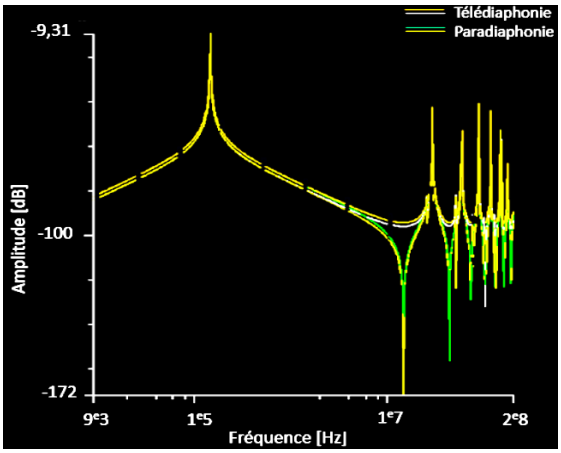


Figure 4. Résultats préliminaires du courant sur la liaison victime en télé et para diaphonie

Cependant, il est une fois de plus démontrer l'intérêt de la simulation dans le pré design.

V. MODÉLISATION 3D

Pour une validation du banc expérimental, le logiciel FEKO a été utilisé. Il fonctionne principalement avec la méthode des moments qui est de résolution numérique des équations de Maxwell pour des problèmes de diffraction en régime harmonique. Elle a été hybridée avec de nombreuses autres méthodes dans le logiciel afin de traiter les problèmes de différentes tailles.
Pour la simulation des critères liés à la problématique HVDC, le principe est de modéliser deux harnais, un agresseur et un victime au-dessus d'un plan de masse infini comme présenté sur la Figure 5 et représentatif du banc expérimental. Que ce soit pour la diaphonie ou pour le rayonnement, il est préférable dans FEKO d'utiliser la méthode des moments. Le maillage reste relativement simple si le plan de masse est considéré comme infini car seuls les câbles et leurs extrémités sont maillées. Enfin le post-traitement des résultats peut se faire à la fois par l'affichage du courant en extrémité du harnais agresseur mais aussi par la visualisation du champs électrique et magnétique dans un volume fini.

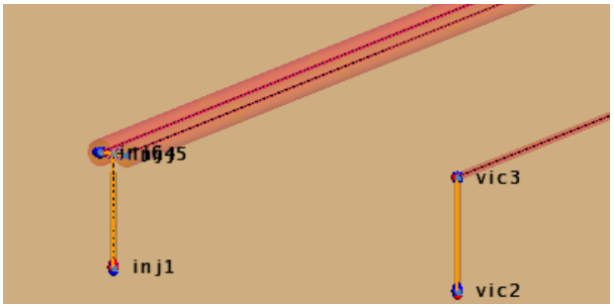


Figure 5. Modèle 3D FEKO de l'installation expérimentale

Grâce au traitement de la simulation dans l'environnement à l'aide de FEKO, on peut visualiser le paramètres S21 similairement à l'essai expérimental comme illustré sur la Figure 6.

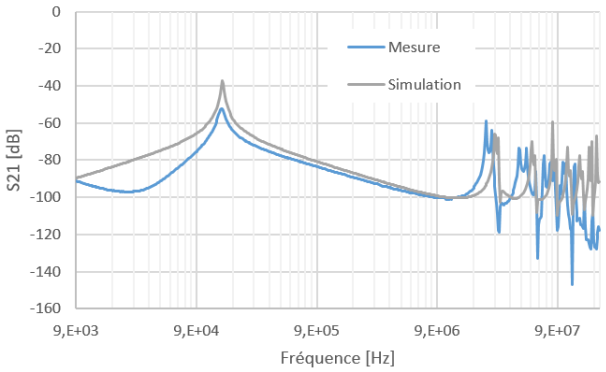


Figure 6. Comparaison résultats d'essai et de simulation FEKO pour une configuration proche non torsadé en paradiaphonie mode commun – mode commun

Un résultat de comparaison sur la diaphonie mesurée en mode commun entre le harnais agresseur en configuration proche non torsadé et le harnais victime démontre une excellente corrélation entre la mesure et la simulation.
Ici aussi la simulation ne tient pas compte de l'impédance de la sonde de courant, ni de l'imperfection des composants en extrémités. Cependant, les pertes sont prises en comptes dans le modèle FEKO contrairement à celui de CRIPTE.
Un complément d'information peut par contre être obtenu comme le montre la Figure 7 qui illustre le champ électrique entre les câbles.

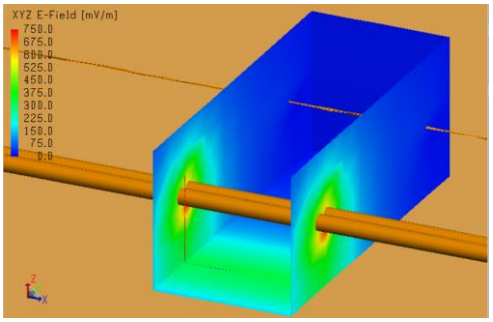


Figure 7. Champs électrique issu du modèle FEKO

Cette illustration du champ met en évidence la concentration de champ électrique entre le harnais agresseur et le plan de masse comme l'on pouvait s'y attendre. En effet, les lignes de champ sont renforcées entre le conducteur aller et le conducteur retour.

VI. COMPARAISON ENTRE MODÈLES

Afin d'évaluer cette approche 3D par rapport à l'approche CRIPTE présentée précédemment, une série de modèles de câbles HVDC a été réalisée. Des exemples de modèle FEKO de câble HVDC sont présentés sur la Figure 8. Le premier est similaire à celui utilisé dans la Figure 5 mais avec un type de câble différent en cours d'étude pour les applications HV. Le deuxième est torsadé et placé à 5cm au-dessus du plan de masse comme le premier. Pour le dernier, chaque câble est placé dans des goulottes en aluminium placées à la verticale à 5cm au-dessus d'un plan de masse.



Figure 8. Exemple de modèle 3D de harnais HVDC

Les simulations réalisées ont été effectuées avec différents types de charges (court-circuit, circuit-ouvert, 50Ω) et avec deux types de générateur (mode commun et mode différentiel). Un exemple de résultat est présenté sur la Figure 9 pour le premier cas de la Figure 8 pour un générateur de mode commun avec des charge 50Ω aux extrémités du harnais agresseur. Le courant est pris en

paradiaphonie sur le câble victime positionné à 15 cm du câble agresseur et à 5cm du plan de masse.

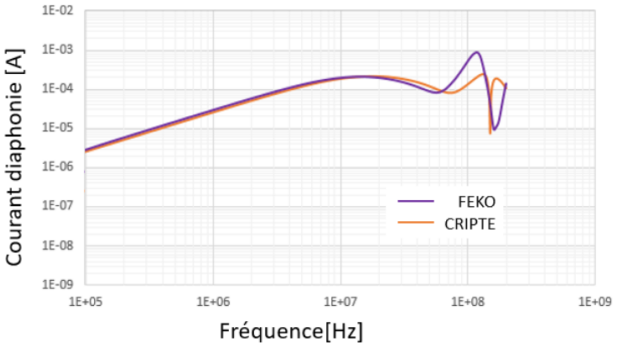


Figure 9. Courant sur le fil victime du premier cas (câble collé et non torsadé)

Les résultats montrent une très bonne corrélation entre les deux modèles à l'exception de la partie haute fréquence. En effet, il y a l'ajout de segments verticaux dans le modèle FEKO pour assurer la connexion avec le plan de masse ce qui n'est pas le cas dans CRIPTE et donc augmente la longueur du câble de quelques centimètres. Par ailleurs, ceci est lié à une prise en compte différente des paramètres conductances. Dans le modèle CRIPTE, la conductance est directement liée à une valeur de tangente de perte associé à la valeur de la capacité calculée. Le logiciel FEKO intègre des modèles complexes de permittivité.

Pour les autres cas d'études, les écarts sont inférieurs à 30%. Ils deviennent plus importants pour les géométries plus complexes, comme pour la troisième présentée sur la Figure 8. Mais ces différences trouvent des explications soit dans la précision de calcul des matrices capacités dans CRIPTE, soit dans les paramètres matériaux utilisés. Les temps de calcul sont eux par contre extrêmement différent, on passe de quelques secondes de calculs pour CRIPTE sur un processeur 2GHz et 2Go de RAM à 15min pour FEKO sur un processeur multi-cœur 3GHz et 48Go de RAM par cas modélisé.

VII. VALIDATION DU PRINCIPE DE MODELISATION SOUS GENERATEUR DE TENSION CONSTANT

L'ensemble de ces travaux qui ont aussi été menés en HVAC démontre ainsi la possibilité de simuler avec une méthode MoM ou en ligne de transmission des configurations d'installation représentative de câble HVDC pour une problématique de diaphonie. Néanmoins même si la comparaison entre les mesures et les simulations montre une très bonne corrélation comme illustré sur la Figure 6, ceci se fait sur des charges simples (court-circuit, circuit-ouvert, 50Ω) et à l'aide d'un générateur constant avec la fréquence (1V en simulation sur toute la bande de fréquence, celle de la source de l'analyseur de réseau en mesure). Ce cas peut paraître éloigné d'une application réelle où l'on a un moteur, un convertisseur et une alimentation DC qui peuvent avoir des comportements non-linéaires complexes . Cette problématique est d'ailleurs similaire (aux amplitudes et résonances près) que l'on soit en HVDC ou en HVAC. Une hypothèse peut être néanmoins formulée dans la prise en compte de l'approche. En effet dans [6], les auteurs montrent qu'une simulation avec un générateur de 1V constant avec la fréquence peut être multipliée à une source complexe comme la foudre pour obtenir un courant sur un câble victime similaire au premier ordre à une simulation réalisée avec la source réelle.

Pour répondre à cette problématique de représentativité des travaux précédents et valider cette hypothèse dans le cas d'une chaine de puissance, soit on modélise une chaine complète qui nécessite des modèles complexes en temporel et une caractérisation précise des éléments de la chaine de puissance, soit un montage expérimental représentatif d'une chaine de puissance réelle qui nécessite une mesure de diaphonie ainsi que le courant source. La deuxième solution a été mise en œuvre pour une liaison HVAC et illustré sur la Figure 10.

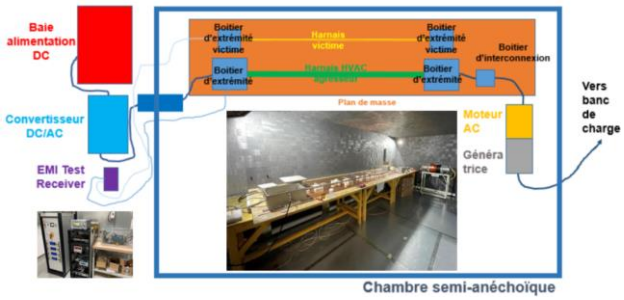


Figure 10. Montage d'une chaine de puissance réelle pour mesure de diaphonie

Cette chaine de puissance est composée d'un moteur triphasé (couplé à une génératrice elle-même reliée à un banc de charges) et alimentée par un convertisseur DC/AC lui-même alimenté par une baie DC. La puissance du moteur est de 32kW (540V/60A) avec une consigne fixée à une centaine de Hz et une fréquence de découpage de 25kHz. Le moteur et la génératrice sont placés dans un carter métallique relié à la masse. Les mesures ont été réalisées à l'aide des sondes de courant décrite précédemment et un R&S EMI Test Receiver sur une bande 200Hz – 200MHz. Une sonde était dans le boitier de la liaison victime qui était similaire à la précédente pour mesurer la diaphonie et une deuxième sonde dans le boitier d'extrémité du harnais agresseur côté convertisseur pour mesurer le courant sur les trois phases du harnais. Les harnais, le système victime, le moteur et la génératrice ont été placés dans une chambre semi-anéchoïque. Le convertisseur placé dans une boite grillagée et métallique, l'EMI Test Receiver et la baie d'alimentation DC ont été placés à l'extérieur de la chambre.

L'exemple présenté sur la Figure 11, est celui pour un harnais composé de trois câbles HVAC (identiques à ceux modélisés précédemment pour le HVDC) proches et non torsadés. La simulation a été réalisée de manière identique au processus illustré précédemment (sous 1V, charges court-circuits). Deux mesures sur le banc dans cet exemple

ont été effectuées : une de mode commun du harnais agresseur et une de diaphonie sur le harnais victime (appelé puissance victime phase 2). Ainsi une conversion du courant simulé en puissance a été réalisée et l'hypothèse citée dans [6] a été appliquée à l'aide de la puissance simulée et la puissance de mode commun mesurée (appelée puissance victime phase 1). La comparaison entre cette puissance issue de la simulation et celle mesurée est illustrée sur la Figure 11.

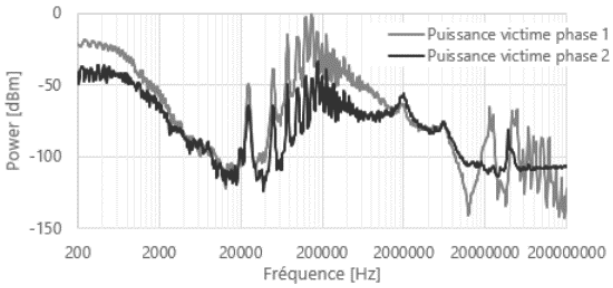


Figure 11. Comparaison de la diaphonie issue de la mesure et celle issu de la simulation sous 1V avec prise en compte du courant

Il apparait dans cette comparaison que le comportement est similaire jusqu'à une dizaine de MHz. En effet, au-delà, on n'observe plus d'harmonique suffisamment importante pour sortir du bruit de la mesure (environ -110dB) alors que dans la simulation le générateur est constant sur toute la bande de fréquence. Cependant on note aussi que le couplage en simulation maximise les niveaux de 200Hz à 700kHz malgré ce même comportement. Cela est probablement due à plusieurs paramètres. Le plus important est celui des charges prises en simulation car les impédances de mode commun de la chaine de puissance sont plus importantes que les court-circuits de la simulation. Un autre facteur, secondaire, est lié à l'incertitude liée aux positions géométriques des composants dans la chaine réelle par rapport au cas simulé. Néanmoins, au premier ordre, on peut estimer que l'approche du couplage par simulation sous un générateur constant offre une bonne image de la réalité de ce couplage et montre qu'il est seulement dépendant de la forme de la source, de son amplitude et d'une évaluation au premier ordre des charges en extrémités pour sa représentativité. Néanmoins, l'évaluation en simulation des topologies des harnais restent valable et similaire malgré l'utilisation d'un générateur constant avec la fréquence. Cette approche est notamment valable pour une évaluation pire-cas.

VIII. CONCLUSIONS

Une méthode de détermination de l'influence de la topologie d'une liaison HVDC a été présentée ainsi qu'une démarche pour réaliser le banc expérimental associé. Ceci est passé par une phase de pré-simulation avec le logiciel CRIPTE qui a permis de visualiser les résultats en avance de phase. Puis le banc expérimental a été réalisé et les premiers résultats montre une très bonne corrélation avec la simulation préliminaire. Des études complémentaires seront aussi réalisées pour évaluer l'ensemble des solutions de topologie possible d'une liaison HV afin de mieux comprendre les phénomènes physiques et serviront à concevoir et installer les harnais HV des futurs aéronefs hybrides et électriques.

REFERENCES

[1] RTCA DO160, "Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment".

[2] C A. B. Conru, "A genetic approach to the cable harness routing problem," Proceedings of the First IEEE Conference on Evolutionary Computation. IEEE World Congress on Computational Intelligence, Orlando, FL, 1994, pp. 200-205 vol.1

[3] C. Jullien, M. Dunand, J. Genoulaz, " Développement de harnais de câble en vue de l'optimisation CEM d'une chaine de conversion de puissance pour l'aéronautique", Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique 2014, Clermont-Ferrand, France.

[4] C. Jullien, P. Besnier, M. Dunand and I. Junqua, "Analysis of the Current Distribution Induced on a Victim Wire by a Differential Voltage Source applied onto a Twisted Pair Cable", Asia-Pacific EMC Symposium, Singapore, May 2012

[5] C.E Baum, "Electromagnetic Topology for the Analysis and Design of Complex Electromagnetic System", Fast Electrical and Optical Measurements, Vol. 1, pp. 467-547, Martinus Nijhoff, Dordrecht, 1986

[6] A. Mori, M. Bandinelli, G. Sammarone, F. Vipiana, M. A. Echeverri Bautista, J.P. Parmantier, S. Bertuol, I. Junqua, G. Antonini, D. Romano, J. Genoulaz, T. Lebreton, "The ARROW Project: Modelling of Lightning Indirect Effects on Composite Aircraft equipped with Current Return Networks", American Electro-Magnetics Conference, Albuquerque, New Mexico, USA, July 27th – August 1st, 2014

REMERCIEMENTS

Les essais expérimentaux de cette étude ont été effectués dans le cadre du projet HYBELEC au sein de l'IRT Saint-Exupéry de Toulouse.

PROPAGATION DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES CONDUITES SUR DES RESEAUX PROPULSIFS D'AERONEFS

Victor Dos Santos [1,2], Pascal Frey [2]

[1] Safran Tech, Electronic and Electricity Team, Rue des Jeunes Bois, Châteaufort, 78114 Magny-Les-Hameaux, France, victor.dos-santos2@safrangroup.com
[2]IRT Saint Exupéry, 3 Rue Tarfaya, 31400 Toulouse, France

Résumé. L'hybridation et l'électrification dans le secteur aéronautique entraîne plusieurs défis, dont la maitrise de la qualité réseau et des interférences électromagnétiques sur ces nouveaux réseaux. Les nouveaux réseaux n'étant pas nécessairement encore soumis à des normes de compatibilité électromagnétique (CEM), l'analyse des perturbations électromagnétique doit être adressée au niveau système.

I. INTRODUCTION

Un des objectifs de l'électrification des aéronefs est la rationalisation des énergies secondaires à bord de l'avion qui contribuerait à une meilleure gestion des énergies non propulsives. Cette rationalisation engendrera une augmentation des charges de fortes puissances connectées au réseau. Par ailleurs, l'électrification de la propulsion engendrera également des modifications des réseaux de distribution existants. Dans ce contexte, les évolutions des architectures de réseaux électrique dues à l'augmentation des charges propulsives et non-propulsives requièrent une analyse fine des interactions de qualité réseau et de compatibilité électromagnétique entre équipements.

Nous proposons dans cet article une mise en contexte pour illustrer les besoins d'études et d'approche d'analyse de la CEM au niveau système. Dans une seconde partie, nous exposerons une étude de propagation des émissions conduites sur architecture réduite à la mise en parallèle de deux charges de type chaîne électromécaniques. Nous évaluerons par essais les interactions entre les deux chaînes sur le bus DC.

II. CEM AU NIVEAU SYSTEME

Dans le domaine aéronautique, les études CEM et essais de performances sont menés jusqu'à présent au niveau sous-système puisque des normes existent. Elles définissent les niveaux d'émissions à respecter et les conditions environnementales dans lesquels mener les tests [1]. Ces études permettent la compréhension de la propagation des perturbations restreint au périmètre de la charge étudiée, cf. Fig. 1. Ce découpage organique et industriel a engendré de nombreux travaux sur la modélisation des émissions conduites de charges de type onduleur/machine des années 2000 à aujourd'hui via des méthodes directes [2]–[7] ou indirectes [8].

Cependant, les nouveaux réseaux n'étant pas encore nécessairement soumis à des exigences normatives, l'analyse de compatibilité électromagnétique des émissions conduites doit être abordée au niveau du système. Ces réseaux non conventionnels pour des architectures propulsives hybrides ou électriques seront composés de plusieurs équipements, tels que des systèmes de générations électriques, des actionneurs de fortes puissances et des stockeurs électriques. Parmi les principales préoccupations, les problèmes de qualité réseau et des interférences électromagnétiques vont nécessiter une étude approfondie car ils peuvent conduire au dimensionnement de filtres lourds et ainsi détériorer la densité de puissance globale du système. Il est donc nécessaire d'être en capacité d'estimer les niveaux d'émissions conduites en tout point des nouveaux réseaux, par le biais d'une modélisation prédictive, afin de définir les étages de filtrage adéquats ou d'évaluer les impacts des filtres sur le comportement du réseau.

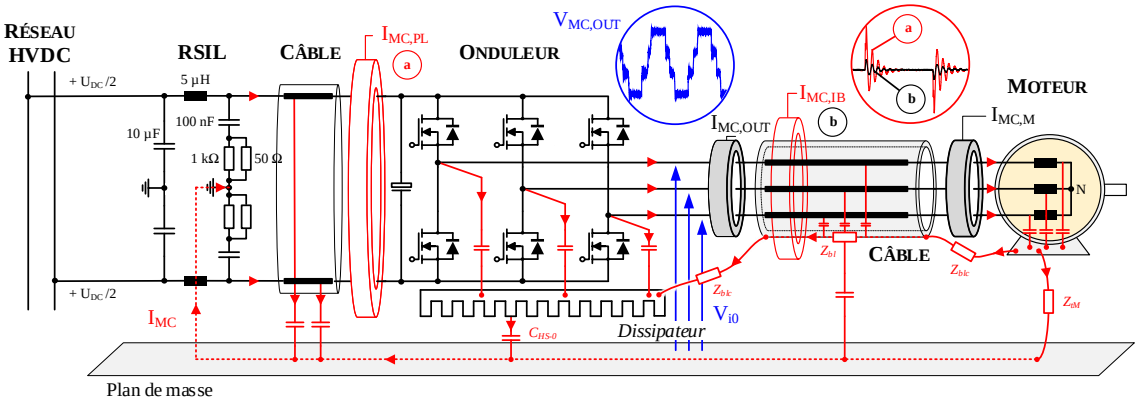


Fig. 1 Propagation des perturbations conduites de mode commun sur une chaîne électromécanique

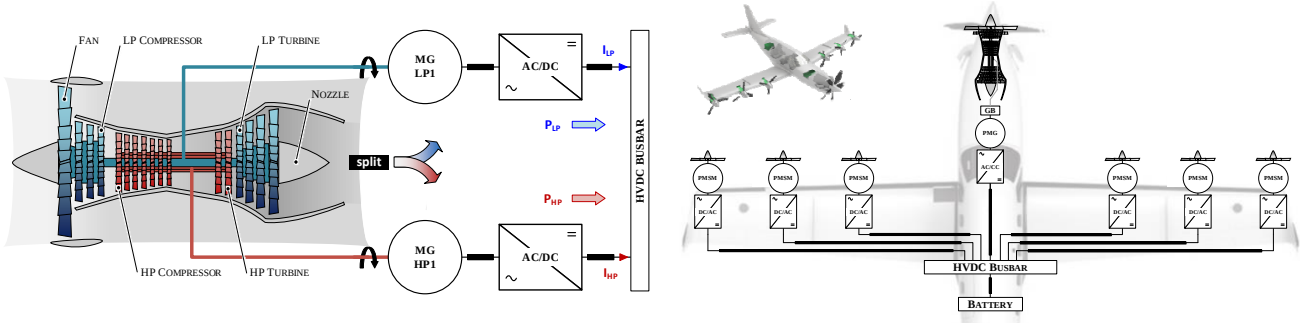
Nous proposons ici deux exemples de cas d'application d'électrification de la propulsion [9], pour lesquelles les normes existantes de qualité réseau et de CEM ne s'appliquent pas encore.

Le premier exemple est une architecture générique simplifiée pour l'hybridation parallèle d'un turboréacteur, cf. Fig. 2 (a). Le réseau propulsif est constitué de deux canaux, composées chacun d'un générateur et d'un redresseur actif. Ces canaux sont reliés respectivement aux arbres des compresseurs basse et haute pression. La réversibilité en courant de ces canaux permet d'assister le moteur par transfert de puissance entre arbres ou à partir d'une source auxiliaire non propulsive. Les deux voies sont connectées en parallèle sur un jeu de barres propulsif HVDC. L'interaction entre le système d'alimentation multi-générateurs et le réseau de l'avion nécessite une analyse CEM système pour évaluer la propagation des perturbations conduites de mode différentiel et de mode commun afin de quantifier les besoins d'atténuation. Le modèle CEM de la Fig. 3 (a) peut permettre une pré-analyse de la propagation des perturbations électromagnétiques sur le réseau propulsif et de clarifier l'interface avec le réseau avion.

Le deuxième exemple est un réseau simplifié dédié à la propulsion distribuée d'un commuter Fig. 2 (b). Le réseau propulsif est constitué de deux sources, une batterie et une source de type {générateur, redresseur actif} qui est reliée au moteur principal. Les charges propulsives sont six propulseurs électriques (onduleurs intégrés aux machines électriques) dédiés à la propulsion distribuée. Afin de déterminer les interactions entre les différents composants du réseau propulsif, une étude des émissions conduites au niveau du système doit également être réalisée. Dans les phases de recherche amont, peu ou pas d'équipements sont encore disponibles, des modèles prédictifs sont donc nécessaires pour appréhender les contraintes système. Un modèle CEM similaire au précédent est proposé à la Fig. 3 (b). Contrairement à l'étude des émissions conduites des équipements du réseau pris unitairement, cette approche permettrait d'optimiser la répartition des contraintes de filtrage sur le réseau propulsif. Cependant, il est important de noter que pour construire des modèles prédictifs en émission, il faut connaître a priori la conception détaillée de chaque équipement (convertisseurs, machines, câbles, batterie).

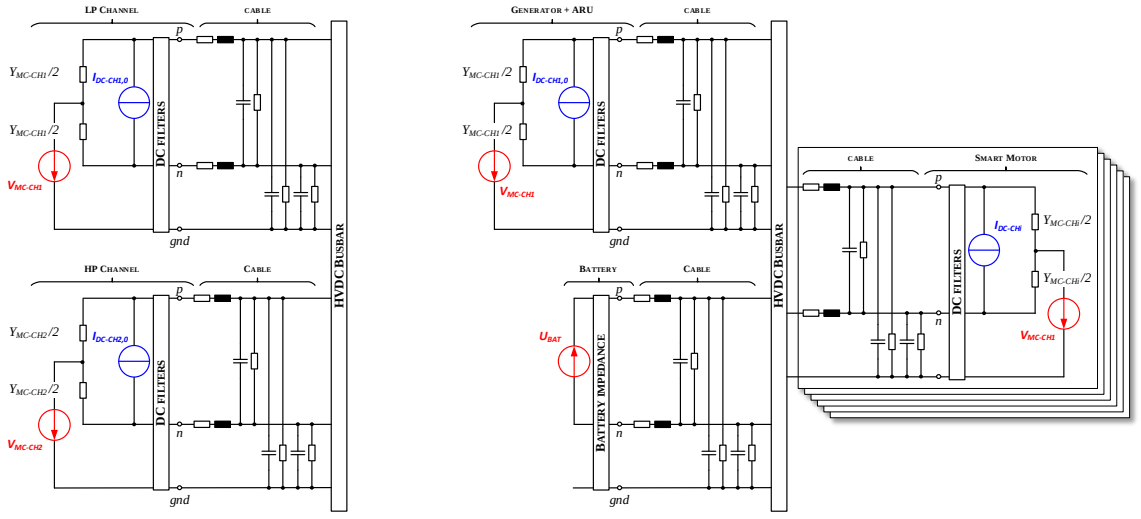
III. MISE EN PARALLELE DE CHARGES

En capitalisant sur les moyens de l'IRT Saint Exupéry, nous sommes capables de définir un véhicule de test pour réaliser une analyse de la propagation des perturbations électromagnétiques conduites sur un réseau DC et démontrer l'intérêt de la modélisation CEM système.



(a) (b)

Fig. 2 Architectures simplifiées (a) pour l'hybridation d'un turboréacteur, (b) pour la propulsion distribuée.



(a) (b)

Fig. 3 Modèles CEM pour l'architecture simplifiée (a) du turbofan hybride, (b) du commuter hybride

III.1. Description banc expérimental

Le véhicule de test choisi est restreint à la mise en parallèle de deux chaînes électromécaniques sur un bus HVDC, cf. Fig. 4. Il est composé d'une alimentation DC en +/- 27 0Vdc de 60 kW, d'un filtre Schaffner FN 2200-250-99 en amont des RSILs Rohde & Schwarz ESH3-Z6 et des capacités de 10µF, d'un bus bar, de câbles et des deux charges. La chaîne 15 kVA est composée d'un onduleur SiC (module CREE CCS050M12CM2, Cdc = 150 µF) et du moteur VCS Liebherr (application A380 réseau 115 VAC) re-bobiné pour le +/- 270 Vdc (10 krpm – 22 N.m). La chaîne 70 kVA est elle aussi composée d'un onduleur SiC (module CREE HT-3201-R-VB, Cdc = 120 µF) et du moteur Nidec (12 krpm - 132 N.m).
Un schéma détaillé illustrant l'intégration des deux chaînes dans un environnement électromagnétique maîtrisé est proposé sur la Fig. 5.

III.2. Essais – Interactions basses fréquences

Nous nous sommes tout d'abord intéressés aux interactions basses fréquences entre les deux chaînes. Comme observé sur la Fig. 6, le courant de mode différentiel (MD) en amont du nœud est filtré et une pulsation basse fréquence apparaît. Après une analyse des impédances des deux chaînes et des alimentations vues du nœud, cf. Fig. 7, on observe qu'à partir 1,2 kHz la chaîne 15 kVA a une impédance plus faible offrant ainsi un filtrage passe bas des harmoniques de courants générés par la chaîne 70 kVA remontant vers le réseau.



Fig. 4 Mise en parallèle de deux chaînes

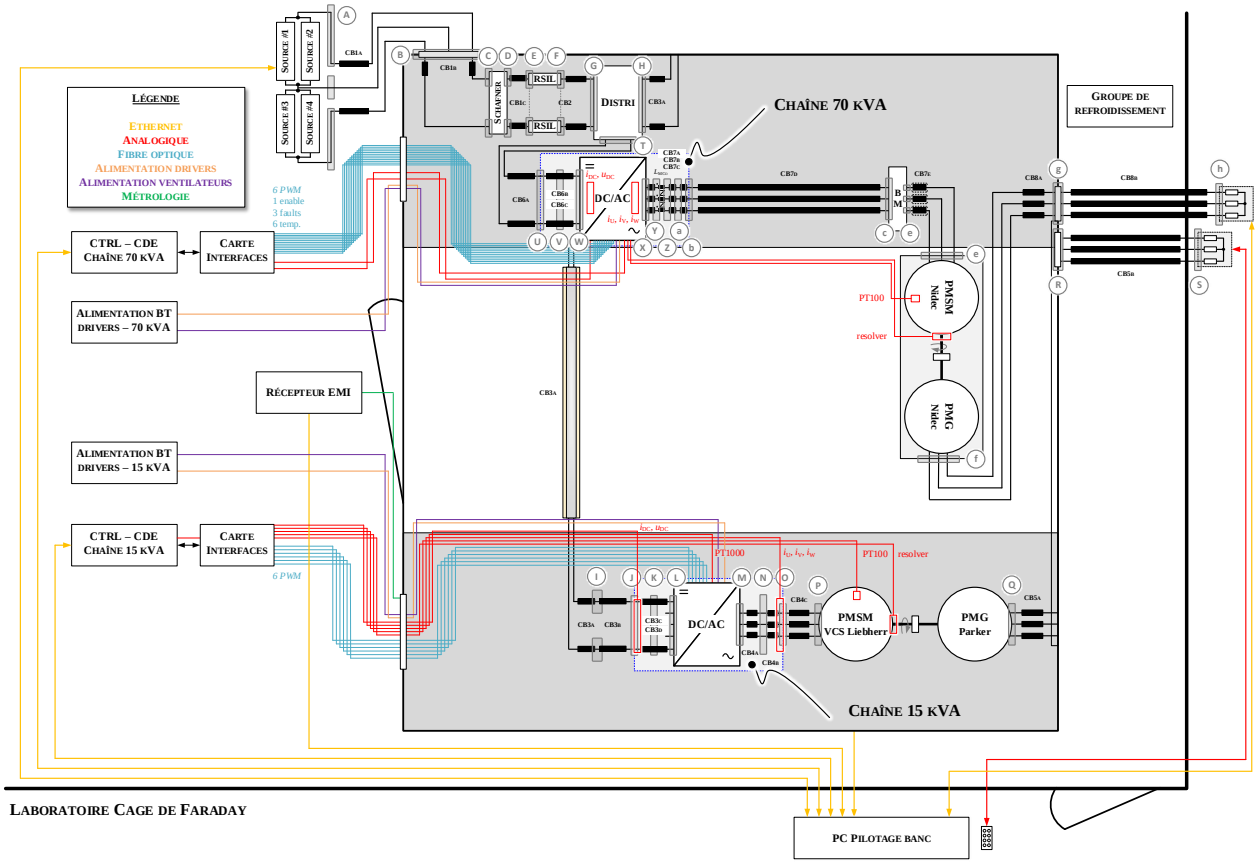


Fig. 5 Schéma du dispositif expérimental dans la cage de Faraday

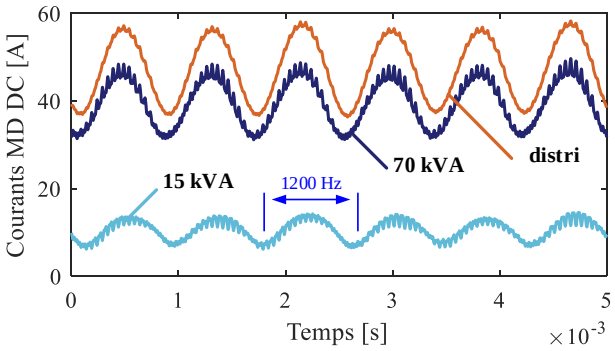


Fig. 6 Interactions courants MD en basse fréquence

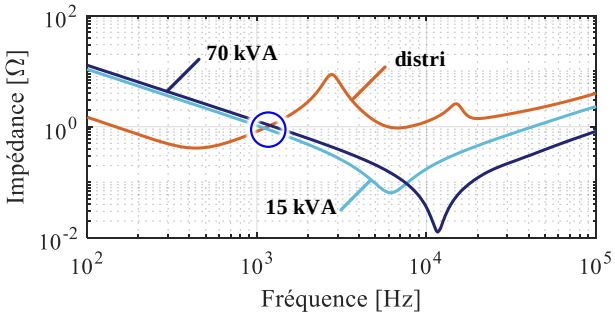


Fig. 7 Mesures des impédances MD vu du nœud

III.3. Essais – Interactions hautes fréquences

Pour l'analyse de la propagation des perturbations électromagnétiques, nous avons fait des acquisitions des courants de mode commun (MC) en amont et en aval du nœud via des mesures temporelles à l'oscilloscope. Les onduleurs étant pilotés chacun par un calculateur indépendant, la mesure simultanée des perturbations à l'oscilloscope permet de considérer le déphasage subit entre calculateurs, $\phi_{15/70}$. Sur la Fig. 8, nous illustrons les courants de mode commun en amont du nœud et en entrée de chaque onduleur.

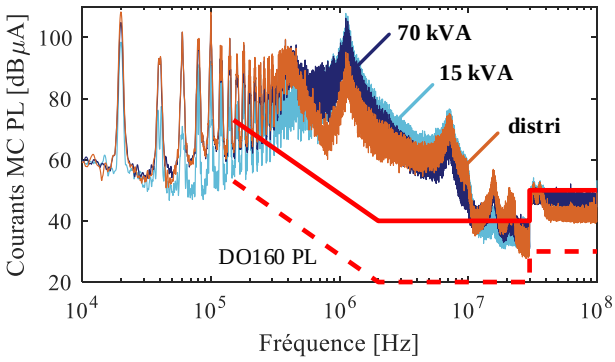


Fig. 8 Courants de MC. Distribution (#G),
Chaîne 15 kVA (#H): 5000rpm, 15N.m, f_{dec} = 20 kHz
Chaîne 70 kVA (#T): 3000rpm, 61 N.m, f_{dec} = 20 kHz.

De 600 kHz à 6 MHz, l'amplitude des courants de MC en amont du nœud est inférieure aux courants de MC à l'entrée des chaînes. Pour des fréquences inférieures à 600 kHz, nous observons plus facilement la combinaison des contributions des deux chaînes. C'est d'autant plus notable lorsque les fréquences de découpage des onduleurs sont différentes, cf. Fig. 9.

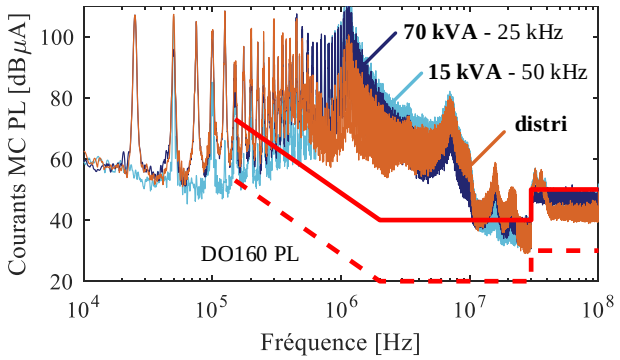


Fig. 9 Sensibilité sur la fréquence de découpage

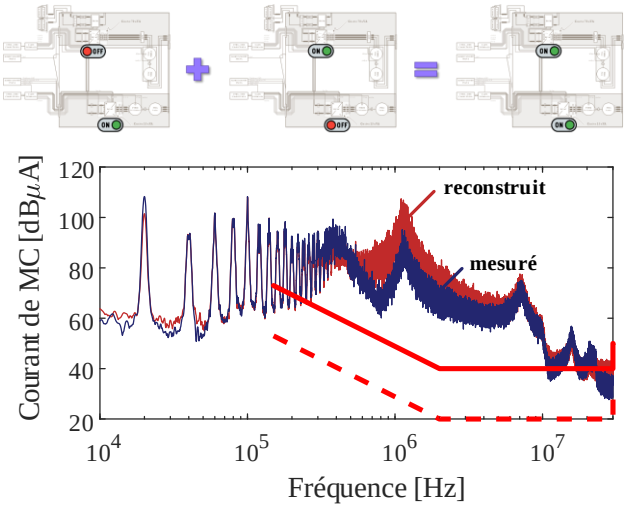


Fig. 10 Reconstruction du courant de mode commun en amont du nœud à partir des essais des chaînes pilotées unitairement et que la deuxième chaine est connectée.

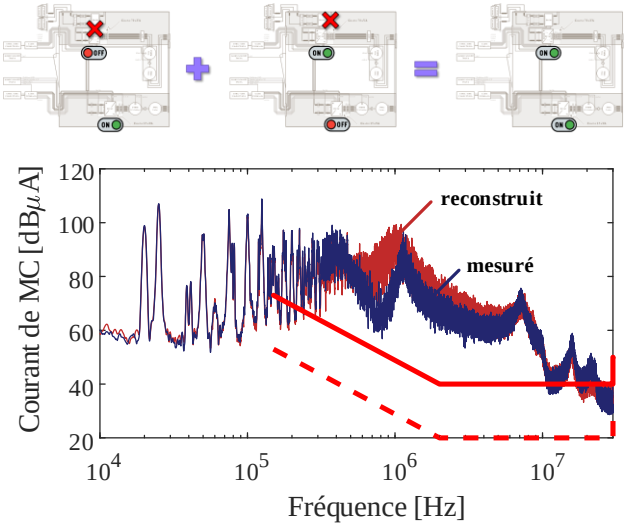


Fig. 11 Reconstruction du courant de mode commun en amont du nœud à partir des essais des chaînes pilotées unitairement et que la deuxième chaine est déconnectée.

Pour justifier l'allure des courants de MC, nous avons vérifié l'applicabilité du théorème de superposition pour reconstruire le bruit en amont du nœud, $I_{mc,distri}$, à partir des signatures CEM des chaînes électromécaniques unitaires, $I_{mc,15kva}$ et $I_{mc,70kva}$. Les résultats sont illustrés sur la Fig. 10 et Fig. 11.

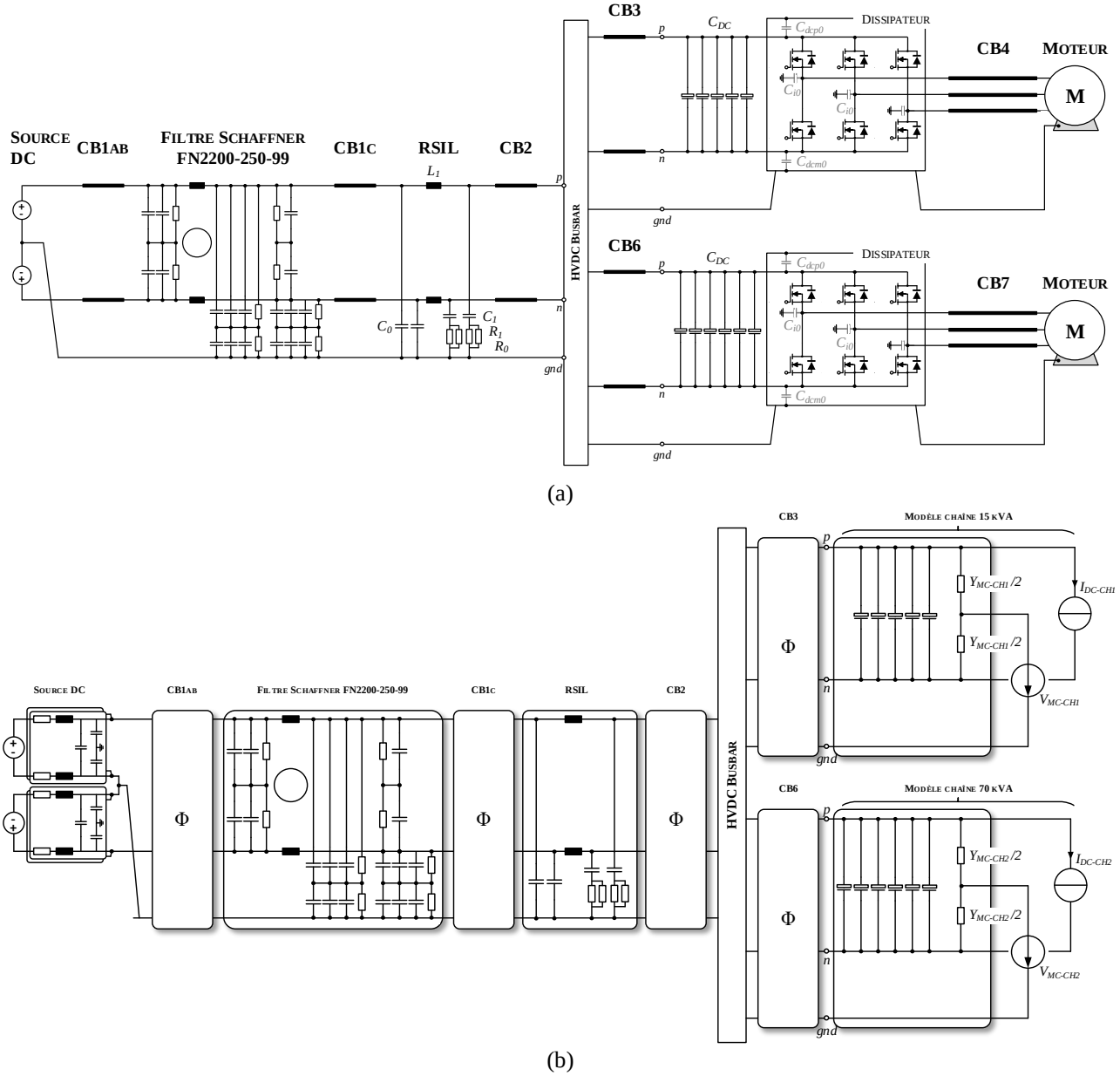
Nous observons que nous considérions le bruit des chaînes unitaires lorsque la deuxième soit connectée ou non, nous surestimons l'amplitude du spectre du courant de mode commun en amont du nœud sur la plage 500 kHz à 6 MHz.

Une des pistes pour corriger ces écarts consisterait à appliquer un déphasage (ϕ_{15kva}, ϕ_{70kva}) sur les FFT pour la prise en compte des ordres de commandes non synchrones entre les onduleurs dans l'essai ou les deux chaînes sont pilotées. Les déphasages initiaux propres aux essais unitaires sont notés $\phi_{0,15kva}$ et $\phi_{0,70kva}$. Ainsi, l'expression du courant reconstruit est la suivante :

$$I_{mc,distri} = I_{mc,15kva}\left(\phi_{0,15kva} + \phi_{15kva}\right) + I_{mc,70kva}\left(\phi_{0,70kva} + \phi_{70kva}\right) \quad (1)$$

IV. CONCLUSIONS

Dans cet article, nous avons évoqué un des enjeux liés à l'électrification de la propulsion des aéronefs qui est la maitrise des émissions électromagnétiques conduites sur les réseaux propulsifs. Ces réseaux électriques propulsifs n'étant pas encore soumis à des normes, il y a nécessité d'étudier ces interférences au niveau du système.



(a)

(b)

Fig. 12 (a) Système étudié, (b) Modèle CEM système hexapolaire

Dans ces premiers travaux, une campagne d'essais a permis une première analyse de la propagation des perturbations conduites sur un réseau DC via la mise en parallèle de chaînes électromécaniques.

Dans la continuité de cette étude, nous développerons un modèle basé sur une méthode directe pour prédire les interactions basses fréquences et hautes fréquences de mode différentiel et de mode commun, cf. Fig. 12. Nous avons fait le choix d'un modèle CEM système avec une résolution fréquentielle pour être en mesure d'être en mesure d'évaluer les perturbations conduites larges bandes très rapidement. Cette rapide évaluation permet donc d'évaluer des choix topologiques d'architectures propulsives, comme la répartition du filtrage sur le réseau ou le choix du schéma de liaison à la terre.

REMERCIEMENTS
Ce travail est issu du projet OCEANE de l'IRT, sponsorisé par Airbus, Liebherr, Safran et l'ANR.

REFERENCES

[1] RTCA, DO-160- Section 21.0.

[2] REVOL, Bertrand. Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse–machine asynchrone. 2003. Thèse de doctorat. Université Joseph-Fourier-Grenoble I.

[3] FOISSAC Mikael, SCHANEN Jean-Luc, VOLLAIRE Christian. « Black box » EMC model for power electronics converter. In Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2009.

[4] LABROUSSE, Denis. Améliarotion des techniques d'estimation des perturbations conduites : application à une chaîne de traction de véhicule électrique. Thèse de doctorat, Ecole normale supérieure de Cachan ENS Cachan, 2010.

[5] BISHNOI Hemant. Behavioral EMI-Models of Switched Power Converters. Thèse de doctorat, Virginia Tech, 2013.

[6] FRANTZ Geneviève. Approche système pour l'étude de la compatibilité électromagnétique des réseaux embarqués. Thèse de doctorat, Grenoble Alpes, 2015.

[7] DOS SANTOS, Victor. Modélisation des émissions conduites de mode commun d'une chaîne électromécanique: Optimisation paramétrique de l'ensemble convertisseur filtres sous contraintes CEM. 2019. Thèse de doctorat. Toulouse, INPT.

[8] MOREAU, Maxime: Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie : application à l'étude des émissions conduites vers le réseau. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2009.

[9] V. Garnier, "Perspectives and activities on hybrid / electric propulsion", More Electric Aircraft conference, Toulouse, 2019.

PROPOSITION DE RELAXATION DES LIMITES D'EMISSIONS CONDUITES DES STANDARDS ED-14G/DO-160G

P. Bourlon[1,2], A.Breard[2], C.Vollaire[2], M.Meyer[3]

[1]Airbus Helicopters, Marignane, France, pierre-louis.bourlon@airbus.com
[2]Univ Lyon, Ecole Centrale de Lyon, INSA Lyon, Université Claude Bernard Lyon 1, CNRS, Ampère, UMR5005, Ecully, arnaud.breard@ec-lyon.fr, christian.vollaire@ec-lyon.fr
[3]Airbus Helicopters, Donauworth, Allemagne, marc.ma.meyer@airbus.com

Résumé. La propulsion électrique des aéronefs pousse à reconsidérer les marges en compatibilité électromagnétique, les règles d'installation et les standards permettant la qualification de l'avionique. La considération du réel effet physique du mode différentiel dans les standards ED-14G/DO-160G permettrait une relaxation du requis des émissions conduites de 20 dB. Pour cela, une évaluation de la prépondérance du mode différentiel dans le couplage par diaphonie entre un câble de puissance et un câble victime est effectuée. Les paramètres et les conditions permettant une relaxation sont discutés. Ces conditions sont validées théoriquement et expérimentalement sur un cas de câblage réaliste. Enfin, les outils développés permettent aussi d'évaluer rapidement les conséquences sur le filtrage d'un changement de règle de ségrégation.

I. INTRODUCTION

La mobilité aérienne urbaine implique une augmentation de la puissance embarquée sur les aéronefs. Cette augmentation entraine des défis d'intégration entre des systèmes de fortes puissances et de l'avionique basse puissance [1]. En effet, les systèmes de forte puissance modernes sont basés sur des transistors à carbure de silicium (SiC) qui utilisent une grande fréquence de découpage, des variations de tension et de courant plus élevées. Ainsi, le spectre des perturbations électromagnétiques est plus étendu et le niveau plus important.

Ces perturbations électromagnétiques sont conduites et rayonnées par les câbles de puissances. Elles se couplent aux ports de l'avionique qui peut être sensible. Un de ces couplages est la diaphonie entre une route de puissance et une route sensible. La diaphonie dépend des tensions et courants (en mode différentiel ou commun), des impédances en bout de ligne (inductive ou capacitive) et de la ségrégation des câbles. Les solutions traditionnelles (filtrage, ségrégation) pour réduire la diaphonie vont à l'encontre des contraintes de l'aéronautique (encombrement, poids, volume). Une connaissance sur la prédominance modale dans le couplage permet d'optimiser le filtrage des modules de forte puissance, l'installation des câbles et les performances CEM demandées aux équipementiers.

L'intégration de modules de forte puissance et donc de tension élevée implique de séparer les câbles de puissances pour limiter les décharges partielles ou garantir l'absence de court-circuit en cas de casse d'un support de câbles. De plus, la section élevée des câbles de puissance rend compliquée le torsadage. Dans ces conditions, l'impact du mode différentiel doit être évalué afin de vérifier s'il est encore négligeable et dans quelles conditions.

Les standards ED-14G/DO-160G spécifient les performances attendues par l'avionique (compatibilité électromagnétique, thermique, vibration...). La Section 21, consacrée aux émissions conduites, n'a pas de requis spécifique pour le mode différentiel. La philosophie est d'attribuer le même effet au mode différentiel et commun dans la diaphonie. La prise en compte du réel effet du mode différentiel permettrait de relâcher le requis des émissions conduites.

Dans un premier temps, nous allons identifier la relaxation potentielle du standard ED-14G/DO-160G ainsi que les conditions permettant cette relaxation en prenant en compte le vrai effet du mode différentiel sur la diaphonie. Dans un second temps, nous allons déterminer de façon théorique et pratique les règles d'installation de câblage permettant de remplir ces conditions.

II. PRISE EN COMPTE DE L'EFFET REEL DU MODE DIFFERENTIEL

II.1. Définitions

Une situation de co-routage entre une route de puissance (P) et une route sensible (S) est représentée sur les Figures 1 & 2. La route P contient les câbles entre la batterie et un onduleur. La route S contient un câble entre un capteur et son module d'acquisition.

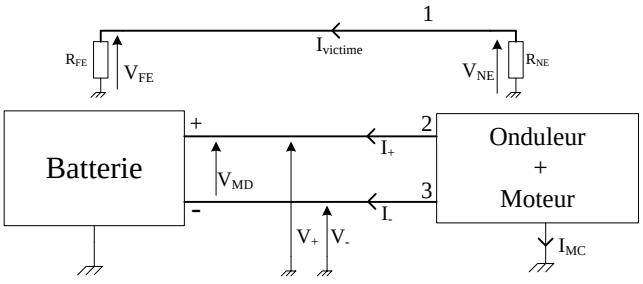


Figure 1 Représentation simplifiée d'une chaine de propulsion électrique

Les courants et tensions peuvent être décomposés en deux modes : le mode différentiel et le mode commun. Ces modes sont définis par (1)(2)(3)(4) et la Figure 1.

$$V_{MD} = V_+ - V_- \quad (1)$$
$$V_{MC} = \frac{V_+ + V_-}{2} \quad (2)$$
$$I_{MD} = \frac{I_+ - I_-}{2} \quad (3)$$
$$I_{MC} = I_+ + I_- \quad (4)$$

A cause d'un couplage par diaphonie, un courant circule dans la ligne victime. On calcule la prédominance d'un mode dans **le couplage** à l'aide du ratio α :

$$\alpha = \frac{FT_{MC}}{FT_{MD}} \quad (5)$$
$$FT_{MC} = \frac{I_{victime-MC}}{I_{MC}} \quad (6)$$
$$FT_{MD} = \frac{I_{victime-MD}}{I_{MD}} \quad (7)$$

Où FT_{MC} et FT_{MD} sont les fonctions de transfert entre le courant induit dans la ligne victime dû à la circulation d'un courant, respectivement, de mode différentiel ou commun.

Au niveau de l'onduleur, on évalue la prédominance d'un mode dans **les émissions** à l'aide du ratio θ :

$$\theta = \frac{I_{MC}}{I_{MD}} \quad (8)$$

II.2. Gain potentiel dû à l'effet réducteur

Le standard ED-14G/DO-160G Section 21 requière les trois mesures suivantes :

$$|I_{MC}|$$
$$|I_+| = \left|\frac{1}{2} I_{MC} + I_{MD}\right|$$
$$|I_-| = \left|\frac{1}{2} I_{MC} - I_{MD}\right|$$

Pour ces trois mesures, la même limite s'applique. Il existe donc des cas où le MD peut pénaliser les mesures $\left|\frac{1}{2} I_{MC} \pm I_{MD}\right|$ sans pour autant être prépondérant dans le couplage. De plus, θ est égal à 6 dB par construction.

On peut réécrire $\left|\frac{1}{2} I_{MC} \pm I_{MD}\right|$ en fonction de (5) :

$$\left|\frac{1}{2} I_{MC} \pm I_{MD}\right| = \left|\left(\frac{1}{2}\, I_{MC} \pm \frac{I_{MD}}{I_{MC}} . \frac{I_{MC}}{I_{MD}} . I_{MD}\right)\right| = \left|\, I_{MC} \left(\frac{1}{2} \pm \frac{1}{\theta}\right)\right| \quad (9)$$

Afin de prendre en compte l'effet réel du courant de mode différentiel sur $I_{victime}$, on le pondère à l'aide du ratio α :

$$\left|\frac{1}{2} I_{MC} \pm \alpha\, I_{MD}\right| = \left|\, I_{MC} \left(\frac{1}{2} \pm \frac{\alpha}{\theta}\right)\right| \quad (10)$$

Enfin le potentiel de relaxation du standard est évalué à l'aide de la fonction $r(\alpha, \theta)$:

$$r(\alpha, \theta) = 20 \times log_{10}\left(\frac{\frac{1}{2} + \frac{\alpha}{\theta}}{\frac{1}{2} + \frac{1}{\theta}}\right) \quad (11)$$

On remarque que le potentiel de relaxation dépend du ratio de mode différentiel et commun à la source.

Table 1 Potentiel de relaxation $r(\alpha, \theta)$ (dB)

$\boldsymbol{\theta}$ (dB) / $\boldsymbol{\alpha}$ ($\boldsymbol{dB}$)	**-20**	**-10**	**0**	**6**	**20**
-5	-4,7	-4,1	-3,0	-2,1	-0,7
0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
5	4,8	4,5	3,6	2,9	1,1
10	9,7	9,1	7,8	6,4	2,7
15	14,7	14,0	12,2	10,4	5,0
20	19,6	18,9	16,9	14,8	8,0
25	24,6	23,8	21,7	19,5	11,6

Le potentiel de relaxation tend vers la valeur $\boldsymbol{\alpha}$ quand le mode différentiel est prépondérant au niveau de la source de perturbation (onduleur). Dans ces conditions, la limite pourrait être adaptive en fonction de l'installation des câbles et de la répartition modale des émissions.

L'objectif est de trouver les conditions de ségrégation permettant d'obtenir une relaxation supérieure à 6 dB (en vert dans la Table 1). L'étude va être menée sur une installation électrique représentative.

III. EVALUATION DU RATIO α SUR UN CAS PRATIQUE

La situation reprend celle de la partie II.1. L'agencement des câbles est représenté sur la *Figure 2*. Entre les routes P et S, on définit des distances de ségrégation x_{12}. Les câbles de la route P sont espacés d'une distance x_{23}. Les câbles sont à une hauteur z du plan de référence. La route S joue le rôle de victime et est modélisée par un conducteur simple. Néanmoins, il sera possible d'émuler une paire bifilaire blindée en appliquant les bons facteurs de correction (réjection de mode commun et efficacité de blindage).

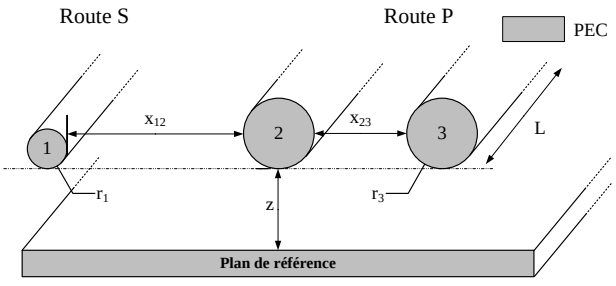


Figure 2 Représentation géométrique du câblage

III.1. Calcul analytique du ratio α

L'objectif est d'avoir une formule analytique du ratio α afin d'avoir un sens physique à ce coefficient. Les outils de simulation numérique pourraient être utilisés pour traiter des agencements de câbles et phénomènes plus complexes. Dans un souci de simplicité, les câbles sont considérés comme court électriquement, sans perte et sans isolant. Ainsi, la situation des Figure 1 et *Figure 2* peut être schématisée avec des éléments localisés (Figure 3). Dans ces conditions, le courant circulant dans la ligne victime peut être calculé pour chaque mode :

$$I_{victime-MC} = \frac{j\omega(l_{12}+l_{13})\frac{I_{MC}}{2}}{R_{NE}+R_{FE}+j\omega l_{11}} \quad (12)$$

$$I_{victime-MD} = \frac{j\omega(l_{13}-l_{12})}{(R_{NE}+R_{FE}+j\omega l_{11})} I_{MD} \quad (13)$$

En injectant (12) et (13) dans (14), on obtient :

$$\alpha = \frac{1}{2}.\frac{l_{12}+l_{13}}{l_{13}-l_{12}} \quad (14)$$

Avec R_{NE} et R_{FE} les résistances terminales sur la ligne victime (Figure 3).

Le calcul des inductances mutuelles utilise les formules développées dans [2]. Pour des configurations plus complexes, le recours aux approches numériques est requis. On peut noter que le ratio α dépend de paramètres géométriques x_{12}, x_{23}, z et ne dépend ni de la fréquence, ni de la longueur des câbles.

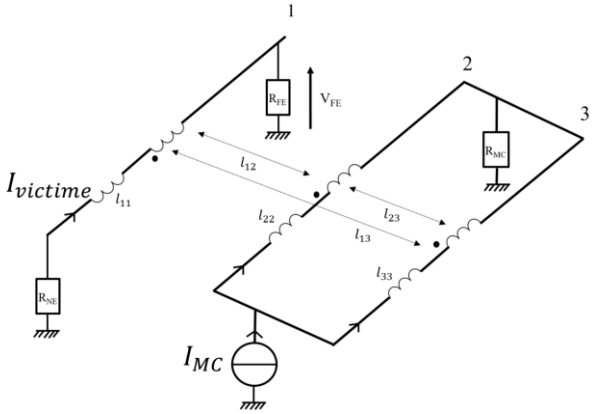


*Figure 3 Schéma électrique représentant le couplage par diaphonie en **mode commun***

III.2. Validation expérimentale

Le ratio α est mesuré pour différents agencements géométriques choisis comme réalistes (Table 2)

Table 2 Paramètres géométriques utilisés

Paramètre	Min	Max
x_{12}	a	10a
x_{23}	b	4b
z	c	4c

L'extrémité des câbles est connectée directement au plan de masse en cuivre. Le support des câbles est fait en plexiglas. L'injection de courant est faite à l'aide de deux pinces de courant. Suivant la configuration des câbles dans les pinces, un courant de mode différentiel ou commun est injecté puis mesuré. Une troisième pince de courant mesure le courant $I_{victime}$ (la Figure 4 propose le schéma de l'expérimentation). A l'aide d'un analyseur de réseau, on mesure successivement la fonction de transfert FT_{MC} ou FT_{MD}. La mesure est faite à une fréquence de 300 kHz (arbitraire). Néanmoins, l'invariance fréquentielle du ratio α a été vérifiée dans la gamme [1 kHz-30 MHz] pour une configuration géométrique donnée (Figure 6).

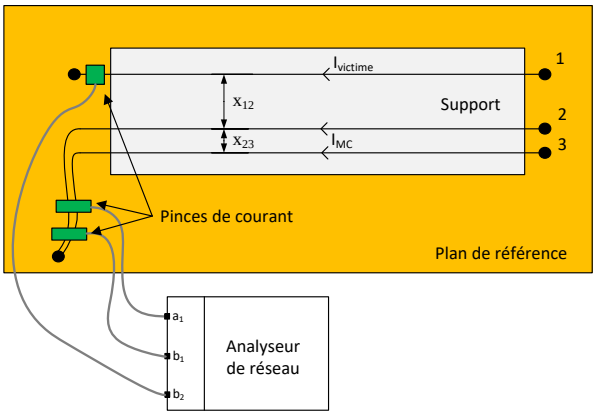


Figure 4 Schéma de l'expérimentation

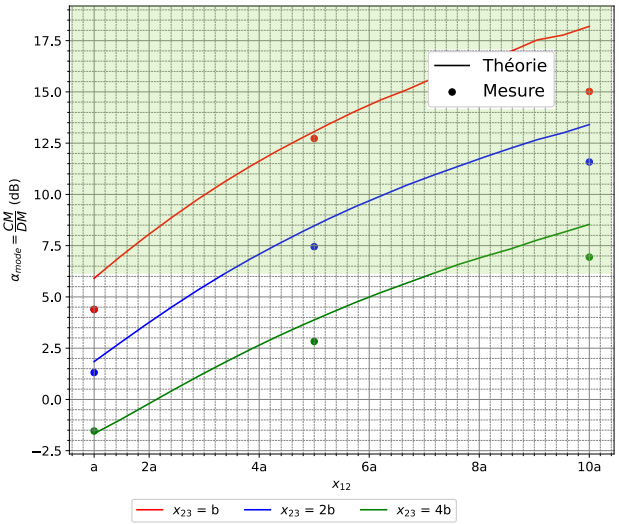


Figure 5 Ratio α pour différentes configurations géométriques, hauteur $z = 2c$, fréquence 300 kHz

III.3. Résultats

Sur la Figure 5, le ratio α prend des valeurs comprises entre 0 et 20 dB avec les paramètres géométriques considérés dans la Table 2. En vert, on peut identifier tous les agencements géométriques pour lesquels l'objectif de 6 dB peut être atteint. Ainsi, on peut en déduire de

nouvelles règles de ségrégation. La théorie et la mesure sont cohérentes avec un écart maximum de 3 dB. Il existe une sous-évaluation constante du ratio α qui est due principalement à une sous-évaluation de la fonction de transfert FT_{MC}. Sur la Figure 6, le ratio α reste constant jusqu'à 10 MHz. Ensuite, les effets de propagation commencent à apparaître et dès lors les modèles analytiques ne sont plus valables.

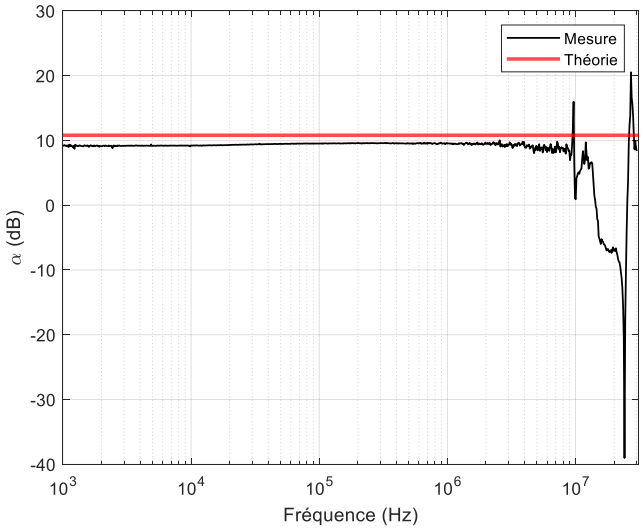


Figure 6 Ratio α en fonction de la fréquence - $x_{12} = 10a - x_{23} = 4b - z = 4c$

III.4. Discussion

La Figure 5 permet d'évaluer la relaxation maximale du standard. Avec des hypothèses d'intégration réaliste, le potentiel de relaxation est compris entre 0 et 20 dB. Comme expliqué dans II.2, elle doit être pondérée suivant les caractéristiques des émissions conduites. Le potentiel de relaxation le plus important se situe dans les basses fréquences, là où les émissions conduites de mode différentiel sont prépondérantes [3][4]. Il s'agit aussi de la gamme de fréquences où le filtrage est le plus volumineux. Ainsi, une relaxation de 6 dB permet de diviser par 2 la valeur de capacité de filtrage de mode différentiel en sortie de l'onduleur.

La pondération du ratio α nécessite une connaissance précise des émissions de mode différentiel. Actuellement, une mesure de mode différentiel n'est pas requise par le standard ED-14G/DO-160G Section 21. L'évaluation du ratio θ à partir des mesures actuelles introduit une trop grande incertitude quand le mode différentiel et commun sont du même ordre de grandeur ($\theta = [-20\ dB; 20\ dB]$). La valeur prise par θ n'étant pas connue à priori, il est préférable d'effectuer une mesure de MD sur les équipements de fortes puissances afin d'avoir les critères d'intégration les plus précis l'intégration possible.

La Figure 5 permet aussi d'évaluer rapidement les conséquences sur le filtrage lors d'un changement d'installation des câbles. Par exemple, l'augmentation de la ségrégation des câbles de puissance de b à 4b est équivalente à pratiquement tripler (+10 dB) le filtrage de mode différentiel en sortie de l'onduleur.

IV. CONCLUSION

Dans le cas d'applications de fortes de puissances, les configurations de câblage ne permettent plus de négliger le mode différentiel. A partir d'une prise en compte de l'effet réel du mode différentiel, il est tout même possible de relâcher de 20 dB le requis sur les émissions conduites du standard ED-14G/DO-160G. Il est ainsi nécessaire d'avoir les caractéristiques modales des émissions conduites. L'ajout d'une mesure de mode différentiel dans les standards ED-14G/DO-160G Section 21 permettrait de l'obtenir. L'utilisation d'un modèle boite noire [5] permettrait aussi d'obtenir les caractéristiques modales (notamment le coefficient θ) des émissions conduites tout en étant compatible avec une logique d'intégration industrielle (rapidité, confidentialité …).

REFERENCES

[1] Rotgerink, Jesper Lansink, Harmen Schippers, Jaco Verpoorte, et Kees Nuyten. « EMC aspects of compact wiring for future aircraft ». In *2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)*, 165-70, 2018. https://doi.org/10.1109/ISEMC.2018.8393760.

[2] C. R. Paul and A. E. Feather, 'Computation of the Transmission Line Inductance and Capacitance Matrices from the Generalized Capacitance Matrix', IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-18, no. 4, pp. 175–183, Nov. 1976, doi: 10.1109/TEMC.1976.303498.

[3] Seddighi, M., F. Costa, et M. Petit. « Influence of Modifying Standard Emission Levels on the sizing of EMC Filters ». In 2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe), P.1-P.9, 2021.

[4] Negri, Simone, Giordano Spadacini, Flavia Grassi, et Sergio A. Pignari. « Prediction of EMI Filter Attenuation in Power-Electronic Converters via Circuit Simulation ». *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2022, 1-11. https://doi.org/10.1109/TEMC.2022.3165377.

[5] M. Amara, 'Maîtrise des émissions conduites des électroniques de puissance.', Université de Lyon, 2019. [En ligne]. Disponible sur : https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-02500008

OPTIMISATION DU BLINDAGE DE SYSTÈMES DE TRANSFERT D'ÉNERGIE SANS CONTACT POUR APPLICATION AUTOMOBILE

Y. Pei, L. Pichon, M. Bensetti, Y. Le Bihan

Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette, France
Sorbonne Université, CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 75252, Paris, France
yao.pei@centralesupelec.fr

Résumé. This paper presents a shield optimization for a practical inductive power transfer for electric vehicles. It takes into account the electromagnetic compatibility (EMC) constraints in electric vehicles. The methodology relies on the combination of the finite element method (FEM) with metamodeling techniques and optimization algorithms. The method is applied to determine the optimal shielding design variables when considering the magnetic coupling as well as the cost of the structure.

I. INTRODUCTION

The use of a resonant inductive power transfer (RIPT) system seems an effective technology for the growth of electric vehicles (EVs). Moreover, its application for the charge during the motion of the vehicle (dynamic RIPT) is promising to overcome the barriers represented by the heavy onboard battery storage and the long recharging time. RIPT is essentially based on the resonance of two magnetically coupled inductors (constituting the coupler): The transmitter, placed on the ground, and the receiver, placed under the vehicle floor. The operating frequency typically ranges from 20 kHz to 100 kHz. The coupling between the two inductors takes place through an air gap, usually about 10~25 cm.

In general, ferrite cores improve the power transfer and work as magnetic shielding. At the same time, the EV's chassis plate also acts as shielding. It is generally made of two kinds of material respectively: the first is steel material. In a frequency operated in an EV charging IPT system, the chassis causes eddy current losses in the magnetic field generated by the transmitting coil. Even if a ferrite is installed, there is still a strong magnetic flux leakage outside the ferrite core plate ; the other is carbon-fiber laminate (CF). Compared to the steel plate, carbon fibers are slightly stiffer. Nowadays, carbon fiber production is expensive, so carbon-laminate composites are only used in structures that are entirely performance-oriented. However, the shielding performances of the CF composite panels are very poor. Therefore, relying only on the ferrite plate to shield the magnetic flux leakage is not only expensive but also often ineffective and heavy for the receiver installed on the electric vehicles. So, an aluminum plate between the chassis and the ferrite for the receiver is required to keep the transmission efficiency, minimize the cost of the shielding design and mitigate the magnetic field generated by the transmitting coil. The optimization of such shielding in practical 3D configurations remains a key point in the design of efficient RIPT systems. A standard comprehensive parametric sweep can be time-consuming, depending on the number of the variables and the parameters defined for the optimization algorithms. So some researchers proposed specific approaches: one is to run sweeps of only significant parameters that impact the system performance [1, 2], and the other is to select a base pad design and then sweep the selected critical parameters [3] separately.

The relationship between observed outputs (mutual inductance, coupling coefficient, leakage field flux density, coil quality factor, and so on) and design variables (coils and ferrite shape, size, thickness, material properties) has been explored recently by several metamodeling techniques. In [4], a polynomial chaos expansion method is introduced to build a metamodel in order to express the mutual inductance in the case of different situations covering a wide range of geometrical parameters and material properties, which demanded a small data set. This approach allows obtaining the performances of the system and is very useful for a sensitivity analysis.

The goal of the paper is to combine such metamodeling techniques with optimization algorithms to build a fast and efficient modeling methodology in order to optimize the shape of a shield for a RIPT system. A multiobjective optimization procedure takes into account the cost and the efficiency of the system.

II. PRACTICAL INDUCTIVE POWER TRANSFER SYSTEM AND MODELS

Fig.1 shows the block diagram of a RIPT system.

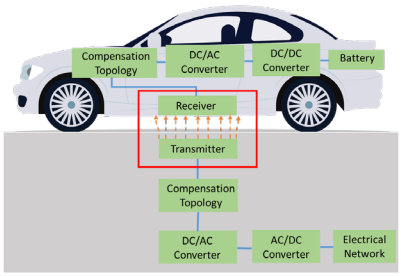


Fig.1. Inductive power transfer system

In general, a RIPT system uses a rectangular or square ferrite plate and shielding plate (Fig. 1). However, finding the proper dimensions of the structures (length, width, and thickness) is a difficult task. In such a configuration, combining a standard optimization algorithm with a 3D numerical tool is very time-consuming. To accelerate the design procedure, building a metamodel before the optimization loop provides a fast and efficient approach. The RIPT system is a realistic 3D structure previously developed in the GeePs laboratory [5, 6] and operating at 85 kHz. It consists of two identical rectangle-shaped coils with copper windings (orange), ferrite core plates (dark grey), and an aluminum plate (blue). Here, the ferrite and aluminum plate are collectively referred to form the shielding. The dimensions of the system are shown in Table 1. The turns of the coils were predefined because they corresponded to an existing system built and studied in GeePs, and the external size of the coils was predefined because references [7, 8] provided some design guidelines: The optimal value of the width of a rectangular coil is three times the air gap between the transmitter and the receiver.

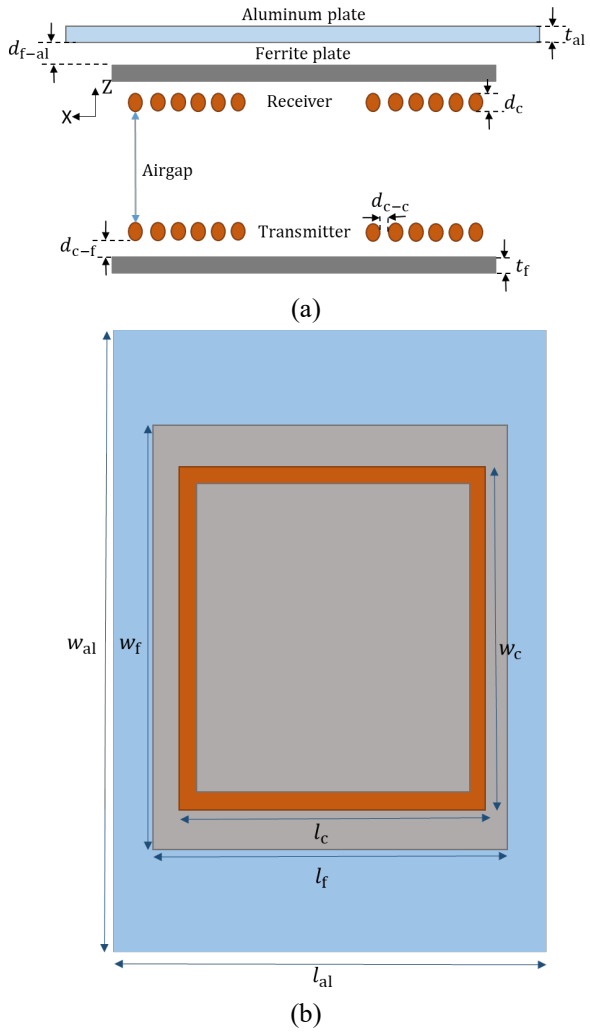


Fig.2. A pair of coils (orange) with ferrite plate (grey) and aluminum plate (blue) and (b) a single rectangular coil with shielding plates

For studying the system transmission efficiency, circuit models with lumped parameters are often used, and the compensation networks are designed to minimize the reactive component of the power supply. Here the series-series compensation is taken into account. Equation (1) describes the relationship between the maximum transmission efficiency η_{max} and the mutual inductance M when the transmitter and the receiver are identical [4].

Table 1. Parameters of the RIPT system

Symbol	Quantity	Value [Unit]
l_c	External length dimension of the coils	450 [mm]
w_c	External width dimension of the coils	486 [mm]
d_c	Coil thickness	5 [mm]
$d_{c\text{-}c}$	Distance between wire and wire	0.3 [mm]
l_f	Ferrite length	500 [mm]
w_f	Ferrite width	600 [mm]
$d_{c\text{-}f}$	Distance between coil and ferrite	8 [mm]
t_f	Ferrite thickness	2 [mm]
l_{al}	Aluminum length	800 [mm]
w_{al}	Aluminum width	1800 [mm]
t_{al}	Aluminum thickness	2 [mm]
$d_{f\text{-}al}$	Distance between ferrite and aluminum	5 [mm]
μ_r	Ferrite relative permeability	3000
σ_{al}	Aluminum conductivity	34.2 [MS/m]
N	Coil turns	6

$$\eta_{max} = 1 - \frac{R_1}{\pi f_0 M} \tag{1}$$

where R_1 is the resistance of the transmitter, the same as the receiver.

The mutual inductance M is mainly influenced by the air gap between the transmitter and the receiver indicated in the red frame in Fig.1. Here, a full 3D numerical model of the system has been implemented in the commercial software COMSOL [9]. The coil windings are modeled as homogenous volumes with a uniform current density. Preliminary studies have shown that this assumption has a negligible impact on the final value of the observables (mutual inductance and magnetic field). Then, a second-order Artificial Material Single Layer Method (AMSL) [10] was adopted for the modeling of aluminum shielding instead of transition boundary condition in order to save computational time. The global mesh leads to 712225 elements. In order to save the computational time for the whole optimization process, the design process of the IPT system consists of two parts: a metamodel to describe the mutual inductance M dependence with the design variables instead of 3D FEM computations and an algorithm to perform the optimization. The metamodel used in this work relies on a polynomial chaos expansion (PCE) [11,12]. In

order to reduce the number of samples to build an accurate metamodel on the PCE method, the Least Angle Regression (LAR) is adapted to decrease the number of coefficients with high-dimensional problems to be estimated in PCE. An advantage of the PCE method is that it needs a smaller number of training samples to achieve accurate results when using the LAR method compared to the traditional models. Another strong advantage is to easily perform a sensitivity analysis to determine the most impacting parameter, since the Sobol's indices can be directly expressed with the coefficients of the polynomials. The design variables given are shown in Table 2 with their range of values.

Table 2. Range of geometrical dimensions

Parameter	Min [mm]	Max [mm]
d_{c-c}	1	5
w_f	536	974
l_f	495	900
d_{c-f}	1	10
t_f	1	10
w_{al}	590	1072
l_{al}	545	990
d_{f-al}	1	20

The time for a single 3D FEM computation was about 4~5 minutes on an Intel Xeon W-2125 processor, but when calculating the mutual inductance M with the metamodel, it needs less than 1 second.

III. FAST SHIELDING OPTIMIZATION

To reduce the computational time and resources in the case of 3D FEM computations combined with a multiobjective algorithm, it is worth coupling a metamodel on the PCE method with an optimization algorithm for obtaining the optimum design variables.

a - Objective functions

Here, the first objective function is the mutual inductance metamodel M with design variables, which has to be maximized, referred to (1) for the maximum transmission efficiency. The second objective function is the cost of the shielding, which has to be minimized. The estimation of the shielding cost is described in the following equation:

$$C = l_{\mathrm{f}} \times w_{\mathrm{f}} \times t_{\mathrm{f}} \times c_{\mathrm{f}} + l_{\mathrm{al}} \times w_{\mathrm{al}} \times c_{\mathrm{al}} \qquad (2)$$

where $l_{\mathrm{f}}, w_{\mathrm{f}}, t_{\mathrm{f}}, l_{\mathrm{al}}$ and w_{al} are the dimensions of the shielding components, as indicated in Fig.2; c_{f} and c_{al} are the cost coefficients of ferrite and aluminum, respectively, taken from Reference [13].

b - Multiobjective optimization

In order to better choose the optimization algorithm for the design of the shielding, two efficient algorithms have been selected and compared: Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II (NSGA-II) [14] and multiobjective particle swarm (MOPSO) algorithm [15].

During the optimization process, the geometrical conditions and the exposure to electromagnetic fields satisfying practical constraints are taken into account to maximize the mutual inductance with the least cost of the shielding and limit the analysis to only feasible designs. Here, the first constraint shown in (3) is: that the size of the aluminum should be bigger than the size of the ferrite. In fact, an aluminum plate of the same size as the ferrite plate cannot shield the uncovered area's magnetic field on the surface of the steel plate, which works like the chassis [16]:

$$l_{\mathrm{f}} < l_{\mathrm{al}}, w_{\mathrm{f}} < w_{\mathrm{al}} \qquad (3)$$

The other constraint is that the magnetic flux density leakage $B_{\max}$ at the measurement point which is 800 mm far from the center of the air gap should be smaller than 27 µT (RMS value) defined by ICNIRP guidelines [17] (Fig.3).

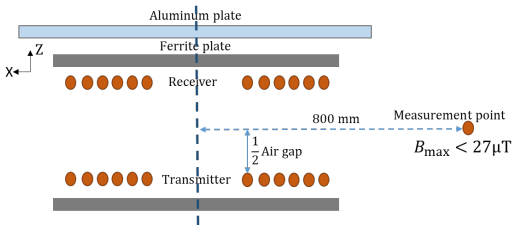


Fig.3. Measurement point for the magnetic flux density

c - Numerical results

In the initial design form, the computed self-inductance of the transmitter is 59.56 µH, the self-inductance of the receiver is 55.95 µH, the mutual inductance between the transmitter and the receiver is 12.29 µH, the global cost of ferrite and aluminum shielding is 696.5 $, and the magnetic flux density leakage at the measuring point is 7.31 µT. Fig.4 shows that the mutual inductance increases with the cost of the shielding, and MOPSO can find better solutions than NSGA-II. The magenta value from NSGA-II and the green value from MOPSO are chosen, which satisfies that the size of the aluminum should be bigger than the ferrite, simultaneously the mutual inductance reaches the maximum, and the cost achieves the minimum in the defined ranges of design variables. It has been checked that no saturation occurs in the ferrite material during the optimization process.

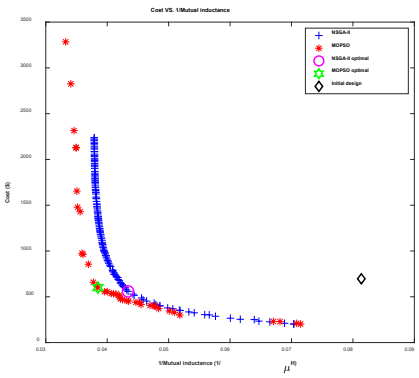


Fig.4. Cost versus 1/Mutual inductance.

The optimization results of NSGA-II and MOPSO are listed in Table 3. Both optimization algorithms converge to find the optimal design variable values. As a consequence of the range of solutions found in Fig.4 and the computational time, PSO appears to be the best choice to design the shielding in the studied system. Compared with the initial design, the optimization procedure of MOPSO improved by approximately 104 % the mutual inductance M and saved 14 % of the cost C of the shielding. However, the magnetic flux density leakage B_{max} is 8.57 μT , 1.2 times higher than the initial value, but it still meets the ICNIRP guidelines.

Table 3. Optimization results

Param.	NSGA-II	MOPSO	Param.	NSGA-II	MOPSO
$d_{c\text{-}c}$ [mm]	1.5	1	$d_{f\text{-}al}$ [mm]	8.4	20
w_f [mm]	793	940	L_1 [μH]	75.82	80.44
l_f [mm]	752	832	L_2 [μH]	75.56	80.28
$d_{c\text{-}f}$ [mm]	1.8	1.1	M [μH]	22.80	25.05
t_f [mm]	1.4	1	Cost [$]	558.8	599.6
w_{al} [mm]	917	1036	B_{max} [μT]	7.76	8.57
l_{al} [mm]	844	920	Time [s]	886.5	714.3

IV. CONCLUSION

Solving a multiobjective optimization based on a PCE metamodel for the design of the IPT system considerably reduces the computational time and computational resources. It comes out from this work that combining a PCE metamodel with MOPSO can be recommended to take into account the geometric parameters defining the ferrite and aluminum shielding, thus improving the mutual inductance and reducing the cost of the IPT system under the ICNIRP guidelines.

REFERENCES

[1] S. Bandyopadhyay, P. Venugopal, J. Dong, and P. Bauer, “Comparison of Magnetic Couplers for IPT-Based EV Charging Using Multiobjective Optimization,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 68, no. 6, pp. 5416–5429, Jun. 2019.

[2] Z. Luo, X. Wei, M. G. S. Pearce, and G. A. Covic, “Multiobjective Optimization of Inductive Power Transfer Double-D Pads for Electric Vehicles,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 5, pp. 5135–5146, May 2021.

[3] H. Zhao et al., “Shielding Optimization of IPT System Based on Genetic Algorithm for Efficiency Promotion in EV Wireless Charging Applications,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 58, no. 1, pp. 1190–1200, Jan. 2022.

[4] Y. Pei, Y. Le Bihan, M. Bensetti, and L. Pichon, "Comparison of Coupling Coils for Static Inductive Power-Transfer Systems Taking into Account Sources of Uncertainty," Sustainability, vol. 13, no. 11, p. 6324, Jan. 2021, doi: 10.3390/su13116324.

[5] K. Kadem, “Modelling and optimization of a magnetic coupler for dynamic induction charging of electric vehicles”, Thèse, Centralesupelec, 2020.

[6] K. Kadem, M. Bensetti, Y. Le Bihan, E. Labouré, and M. Debbou, “Optimal Coupler Topology for Dynamic Wireless Power Transfer for Electric Vehicle”, Energies, 2021.

[7] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart, and J. Fco. Sanz, “Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 2140–2149, Jun. 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2015359.

[8] E. ElGhanam, M. Hassan, A. Osman, and H. Kabalan, “Design and Performance Analysis of Misalignment Tolerant Charging Coils for Wireless Electric Vehicle Charging Systems”, World Electric Vehicle Journal, vol. 12, no. 3, p. 89, Sep. 2021, doi: 10.3390/wevj12030089.

[9] "Software for Simulating Static and Low-Frequency Electromagnetics," COMSOL. https://www.comsol.com/acdc-module (accessed Jan. 29, 2022).

[10] S. Cruciani, T. Campi, F. Maradei, and M. Feliziani, "Conductive Layer Modeling by Improved Second-Order Artificial Material Single-Layer Method," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 10, pp. 5646-5650, Oct. 2018.

[11] Y. Pei, L. Pichon, Y. Le Bihan, M. Bensetti, and P. Dessante, “Fast Shielding Optimization of an Inductive Power Transfer System for Electric Vehicles,” IEEE Access, 2022.

[12] "Polynomial chaos expansions (PCE) | User Manuals," uqlab. https://www.uqlab.com/pce-user-manual (accessed Jan. 29, 2022).

[13] A. A. S. Mohamed, S. An, and O. Mohammed, “Coil Design Optimization of Power Pad in IPT System for Electric Vehicle Applications,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, no. 4, pp. 1–5, Apr. 2018.

[14] D. Kalyanmoy. “Multi-Objective Optimization using Evolutionary Algorithms,” *John Wiley & Sons, Ltd*, Chichester, England, 2001.

[15] C. A. C. Coello, G. T. Pulido, and M. S. Lechuga, “Handling multiple objectives with particle swarm optimization”, *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 8, no. 3, pp. 256–279, Jun. 2004.

[16] J. Li, F. Yin, and L. Wang, “Transmission efficiency of different shielding structures in wireless power transfer systems for electric vehicles,” *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 7, no. 6, pp. 1247–1255, Nov. 2021.

[17] “ICNIRP Guidelines for Limiting Exposure to Electromagnetic Fields (1 Hz to 100 kHz),” *Health Physics*, vol. 118, no. 5, pp. 818-836, 2020, doi: 10.1097/HP.0000000000001210.

21ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2023)

TESTS DE SUSCEPTIBILITE DE COMMUNICATIONS SANS FIL FACE A DES SEQUENCES D'INTERFERENCES TRANSITOIRES PRODUITES PAR LES PERTES DE CONTACT ENTRE LA CATENAIRE ET LE PANTOGRAPHE

V. Deniau[1], A. N. de Sao José[1], N. Chopinet[1], N. Becuwe[2], and E. P. Simon[3]

[1]COSYS-LEOST, Univ Gustave Eiffel, IFSTTAR, Villeneuve d'Ascq, virginie.deniau@univ-eiffel.fr
[2]SNCF, F-59260 HELLEMMES, norbert.becuwe@sncf.fr
[3]Univ. Lille, CNRS, USR 3380 - IRCICA, IEMN, F-59000 Lille, eric.simon@univ-lille.fr

Résumé

Dans le domaine ferroviaire, les systèmes de communication sans fil sont nombreux et possèdent des fonctions très variées allant de services aux voyageurs à la transmission d'ordres de mouvements, en passant par des fonctions de maintenance. Quelque soit le protocole de communication concerné et les fréquences associées, une des sources d'interférence est issue du contact glissant caténaire-pantographe. En effet, les détachements fréquents produisent des interférences transitoires très larges bandes réceptionnées par les antennes des systèmes de communication, souvent en toiture des trains. Cet article contribue à une méthodologie de test des protocoles de communication face à ce type d'interférence qui pourrait être adaptable à différents protocoles de communication. Il est plus particulièrement centré sur l'impact des modèles de séquence d'interférences sur la susceptibilité des communications.

I INTRODUCTION

Dans le domaine ferroviaire, les systèmes de communication sans fil sont multiples et possèdent des fonctions très variées allant de services aux voyageurs à la transmission d'ordres de mouvements, en passant par des fonctions de maintenance. Pour certaines fonctions, les systèmes de communication sont imposés par la standardisation internationale. C'est le cas du protocole GSM-R qui assure les transmissions des messages de signalisation et des ordres de mouvement. En revanche, de nombreuses fonctions, non sécuritaires, peuvent s'appuyer sur des solutions communicantes différentes et le choix est parfois difficile pour les opérateurs ferroviaires. Par exemple, dans le cadre de sa transformation numérique la SNCF cherche à rendre communicants ses capteurs embarqués afin que les informations mesurées soient centralisées sur les plateformes d'Internet des Objets (IoT) et accessibles à distance. Ceci permet d'intervenir plus rapidement en cas de défauts et d'optimiser les actions de maintenance. Pour ce projet, la SNCF a fait le choix du protocole de communication LoRaWAN, qui est peu consommateur d'énergie et permet une durée de vie importante des batteries alimentant les capteurs communicants [1]. Cependant, aujourd'hui se pose la question de remplacer le loRaWan par d'autres protocoles tels que le LTE-M ou la 5G. Néanmoins, il n'existe aucune méthode d'évaluation permettant de comparer la robustesse d'un protocole par rapport à un autre en environnement EM ferroviaire.

Une des interférences électromagnétiques très spécifique au milieu ferroviaire et capable de perturber tout système de communication est l'interférence transitoire produite lors des brefs détachements entre la caténaire et le pantographe. Ces détachements peuvent être extrèmement fréquents, notamment à grande vitesse et ils produisent des interférences transitoires très large bande. Toutes les études ont pu montrer la variabilité de ces interférences et aucune méthode de test ou modèle d'interférence standardisé n'existe pour réaliser des essais de robustesse des solutions communicantes vis-à-vis de telles interférences. C'est l'objet de ce papier de proposer une méthode de test et d'étudier comment se comporte la communication en fonction du modèle d'interférence. La méthodologie est appliquée à deux solutions communicantes différentes pour vérifier si les conclusions peuvent être généralisées. Les deux solutions communicantes testées pour cette étude sont le LoRaWAN, dont l'usage dans le domaine ferroviaire a été introduit plus tôt et le LTE. En effet, le LTE est également un protocole utilisé pour des

solutions de communication trains-sol, par exemple pour permettre l'accès à l'internet à bord des trains ou transmettre des données mesurées par des capteurs embarqués. Certains projets de recherche, tel que la téléconduite des trains sont également développés à partir du LTE.

II MODELE D'INTERFERENCE

L'interférence transitoire produite lors d'une perte de contact caténaire-pantographe est extrèmement brève. S'il s'agissait d'un évènement isolé, elle aurait très peu d'incidence sur les communications. Cependant, ce sont de nombreux détachements successifs qui se produisent et qui peuvent être entretenus en raison de l'ondulation de la caténaire. Les études qui ont été menées sur ce phénomène ont d'ailleurs montré que la fréquence d'apparition ou de répétition du transitoires est un facteur essentiel pour évaluer son impact sur une communication. Les tests de CEM qui appliquent des interférences transitoires sont par exemple ceux décrits par la norme 61000-4-4 [2]. Ceux-ci consistent à appliquer des transitoires définis par leur temps de montée, leur durée, leur valeur maximale et leur intervalle entre transitoires successifs. Dans un premier temps, nous avons adopté une définition assez proche de la norme 61000-4-4 et en choisissant pour des valeurs de durée et de temps de montée pertinentes par rapport aux observations qui ont pu être faites en campagnes de mesure à bord des trains[3]. Cependant, une des différences évidentes se situe dans l'intervalle entre transitoire qui est constant dans la norme 61000-4-4 alors qu'il est systématiquement variable à bord des trains.

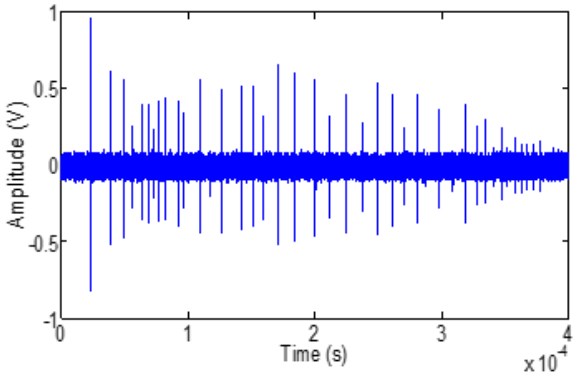


Figure 1: Interférences transtoires mesurées par une antenne en toiture d'un train

Dans ce papier, nous souhaitons vérifier si les résultats de susceptibilité d'une solution communicante varient fortement selon si l'intervalle entre les interférences transitoires successifs est constant ou bien variable.

Nous avons mené des essais en appliquant deux séquences d'interférences transitoires: une séquence dans laquelle les signaux sont espacés d'un intervalle fixe de 5 µs et une séquence dans laquelle l'intervalle est variable mais sa valeur moyenne sur la durée de la séquence est de 5 µs.

III LES BANCS DE TEST

1 Tests sur LoRaWAN

a La couche Physique LoRa

La méthode de modulation LoRa est une méthode d'étalement du spectre à séquence directe (DSSS), appelée étalement du spectre par chirp (CSS). Chaque symbole est étalé en fonction d'un facteur d'étalement (SF pour Spread Factor). Le SF peut varier entre 7 et 12, et lorsque le SF augmente, le débit est réduit mais la portée de la communication LoRa augmente. Les communications LoRa peuvent être configurées avec différentes largeurs de canal : 125 kHz, 250 kHz et 500 kHz, situées dans la bande de fréquence radio libre de 868 MHz.

Pour les tests réalisés dans ce papier, nous avons appliqué un SF de 7 et utilisé un canal de 125 kHz.

b Banc et protocole de test LoRaWAN

Dans cette section, nous décrivons le banc de test que nous avons mis en place pour évaluer la susceptibilité des communications LoRaWAN. Il comporte une carte LoRa qui représente les cartes qui equipent les capteurs embarqués à bord des trains et une passerelle (gateway) qui est en connexion avec les serveurs. La communication LoRaWAN est établie entre ces deux éléments par le biais de coupleurs bidirectionnels. Tous les éléments sont raccordés en filaire et les tests sont réalisés dans un mode conduit. Ainsi, ces coupleurs permettent d'introduire des séquences d'interférences entre les deux terminaux communicants. Les séquences d'interférence sont générées grâce à un générateur de signaux arbitraires. Un atténuateur variable est placé à la sortie de la carte LoRaWAN afin de réduire progressivement la puissance du signal LoRaWAN envoyé par la carte jusqu'à atteindre le premier défaut, à savoir la disparition d'un message d'Acquittement ou d'ACK. En effet, à chaque réception d'un message la passerelle est configurée pour confirmer la réception par l'envoi d'un ACK. Alors, le rapport entre les puissances du signal de communication et des signaux d'interférence est mesuré, donnant ainsi le SIR (Signal to Interference Ratio) critique.

2 Tests sur LTE

a La couche Physique LTE

Les stations de base LTE sont appelées eNodeB et le terminal LTE est désigné par l'abbréviation UE pour User Equipement [4]. Les signaux LTE adoptent une modulation OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) qui code les données dans plusieurs sous-porteuses à l'intérieur de la bande de fréquences allouée. Dans le LTE, les informations sont mises en correspondance dans les domaines temporel et fréquentiel. Une sous-porteuse transporte un symbole OFDM, appelé élément de ressource (RE ou Resource Element), qui occupe 15 kHz sur une durée de 66,7 µs. Le LTE est également définit par ses blocs de ressources (RB

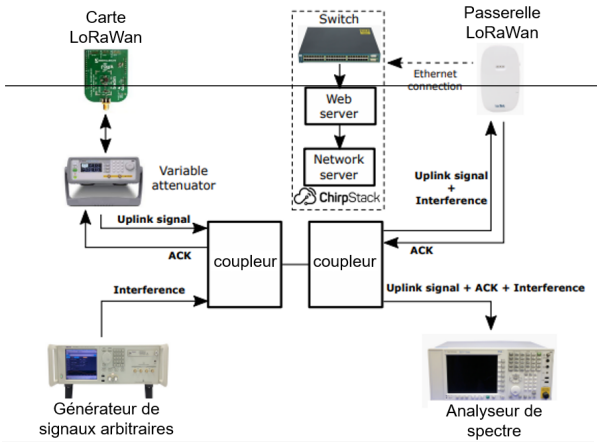


Figure 2: Schéma du banc de test pour les communications LoRaWAN

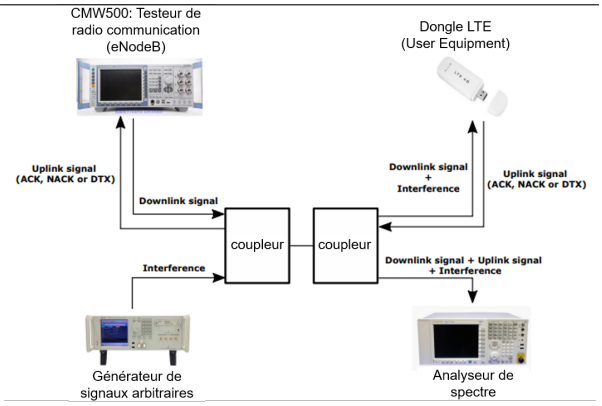


Figure 3: Schéma du banc de test pour les communications LTE

ou Resource Block) qui regroupent 84 RE en occupant 180 kHz sur une durée de 0,5 ms. Le LTE permet d'employer des canaux à bande passante adaptable en fonction des débits souhaités, allant de 1,4 MHz à 20 MHz. Les données sont organisées en trames et sous-trames. Une trame LTE a une longueur totale de 10 ms. Les blocs de ressources contiennent des symboles de référence (RS), qui sont transmis périodiquement pour l'estimation du canal, l'évaluation de la qualité et l'égalisation.

b Banc et protocole de test LTE

Le banc de test LTE est composé d'un équipement CMW500 qui joue le rôle de l'eNodeB et d'un dongle LTE qui représente l'UE. Tel que pour le banc LoRaWAN, une communication est établie entre ces deux éléments en passant par des coupleurs bidirectionnels. On peut ainsi introduire les séquences d'interférences transitoires générées par le générateur de signaux arbitraire. Un canal de 20 MHz et une modulation QPSK ont été utilisés pour les communications LTE.

Pour contrôler la qualité de la communication LTE, nous avons utilisé le "BLock Error Rate" ou BLER. Celui-ci est mesuré par le CMW500 à partir des indicateurs de non réception ou de bonne réception qu'il reçoit de l'UE. L'indicateur de bonne réception est l'Acquittement ou ACK qui est envoyé par l'UE. Les indicateurs de non réception sont de deux types: le Non acquittement ou NACK, envoyé par l'UE pour exprimer qu'il a détecté un envoi mais n'a pas su le lire, et le DTX, généré par le CMW500 lui-même lorsqu'il envoie un message et qu'il ne reçoit ni ACK, ni NACK. Le BLER pour une période de test donnée, s'exprime alors à partir du nombre d'ACK, de NACK et de DTX reçus, à l'aide de l'équation 1.

$$\mathrm{BLER} = \frac{n_{\mathrm{NACK}} + n_{\mathrm{DTX}}}{n_{\mathrm{ACK}} + n_{\mathrm{NACK}} + n_{\mathrm{DTX}}} \qquad (1)$$

Lors des tests, la puissance du signal LTE est réglée au niveau du CMW500. Elle a été réduite progressivement jusqu'à atteindre des valeurs de BLER de 5%. Cette valeur maximale d'erreur de 5% est conseillée dans le standard 3GPP standard pour une qualité de communication satisfaisante.

IV RESULTATS DE TEST

1 Mesure du SIR critique

Qu'il s'agisse des tests sur le protocole LoRaWan ou sur le LTE, nous débutons le test avec un rapport Signal à Interférence (SIR) élevé, et nous le réduisons progressivement. Dans le cas du LoRaWan, la puissance du signal LoRaWan est réduite progressivement à l'aide de l'atténuateur variable présent dans la figure 2. Pour le LTE, la puissance du signal LTE est progressivement réduite au niveau du réglage du CMW500 représenté dans la figure 3. Dès l'apparition du défaut, à savoir une disparition du signal d'acquittement dans le cas du LoRaWan et un BLER dépassant les 5% dans le cas du LTE, nous mesurons le SIR. Une approche spécifique de mesure du SIR a été adoptée pour chacun des systèmes. En effet, nous avons voulu estimer la valeur du SIR tel qu'il apparait à l'entrée d'un récepteur LoRaWan ou d'un récepteur LTE. Dans le cas du LoRaWan, nous avons donc adopté une bande de résolution de 130 kHz et une bande d'intégration de 125 kHz, correspondant à la largeur des canaux. Pour le LTE, les puissances ont été mesurées avec une bande de résolution de 15 kHz équivalente à la largeur des sous porteuses et une bande d'intégration de 20 MHz qui correspond à la largeur du canal.

2 Susceptibilité du LoRaWAN

Les figures 4 et 5 présentent les valeurs du SIR qui induisent les premières absences de ACK, dans le cas où les interférences transitoires sont générées à intervalles réguliers ou variables, mais toujours avec une moyenne identique de 5µs. Dans les deux cas, les résultats de 10 expérimentations sont présentés.

La comparaison des figures 4 et 5 montre qu'il y a une meilleure stabilité des résultats sur les communications LoRaWAN lorsque des intervalles entre transitoires sont réguliers. Avec les transitoires à intervalles réguliers, le SIR critique varie entre 40

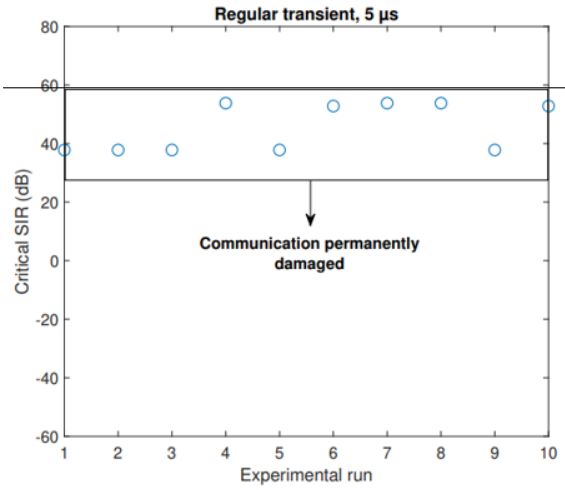


Figure 4: Valeurs de SIR aux premières absences de ACK pour 10 expérimentations successives sur du LoRaWan

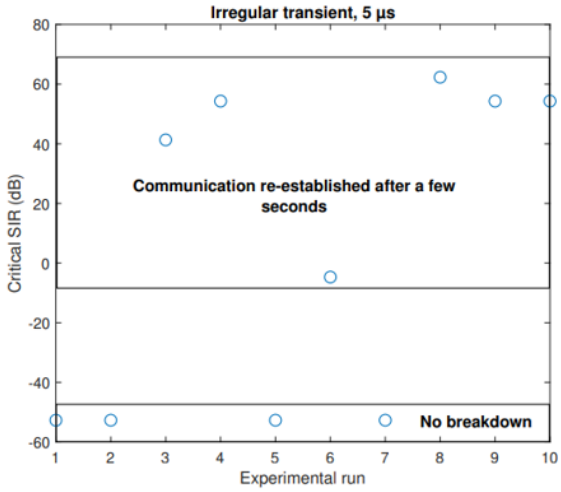


Figure 5: Valeurs de SIR aux premières absences de ACK pour 10 expérimentations successives sur du LoRaWan

et 60 dB pour les 10 essais. Alors que les résultats sont plus dispersés avec des intervalles variables. Cependant, on constate également que la nature des défauts est différente.

Dans le cas des intervalles réguliers, on constate que le moindre défaut correspond à une interruption totale de la communication. Il faut stopper l'emission des interférences pour permettre un rétablissement de la communication.

Dans le cas des intervalles variables, il n'y a pas d'interruption totale. Il se produit des coupures temporaires de communication voire dans certains cas aucun défaut en appliquant le SIR minimum permis par le banc de test.

3 Susceptibilité du LTE

Les figures 6 et 7 présentent les valeurs du SIR maximales faisant passer le BLER au-delà de la valeur de 5%, dans les cas où les interférences sont appliquées à intervalles réguliers et à intervalles variables. Les résultats des 10 tests successifs sont présentés suivant l'axe des abcisses.

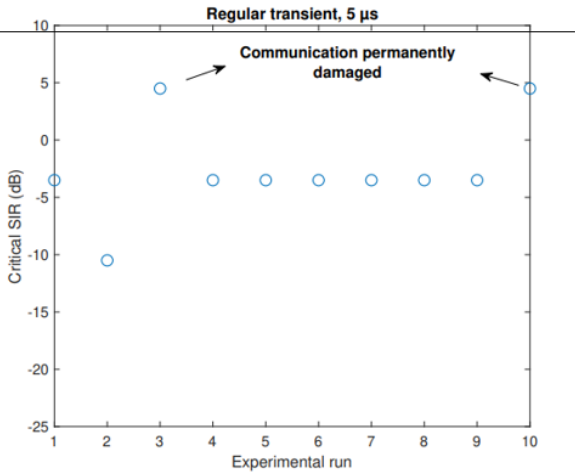


Figure 6: Valeurs de SIR lorsque le BLER du LTE franchit les 5% pour 10 expérimentations successives sur du LoRaWan

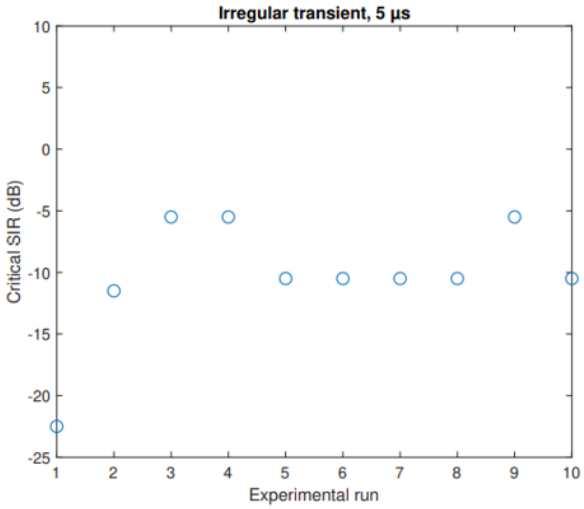


Figure 7: Valeurs de SIR lorsque le BLER du LTE franchit les 5% pour 10 expérimentations successives

En première observation, dans le cas des intervalles réguliers, nous constatons pour deux des essais que la séquence d'interférence a entrainé une montée brutale du BLER et une rupture totale de communication. Quant aux autres essais, on constate que le SIR critique est entre -3 et -11 dB pour les intervalles réguliers et entre -5 et -12 dB pour les intervalles irréguliers. Ainsi, on ne note pas de différences majeures entre le fait d'appliquer une séquence régulière ou irrégulière. Cependant, dans la cas d'une séquence régulière, on peut observer sur certains essais une dégradation de la communication brutale et totale.

V ETUDE DES RESULTATS

On constate que quelque soit les séquences d'interférence, la variation sur les valeurs de SIR critiques est relativement importante entre les 10 tests successifs réalisés, et plus particulièrement

pour le LoRaWan. D'autre part, on observe que le fait d'appliquer des interférences transitoires à intervalles réguliers peut produire des effets "plus graves" que le défaut qu'on a définit. En effet, des ruptures de communication totales se produisent sur certains essais, sans rétablissement de la communication après interruption de l'interférence.

Dans le cas, où la séquence d'interférences est plus réaliste, à savoir à intervalles variables, il n'y a jamais d'interruption totale et cela pour les deux protocoles de communication testés. La communication présente des interruptions momentannées mais se rétablie au cours de l'essai.

Cela montre qu'il est essentielle de définir une séquence d'interférence réaliste ou bien le risque est de surestimer la susceptibilité de la solution communcante.

Pour comprendre ces différences de comportement, nous avons procédé à des analyses de distributions spectrales des deux types de séquence d'interférences. Les mesures sont effectuées dans une configuration proche de celle du récepteur LoRa, avec une bande de résolution de 130 kHz et une durée d'intégration de 1 ms.

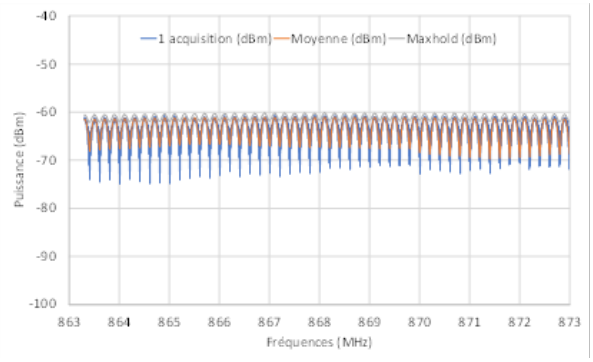


Figure 8: Spectres de la séquence d'interférences transitoires à intervalles réguliers dans la bande de fréquences du LoRa

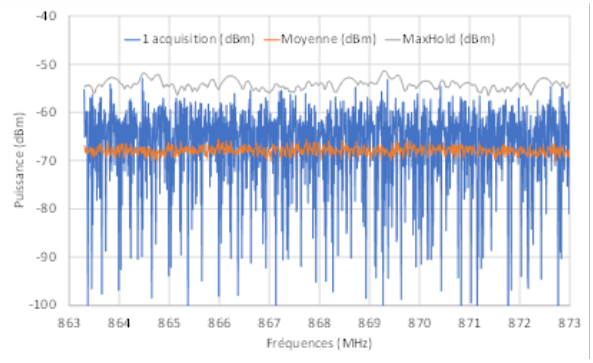


Figure 9: Spectres de la séquence d'interférences transitoires à intervalles irréguliers dans la bande de fréquences du LoRa

On constate, sur la figure 8, que la distribution spectrale est quasi invariante dans le cas des intervalles constants. En effet, il y a peu de différences entre le sepctre MaxHold, le spectre instantanné et le spectre moyen. La puissance se distribue en raies à des fréquences espacées de 200kHz. Ainsi, certains canaux de fréquences peuvent être significativement plus impactés que d'autres. Ceci peut entrainer des résultats très différents selon le canal choisi pour l'essai.

A contrario, sur la figure 9, on constate un spectre moyen très bien réparti dans les fréquences du LoRaWan, sans différence de puissance significative entre les canaux. Ainsi, statistiquement, on peut s'attendre à avoir une contrainte, statistiquement équivalente au cours du temps entre les différents canaux.

VI CONCLUSION

Ce papier met en lumière l'importance d'adopter une définition représentative de la réalité des interférences lorsqu'il s'agit de tester des solutions communicantes face à des séquences d'interférences transitoires. On a notamment montré qu'une définition à intervalles réguliers, souvent préférée en CEM pour atteindre la répétabilité des résultats, peut engendrer des résultats de susceptibilité exagérés par rapport à l'effet réel des interférences présentes à bord du train. Cette observation est vérifiée pour deux solutions communicantes significativement différentes, le LoRaWan et le LTE. De plus, la régularité des interférences dans le temps se traduit par une distribution spectrale figée dans le temps, avec des écarts de puissances potentiellement importants entre les différents canaux du système de communication. Ceci peut donc entrainer des résultats de susceptibilité différents selon le canal choisi pour réaliser le test.

References

[1] A. N. de São José, N. Chopinet, E. P. Simon, A. Boé, T. Vantroys, C. Gransart, V. Deniau, *"A Comparative Analysis of LoRa and LoRaWAN in the Presence of Jammers and Transient Interference"* 2022 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe, Gothenburg, Sweden, pp. 586-591, 2022.

[2] NF EN 61000-4-4, *"Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 4-4 : techniques d'essai et de mesure - Essais d'immunité aux transitoires électriques rapides en salves"*, 2013.

[3] N. B. Slimen, V. Deniau, J. Rioult, S. Dudoyer, S. Baranowski, *"Statistical characterisation of the EM interference acting on GSM-R antennas fixed above moving trains"*, Eur. Phys. J. Appl. Phys, 48(2), 2009.

[4] 3GPP TS 36.521-1 version 16.6.0 Release 16, *"LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) conformance specification; Radio transmission and reception; Part 1: Conformance testing ," ETSI, Standard, "*, 2020.

Méthodes numériques

MODELISATION DU COUPLAGE CEM-THERMIQUE DANS LES INSTALLATIONS DES LIGNES DE TRANSMISSION DANS LES AERONEFS ELETRIQUES

H. Chebbi[1a], M. Ridel[1a], P. Reulet[1b]

[1]ONERA, 2 Av. Edouard Belin 31055 Toulouse, houssem.chebbi@onera.fr
[a]ONERA / DEMR, Université de Toulouse
[b] ONERA / DMPE, Université de Toulouse

Résumé. – Ce papier présente une approche de modélisation du couplage EM-thermique dans les installations des réseaux de câbles pour les futurs aéronefs tout électriques. La nécessité du couplage est justifiée par la dépendance de la résistance électrique des conducteurs avec la température. En se basant sur une description topologique du réseau électrique, on s'intéresse à l'unification du modèle électromagnétique permettant de déterminer les paramètres électriques primaires d'une ligne de transmission et du modèle thermique dédié au calcul de l'échauffement d'un toron de câblage par effet Joule. Le modèle exploite la similarité des équations mathématiques. Une première analyse de l'influence de la température ainsi que l'interaction électromagnétique inter-câblage est présentée.

I. INTRODUCTION

En vue de l'électrification progressive des aéronefs pour des raisons de fiabilité des équipements électriques ainsi que environnementales, une augmentation conséquente de nombre de câbles déployés au bord des avions a été identifiée, aussi bien de signaux que de hautes tensions. Les contraintes CEM et thermiques liées à l'architecture électrique s'avèrent donc de plus en plus critiques. Une étude menée au sein de l'unité CME du département DEMR de l'ONERA a montré l'intérêt de développer un modèle unifiant les deux physiques pour analyser les performances du câblage tant du point de vue fonctionnel et CEM.

Dans ce contexte, l'ONERA continue d'améliorer sa suite logicielle CRIPTE dont les objectifs sont de prédire et de quantifier la propagation des signaux et les phénomènes de couplages sur l'ensemble d'un réseau de câbles [1]. D'un point de vue thermique, l'augmentation du nombre de câbles de puissance favorise le risque de suréchauffement. Ainsi, il existe des abaques construits empiriquement qui permettent d'évaluer les courants admissibles sur les câbles. Mais ces abaques présentent des limitations : ils ne sont pas capables de fournir des résultats précis dans des cas d'application complexes, et ils peuvent mener à un surdimensionnement systématique des câbles.

Ce papier présente la suite des travaux de thèse de Florian Mahiddini [2] dans lesquels un modèle thermique a été développé pour le calcul de l'échauffement d'un toron multiconducteurs en prenant en compte l'interaction électromagnétique entre les conducteurs. Le code de calcul a été adapté pour tenir compte du couplage électromagnétique et généralisé au cas d'un toron de câbles arbitrairement regroupés. Nous rappelons brièvement l'aspect modélisation des deux physiques, on présentera par la suite les résultats de simulations.

II. MODELISATION

II.1. Modèle Thermique

A partir de la représentation topologique et géométrique du réseau, l'analyse thermique a pour objectif de déterminer la distribution de température dans le harnais de câbles en cours d'échauffement par effet Joule. On s'intéresse à la résolution de l'équation stationnaire de la chaleur, dont l'expression est donnée par :

$$\Delta\,(\kappa\, T) = S \qquad (1)$$

où κ est la conductivité thermique du matériau s'exprimant en W.(m.K)$^{-1}$. On considère un échauffement uniforme par effet Joule, l'expression de la source volumique, exprimée en W/m^3, s'obtient par la relation suivante :

$$S = \frac{\rho I_{eff}^2}{\pi^2 r^4} \qquad (2)$$

Où ρ la résistivité électrique du matériau exprimée en Ω.m, I_{eff} l'intensité efficace du courant (en A) traversant le conducteur et r le rayon de l'âme conductrice (en m). Les transferts de chaleur entre les structures filaires et le milieu ambiant font intervenir des phénomènes convectifs et radiatifs complexes dont la prise en compte est assurée par la relation suivante :

$$\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = h(T_0 - T) + \epsilon\sigma({T_0}^4 - T^4) \qquad (3)$$

h, ϵ et σ, sont respectivement le coefficient de transfert convectif (, l'émissivité thermique de la surface et la constante de Stefan-Boltzmann (W.m^{-2}.K^{-4}).

La précision du modèle dépend fortement de la bonne estimation des coefficients physiques dépendants de la température. D'une part, la résistivité électrique ρ d'un câble varie linéairement avec la température selon la relation donnée par les normes [3]:

$$\rho(T) = \rho_0 \times \left(1 + \alpha_0 (T - T_0)\right) \quad (4)$$

Où T_0 est la température ambiante, α_0 est un coefficient de chaleur expérimental exprimé en K^{-1} et dépendant de la nature du matériau conducteur. D'autre part, les transferts thermiques entre le toron de câbles et le milieu ambiant se font par le biais du coefficient de transfert de chaleur h exprimé en $W.m^{-2}.K^{-1}$. L'une des corrélations empiriques la plus utilisée est donnée par [4] :

$$h = \left[0.752 \sqrt{\frac{\lambda_a}{l}} + 0.387 \sqrt{\lambda_a} \left(\frac{\beta g \wp_r \Theta}{\nu^2 \left[1 + \left(\frac{0.559}{\wp_r} \right)^{\frac{9}{16}} \right]^{\frac{16}{9}}} \right)^{\frac{1}{6}} \right]^2 \quad (5)$$

Où les différents coefficients sont précisés dans § III.1.4 de [2].

II.2. Modèle Electromagnétique

Sous l'hypothèse d'une propagation suivant le mode transverse électromagnétique TEM, la théorie des lignes de transmission déduites des équations de Maxwell permet de calculer les courants et les tensions le long des câbles. Les paramètres caractéristiques des lignes de transmission sont alors les paramètres linéiques (résistance, inductance, capacitance et conductance).

Pour ce faire, le champ électrique E_t peut être exprimé comme le gradient d'un potentiel scalaire Φ dont l'expression est solution de l'équation de Laplace du problème électrostatique suivant :

$$\Delta_t(\epsilon \Phi) = 0 \quad (6)$$

Dans [5], l'auteur présente une démonstration de l'extraction des paramètres électriques primaires (capacitance, conductance et évaluation indirecte de l'inductance) par unité de longueur de la ligne à partir de ce potentiel. A l'issue de cette extraction, on résout l'équation de Baum-Liu-Tesche (BLT) qui décrit les phénomènes de propagation sur les lignes et de dispersion sur chacune des jonctions pour déterminer les tensions et courants de chaque élément du réseau comme cela est implémenté dans le code CRIPTE.

II.3. Résolution numérique du problème de couplage CEM-Thermique

La similarité mathématique de ces équations (1) et (6) ainsi que la dépendance de la matrice résistance à la température sont à l'origine de l'idée d'unifier les modèles électromagnétique et thermique présentés dans § II.1 et § II.2. Précisément, la température et le champ électrostatique découlent de la même notion de potentiel [6], et les deux physiques peuvent être représentées par une équation de Poisson arbitraire dont les coefficients physiques sont présentés dans la Table 1. En adoptant un formalisme intégral, on utilise la Méthode des Eléments de Frontières (BEM) pour la résolution numérique. Comme le montre la Fig.1, la partie commune aux deux problèmes physiques est la détermination des matrices d'interaction. On découple les deux physiques selon les coefficients et les conditions aux limites. A l'issue des calculs (le modèle thermique et le modèle électromagnétique via le code LAPLACE [7]), les paramètres linéiques [RLCG] sont injectés dans le solveur de CRIPTE pour la détermination des courants retours dus au couplage CEM.

Table 1. Equivalence entre les problèmes thermique et électrostatique

Formulation classique de l'équation de Poisson $\Delta(\lambda F) = Q$		
	Problème thermique	**Problème Electrostatique**
λ	κ (conductivité thermique)	ϵ (permittivité électrique)
F	T (température)	Φ (Potentiel)
Q	S (source de chaleur)	0

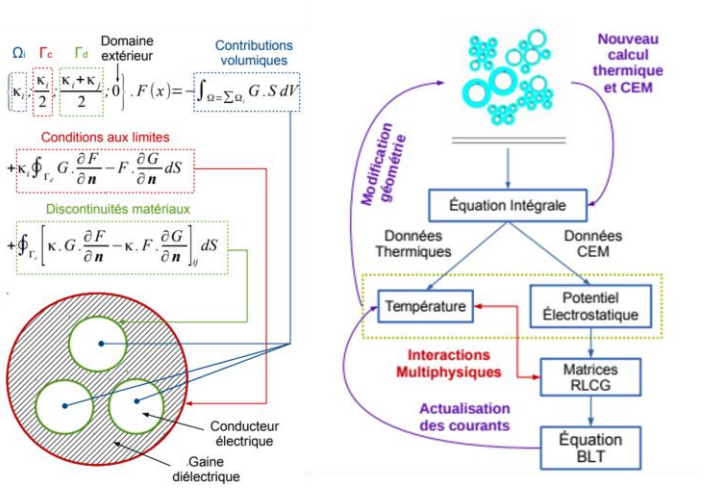


Fig.1. Présentation intégrale de l'équation de Poisson généralisée et stratégie de couplage CEM-Thermique.

III. SIMULATION

III.1. Configuration

On considère un toron de 11 câbles éclipsés (de gauges AWG24 → AWG14) et placés en espace libre à une hauteur de 5 cm au-dessus d'un plan de masse métallique de 1m de long. D'un point de vue topologique, l'ensemble est modélisé par un tube de longueur unitaire dont l'ensemble des câbles non alimentés sont placés en court-circuit par rapport au plan de masse, à l'exception des câbles alimentés qui sont reliés à des impédances de 1Ω chacune. La cross-section est générée par ALEACAB, un

outil intégré dans CRIPTE. L'installation est présentée sur la Fig.2.

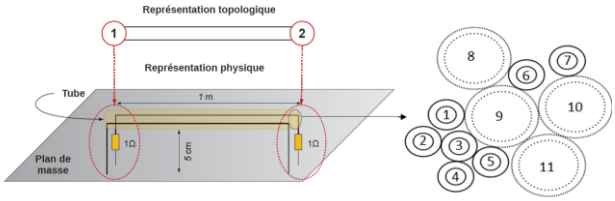


Fig.2. Description topologique et géométrique du cas d'application.

Une application clé dans la CEM est la détermination des courants induits par diaphonie. Pour mettre en valeur ce phénomène, seuls trois câbles seront initialement alimentés.

III.2. Résultats

La première étape qui précède la résolution du problème thermique consiste en l'identification d'un contour extérieur définissant le domaine fermé, qui assure l'échange convecto-radiatif avec le milieu ambiant et qui soit le plus proche possibles des câbles conducteurs pour obtenir une meilleure précision du modèle. Pour ce faire, on détermine dans un premier temps un cercle d'encombrement, puis on diminue itérativement la distance entre les points de discrétisation de ce dernier et les points des contours des câbles, tout en respectant un critère géométrique de précision. La détermination de ce contour optimal est présentée par la Fig.3.

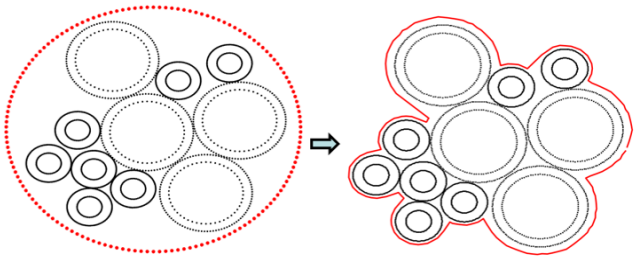


Fig.3. Génération du contour optimal pour l'application des conditions aux limites.

Un pré-estimation du coefficient $h(T)$ est aussi nécessaire. En effet, il est fondamental d'appliquer les bonnes conditions aux limites pour une meilleure convergence du modèle. Par conséquence, une première boucle de calcul de $h(T)$ nous permet de le stabiliser à 15.23 $W.m^{-2}.K^{-1}$, valeur que l'on va adopter dans la suite des simulations.

Les trois câbles sont alimentés initialement par des signaux TTL de fréquence 200 kHz et de tensions efficaces respectives 16.79V, 14.18V et 65.25V comme le montre la Fig.4. Les courants d'injections, la variation de la résistance linéique de chaque conducteur ainsi que la distribution de température dans le harnais sont présentés respectivement dans la Table 2 et la Fig.5. On construit donc la matrice $[R]$ diagonale dont les termes diagonaux sont les résistances des câbles modifiées. Les matrices [LCG] sont calculées par l'outil LAPLACE. Les quatre paramètres électriques primaires sont alors injectés dans CRIPTE pour résoudre l'équation BLT (cf. § II.2).

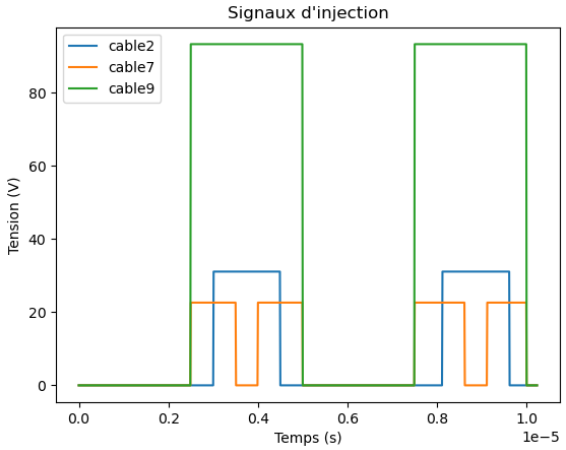


Fig.4. Signaux TTL injectés initialement dans 3 câbles.

Table 2. Variation de la résistance linéique due à la température en absence de couplage.

Câbles	$I_{injection}$ [A]	R_{20} $[m\Omega/m]$	R $[m\Omega/m]$	ΔR (%)
1	0	59.45	68.26	15.41
2	8.15	59.45	70.8	19.07
3	0	59.45	67.7	13.98
4	0	59.45	67.05	12.75
5	0	59.45	67.92	14.23
6	0	59.45	68.51	15.23
7	6.88	59.45	69.18	16.35
8	0	6.67	7.49	12.23
9	32.51	6.67	7.75	16.12
10	0	6.67	7.59	13.76
11	0	6.67	7.53	12.87

Le couplage EM donne naissance à des courants induitssq dans les conducteurs non alimentés ainsi que d'éventuelles modifications des signaux initiaux. Ceci est illustré par la Fig.6. Ces courants sont alors réinjectés dans le module thermique pour un deuxième calcul de la distribution de température ainsi que la correction des résistances linéiques. La carte de température est illustrée par la Fig.7. On note alors l'influence significative des courants induits sur l'échauffement du toron puisque, entre les deux simulations, on observe une augmentation de la température moyenne de plus de 9°C (Table 3). On remarque dans le même temps une augmentation significative des résistances électriques (avec un maximum de +21% pour le câble n°2 par rapport à sa valeur prise à 20°C).

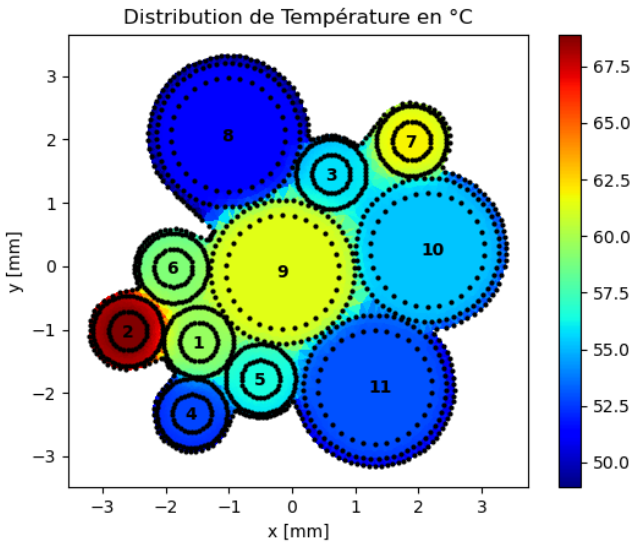


Fig.5. Calcul de la température dans le toron sans couplage CEM-Thermique.

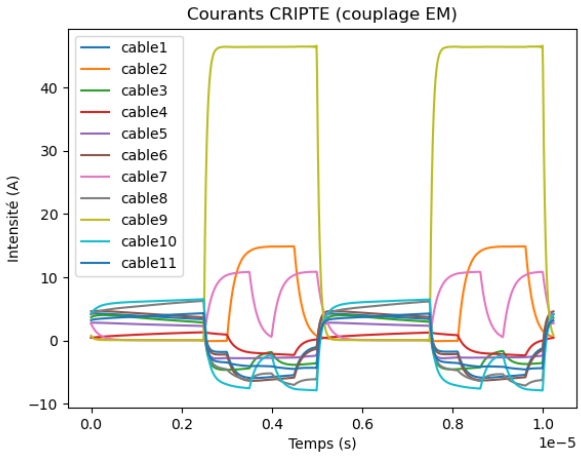


Fig.6. Courants induits calculés par CRIPTE.

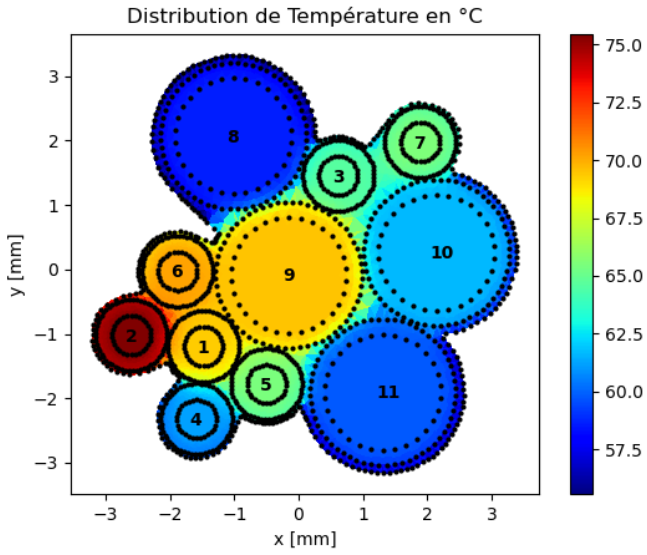


Fig.7. Calcul de la température dans le toron avec couplage CEM-Thermique.

Table 3. Variation de la résistance linéique due à la température en présence de couplage.

Câbles	$I_{injection}$ [A]	R_{20} $[m\Omega/m]$	R $[m\Omega/m]$	ΔR (%)
1	4.12	59.45	68.26	19.24
2	7.56	59.45	70.8	21.63
3	3.57	59.45	67.7	17.39
4	1.30	59.45	67.05	16.07
5	2.59	59.45	67.92	17.74
6	4.49	59.45	68.51	19.58
7	6.20	59.45	69.18	17.75
8	5.51	6.67	7.49	15.06
9	32.06	6.67	7.75	19.29
10	6.14	6.67	7.59	16.26
11	3.86	6.67	7.53	15.53

IV. CONCLUSION

Cette étude a pour objectif la modélisation multi physique du couplage CEM-Thermique dans les lignes de transmission pour des applications futures d'analyse des architectures électriques dans les aéronefs électriques. Ceci permettra d'analyser l'influence des interactions EM et thermiques inter-câbles. Le modèle sera utilisé pour établir des modèles équivalents des câbles multibrins et mener des études paramétriques d'installations de câbles qui permettront de justifier le couplage ou découplage des deux problèmes physiques présentés dans ce papier.

REFERENCES

[1] C.E Baum et al, *"On the Analysis of General Multiconductor Transmission-Line Networks"*, Interaction Notes, note 350, Novembre 1978.

[2] F. Mahiddini, *"Modélisation couplée CEM-Thermique d'architectures de câblages électriques embarquées"*, Université de Toulouse, Thèse de Doctorat, 2018.

[3] F. Loos, *"Joule Heating in Connecting Structure of Automotive Electric Devices – Modelling, Simulation and Optimization"*, PhD thesis, Universität der Bundeswehr München, 2014.

[4] R.P. Feynman, *"The Feynman Lectures on Physics. Vol II – Mainly Electromagnetism and Matter Basic"*, Basic Book, The New Millenium Edition 2014

[5] L. Paletta, *"Démarche topologique pour l'étude des couplages sur des systèmes de câblages industriels de grandes dimensions"*, Université Paris XI-Orsay, Thèse de Doctorat, 1998

[6] F. P. Incropera et D. P. De Witt, *"Fundamentals of Heat and Mass Transfert"*. Second Edition, John Wiley et Sons, 1985. ISBN : 0-471-88550-9.

[7] P.M Prache, *"Influence des variations de température sur l'affaiblissement des circuits de télécommunications en câbles enterrés"*, Annales des Télécommunications, t.2, n◦6, 1947.

FORMALISME DES CORDES POUR DES FILS GROS OBLIQUES DANS LA MÉTHODE FDTD 3D

C. Guiffaut[1] et A. Reineix[1]

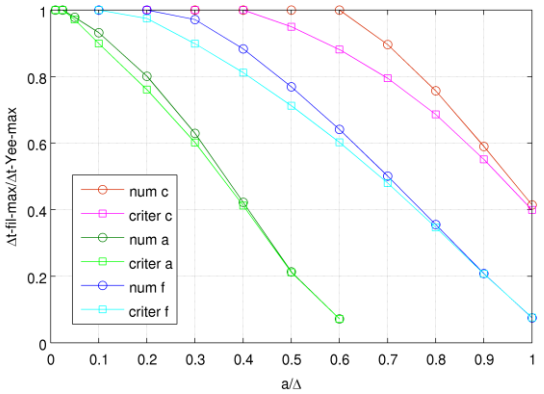
[1]Institut XLIM, Université de Limoges, christophe.guiffaut@xlim.fr, alain.reineix@xlim.fr

Résumé. Le formalisme des fils minces obliques de la méthode FDTD-3D est généralisé avec une théorie basée sur l'introduction d'un concept de corde qui permet l'extension contrôlée du couplage d'un conducteur dans une grille FDTD sur plusieurs cellules transverses. Les retombées sont la modélisation de conducteurs avec des rayons gros de l'ordre de la taille de la cellule sans contrainte importante sur le critère de stabilité et une précision accrue du formalisme des fils minces.

I. INTRODUCTION

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) est largement utilisée en compatibilité électromagnétique pour la modélisation de structures 3D complexes. À l'instar de la méthode équation intégrale, elle modélise efficacement toutes les structures conductrices qui sont vecteurs des perturbations électromagnétiques susceptibles d'impacter les circuits et l'intégrité des signaux. Grâce au formalisme des fils obliques minces [1], les conducteurs filaires peuvent aussi être traités par la méthode FDTD. Il établit un couplage réciproque entre le courant circulant le long des conducteurs et le champ électrique des cellules FDTD traversées par ces derniers. Initialement, les fils obliques traitent de conducteurs nus traversant librement le maillage FDTD et permettant des modélisations de structures diverses telles que des antennes filaires, des treillis et grillages dans les bâtiments, des topologies complexes de câbles en mode commun, etc. Les nombreuses extensions proposées [2], [3] au modèle de fil oblique visent à couvrir la grande diversité des câbles et de leurs caractéristiques (câble gainé, conducteurs blindés, effet de peau, câbles couplés, etc.).

Ce modèle permet le traitement de topologies complexes de conducteurs sans le maillage de leur section. Toutefois, le rayon des conducteurs doit être plus petit que 1/10 de la taille de la cellule FDTD pour éviter toute réduction du critère de stabilité CFL, coefficient qui est en générale fixé entre 0.9 et 1.0. Dès que le rayon d'un conducteur dépasse 1/3 de la taille d'une cellule FDTD, le coefficient CFL sera réduit à 0.6 pour un fil positionné sur une arête de la grille cartésienne, positionnement le plus contraignant (figure 1). Cette valeur passe à 0.2 pour un rayon de 1/2 de la taille de la cellule ce qui augmente d'un facteur inversement proportionnel le temps de calcul. En outre, cette contrainte s'accompagne d'une perte de précision du modèle équivalent qui équivaut à une sous-estimation du rayon du conducteur. Le formalisme des fils gros proposé ici vise à lever le verrou sur la contrainte de stabilité pour des fils dont le rayon pourra dépasser la taille de la cellule tout en améliorant la précision du modèle. En outre, il réduira la sensibilité à sa position ou à son orientation dans la grille FDTD. On ne recherche pas non plus des rayons de conducteur qui feraient plusieurs fois la taille d'une cellule FDTD car le conducteur peut alors être maillé. Toutefois ce formalisme permettrait en perspective cette extension.



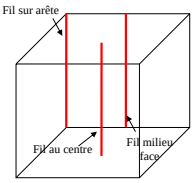


Fig.1. Critère de stabilité du formalisme des fils minces en fonction du ratio rayon a / pas spatial Δ de la cellule FDTD pour trois positions du fil dans la cellule : sur arête (a), au milieu d'une face (f) et au centre de la cellule (c). Comparaison entre une formule théorique (criter) et des expériences numériques (num).

Pour traiter des fils gros sans impacter la stabilité, il est nécessaire d'augmenter le rayon de couplage avec la grille FDTD et donc d'impliquer plus de composantes de champ. Toutefois, les tentatives [4] proposées dans le passé conduisent à des contraintes inextricables sur les jonctions entre conducteurs ou à des problèmes de conservation de la charge dans la grille FDTD.

Sur la base du formalisme des fils minces rappelée dans la section §II.1, le concept de corde est introduit pour représenter une ligne embarquant notamment les bonnes propriétés de couplage réciproque et de continuité de la trace du courant dans la grille FDTD afin de conserver la charge (section §II.2). Ensuite, il est montré que des cordes multiples peuvent être associées à un conducteur et les connexions aux extrémités entre conducteurs peuvent être géré efficacement d'un point de vue géométrique en introduisant des cordes supplémentaires de type rayon (section §II.3). Cette approche apporte alors des possibilités importantes de combinaison des cordes

permettant de moduler la précision du formalisme et de traiter des fils gros dépassant la taille de la cellule.

II. THEORIE

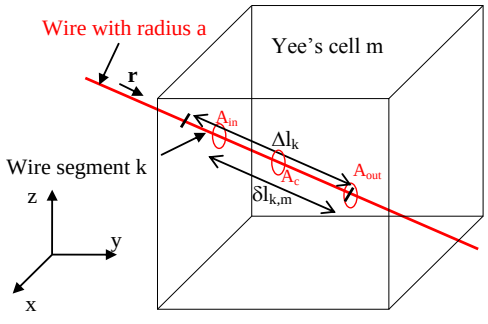
II.1. Formalisme des fils minces

Le formalisme des fils obliques est basé sur celui de Holland. Un rappel est proposé ici pour faire le lien avec les développements sur le concept de corde. Pour traiter un fil oblique rectiligne traversant librement la grille cartésienne FDTD, deux équations supplémentaires de type ligne de transmission sont ajoutées au système d'équations de Maxwell comme suit :

$$L_{l,k}\partial_t I_k + RI_k + \partial_r V_k = \langle E_k \rangle \qquad (1\text{-a})$$

$$C_{l,k}\partial_t V_k + \partial_r I = 0 \qquad (1\text{-b})$$

Ce système et les équations vectorielles de Maxwell sont résolus par la méthode FDTD. Dans (1), *r* est la direction du fil qui peut être quelconque dans l'espace. *k* désigne un segment de fil sur lequel est résolu la tension *V* aux nœuds des segments et le courant *I* aux milieux. R_l, L_l, et C_l sont les paramètres linéiques de la ligne.



A_{in}: input point of the segment k in the cell m
A_{out}: output point of the segment k in the cell m
A_c: center point of the segment part belonging to the cell m

Fig.2. Intersection d'un fil et d'une cellule indicée m. $\delta_{l,k}$ est la longueur du segment k contenue dans la cellule m.

Ce système est similaire à celui de la théorie des lignes avec le modèle de couplage champ – câble d'Agrawal. Toutefois, (1) est couplé de manière réciproque avec l'équation de Maxwell-Ampère. En faisant une correspondance avec la théorie des lignes, (1) se différencie par le référencement qui n'est plus un conducteur de retour tel un plan de masse mais les champs électriques des cellules contenant le fil. Dès lors, toutes les composantes cartésiennes de la cellule interviennent dans le couplage. Le champ électrique appliqué sur le fil se décompose comme suit :

$$\langle E_k \rangle = \sum_{u=x,y,z} \langle E_{u,k} \rangle r_u \,, \qquad (2\text{-a})$$

$$\langle E_{u,k} \rangle = \sum_{m,m\cap k} \left[\frac{\delta l_{k,m}}{\Delta l} \sum_{j=1}^{4} \left(\langle E_{u,j,m} \rangle p_{u,j,k,m} \right) \right] \qquad (2\text{-b})$$

où $E_{u,j,m}$ est une composante cartésienne du champ électrique de la cellule *m* et positionné sur l'arête *j*. Chaque direction cartésienne *u* implique 4 arêtes dans la cellule *m*. Ensuite, des poids $p_{u,j,k,m}$ sont appliqués sur chaque composante de champ électrique. Ces poids sont calculés sur la base de l'intégrale des pondérations bilinéaires de Lagrange le long du segment k. Pour assurer la conservation de la charge lors du rayonnement du courant du fil dans la grille FDTD, une pondération bilinéaire mixte est appliquée. Elle combine des poids au barycentre (b) du segment et sur ses nœuds (n=N_1, N_2) comme suit :

$$p_{u,j,k,m} = \int_{N_1 N_2} p_{u,j,k,m}(\rho)\, d\rho = \frac{1}{3}\left(p^{n}_{u,j,k,m} + 2\, p^{b}_{u,j,k,m} \right) \qquad (3)$$

Le calcul de l'inductance linéique $L_{l,k}$ résulte aussi d'une suite de pondérations comme pour le champ électrique car elle représente le lien entre le courant et les points de référencement qui coïncident avec les champs électriques impliqués dans le couplage. Pour assurer la réciprocité du schéma, on introduit d'une part une densité de courant J_k associée au segment *k* et homogénéisée sur le volume d'une cellule FDTD :

$$J_k = \frac{I_k \Delta l}{\Delta x \Delta y \Delta z}\,, \qquad (4)$$

Ensuite, on réalise une projection de (4) sur les arêtes de la grille FDTD portant les composantes du champ électrique. Les coefficients de (2) sont alors utilisés pour pondérer la distribution sur toutes les arêtes de la cellule et assurer un couplage réciproque :

$$J_{u,j,m} = r_u \sum_{k,k\cap m} \frac{\delta l_{k,m}}{\Delta l} p_{u,j,k,m} J_k \,. \qquad (5)$$

Dès lors, la mise à jour d'une composante de champ électrique au sens des différences finies peut s'exprimer comme suit :

$$E^{n+1}_{u,j,m} = E^{n}_{u,j,m} + \frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} \left(\left(\nabla \times \vec{H} \right) \cdot \vec{u} - J_{u,j,m} \right)^{n+\frac{1}{2}} \qquad (6)$$

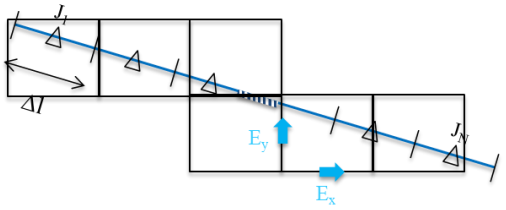


Fig.3. Corde de couplage fil – grille FDTD

II.2. Propriété d'une corde

Le formalisme des fils obliques se scinde en deux parties. Nous avons d'un côté un système type ligne de transmission (1) qui peut être complexifié afin de prendre en compte des éléments électriques ou de circuit, être étendu à différents modèles de câble comme dans la méthode MTL. Cette partie est commune à tous les modèles de fil mince basés sur le formalisme de Holland.

D'un autre côté, nous avons le couplage réciproque fil – grille FDTD qui va se traduire dans la grille FDTD par une perturbation des champs électriques environnant le fil et due au lien de ces derniers avec le courant du fil, lien qui est réglé par les lois de variation spatiale du champ autour d'un fil rectiligne. On introduit alors le concept de corde pour représenter le lien unitaire de ce couplage et qui sera doté des bonnes propriétés afin d'assurer la consistance du schéma.
Une corde définit le couplage à partir des relations (2) et (5) qui peuvent être mises sous forme matricielle :

$$\overrightarrow{E_k} = \left[C_{bl}\right] \begin{bmatrix} \overrightarrow{E_{x,m}} \\ \overrightarrow{E_{y,m}} \\ \overrightarrow{E_{z,m}} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \overrightarrow{J_{x,m}} \\ \overrightarrow{J_{y,m}} \\ \overrightarrow{J_{z,m}} \end{bmatrix} = \left[C_{bl}\right]^t \overrightarrow{r}\, J_k \qquad (7)$$

La matrice [C_{bl}] embarque les coefficients qui apparaissent dans (2-b) et qui sont de la forme pour une corde indexé q :

$$C_{u,q,j,k,m} = p_q \frac{\delta l_{q,k,m}}{\Delta l} p_{u,q,j,k,m}\,, \qquad (8)$$

pour une contribution d'une corde avec un poids p_q. Bien que le nombre d'indices soit important dans (8), la transcription algorithmique reste assez directe et nécessite l'introduction d'une boucle supplémentaire sur les cordes par rapport au formalisme des fils obliques [1]. Sur la base d'une distribution uniforme, le champ électrique (2) et l'inductance d'un segment de fil deviennent :

$$\left\langle E_k^c \right\rangle = \sum_{q=1}^{N_c} p_q \left\langle E_{k,q} \right\rangle,\ L_k^c = \sum_{q=1}^{N_c} p_q L_k \qquad (9)$$

Ensuite une corde contient les propriétés suivantes :

- Continuité de la trace du courant (CTC) dans la grille [1]
- Réciprocité du couplage
- Self-consistance des coefficients [1]
- Couplage des segments de fil uniquement avec les cellules traversées

Le principe de conservation de la charge lors du rayonnement des fils se traduit de manière pratique par la CTC dans la grille FDTD. Soit le courant équivalent $I_{u,j,m}$ sur une arête j dans la direction u d'une cellule m induit par les courants des segments k en intersection avec la cellule m (en général entre 1 et 4 segments contigus dans une cellule) :

$$I_{u,j,m} = \Delta v \Delta w J_{u,j,m} = r_u \sum_{k,k\cap m} \sum_{q=1}^{N_c} C_{u,q,j,k,m} I_k \qquad (10)$$

Supposons un courant constant sur le fil. Le poids en courant $P_{c,u,j,m}$ sur l'arête (u,j,m) s'écrit alors simplement :

$$P_{c,u,j,m} = r_u \sum_{k,k\cap m} \sum_{q=1}^{N_c} C_{u,q,j,k,m} \qquad (11)$$

L'application de la loi des nœuds sur les sommets de la grille FDTD implique :

$$\sum_{u=x,y,z} \left(I_{u+,s} - I_{u-,s}\right) = 0\,, \qquad (12\text{-a})$$

$$\Rightarrow \sum_{u=x,y,z} \left(P_{c,u+,s} - P_{c,u-,s}\right) = 0\,, \qquad (12\text{-b})$$

pour tous les sommets s de la grille FDTD d'une cellule m traversée par un fil. L'intérêt pratique de cette formulation est la possibilité de vérifier la CTC de l'algorithme mis en place sur les sommets car elle est liée uniquement aux coefficients de pondération choisis. Parmi les propriétés essentielles d'une corde, la self-consistance des coefficients de pondération signifie que (3) assure la CTC pour toutes les situations géométriques de jonctions entre deux ou plusieurs fils alors que les pondérations s'appliquent indépendamment sur chacun d'entre eux.

II.3. Fils gros

La corde contient les propriétés de couplage assurant un comportement consistant et robuste au formalisme des fils obliques. En outre, la précision du schéma de couplage est d'ordre 2 comme les coefficients de Lagrange employés. Cet objet, une fois introduit, peut être multiplié d'un point de vue mathématique mais aussi d'une manière directe dans sa mise en œuvre informatique avec comme objectif d'étendre la zone de couplage. Cette construction est géométrique. Par exemple, en 2D, on peut ajouter en plus de la corde 0 coïncidant avec le fil deux cordes situées de part et d'autre. Dès lors, trois retombées vont être obtenues. L'inductance de cellule est augmentée relâchant la contrainte CFL pour des fils plus gros. La CTC est assurée par chacune des cordes donc elle est assurée globalement. La précision est augmentée et contrôlée par la distribution des cordes.

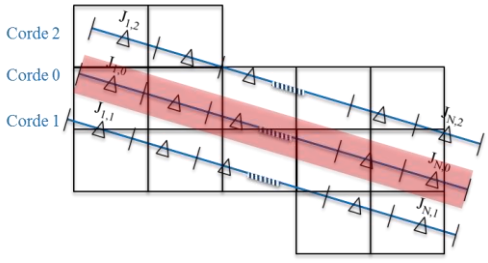


Fig.4. Corde 0 correspondant à la fibre neutre du fil + deux cordes de part et d'autre

D'une manière générale, on visera une disposition des cordes sur un cylindre de rayon r_c a priori supérieur au rayon du conducteur dans une grille cubique. Dans une grille parallélépipédique, les cordes seront distribuées sur un cylindre elliptique (figure 5) afin que le ratio $r_c/\Delta u$ soit conservé pour les trois directions cartésiennes et ainsi

permettre une contribution équilibrée en nombre et en poids pour chaque direction. La corde centrale n'est pas obligatoire bien que d'un point de vue interpolation, sa présence soit pertinente. Les poids des cordes réparties sur le cylindre sont identiques. On appliquera aussi le même poids pour la corde centrale dans les applications numérique bien que ce choix puisse être discuté mais un optimal n'a pas été trouvé pour l'instant.

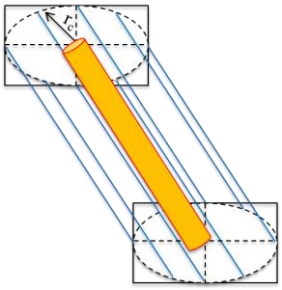


Fig.5. Conducteur avec 8 cordes autour en bleu.

II.4. Jonction multifilaires

Le dernier point délicat est la jonction entre deux ou plusieurs fils. Les cordes de deux fils sont disjointes à leur extrémité connecté si les deux fils ne sont pas alignés ce qui sera problématique pour la CTC. La solution la plus simple d'un point de vue de la construction géométrique et aussi de mise en œuvre est d'introduire des cordes de type rayon aux extrémités (figure 6) qui replient les cordes orthogonalement avec un point unique de jonction pour toutes les cordes. Ce point de jonction coïncide avec l'extrémité du fil et va assurer la continuité électrique dans la grille FDTD. Ensuite, le courant sur la corde rayon sera calculé à partir du même poids que celui de la corde auquel il est rattaché. Ce courant est utile uniquement comme intermédiaire pour distribuer la densité de courant de la corde rayon (*cr*) dans la grille FDTD :

$$I_{q,i}^{cr} = p_q I_{e,i} \tag{13}$$

Avec $I_{e,i}$ le courant sur le segment extrémité du fil *i* qui sera forcément le premier ou le dernier. Au regard de la CTC, il sera toutefois plus rigoureux de recalculer un courant équivalent impliquant la loi des nœuds. Pour une jonction à N_j fils, le courant à l'extrémité du fil *i*, supposant tous les courants orientés entrant sur le nœud, sera calculé comme suit :

$$I_{e,i}^{m} = \frac{1}{2}\left(I_{e,i} - \sum_{j=1, j\neq i}^{N_j} I_{e,j} \right) \tag{14}$$

En particulier, supposons deux fils connecté mais formant une droite. Les cordes rayons des deux fils connectés coïncident alors parfaitement et elles ne doivent pas contribuées à la trace du courant dans la grille. (14) permettra d'assurer que les densités de courant des cordes rayon distribuées dans la grille FDTD s'annihilent complètement.

Ces considérations apportent une rigueur au formalisme des cordes sur le traitement de la jonction et sur la CTC. Toutefois, les expérimentations numériques montrent que l'intrication des cordes rayon sur une jonction entre fils non alignés introduit une composante continue sur le courant et dans la grille FDTD. Elle est symptomatique d'un problème de conservation de la charge lié au couplage supplémentaire qu'induisent les cordes rayon sur les segments d'extrémité des fils en jonction.

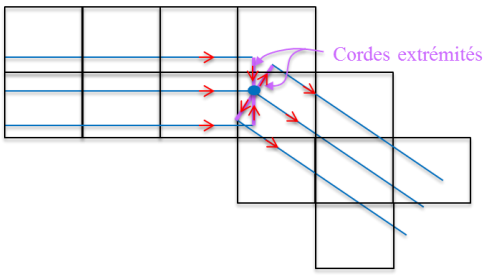


Fig.6. Connexion entre deux fils. Introduction de cordes type rayon en extrémité pour la continuité électrique

Dans un premier temps, on a supposé que les cordes rayon étant orthogonales au fil associé, on n'applique pas de couplage réciproque avec celles-ci. C'est-à-dire qu'aucune contribution du champ électrique des cordes rayon n'est introduite sur le fil. Physiquement, ce point est discutable dès qu'on a une discontinuité entre deux fils inclinés l'un par rapport à l'autre. Celle-ci a un effet local aussi les cordes rayon pourraient avoir une contribution en réception pour les fils. Dès lors, un couplage réciproque a été introduit sans viser rigoureusement l'effet de la discontinuité mais dans l'espoir de corriger les charges parasites introduites par le couplage des cordes rayon avec les extrémités des cordes régulières. Pour ce faire, Le champ électrique sur les cordes rayons va contribuer au champ électrique appliqué au segment de fil d'extrémité comme suit :

$$E_{k,q} = \left\langle E_{k,q} \right\rangle + \frac{L_{cr,q}}{\Delta l_k} \left\langle E_q^{cr} \right\rangle \tag{15}$$

où *k* est le segment d'extrémité du fil, $\left\langle E_{k,q} \right\rangle$ le champ électrique tangentiel de la corde *q* sur son segment *k*, $\left\langle E_q^{cr} \right\rangle$ le champ électrique tangentiel de la corde rayon *q* ramené sur le segment *k*, $L_{cr,q}$ la longueur de la corde rayon *q* et Δl_k , la longueur du segment *k*.

On observera tout d'abord que le champ de la corde rayon est ajouté et non moyenné avec celui du segment extrémité. Ce point peut questionner mais il faut voir cette contribution comme si la corde rayon produisait un courant supplémentaire à l'extrémité du fil qui est ajouté au dernier segment. Le deuxième point clé est le ratio des longueurs $L_{cr,q}/\Delta l_k$ qui vient pondérer la contribution du champ électrique de la corde rayon. Ce ratio peut être supérieur à 1 sur le rayon du cylindre r_c qui porte les cordes lorsque r_c

est supérieur à la taille de la maille ce qui est contre-intuitif car cela revient à augmenter le champ. Toutefois, si on fait tendre r_c vers 0, on s'attend à une contribution tendant vers 0 alors que la contribution du champ électrique de la corde sera toujours du même ordre de grandeur sans l'introduction du ratio. La justification à ce ratio est donc la suivante : la charge induite par la corde rayon est appliquée sur une longueur de segment différente de celle de la corde rayon d'où la nécessité d'introduire ce ratio pour conserver la charge de la corde rayon embarquée sur le segment d'extrémité.
Le dernier point concerne l'inductance du segment d'extrémité. La discontinuité devrait introduire une modification de celle-ci toutefois, on vise ici uniquement un traitement de la jonction qui soit conservatif et donc l'impact sur l'inductance est une perspective du formalisme mais n'est pas développé ici.

III. APPLICATIONS

Le modèle de fil gros mis en œuvre est évalué tout d'abord sur un dipôle alimenté par un générateur de tension en son centre. Cet objet est suffisamment simple et rapide à simuler pour mener un grand nombre de tests et évaluer les différents réglages possibles offerts par les cordes. Sa longueur fait 2.94 m et il est maillé avec une grille uniforme de pas spatial 10 cm. Le rayon du dipôle est réglé à 3 cm permettant de comparer le formalisme à une corde moyennant une CFL réduite à 0.6 contre une CFL à 0.95 avec 5 cordes dont une corde centrale. La fréquence maximale est 300 MHz donnant un échantillonnage spatial à la limite de $\lambda_{min}/10$. On montre ici qu'une seule figure avec le formalisme des cordes pour un rayon de 3 cm et diverses orientations définies par les angles usuels des coordonnées sphériques (θ,ϕ). Les réponses de la figure 7 montrent le bon accord des réponses entre eux y compris pour les fréquences hautes où le maillage FDTD devient grossier.

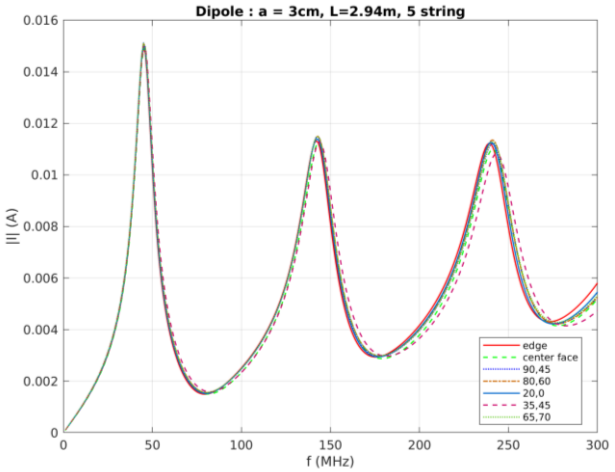


Fig.7. Courants en fonction de la fréquence d'un dipôle. Comparaison pour différentes orientations du dipôle. Modèle de couplage avec 5 cordes. Edge = dipôle sur arête, Center face = dipôle parallèle à x et passant par le centre de la cellule.

La deuxième application est une double boucle illuminée par une onde plane et une fonction impulsionnelle de type gaussien couvrant une bande de fréquence jusqu'à 5 GHz. La figure 8 montre la modélisation dans le cas d'une rotation de 40° en azimut. Des réponses en courant sont données pour les trois capteurs au milieu de 3 fils parallèles de la structure. À noter que cette application permet de tester les jonctions entre deux et 3 fils dans des conditions ou les cordes rayons sont intriquées. Les cellules de la grille FDTD sont cubiques de côté $\Delta = 6$ mm. Le rayon des fils est choisi à 5 mm soit 0.83Δ. La fréquence maximale correspond à un maillage de $\lambda_{min}/10$. Le rayon du cylindre supportant les cordes est fixé à la taille de la cellule Δ. Le modèle est à 8 cordes + une corde centrale.

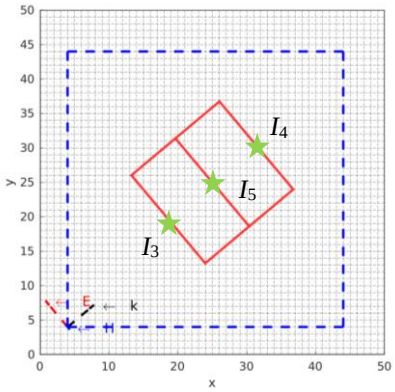


Fig.8. Double boucles de côtés 10 cm. Illumination par une onde plane avec une polarisation du champ électrique parallèle aux trois fils contenant les capteurs de courant en leur milieu. Le champ magnétique est perpendiculaire au plan de la double boucle. Le contour en bleu et celui de la surface de Huygens permettant l'injection de l'onde plane.

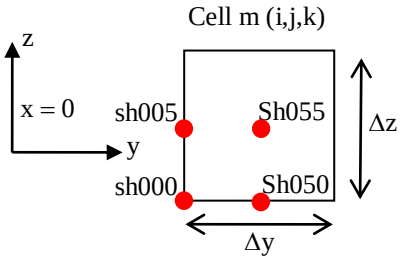


Fig.9. Convention de position d'un fil dans une cellule FDTD. Shxyz = shift (décalage) suivant x, y, z.

La réponse en courant dans le domaine temporel montre la précision des résultats avec le modèle à 9 cordes (rayon des conducteurs de 5 mm, pas spatial 6 mm, cellule cubique). La figure 10 montre une comparaison sur le courant I3 dans le domaine temporel. La courbe en bleu moins précise correspond au formalisme des fils obliques minces classiques avec une CFL réduite à 0.4 et qui perd en précision sur les gros fils. Le formalisme des cordes montrent sa grande stabilité en précision quel que soit

l'orientation de la structure dans la grille FDTD ou son décalage.
La figure 11 montre un test de l'effet du couplage réciproque avec la formule (15) des cordes rayons. En particulier, on observe la composante continue parasite sur le courant en temporel lorsque l'équation (15) n'est pas appliquée. La figure 12 met en évidence la nécessité d'appliquée le ratio des longueurs de (15) pour annihiler la composante continue.

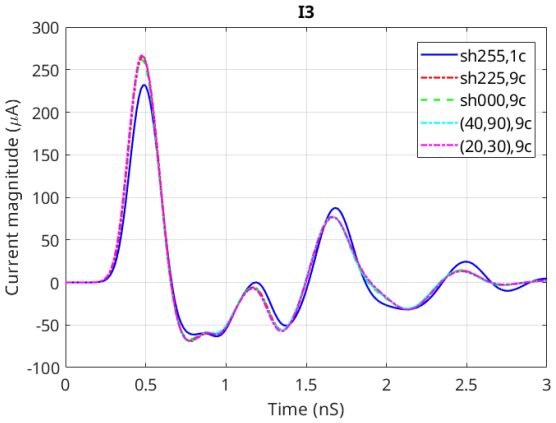


Fig.10. Double boucles de côtés 10 cm. Réponses temporels du courant I_3. 1c = une corde, 9c =9 cordes. Shxyz signifie que la boucle est décalée suivant la convention de la figure 9 mais non tournée. Les deux dernières courbes correspondent à des rotations de la boucle (ϕ,θ) = (40,90) et (20,30).

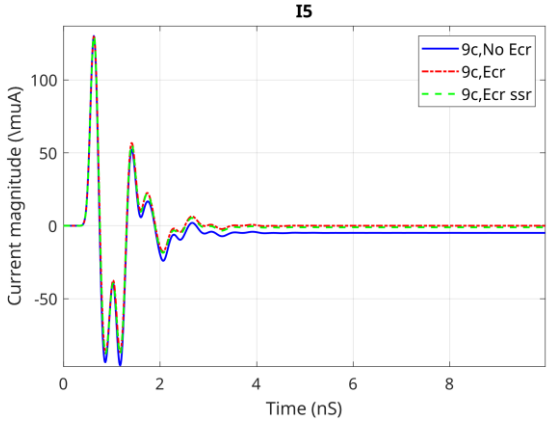


Fig.11. Double boucles de côtés 10 cm. Réponses temporels du courant I_5. 9c =9 cordes. E_{cr} est l'utilisation du champ électrique des cordes rayon. Idem pour Ecr ssr mais sans le ratio des longueurs de (15). No E_{cr} est sans le champ électrique des cordes rayon.

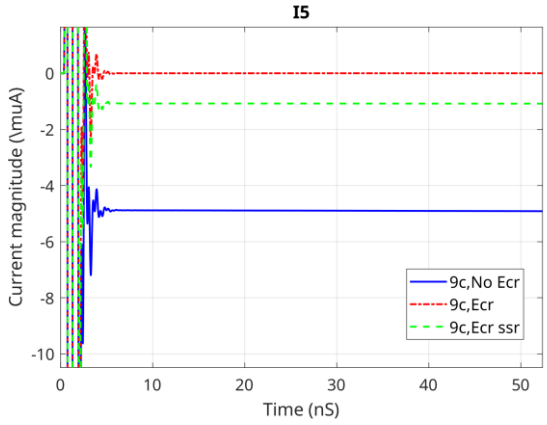


Fig.12. Zoom de la figure précédente. Mise en évidence des composantes continues sur le courant.

Des réponses en fréquence sont données sur les figures 13 et 14. Une comparaison est réalisée avec le logiciel FEKO. Les réponses sont en excellent accord. On notera que FEKO est à la limite de son utilisation à cause d'un ratio rayon sur longueur de segment de fil trop élevé malgré un maillage relâché.

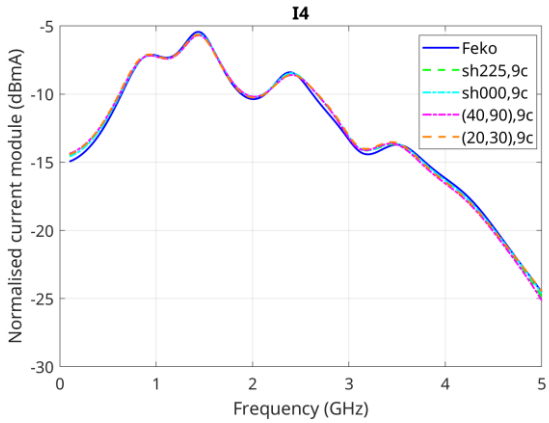


Fig.13. Double boucles de côtés 10 cm. Réponses en fréquence sur le courant I_4

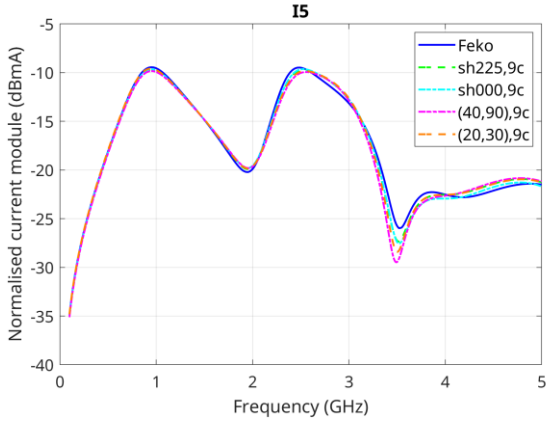


Fig.14. Double boucles de côtés 10 cm. Réponses en fréquence sur le courant I_5

IV. CONCLUSION

Le formalisme des cordes est un nouveau concept qui permet une généralisation du formalisme des fils obliques pour modéliser des fils dont les rayons peuvent dépasser la taille des cellules FDTD. La stabilité du schéma est préservée avec une CFL proche de 1.0. L'introduction des cordes rayon étend les capacités pour le traitement des jonctions multifils et permet d'éviter la génération de charges parasite. Les résultats montrent une précision accrue de ce nouveau formalisme qui offre en outre un paramétrage souple sur le nombre de cordes à appliquer et le rayon du cylindre portant les cordes qui peut être ajusté en fonction de la grosseur des conducteurs. Ainsi en perspective, nous visons la modélisation de faisceaux de câbles à grande section proche de parois conductrices.

V. REMERCIEMENT

L'étude a reçu un soutien du CEA Gramat dans le cadre du laboratoire commun LEV3E avec l'Institut XLIM.

REFERENCES

[1] C. Guiffaut and A. Reineix, "*New oblique thin wire formalism in the FDTD method with multiwire junctions*," IEEE Trans. on Antennas and Propag., vol. 60, no. 3, pp. 1458 − 1466, Marsh 2012.

[2] C. Guiffaut, N. Rouvrais, A. Reineix and B. Pecqueux, "*Insulated Oblique Thin Wire Formalism in the FDTD Method*," IEEE Trans. on Electrom. Compat., vol. 59, pp. 1532 – 1540, May 2017.

[3] C. Guiffaut, A. Reineix, "*Des fils obliques pour une modélisation conforme et sans maillage des câbles dans la méthode FDTD. Bilan et extensions*," 17ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique - CEM 2014 – Clermont-Ferrand, France, 30/06-03/07 2014.

[4] F. Edelvik, "*A new technique for accurate and stable modeling of arbitrarily oriented thin wires in the FDTD method*," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 45, no. 2, pp. 416–423, May 2003.

INFLUENCE DE L'IMPÉDANCE DU CANAL SUR LA SIMULATION NUMERIQUE 3D D'UN BATIMENT SOUMIS A UN IMPACT DIRECT DE LA FOUDRE - PARTIE 1

T. Abboud[1], B. Chaigne[1], E. Després[1], A. Laisné[2], O. Maurice[3]

[1]Imacs, XTEC, Ecole Polytechnique, 91128 Palaiseau Cedex, abboud@imacs.polytechnique.fr
[2]DGA Techniques aéronautiques, 47 rue Saint-Jean, BP 93123, 31131 Balma Cedex, alexandre.laisne@intradef.gouv.fr
[3]Ariane Group, 51-61, route de Verneuil, 78133 Les Mureaux Cedex, olivier.maurice@ariane.group

Résumé. Les travaux exposés concernent la simulation numérique 3D des bâtiments soumis à un impact direct de la foudre. Dans cette deuxième partie, nous présentons l'analyse du problème avec une approche numérique par éléments finis de frontière (BEM) qui permet de s'affranchir de l'impédance liée aux PML dans la FDTD et mieux maîtriser l'impédance du canal foudre.

I. INTRODUCTION

La modélisation numérique des phénomènes de foudroiement est traditionnellement réalisée en domaine temporel avec une méthode de différences finies (FDTD). Le projet RAPID MOSCEM mené par IMACS en collaboration avec Airbus a permis de développer et de démontrer la capacité d'une approche BEM fréquentielle à réaliser des simulations en large bande avec beaucoup de nouveaux avantages comme une modélisation plus riche, efficace et robuste, ainsi que la capacité à mener efficacement des études paramétriques et des études de sensibilité. Ces avancées ont été rendues possible grâce à une formulation du problème intégral stable toutes fréquences et suffisamment précise pour capter des niveaux très faibles comme dans les cavités (cf. [1]) ainsi qu'à l'adaptation du solveur H-matrices aux spécificités de la basse fréquence. Ces développements ont été capitalisés dans le logiciel ASERIS-BE (d'Airbus, co-développé par Airbus et IMACS) et une bibliothèque logicielle pour piloter les études métier. Cet environnement de scripting facilite entre autres la mise en données (création, contrôle du maillage 3D…), la gestion des calculs (adaptation automatique des maillages en espace et en fréquence) et la gestion des incertitudes et des études paramétriques. Dans les calculs FDTD, le canal est prolongé dans le PML et une source de courant est disposée sur le fil d'injection juste en amont du point d'impact sur l'objet foudroyé afin d'assurer une forme d'onde donnée au niveau de celui-ci. Cette étude se situe dans la continuité de ces travaux et nous essayons d'expliquer certains résultats obtenus précédemment avec la FDTD, notamment dans [4] poursuivis dans [5] qui constitue la première partie de ce papier.

II. APPROCHE BEM EN DOMAINE FRÉQUENTIEL

À fréquence fixée, les champs électriques et magnétiques sont déterminés par les courants électriques et magnétiques équivalents sur les bords du domaine grâce à la formule de représentation intégrale, *cf.* [2], [6] par exemple. Pour simplifier, rappelons ces formules en absence de courants magnétiques (ce sera le cas dans les expériences numériques présentées plus bas pour le cas d'une boîte grillagée sans béton). En convention de dépendance en temps en $e^{-i\omega t}$, on a

$\overrightarrow{E} = -\nabla V + i\omega\overrightarrow{A}$ et $\overrightarrow{H} = \mu_0^{-1}\,\overrightarrow{\mathrm{rot}}\,\overrightarrow{A}$

où

$$\overrightarrow{A}(\mathbf{r}) = \mu_0 \int_\Gamma G(\mathbf{r},\mathbf{r}')\vec{j}(\mathbf{r}')d\Gamma(\mathbf{r}')$$

$$V(\mathbf{r}) = \frac{1}{\varepsilon_0}\int_\Gamma G(\mathbf{r},\mathbf{r}')\rho(\mathbf{r}')d\Gamma(\mathbf{r}')$$

où la densité de charge ρ se déduit de la densité de courant $\vec{j}$ grâce à la relation de conservation :

$$\rho = \frac{1}{i\omega}\,\mathrm{div}_\Gamma \vec{j},$$

ce qui permet de travailler uniquement avec l'inconnue courant. Enfin, G est le noyau de Green de l'équation de Helmholtz qui vérifie la condition de Sommerfeld.

$$G(\mathbf{r},\mathbf{r}') = \frac{e^{ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{4\pi\,|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}.$$

La traduction des conditions aux limites conduit à des équations intégrales qu'on approche par une méthode d'éléments finis conformes H(div) qui font intervenir des fonctions de base dites de Rao-Wilton-Glisson (RWG), *cf.* [9] ou [3]. C'est la méthode des éléments finis de frontière, plus connue sour l'acronyme anglais BEM (pour Boundary Element Method). L'approche intégrale classique conduit à des matrices très mal conditionnées dans les basses fréquences ce qui conduit à des instabilités numériques. Afin de stabiliser le système, nous utilisons une décomposition de l'espace vectoriel des courants en une somme directe d'un espace de courants solénoïdaux (boucles de courant) qui vont bien approcher le courant électrique dans le régime quasi-permanent (et donc le potentiel vecteur et le champ magnétique), et d'un espace complémentaire qui permet de bien approcher les densités de charge (et donc le potentiel scalaire et le champ électrique), *cf.* [8]. Cette approche assure des simulations stables et précises en

large bande de fréquences et permet le retour au domaine temporel avec peu de fréquences de calcul judicieusement réparties.

Dans le cas d'un grillage métallique, on utilise l'approximation filaire de Pocklington (*cf.* [7]) pour modéliser les barreaux de rayon circulaire r_w « petit » les autres dimensions. Ceci conduit à la détermination d'un courant par noeud du maillage filaire avec des relations de Kirchhoff au niveau des noeuds multiples. La conductivité électrique σ_w et la perméabilité magnétique μ_w du métal sont prises en compte par une impédance linéique du fil :

$$Z_w = \frac{\kappa_w}{\sigma_w \pi r_w} \frac{J_0(\kappa_w r_w)}{2J_1(\kappa_w r_w)} = Z_w^{DC} \cdot \left(\kappa_w r_w \frac{J_0(\kappa_w r_w)}{2J_1(\kappa_w r_w)} \right)$$

où $\kappa_w = \sqrt{i\omega\mu_w\sigma_w}$, J_0 et J_1 les fonctions de Bessel d'ordre 0 et 1. Quand $k r_w \to 0$, on retrouve

$$Z_w \to Z_w^{DC} = \frac{1}{\sigma_w \pi r_w^2}$$

la résistance linéique en régime continu. Ces formules rendent également compte de l'effet de peau quand la fréquence augmente.

III. ATTENUATION EN ONDE PLANE

Nous considérons le même cube grillagé de 1m de côté que dans la première partie [5] et nous l'illuminons par des ondes planes. Le modèle BEM est purement filaire. Nous comparons à un modèle de Casey : plaque mince caractérisée par une impédance surfacique en transmission :

$$Z_s = Z_w \cdot a_s - i\omega L_s$$

où Z_w est l'impédance linéique des barreaux indiquée plus haut , a_s le pas de grillage et L_s l'inductance de la maille :

$$L_s = -a_s \cdot \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(1 - e^{-2\pi r_w / a_s}\right)$$

Le modèle BEM de plaque est purement triangulaire. Dans les deux cas, le cube est éclairé par une onde plane. Nous retrouvons les résultats obtenus précédemment par A. Laisné [4] avec la FDTD :

- le modèle de plaque de Casey rend bien compte de l'atténuation du champ magnétique en large bande ;
- il surestime beaucoup l'atténuation du champ électrique dans les basses fréquences (plus de 35dB dans nos calculs);
- l'atténuation du champ électrique due à la boîte grillagée est de l'ordre de -32dB.

En présence d'ouvertures, la modélisation BEM conduit au même type de conclusions présentées dans la première partie de ce papier avec une modélisation FDTD (*cf.* [5]). Les « petites » différences sont contrôlées et peuvent s'expliquer facilement par les propriétés numériques des méthodes utilisées que nous ne détaillons pas ici (finesse du maillage, distance aux PML, …).

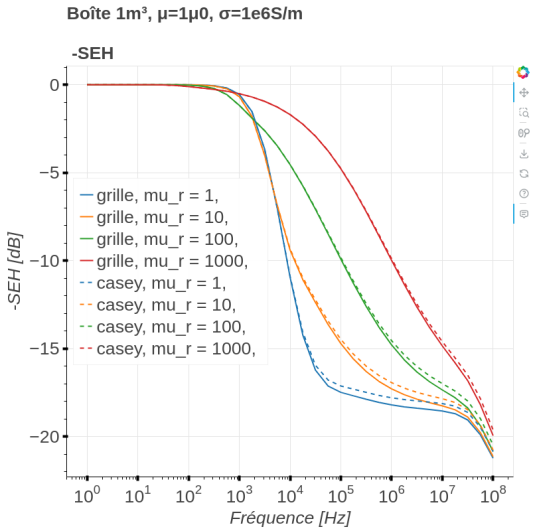


Fig.1. Boîte grillagée vs. modèle de plaque mince de Casey - champ magnétique au centre : $20\log_{10}(|\vec{H}(\mathbf{r}_c)|/|\vec{H}^{\text{inc}}(\mathbf{r}_c)|)$.

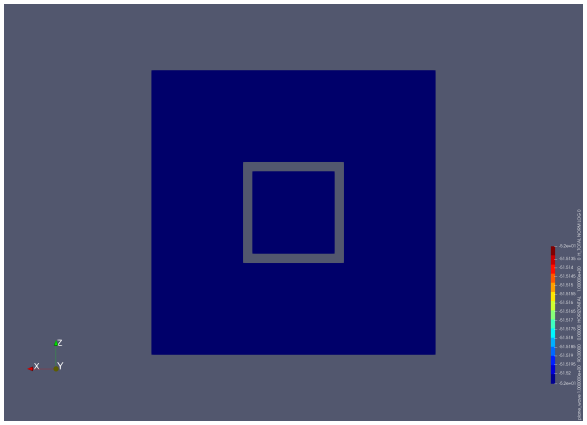


Fig.2. Modèle filaire - vue du module du champ magnétique à 1Hz : la boîte est transparente au champ magnétique en BF.

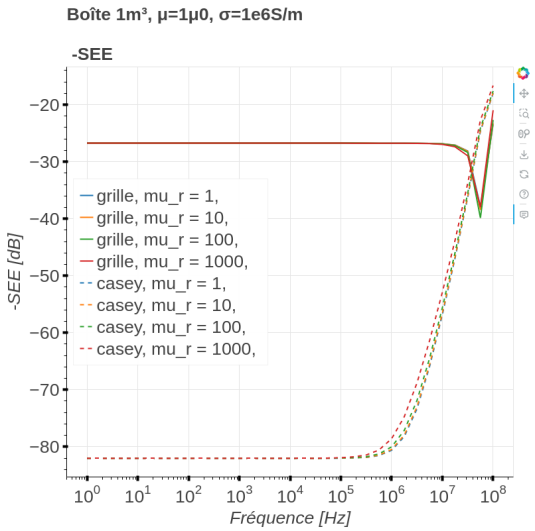


Fig.3. Boîte grillagée vs. modèle de plaque mince de Casey - champ électrique au centre : $20\log_{10}(|\vec{E}(\mathbf{r}_c)|/|\vec{E}^{\text{inc}}(\mathbf{r}_c)|)$.

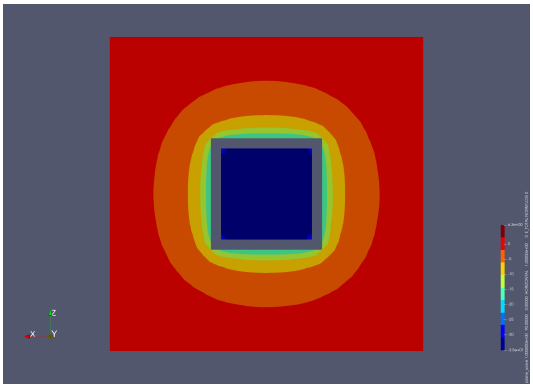


Fig.4. Modèle filaire - vue du module du champ électrique à 1Hz : la boîte produit une atténuation d'une trentaine de dB.

III. INFLUENCE DE L'IMPÉDANCE DES CONDITIONS LIMITES

La situation est différente pour le cas d'injection foudre avec canal « infini ». Dans un modèle FDTD, la longueur du canal foudre est limitée par la taille du domaine accessible au calcul. Classiquement, les fils d'entrée / sortie sont plongés dans les PML et connectés à la plaque qui ferme le domaine :

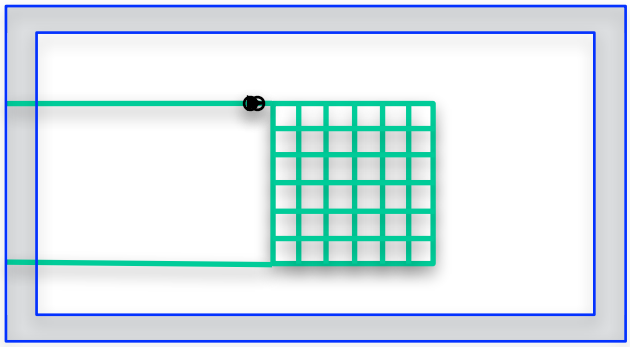


Fig.5. Modèle FDTD de foudroiement.

La source est un générateur de courant au voisinage du point d'impact.

Dans la modélisation BEM, nous avons considéré des fils de même longueur terminés par une impédance Z_a et qui introduit un nouveau paramètre de modélisation.

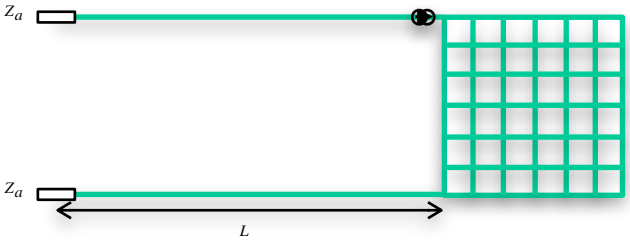


Fig.6. Modèle BEM de foudroiement.

aux points d'entrée/sortie (E/S) où l'on écrit :
$V(E) = Z_a I_{\text{sortant}}(E)$ et $V(S) = Z_a I_{\text{sortant}}(S)$.
On compare à un modèle d'injection avec une boucle :

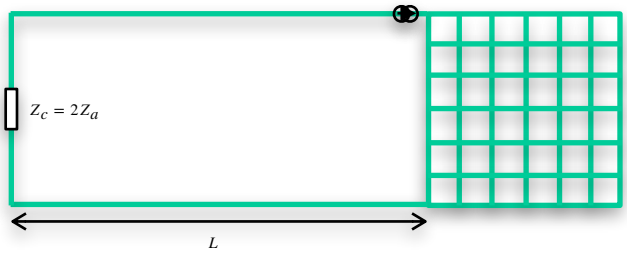


Fig.7. Modèle d'injection avec une boucle.

Contrairement au modèle FDTD étudié dans [4], les calculs BEM montrent qu'en augmentant la longueur L du canal, les fonctions de transfert des champs électrique et magnétique pour 1A injecté au centre de la boîte (champs $|\vec{E}(\mathbf{r}_c)|/I_g$ et $|\vec{H}(\mathbf{r}_c)|/I_g$ normalisés par le courant I_g au niveau du générateur) convergent vers celles du modèle « boucle » :

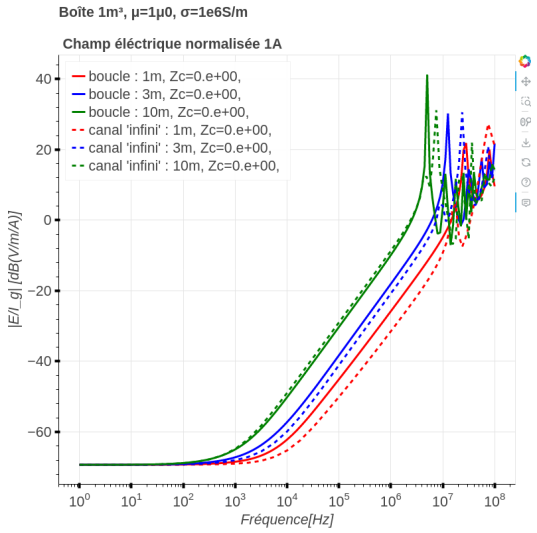


Fig.8. Champ électrique au centre pour 1A injecté. Convergence du modèle canal « infini » vers le modèle « boucle ».

Les courbes correspondent à $Z_a = 0$, mais le résultat est vrai pour toute impédance. Par ailleurs, nous observons que $|\vec{E}(\mathbf{r}_c)|/I_g$ est beaucoup plus sensible à Z_a que $|\vec{H}(\mathbf{r}_c)|/I_g$. En augmentant progressivement Z_a, on passe d'une réponse de type (R,L) vers un comportement de type (R,C) et on converge vers la réponse obtenue avec un circuit ouvert, i.e. avec des conditions aux limites $I(E) = I(S) = 0$ aux points d'entrée et sortie des fils d'injection. Si l'on considère que le plateau BF de la fonction de transfert du champ électrique représente la résistance de la boîte, sa dépendance par rapport à la valeur de l'impédance Z_a est étonnante. Nous cherchons à expliquer ce phénomène dans le paragraphe suivant.

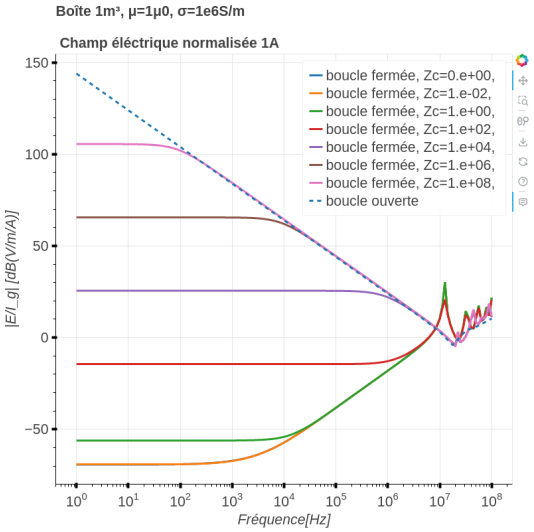


Fig.9. Champ électrique au centre pour 1A injecté. Convergence avec le circuit ouvert quand $Z_a \longrightarrow +\infty$.

D'autre part, les niveaux des plateaux BF obtenus par le modèle FDTD avec un canal « infini » correspondent à $Z_a = 2371\,\Omega$ dans ce cas d'étude. Nous n'avons pas réalisé d'étude paramétrique systématique, mais cette valeur de Z_a semble dépendre du cas et *a priori* devrait dépendre de l'implémentation des PML (donc du code de calcul). Par contre, avec une impédance $Z_a = 0\,\Omega$ le modèles BEM canal « infini » donne des résultats proches des modèles d'injection avec une « boucle » BEM et FDTD. L'impédance $Z_a = 2371\,\Omega$ est donc artificielle et résulte de l'interaction du canal foudre avec les PML. Ceci explique les différences de niveaux très importantes observées dans [4] entre les résultats canal « infini » et « boucle ». En refaisant cette expérience numérique FDTD avec une impédance $Z_a = 4742\,\Omega$ au milieu de la boucle (au lieu de $0\,\Omega$ précédemment), les niveaux se rapprochent des résultats canal « infini », fils dans les PML.

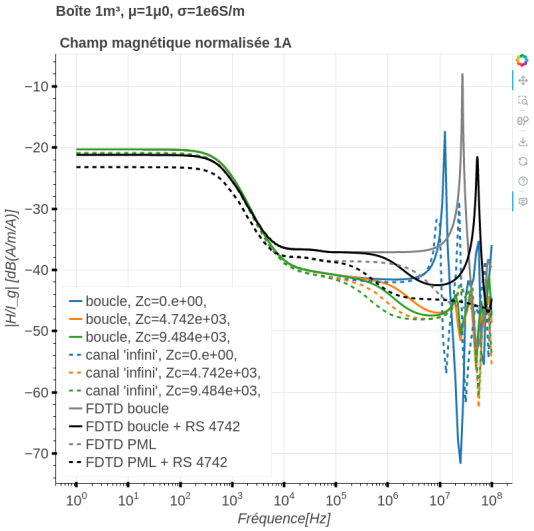


Fig.10. Modèles filaires BEM vs FDTD - champ magnétique au centre pour 1A injecté. Influence de l'impédance Z_a.

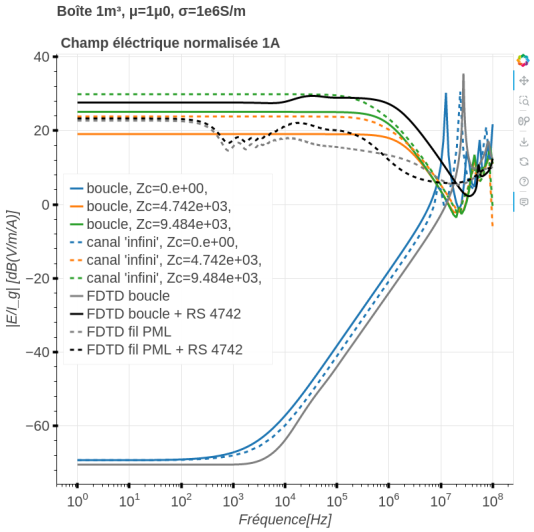


Fig.11. Modèles filaires BEM vs FDTD - champ électrique au centre pour 1A injecté. Influence de l'impédance Z_a.

IV. PROPOSITION D'EXPLICATION

Pour comprendre le comportement de la fonction de transfert du champ électrique, nous nous intéressons à la différence de potentiel aux bornes de la boîte en plaçant un fil parfait entre l'entrée et la sortie à la manière d'un voltmètre, en disposant au milieu une résistance $Z_v = 1\,k\,\Omega$ (grande devant celle de la boîte) au milieu :

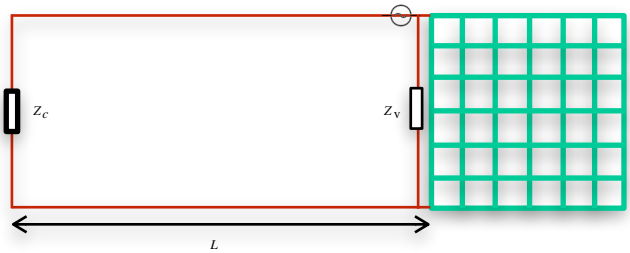


Fig.11. Modèle de voltmètre pour « mesurer » U_b.

La ddp se calcule aux bornes de la charge locale :
$U_b = Z_v I_v$
où I_v est le courant au niveau de cette forte résistance. La procédure a été validée en remplaçant la boîte par un seul barreau (dont on peut calculer facilement la résistance). On trouve
$R_{\text{theo}} \approx 0.01273239\Omega$
et on trouve
$R_{\text{num}} \approx 0.0127324\,\Omega$.
pour toutes les valeurs de $Z_c \in \{10^{-6}; 10^{6}\}\Omega$.
Dans le cas de la boîte, nous constatons que la fonction de transfert U_b/I_g ne dépend pas de la valeur de l'impédance $Z_c = 2Z_a$ (injection « boucle ») dans les basses fréquences :

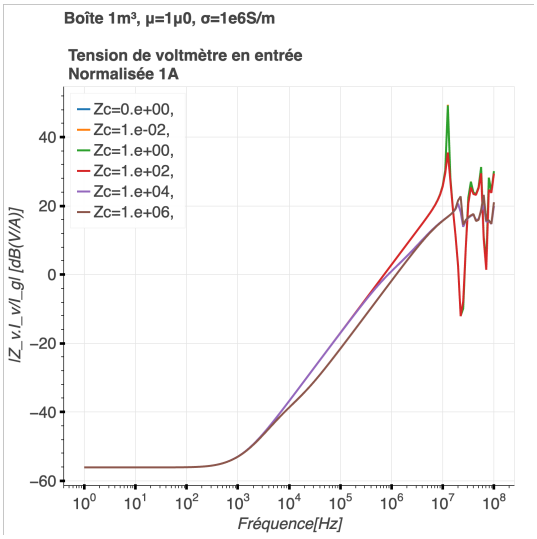


Fig.11. Modèle de voltmètre : U_b/I_g pour plusieurs valeurs de $Z_c \in \{10^{-2}; 10^{6}\}\Omega$.

Nous ne retrouvons donc pas pour U_b/I_g le phénomène de dépendance par rapport à Z_a comme pour E/I_g (et en particulier de son plateau BF).

Comparons les densités de courant et de charge sur la maillage pour une f.é.m. de 1V et pour différentes valeurs de Z_c avant normalisation par le courant dans le générateur. Nous conservons la même échelle de couleurs pour les différentes valeurs de Z_c.

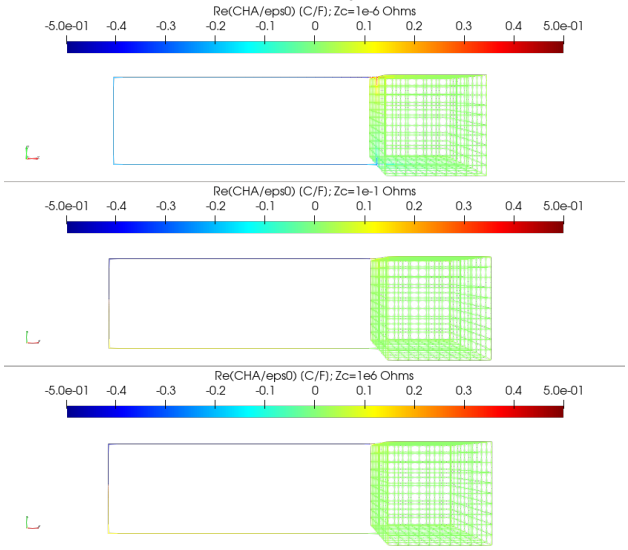


Fig.12. Partie réelle de la densité de charge à 1Hz avec une f.é.m de 1V, pour $Z_c \in \{10^{-6}; 10^{-1}; 10^{6}\}\Omega$. Échelle de couleur linéaire.

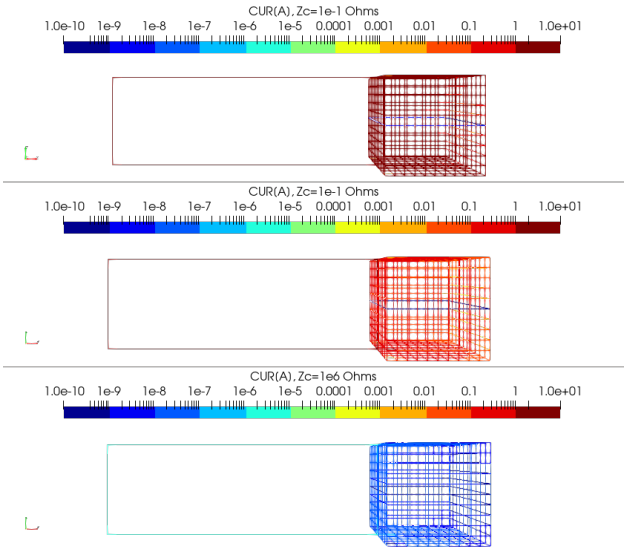


Fig.13. Module de la densité de courant à 1Hz avec une f.é.m de 1V, pour $Z_c \in \{10^{-6}; 10^{-1}; 10^{6}\}\Omega$. Échelle de couleur logarithmique.

Nous observons que le courant électrique diminue comme $1/Z_c$ comme d'ailleurs une analyse simple des équations le montre. par contre la densité de charge se stabilise dès que la résistance Z_c est grande par rapport à celle de la boîte (de l'ordre de $2\,\text{m}\Omega$ comme on le voit sur le plateau BF à la figure 11). Ainsi la densité de charge est la même pour $Z_c = 100\,\text{m}\Omega$ et $Z_c = 1\,\text{M}\Omega$. Il en est de même pour le potentiel qui s'exprime en fonction de la charge.

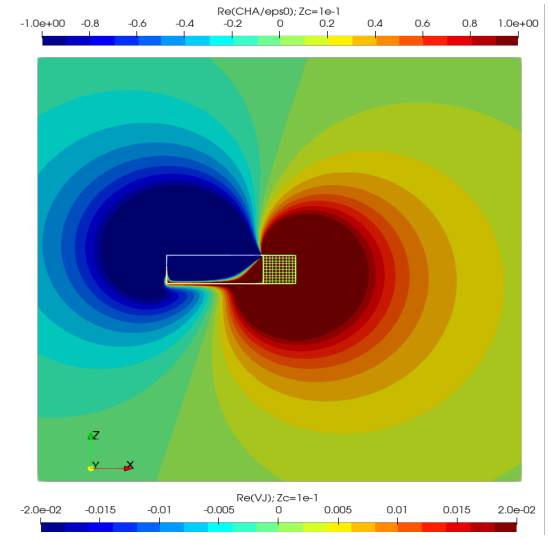


Fig.13. Partie réelle du potentiel scalaire à 1Hz avec une f.é.m de 1V, pour $Z_c = 100\,\text{m}\Omega$. Échelle de couleur linéaire.

Ce phénomène est la conséquence du découplage du courant et de la charge à basse fréquence. En effet, si l'on décompose le courant en courant transverse (à divergence nulle) et un courant longitudinal (qui donne la densité de charge) :

$\vec{j} = \vec{j}_t + \vec{j}_l$

Dans la limite BF, on a

$|\vec{j}_t| \gg |\vec{j}_l|$

Le courant est essentiellement à divergence nulle. C'est lui qu'on observe dans la figure 13. Il est le principal contributeur au potentiel vecteur et donc au champ magnétique. Toutes ces quantités vont vers zéro comme $1/Z_c$ en basse fréquence.

En fait, $\vec{j}_t$ a une limite finie quand ω tend vers 0, alors que $\vec{j}_l = O(\omega)$, et ainsi la densité de charge

$$\rho = \frac{1}{i\omega}\,\mathrm{div}_\Gamma \vec{j} = \frac{1}{i\omega}\,\mathrm{div}_\Gamma \vec{j}_l$$

admet une limite finie quand ω tend vers 0. Cette limite ne dépend plus de Z_c à partir d'un certain seuil. Il s'agit d'une contribution de type statique.

Quand on normalise par le courant dans le générateur (en $1/Z_c$) pour calculer les fonctions de transfert, tout ce qui dépend du courant transverse, comme le champ magnétique reste stable quand Z_c tend vers l'infini. Par contre, celle du champ électrique croît comme Z_c.

V. CONCLUSION

Cette étude a permis de comprendre le niveau fort du champ électrique qu'on rencontre dans les modélisations numériques de foudre en FDTD. L'approche BEM permet de mieux contrôler l'impédance du canal. Par ailleurs, cette approche donne la possibilité de considérer une longueur de canal grande devant les dimensions de l'objet foudroyé sans pénaliser les temps de calcul. Nous travaillons sur la proposition d'une nouvelle procédure de calcul qui clarifie le lien entre la partie statique du champ électrique et le courant injecté et qui fait appel aux connaissances disponibles sur la modélisation du canal foudre pour en déduire les intervalles de valeurs d'impédance Z_a à considérer.

REFERENCES

1. Abboud, T., Barbier, D., Béreux, F. and Peres, G.: "Integral Equation Method for Lightning indirect effects and HIRF Applications", ICOLSE Proceedings (2015), pp. 416-423
2. Abboud, T. and Terrasse, I.: "Modélisation des phénomènes de propagation d'ondes", cours MAP558 de l'École Polytechnique (2007)
3. Bendali, A.: "Numerical analysis of the exterior boundary value problem for the time-harmonic Maxwell equations by a boundary finite element method. I. The continuous problem & II. The discrete Problem", Math. Comp. **43** (1984)
4. Laisné, A., "éléments de modélisation de la foudre sur les bâtiments – partie 3 : simulation numérique 3D d'un bâtiment soumis à un impact direct et a une boucle d'injection", 20ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2020), Lyon, Avril 2021
5. Laisné, A., Abboud, T., Chaigne[1], B., Després[1], E., Maurice, O., "Influence de l'impédance du canal sur la simulation numérique 3D d'un bâtiment soumis à un impact direct foudre - Partie 2", 20ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2023), Toulouse, 13-14 juin 2023
6. Nédélec, J.-C.: "Acoustic and Electromagnetic Equations – Integral Representations for Harmonic Problems" (Applied Mathematical Sciences vol. 144, Springer-Verlag, 2001)
7. Pocklington, H. C.: "Electrical oscillations in wires", Proc. Cambridge Philosophical Society, 1897.
8. Terrasse, I.: "Div-Curl decomposition adapted to industrial problems in term of complexity and size", Questions of algebraic topology in numerical analysis: algorithmics and applications symposium AMAM Conference, Nice, France, Feb. 2003.
9. Wilton, D.R., and Glisson, A.W.: "On improving the electric field integral equation at low frequencies", Proc. URSI Radio Sci. Meet. Dig., Los Angeles, CA, June 1981

REMERCIEMENTS

Les travaux réalisés par IMACS et Ariane Group dans le cadre du RAPID HyBOX ont été financés par la DGA/ AID.

CALCUL DU COURANT CONTINU PAR UN CODE FDTD POUR L'ANALYSE DES EFFETS INDIRECTS DE LA FOUDRE

T. Volpert[1]

[1]ONERA DEMR Université de Toulouse F-31055, Toulouse - France, thibault.volpert@onera.fr
2

Résumé.

L'objectif de cet article est de montrer comment il est possible d'utiliser un code FDTD (Finite Differences in Time domain) pour calculer des courants continus sur des câbles, autrement dit, faire un calcul à la fréquence zéro. Un calcul FDTD des effets indirects de la foudre sur un système industriel complexe est un calcul dans le domaine temporel qui demande des ressources importantes pour accéder à des temps longs. Les valeurs des courants continus représentant l'intégrale au cours du temps des courants temporels, cette information peut être utilisée pour réaliser une extrapolation des courbes temporelles tout en réduisant le temps de simulation total. D'autre part ces calculs de courants continu permettent de connaitre les valeurs de résistance point à point du modèle FDTD, comme si nous disposions d'un ohmmètre numérique.

I. EQUATION DE LAPLACE APPLIQUEE AU MAILLAGE FDTD D'UN OBJET CONDUCTEUR

Soit un objet conducteur comprenant plusieurs types de géométries et matériaux, on peut réaliser un maillage cartésien de ce système pour des simulations FDTD [1, 2]. Sur ce maillage FDTD, il est possible de définir le problème en courants continus.

Considérons la loi d'Ohm locale (1) et l'équation de conservation de la charge (2):

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad (1)$$

$$\nabla.\vec{j} = 0 \quad (2)$$

$\vec{j}$ la densité de courant, σ la conductivité électrique et $\vec{E}$ le champs électrique.

Nous avons

$$\nabla.(\sigma\vec{E}) = 0 \quad (3)$$

$\vec{E} = -\nabla V$, avec V la valeur du potentiel électrique.

Ce qui donne l'expression :

$$\nabla.(\sigma\vec{E}) = \sigma_x \frac{\partial E_x}{\partial x} + \sigma_y \frac{\partial E_y}{\partial y} + \sigma_z \frac{\partial E_z}{\partial z} \quad (4)$$

Une approximation différences finies de cette équation peut être écrite comme illustré sur la figure 1:

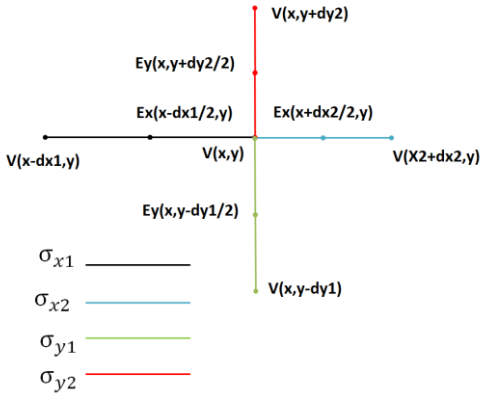


Figure 1: Approximation DF

On obtient alors un système linéaire creux :
Soit Ω le domaine de simulation, discrétisé sous forme de grille FDTD contenant N cellules notée i, et les sous-domaines G and D tels que $G \cup D = \Omega$

$$\forall j \in G, j \notin D \ \sum_{i=1,6} \frac{S_i \sigma_i}{d_i}(V_i - V_j) = 0 \quad (5)$$

$$\forall k \in D, \ V_k = B_k \quad (6)$$

B_k : les conditions limites de Dirichlet soit des valeurs fixes de potentiels.
Les S_i d_i et σ_i sont respectivement la surface, la longueur et la conductivité électrique de la cellule FDTD considérée.

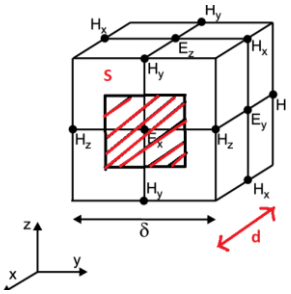


Figure 2 :Cellule FDTD

Les valeurs des $\frac{S_i \sigma_i}{d_i}$ sont directement calculées par le code FDTD en utilisant les propriétés physiques de la simulation temporelle. Le travail de modélisation réalisé pour la simulation FDTD est alors utilisé sans aucune modification pour le calcul de courant continu. Le système linéaire est résolu avec le solveur Pardiso d'Intel,

mais pourrait être résolu avec n'importe quel autre solveur creux.
Il est alors possible de choisir deux nœuds du maillage cartésien pour définir une différence de potentiel entre ces deux points et ensuite calculer le courant continu résultant et la résistance entre ces deux points. On peut généraliser à plusieurs couples de points et ainsi avoir des valeurs des résistances point à point du modèle FDTD. Cette fonctionnalité a été implémentée dans le code FDTD développé à l'ONERA, ALICE [8].

II. VALIDATIONS ET CAS TEST

Nous présentons dans ce chapitre des validations des calculs de courants continus par comparaison à des solutions analytiques. Nous montrerons aussi l'intérêt de ces calculs pour des problèmes plus complexes. Notamment comment les valeurs de courants continus permettent d'extrapoler les résultats temporels issus des calculs FDTD afin de faire des transformations vers le domaine fréquentiel.

II.1. Validation analytique.

Considérons trois plaques minces diélectriques connectées de part et d'autre à deux plaques parfaitement conductrices (PEC) (Figure 3). Les dimensions des plaques sont 0.45m x 0.1m x 0.01m, et leurs conductivités respectives, 2000 S/m, 500 S/m and 50000 S/m. Nous appliquons un potentiel de -1 Volt sur la plaque PEC de gauche et un potentiel de 1 Volt sur celle de droite, soit une différence de potentiel **U** de 2 Volts. Ce système est maillé et modélisé pour être simulé dans le code ALICE.

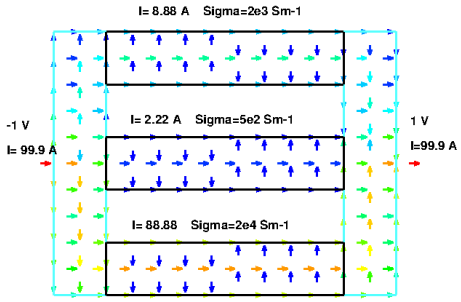


Figure 3 : Cas de validation

La résistance d'un tel système peut être évaluée analytiquement en utilisant l'expression suivante :

$$R = \frac{L}{\sigma S} \qquad (7)$$

Avec R, la résistance, L la longueur, S la section et σ la conductivité électrique.
Nous avons donc trois résistances en parallèle :

1. R_1=0.45/(0.01*0.1 * 2 000) = 225 mΩ
2. R_2=0.45/(0.01*0.1 * 5 00) = 900 mΩ
3. R_3=0.45/(0.01*0.1 * 2 0000) = 22.5 mΩ

soit une résistance totale de **20 mΩ** avec un courant de 100 A. Ecrivons :

$$\frac{U}{R1} + \frac{U}{R2} + \frac{U}{R3} = \frac{U}{Rtotal}$$

$$DC1 + DC2 + DC3 = Itotal$$

Ce qui donne:

$$\frac{2}{0.225} + \frac{2}{0.9} + \frac{2}{0.0225} = \frac{2}{0.02} = 100\ A$$

Le calcul numérique de courant continu donne les valeurs suivantes :

$$8.888 + 2.222 + 88.889 = 99.999\ A$$

Le faible écart entre le calcul analytique et le calcul numérique vient de la présence des plaques PEC qui ne sont pas totalement de conductivité infinie dans le calcul numérique mais non prises en compte dans le cas analytique.

II.2. Comparaison avec une simulation dans le domaine temporel.

Dans ce cas test, la plaque du milieu a été remplacée par un fil oblique [3, 4]. Les conductivités respectives des plaques sont de 100000 et 20000 S/m. Le fil oblique a une longueur de 0.5204 m et sa résistance linéique est de 0.01 Ω/m.

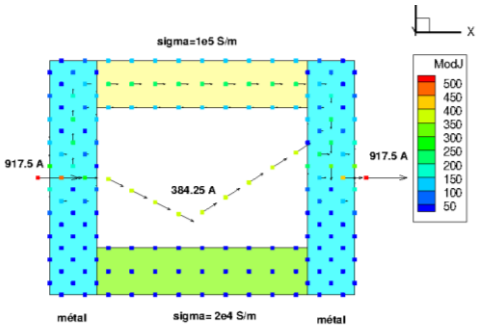


Figure 4 : Cas test avec fil oblique

Le calcul en courant continu donne une résistance totale de **2.1794 mΩ** avec un courant de **917.65 A.**
La valeur du courant sur le fil oblique est de **384.26 A.**
Nous pouvons alors écrire le ratio entre le courant sur le fil et le courant total :

$$\frac{DCcable}{DCtotal} = 0.4188$$

Ce cas test simple peut aussi être calculé avec les mêmes données d'entrées mais dans une simulation temporelle en remplaçant le potentiel continu par une onde de type H comme source.

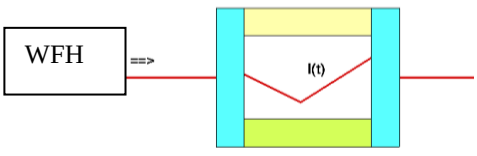


Figure 5: Calcul temporel

On obtient alors le courant sur le fil ci-dessous (superposé à l'onde H).

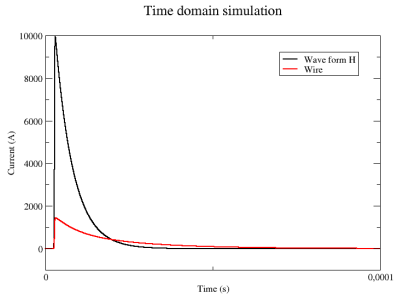


Figure 6: Courant temporel

Nous pouvons calculer numériquement l'intégrale suivante et vérifier que ce ratio est égal au ratio des courants continus. :

$$\frac{\int_{t=0}^{t=tf} I\ wire(t)}{\int_{t=0}^{t=tf} I\ injected\ (t)} = 0.419$$

Dans ce cas précis le calcul a pu être mené assez longtemps pour que le signal temporel retombe à zéro permettant ainsi le calcul correct de l'intégrale du courant sur le câble.

$$\int_{t=0}^{t=tf} I\ wire(t) = \frac{DCcable}{DCtotal} \int_{t=0}^{t=tf} I\ Injected\ (t) \qquad (8)$$

Ainsi cette valeur, issue du calcul DC peut être utilisée pour extrapoler le courant temporel sur le câble dans le cas où le temps de simulation ne permettrait pas de faire retomber le signal à zéro.

III. CAS TEST INDUSTRIEL

Cette méthode a été appliquée sur le cas test ONERA AMPERE, un démonstrateur d'avion à propulsion électrique qui a fait l'objet de simulations des effets indirects de la foudre. Les dimensions à l'échelle 1 sont de 11 x 14.5 x 3 mètres. La maquette numérique du démonstrateur comporte des parties composites et métalliques et un réseau de câbles internes. Les traversées de parois se font sans contact, les surfaces sont d'une épaisseur de 5 mm ; le rayon des câbles est de 2 mm, l'impédance de surface des parties composites est de **0.003 Ω.m,** celle des parties métalliques est de **1.0e-5 Ω.m**. La résistance linéique des câbles est **3e-3 Ω/m**

Le pas de discrétisation spatial est de 5 cm, le maillage comporte 27988480 cellules et 739 fils obliques.
On considère deux configurations d'injection, nez/queue et nez/aile. Les points de sorties des courants, au nombre de 14, sont situés sur les câbles internes tels que montrés sur la figure 8.

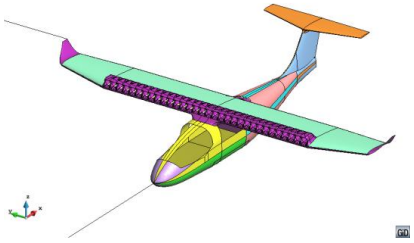


Figure 7 : Géométrie du cas AMPERE

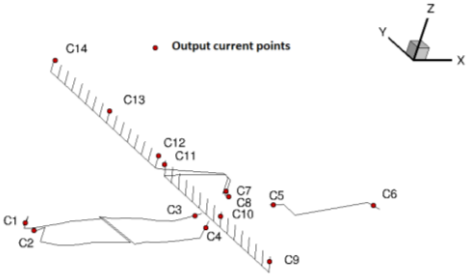


Figure 8 : Sorties de courants

Un grand nombre d'itérations a été calculé (37.5 millions) afin d'avoir un temps de simulation final de 0.002 s et des réponses temporelles qui reviennent suffisamment à zéro pour réaliser les transformées de Fourier discrètes permettant d'accéder aux résultats fréquentiels.

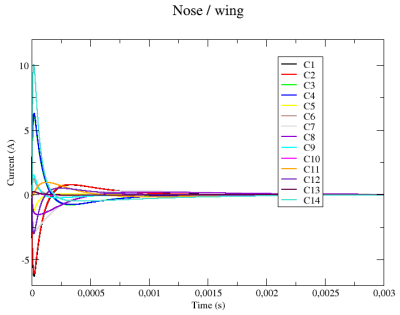


Figure 9: Courants temporels

Les calculs en courant continu ont été effectués pour les deux configurations d'injection. Les résultats sont les courants continus totaux entre les points d'injections et les courants continus relevés sur chaque point de sorties sur les câbles.

Table 1: Courants continus et résistances totales

	Courant (A)	Resistance (mOhm)
Nez/Aile	9974.4	0.2
Nez/Queue	1063.1	1.88

La valeur de résistance totale de la configuration Nez /Queue s'explique par la position du point de sortie sur une partie composite. Les courants continus sur les différents câbles varient sensiblement d'une configuration à l'autre.

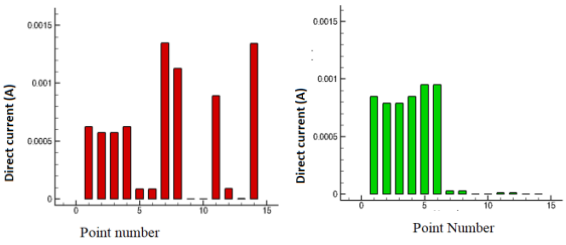


Figure 10: Courants continus sur les 14 points de mesures dans les deux configurations

Considérons la réponse temporelle du courant numéro 14. En ne prenant en compte que les 11.2 millions premières itérations sur 37.5 millions nous faisons une simple extrapolation linéaire en assurant la valeur de l'intégrale donnée par le calcul en courant continu.

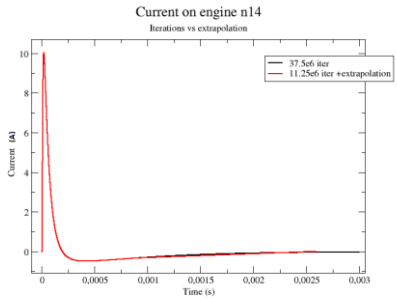


Figure 11: Courant temporel extrapolé

Nous comparons ensuite la réponse fréquentielle du courant numéro 14 en fonction du nombre total d'itérations, croissant, avec le calcul fait en extrapolant le courant temporel. Nous pouvons voir que plus le nombre d'itérations augmente et plus le résultat se rapproche la solution extrapolée. Il est donc possible d'arrêter le calcul plus tôt en lui adjoignant le calcul en continu tout en conservant une bonne précision des résultats fréquentiels.

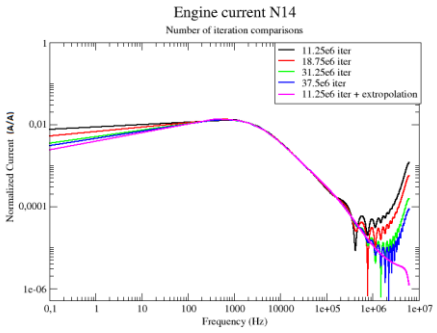


Figure 12: Courant fréquentiel

IV. APPLICATION AU COUPLAGE CHAMP/CABLE

IV.1. Principe

L'objectif est ici d'utiliser cette méthode dans le cadre d'évaluation numérique des contraintes sur un réseau de câbles. Nous appliquons le principe de couplage par modèle d'Agrawal, selon deux étapes successives classiques ([9], [10]):
On évalue à l'aide d'un code 3D type ALICE-FDTD les champs électriques tangentiels le long des routes de câbles induits par l'agression électromagnétique incidente
Ces champs électriques tangentiels sont ensuite intégrés comme sources de tension linéiques dans une modélisation de réseau de câbles sous formes de lignes de transmission à l'aide du code MTLN CRIPTE de l'ONERA.

Ce principe a été validé et appliqué à de multiples reprises sur des systèmes constitués de matériaux conducteurs. Il est possible d'étendre ce principe de couplage champ/câbles à des structures peu conductrices en incluant les effets de mode commun dans la modélisation lignes de transmission CRIPTE sous la forme d'une jonction dite de mode commun. Cette jonction relie les points de connexion des câbles à la structure peu conductrice par une matrice de résistances [7]. Le principe de modélisation CRIPTE avec jonction de mode commun est schématisé sur la figure suivante :

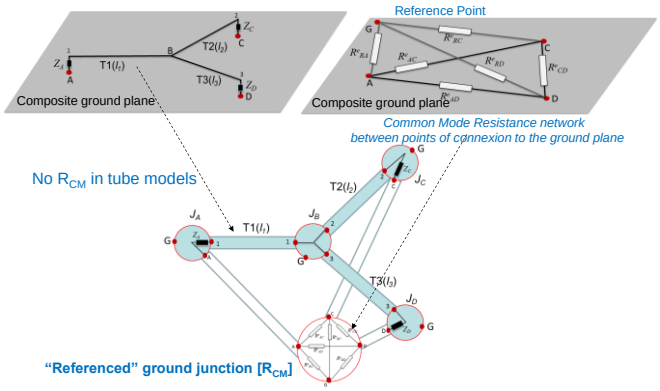


Figure 13: Modèle CRIPTE avec jonction de mode commun

Nous pouvons alors envisager le calcul direct par ALICE-FDTD des impédances de mode commun grâce au calcul en courant continu.

IV.2. Cas de validation

Comme cas d'étude, on considère un bâtiment de 3x 3x5m équipé de quatre liaisons internes. Les murs du bâtiment sont supposés homogène d'épaisseur égale à 5mm et de conductivité de 10^3 S/m. Les liaisons internes, repérées par leur direction et nommées respectivement X, Y, Z0 et Z1, sont des fils simples d'1mm de rayon et sans pertes. Leurs extrémités sont notées respectivement (X-A et X-B, Y-A et Y-B, Z0-A et Z0-B, Z1-A et Z1-B).
L'ensemble des dimensions de la structure est donné sur la figure suivante. Le bâtiment est placé sur un sol PEC.

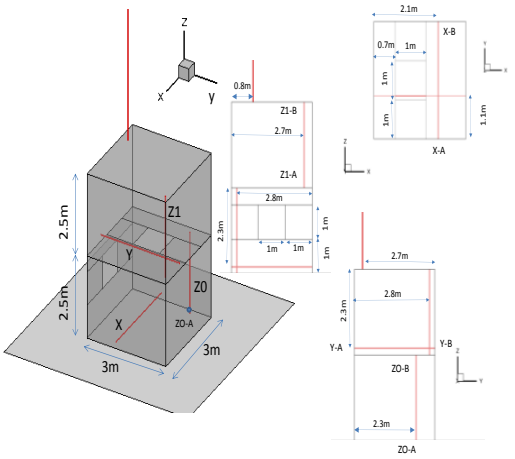


Figure 14 : Batiment avec liaisons internes

Le canal foudre est modélisé par un fil simple sans pertes connecté à la structure et à la frontière du domaine de calcul avec une condition d'adaptation. Sur ce fil, est appliqué un générateur de courant de type bi-exponentiel (α = 37743 s^{-1}, β = 234918 s^{-1} , I_0 = 42000 A) :

$$I(t) = I_0.(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$$

Les observables sont les courants induits aux extrémités X-A, Y-A, Z0-A et Z1-A chargées sur 1Ω, les extrémités opposées étant court-circuitées.

La simulation qui va nous servir de référence pour la validation du processus de couplage champ/câble avec jonction de mode commun consiste à modéliser l'ensemble du problème, structure et liaisons internes au bâtiment dans ALICE-FDTD ; Les liaisons internes sont modélisées sous forme de fils obliques.
Le calcul a été réalisé pour une durée totale d'exploration de 0.48ms. Les courants obtenus sur les quatre liaisons sont représentés sur la figure ci-dessous

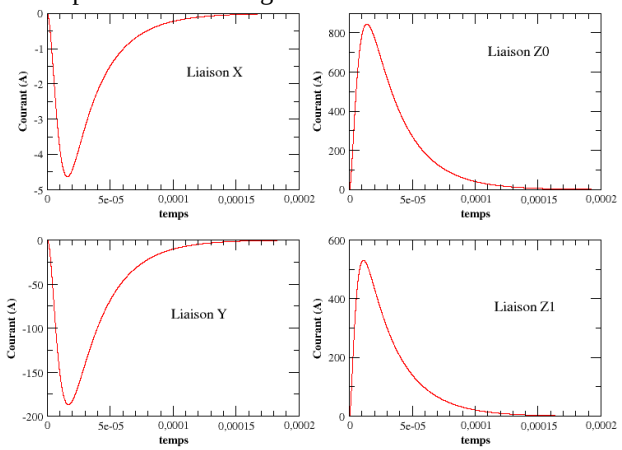


Figure 15: Courants sur les 4 liaisons

La première étape de coupage champ/câble consiste à calculer avec ALICE-FDTD les champs électriques tangentiels fréquentiels incidents induits sur la route des liaisons internes.

La seconde étape consiste à calculer à l'aide d'ALICE-FDTD les termes résistifs de la jonction dite de mode commun entre les points de connexion des fils à la structure.

Le plancher de la structure étant métallique et la liaison Z0 étant connectée à ce plancher, nous avons fixé ce point de connexion comme référence de potentiel (point Z0-1 sur la Figure 14). Nous avons donc 8 points de connexion (les 2 extrémités de chaque liaison) dont l'un est le point de référence. Nous allons successivement lancer des calculs ALICE de courant continu en appliquant une différence de potentiel entre 2 points de connexion.

Ainsi on obtient au total 26 valeurs de résistances dites différentielles, notées R^{diff}_{ij}, i et j étant l'index des points de connexions respectivement (X-A, X-B, Y-A, Y-B, Z0-A, Z0-B, Z1-A et Z1-B) et le système étant réciproque. De ces valeurs de résistance on peut en déduire les éléments de la matrice [Z] d'ordre 7 en supposant le point Z0-A comme référentiel de potentiel (i et j sont alors différents de Z0-A) selon :

- $Z_{ii}=R^{diff}_{ii}$
- $Z_{ij}=(R^{diff}_{ii}+R^{diff}_{jj}-R^{diff}_{ij})/2.$ pour i≠j

De cette matrice [Z] par inversion on obtient la matrice [Y] dont on peut extraire les éléments de circuits résistifs R_{ij} par :

- $R_{ii}=1./\sum_j Y_{ij}$
- $R_{ij}=-1./Y_{ij}$ pour i≠j

Il est ensuite nécessaire de construire la jonction ayant pour éléments résistifs les valeurs de R_{ij} et en ajoutant une valeur de court-circuit sur l'extrémité Z0-A.

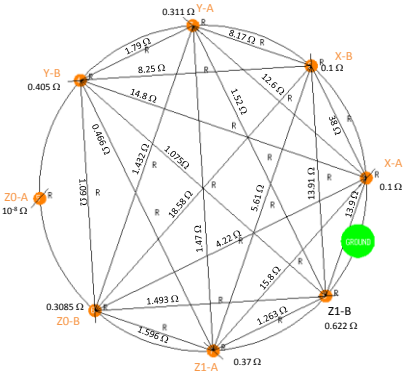


Figure -16 : Circuit électrique entre les points de connexions des liaisons à la structure

On pourrait faire une hypothèse supplémentaire en considérant uniquement les interactions entre les deux extrémités de chaque liaison et en supposant les autres interactions négligeables. Sous cette hypothèse, on aurait une jonction bien plus simple réduite aux quatre résistances différentielles ($R^{diff}_{X\text{-}A,X\text{-}B}$, $R^{diff}_{Y\text{-}A,Y\text{-}B}$, $R^{diff}_{Z0\text{-}A,Z0\text{-}B}$, et $R^{diff}_{Z1\text{-}A,Z1\text{-}B}$) Nous verrons a posteriori si cette hypothèse est valide ou pas.

La dernière étape consiste à calculer par CRIPTE les courants induits sur les liaisons en prenant comme générateurs les champs électriques tangentiels et en connectant au réseau des liaisons la jonction de mode commun. Le réseau complet est représenté ci-dessous :

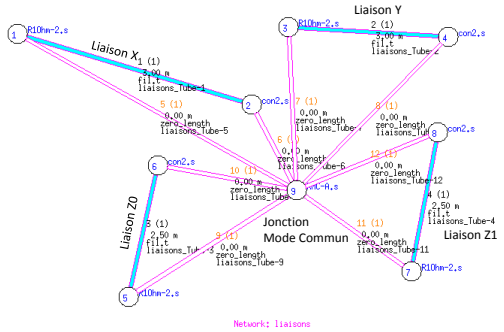


Figure 17 : Réseau complet avec liaisons filaires et jonction de mode commun

Les paramètres électriques linéiques des fils (L,C) ont été calculés à partir des formules analytiques classiques en considérant un fil de 1mm de rayon et à 20cm au dessus d'un plan de sol PEC infini, soit L=1.2µH/m et C=9.27pF/m. A l'issue des calculs CRIPTE, les courants sont ramenés dans le domaine temporel par transformée de Fourier inverse.

Sur la figure suivante nous avons tracé les courants obtenus sur les quatre liaisons internes calculés par CRIPTE en utilisant soit le modèle complet de jonction de mode commun soit le modèle différentiel de jonction de mode commun.

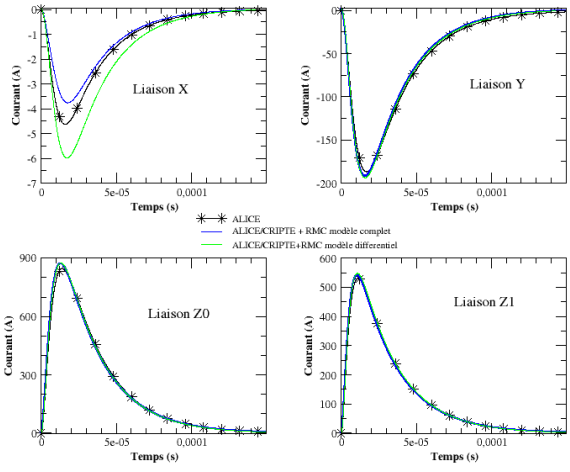


Figure -18 : Calculs ALICE/CRIPTE avec modèle complet et modèle différentiel de la jonction de mode commun

En premier lieu, il apparait clairement que le processus de couplage champ/câble ALICE/CRIPTE avec jonction de mode commun est validé puisque l'on retrouve les courants obtenus directement par ALICE. Les différences observées les plus significatives sont sur la liaison X qui présente un couplage faible. Cela peut s'expliquer par soit le calcul des impédances ou bien par l'hypothèse simplificatrice de calcul des paramètres linéiques de fil au-dessus d'un plan. Dans cette application, on remarque que réduire la jonction de mode commun à un modèle différentiel n'a d'effet que sur les niveaux faibles de couplage. Il vaut donc mieux dans le cas général calculer la matrice d'impédance complète.

V. CONCLUSION

Nous avons présenté une méthode de calculs de courants continus implémentée au sein d'un code FDTD. Grâce à cette méthode il est possible d'accéder à des valeurs de résistances point à point du modèle FDTD. Ces valeurs de courants continus permettent aussi de faire des extrapolations de courants temporels plus précises en utilisant la valeur connue de l'intégrale au cours du temps du courant extrapolé. Les valeurs de résistance point à point peuvent aussi être utilisées dans un contexte de couplage des champs 3D avec des câbles multi conducteurs placés au-dessus de surfaces composites [7].

VI. REFERENCES

[1] R. Holland and L. Simpson, Finite-difference analysis of EMP coupling to thin struts and wire, IEEE Trans. Electromagnetic Compat., vol. EMC-23, pp. 88-97, May 1981.

[2] K.S. Yee Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in istropic media, IEEE trans. Antennas Propag., AP-14 : 302-307,1966.

[3] C. Guiffaut, A. Reineix and B. Pecqueux, New Oblique thin wire formalism in the FDTD method with multiwire junctions, IEEE Trans. on Antennas and Propag.,vol.60, No. 3, March 2012.

[4] T. Volpert, "Etude d'un schéma différences finies haute précision et d'un modèle de fil mince oblique pour simuler les perturbations électromagnétiques sur véhicule aérospatial", Thèse de l'ISAE, 2015

[5] J-P. Parmantier, S. Bertuol, T. Volpert, C. Lair, P. Dupré, F. Therond, G. Gutierrez, J.I. Plaza Gomez. 'Méthodologie de modélisation/simulation 3D des effets EM d'une injection foudre sur le moteur TP400.', 15ème Colloque International CEM 2010, Limoges.

[6] Daniel Prost, Francois Issac, Thibault Volpert, Wilfrid Quenum, and Jean-Philippe Parmantier 'Lightning-Induced Current Simulation Using RL Equivalent Circuit: Application to an Aircraft Subsystem Design.', IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 55, NO. 2, APRIL 2013.

[7] I. Junqua, J-P.. Parmantier, D. Prost. Modelling Common Mode Impedances for Lightning Indirect Effects on Multiconductor Cables into Composite Aircraft Equipped with Current Return Networks. ICOLSE 2015 Proceedings, Toulouse, September 2015.

[8] T. Volpert, E. Bachelier, S. Bertuol, I. Junqua ALICE paralelle V2.6 manuel d'utilisation 2021, ref ONERA/DEMR/078/21

[9] A.K. Agrawal, H.J. Price and S.H. Gurbaxani, "Transient response of multiconductor transmission-line excited by a nonuniform electromagnetic field", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 22, no. 2, pp. 119–129, May 1980.

[10] F. Rachidi "Formulation of the field to transmission line coupling equation in term of magnetic excitation field" *IEE trans electromagn compat* vol 35 no 3 pp 404-407

Moyens d'essais, techniques de mesures, normes et standards

Mise en œuvre Expérimentale d'une Méthode de Co-Simulation Temporelle Totalement Asynchrone pour un Réseau de Lignes de Transmission

I. Massaoudi[1], **P. Bonnet**[1]
[1]Université Clermont Auvergne, Clermont Auvergne INP CNRS, Institut Pascal,F-63000 Clermont-Ferrand, France
imane.massaoudi@uca.fr

Résumé

Cet article présente la mise en œuvre expérimentale d'une méthode co-simulation temporelle totalement asynchrone. La technique proposée consiste dans un premier temps à diviser un système linéaire en sous-systèmes résolus indépendamment; la solution globale est ensuite obtenue en combinant les solutions partielles à travers des interfaces d'échange. Pour s'affranchir des contraintes expérimentales, une méthode alternative pour l'évaluation requise des réponses impulsionnelles est présentée et validée. L'application expérimentale de la méthode proposée est ensuite illustrée pour un réseau de câbles réels. Les résultats obtenus démontrent la robustesse et l'intérêt de cette méthode de co-simulation pour des études paramétriques grâce à sa formulation asynchrone.

I. INTRODUCTION

De nos jours, les méthodes de décomposition de domaine (DD) représentent une alternative pour faire face aux problèmes industriels complexes de calcul électromagnétique [1–3]. La stratégie fondamentale des méthodes DD est de décomposer l'ensemble du domaine de calcul en plusieurs sous-régions pour lesquelles la méthode numérique la plus appropriée pour chacune des sous-régions est utilisée. La dernière étape consiste à raccorder tous les sous-domaines pour obtenir la réponse globale. Dans le contexte de la compatibilité électromagnétique (CEM), les méthodes de DD ont été largement utilisées pour résoudre les problèmes de rayonnement, d'émission, de couplage, etc. [4, 5]. Leurs applications néanmoins traitent souvent le domaine fréquentiel. Dans le domaine temporel, on trouve principalement les méthodes d'hybridation pour lesquelles l'échange de données ou de résultats à chaque itération temporelle (approche synchrone) ou à différentes itérations (approche asynchrone) peut être nécessaire [6–8]. Par ailleurs, il arrive que des approches de co-simulation requièrent l'échange de modèles. Dans un contexte industriel, la confidentialité de ces derniers peut alors poser problème. Par ailleurs, les rares transpositions expérimentales des méthodes de co-simulation amplifient ces contraintes en raison notamment de la disponibilité du matériel ou encore de l'accessibilité aux mesures.

Afin de s'affranchir des contraintes techniques et des limitations industrielles, une nouvelle méthode de co-simulation est proposée et validée expérimentalement.

Cet article est structuré comme suit : la 2ème section résume le principe général de la méthode de co-simulation. Une méthode alternative pour l'évaluation des réponses impulsionnelles à partir de signaux temporels quelconques est ensuite présentée. Dans la 3ème section, la mise en œuvre expérimentale de l'approche pour un réseau de câbles est illustrée. Deux applications d'études paramétriques sont ensuite réalisées.

II. METHODOLOGIE

L'objectif de cette section est de présenter succinctement l'approche de co-simulation, ainsi que le principe de la méthode d'extraction des réponses impulsionnelles.

II.1. Méthode de co-simulation temporelle

La méthode de co-simulation proposée consiste à diviser un système linéaire en deux ou plusieurs sous-systèmes, chacun résolu indépendamment. L'échange à une interface est obtenu à partir de la réponse impulsionnelle h de chaque sous-système. Dans le cadre de cet article, nous considérons, sans pertes de généralité, des systèmes 1D, comme des réseaux de lignes de transmission. La réponse $V_{\sim}$ d'un sous-système à une onde incidente V_{in} provenant d'un autre sous-système auquel il est relié par une interface est donnée par l'équation

$$V_{\sim} = h * V_{in}. \tag{1}$$

En se basant sur l'équation (1), la formulation de la méthodologie de co-simulation est établie.

Premièrement, l'observable considérée (tension ou courant) est isolée dans le sous-réseau correspondant. Ensuite, les contributions des sources réelles, i.e. physiques injectées V_s, ainsi que les sources équivalentes $V_{\sim}$ aux interfaces d'échange dans ce sous-réseau sont identifiées.

Soit h_{ij}^k la réponse impulsionnelle entre les terminaisons i et j pour un sous-réseau k. La tension V_j^k mesurée au point j pour un sous-réseau k, avec p sources V_{si}^k, q interfaces d'échange et n terminaisons, est donnée par l'équation suivante

$$V_j^k = \sum_{\{i\}} h_{ij}^k * V_{si}^k + \sum_{\{l\}} h_{lj}^k * V_{\sim l}^k \tag{2}$$

avec :

$\{i\} \subseteq \{1, ..., n\}$ un sous-ensemble de p indices de tension, $p \leqslant n$,

$\{l\} \subseteq \{1, ..., n\}$ un sous-ensemble de q indices d'interface d'échange, $l \leqslant n$.

L'équation (2) permet de traiter séparément les sous-domaines et offre une formulation temporelle totalement asynchrone (i.e. sous entendue à aucun instant les résultats des autres sous-domaines). Dans le second membre de l'équation (2), le premier terme traduit la propagation directe des signaux des sources réelles dans le sous-système, tandis que le second représente la contribution des sources équivalentes aux interfaces d'échange du sous-système étudié. Le lecteur peut se référer à [11] pour la formulation détaillée de la méthode ainsi que son application numérique. Les réponses impulsionnelles h_{ij}^k peuvent en théorie s'obtenir en excitant le système par l'impulsion unitaire de Dirac. Néanmoins, l'émission de cette impulsion est quasi-impossible expérimentalement. Nous proposons dans la suite une méthode alternative permettant de retrouver la réponse impulsionnelle d'un système linéaire à partir d'un signal temporel quelconque réalisable expérimentalement.

II.2. Extraction des réponses impulsionnelles

La méthode de co-simulation est basée sur l'utilisation des réponses impulsionnelles de chaque sous-réseaux, or en pratique, l'injection d'une impulsion de Dirac est un vrai défi. Afin de surmonter les limitations physiques, nous proposons une méthode alternative en se basant sur un signal temporel quelconque et sa réponse pour obtenir la réponse impulsionnelle. Une approche similaire mais formulée différemment, a été proposée par Sarkar et al. [9].

Par définition, l'excitation d'un système linéaire par l'impulsion unitaire de Dirac $\delta(t)$ fournit sa réponse impulsionnelle $h(t)$. La réponse V_{out} de ce système linéaire à un signal temporel quelconque, mais non nul, $\alpha(t)$ est quant à elle donnée par l'équation

$$\begin{cases} V_{in} = \delta(t) \rightarrow V_{out} = h(t) \\ V_{in} = \alpha(t) \rightarrow V_{out} = R(\alpha(t)) \end{cases} \tag{3}$$

avec V_{in} la source d'excitation, et $R(\alpha(t))$ la réponse du système à l'excitation temporelle $\alpha(t)$.

Cette réponse V_{out} peut être aussi obtenue à partir du produit de convolution de la réponse impulsionnelle h avec la source d'excitation $\alpha(t)$

$$R(\alpha(t)) = h(t) * \alpha(t) \tag{4}$$

L'écriture matricielle du produit de convolution précèdent est donnée par

$$\begin{pmatrix} R(0) \\ R(1) \\ \vdots \\ \vdots \\ R(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h(0) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ h(1) & h(0) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & h(1) & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h(m) & h(m-1) & \dots & h(1) & h(0) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha(0) \\ \alpha(1) \\ \vdots \\ \vdots \\ \alpha(m) \end{pmatrix}. \tag{5}$$

Le système linéaire representé par (5) s'écrit

$$\begin{cases} R(\alpha(0)) &= h(0)\alpha(0) \\ R(\alpha(1)) &= h(0)\alpha(1) + h(1)\alpha(0) \\ \dots & \\ R(\alpha(m)) &= h(0)\alpha(m) + \ldots + h(m)\alpha(0). \end{cases} \tag{6}$$

Ce dernier peut être réécrit sous forme matricielle

$$\underbrace{\begin{pmatrix} R(0) \\ R(1) \\ \vdots \\ \vdots \\ R(m) \end{pmatrix}}_{R(\alpha)} = \underbrace{\begin{pmatrix} \alpha(0) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \alpha(1) & \alpha(0) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \alpha(1) & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \alpha(m) & \alpha(m-1) & \dots & \alpha(1) & \alpha(0) \end{pmatrix}}_{P} \underbrace{\begin{pmatrix} h(0) \\ h(1) \\ \vdots \\ \vdots \\ h(m) \end{pmatrix}}_{h} \tag{7}$$

avec P une matrice construite uniquement à partir du signal $\alpha(t)$.

Soit $\mathscr{B} = \{e_0, ..., e_m\}$ la base canonique de l'espace vectoriel $\mathbb{R}^{m+1}$. En supposant que $\mathscr{C} = \{\alpha(0), ..., \alpha(m)\}$ forme également une base de $\mathbb{R}^{m+1}$, la matrice P est alors inversible et est appelée la matrice de passage de $\mathscr{C}$ à $\mathscr{B}$.

La réponse impulsionnelle h est la solution du système (7)

$$h = P^{-1}\ R(\alpha). \tag{8}$$

Cependant, en fonction du signal utilisé $\alpha(t)$, la matrice P peut être non carrée, sa matrice inverse P^{-1} peut donc ne pas être évaluable. Pour contourner ce problème, les deux membres de l'équation (7) sont multipliés par $P^\top$, la transposée de P

$$P^\top\ R(\alpha) = P^\top\ P\ h. \tag{9}$$

Cependant, le mauvais conditionnement de la matrice $P^\top P$ rend son inversion instable numériquement. La technique de régularisation de Tikhonov [10] est alors utilisée. Le système devient alors

$$P^\top\ R(\alpha) = (P^\top\ P + \epsilon\ \mathrm{Id})h \tag{10}$$

tel que Id est la matrice d'identité. Le paramètre de Tikhonov $\epsilon > 0$ est choisi suffisamment petit pour ne pas fausser la solution, par exemple $\epsilon = 1e - 8$.

Finalement, la réponse impulsionnelle h est donnée par

$$h = (P^\top\ P + \epsilon\ \mathrm{Id})^{-1} P^\top\ R(\alpha). \tag{11}$$

Dans la suite, l'application de cette méthode alternative, basée sur un changement de base, sera illustrée sur un réseau de câbles à partir de résultats expérimentaux.

III. MISE EN ŒUVRE EXPERIMENTAL DE LA METHODE DE CO-SIMULATION

Dans cette section, la méthode d'évaluation de la réponse impulsionnelle proposée dans la section II.2 est éprouvée expérimentalement sur un réseau de câbles. La mise en place d'un banc expérimental pour l'application de la méthode de co-simulation est ensuite présentée avant d'être utilisée pour valider l'approche et souligner son intérêt.

III.1. Extraction de la réponse impulsionnelle

Afin d'appliquer la méthode alternative pour l'évaluation des réponses impulsionnelles, nous proposons d'étudier le réseau de lignes de la Fig. 1 constitués de vrais câbles coaxiaux du type RG58.

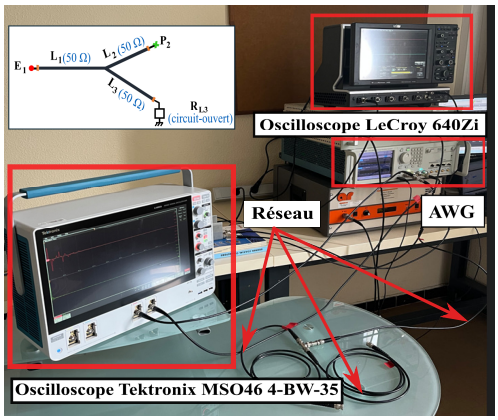
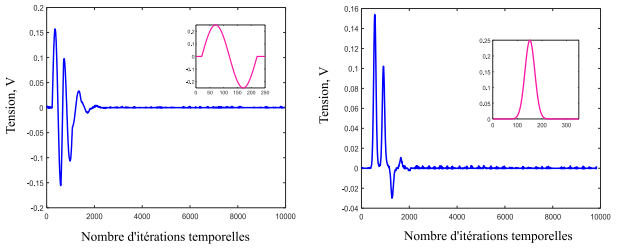


Fig. 1. Banc expérimental du réseau de câbles pour l'étude de l'extraction des réponses impulsionnelles.

Tout d'abord, nous injectons à l'entrée de la ligne L_1 au point E_1 un signal d'excitation sinusoïdal V_{sin} d'amplitude $0.25V$ en utilisant un générateur d'ondes arbitraires "Textronix AWG 70002A". A l'aide d'un oscilloscope "LeCroy 640Zi", l'acquisition de la mesure de la tension se fait à l'extrémité de la ligne L_2 au point P_2. A partir de la source V_{sin} et de sa réponse, notée, R_{sin}, la réponse impulsionnelle h_{12} entre le point d'injection et le point de mesure P_2 est évaluée selon la procédure décrite dans II.2. Ensuite, un signal gaussien V_G d'amplitude $0,25V$ est injecté au point E_1 à l'entrée de la ligne L_1 du réseau. Les sources injectées V_{sin} et V_G ainsi que leurs réponses respectives R_{sin} et R_G sont illustrées sur la Fig. 2. De façon attendue, deux excitations différentes fournissent deux résultats différents.

La réponse du réseau au signal gaussien V_G peut être également obtenue à partir de l'équation (1), tel que

$$V_2 = h_{12} * V_G. \tag{12}$$



(a) Réponse du système au signal sinusoidal (b) Réponse du système au signal gaussien

Fig. 2. Réponses respectives du système au signaux d'excitation sinusoïdal et gaussien (encarts rouges).

La comparaison de la tension V_2 de l'équation (12), avec la réponse expérimentale du réseau à l'excitation V_G est reportée sur la Fig. 3.

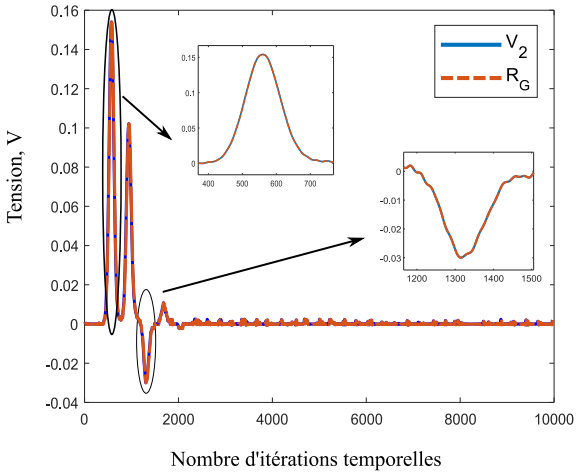


Fig. 3. Comparaison de la tension V_2 obtenue par convolution et la réponse R_G à l'excitation gaussienne.

La très grande similitude des courbes, malgré la présence de bruit, permet de conclure à la bonne évaluation de la réponse impulsionnelle. La méthode alternative pour l'obtention des réponses impulsionnelles a ainsi été validée (à partir également d'autres signaux temporels quelconques, non reporté ici par manque de place). Dans la suite, les réponses impulsionnelles sont toutes évaluées suivant cette procédure qui évite l'injection expérimentale d'un Dirac parfait.

III.2. Application expérimentale de la méthode de co-simulation

La validation expérimentale de la méthode de co-simulation se fait principalement en deux grandes étapes. La première consiste à réaliser une mesure de référence du réseau global (sans découpage). La deuxième étape est de caractériser les sous-réseaux (après découpage) à partir des réponses impulsionnelles. L'application de l'équation (2) doit ensuite permettre de trouver le résultat escompté.

Le principal avantage que présente la méthode de co-simulation est sa formulation basée sur les réponses impulsionnelles uniquement. Les caractéristiques des sous-réseaux, la source d'excitation, ainsi que le matériel utilisé

pour l'acquisition et génération, sont des paramètres "transparents" pour la méthode. En pratique, comme chaque sous-réseau est étudié indépendamment des autres sous-réseaux, la génération et/ou l'acquisition des mesures peut se faire avec des appareils de mesure différents. Nous proposons donc dans la suite d'étudier un réseau de câbles par co-simulation en utilisant du matériel différent pour chaque sous-réseau. La génération du signal d'excitation se fait à l'aide un générateur d'ondes arbitraires "Textronix AWG 70002A", l'acquisition quand à elle se fait avec deux oscilloscopes différents "Tektronix MSO46 4-BW-35" et "LeCroy 640Zi".

On considère le set-up de réseau de câbles de la Fig. 4.

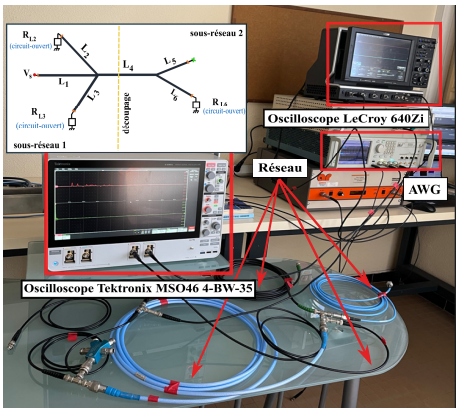


Fig. 4. Mise en place du banc expérimental pour l'application de la méthode de co-simulation.

L'observable est la tension au point de mesure P_5 quand la source d'excitation est une gaussienne d'amplitude $0,25V$.

La résolution de la mesure est déterminée par la fréquence d'échantillonage réglée à partir du sampling rate (SR). Les valeurs du SR sont fixes et données dans les spécifications de l'oscilloscope. Dans la suite, les mesures sont réalisées en considérant un $SR = 25GS/s$ pour l'oscilloscope "Tektronix MSO46 4-BW-35" et $SR = 10GS/s$ pour l'oscilloscope "LeCroy 640Zi". Étant donné que le SR utilisé pour chaque oscilloscope est différent, une interpolation des résultats de mesure est nécessaire.

Nous souhaitons maintenant résoudre ce problème par co-simulation en découpant le réseau de câbles au niveau de la ligne L_4 en deux sous-réseaux. Les réponses impulsionnelles de chaque sous-réseau sont obtenues à partir de signaux temporels différents, sinusoïdal et double gaussien, suivant la procédure de la section II.2. La configuration considérée est résumée dans le Tab. 1.

A partir des réponses impulsionnelles, la tension V_5 est obtenue en appliquant le principe de co-simulation donné par l'équation 2.

En pratique, l'utilisation d'une méthode de co-simulation est intéressante si le résultat du réseau global n'est pas ou est difficilement accessible. Pour la validation, nous

	Oscilloscope	Signal d'excitation
sous-réseau 1	LeCroy 64OZi	signal sinusoïdal
sous-réseau 2	Tektronix MSO 46 B-W-35	signal double-gaussien

Table 1. Configuration de mesures pour les deux sous-réseaux.

avons utilisé ici deux références, obtenues chacunes avec les deux oscilloscopes (Fig. 5).

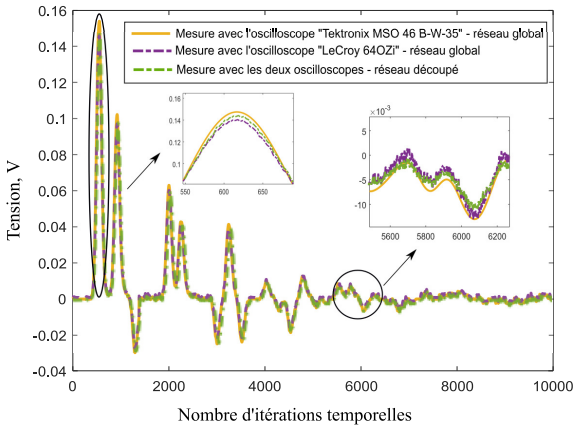


Fig. 5. Comparaison des mesures obtenues avec les deux oscilloscopes pour le réseau global avec celle du réseau découpé.

Le premier pic correspond à la propagation directe du signal gaussien dans le réseau, tandis que les premières réflexions sont dues aux désadaptions aux extrémités du réseau. Au fur et à mesure du temps, les multiples réflexions du signal dans le réseau sont observées. Or, la formulation de la méthode de co-simulation donnée par l'équation (2) ne prend pas en compte les multiples aller-retours du signal dans le réseau. Afin de les considérer, un terme supplémentaire s'ajoute à la formulation initiale. La nouvelle formulation ainsi que sa validation numérique sont illustrées dans [11].

Nous constatons que les résultats mesurés avec les deux oscilloscopes pour le réseau global sont très proches. Les faibles différences d'amplitude peuvent êtres expliquées par les erreurs numériques de l'interpolation des résultats, ainsi que la nature aléatoire du bruit propre à chaque oscilloscope. La méthode de co-simulation permet de retrouver une tension V_5 très proches de ces références.

D'après les résultats obtenus, l'efficacité de la méthode de co-simulation a été démontrée expérimentalement. Ce résultat, ainsi que d'autres non montrés dans ce papier par manque de place, valident l'application expérimentale de cette méthode de co-simulation asynchrone.

En pratique, le temps nécessaire pour la mise en place du banc expérimental, la disponibilité du matériels, ou encore la faisabilité de la méthode, peuvent constituer de véritables limitations à la réalisation expérimentale. La nature totalement asynchrone de l'approche proposée

représente ainsi un potentiel intérêt pour des études paramétriques. Dans la suite, deux applications avec des sous-parties du réseau modifiées sont présentées.

III.3. Etude paramétrique

L'objectif de cette section est de souligner l'intérêt de la méthode de co-simulation pour des études paramétriques. Dans le cas ou un ou plusieurs paramètres d'un sous-réseau sont modifiés, uniquement les réponses impulsionnelles le caractérisant sont à réévaluer. Nous proposons dans la suite deux études paramétriques pour deux configurations de réseau de câbles.

a - Modification du cas précédent

Dans un premier temps, nous conservons la même configuration du réseau de câbles de la Fig. 4 pour lequel la ligne L_1 est modifiée (longueur et impédance caractéristique). Pour le cas découpé, la modification des paramètres du sous-réseau 1 entraîne le changement des réponses impulsionnelles caractérisant ce sous-réseau. En appliquant l'équation (2) avec les nouvelles réponses impulsionnelles du sous-réseau modifié, et suivant la procédure d'interpolation, on obtient le résultat de la Fig. 6.

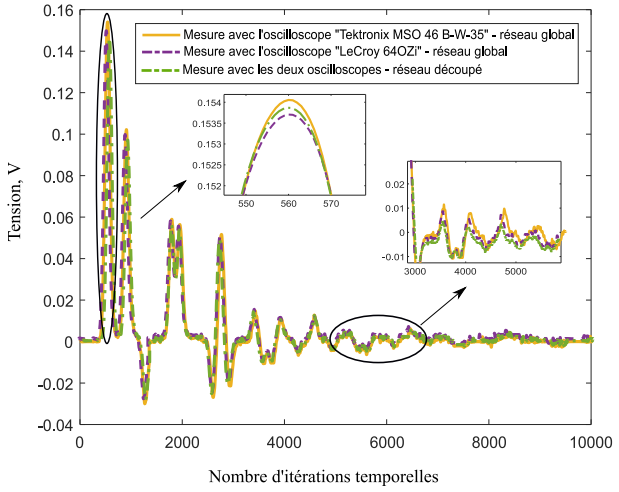


Fig. 6. Comparaison des mesures obtenues avec les deux oscilloscopes pour le réseau global avec celle du réseau découpé.

La tension V_5 obtenue par co-simulation est très proche des mesures du réseau global obtenues à l'aide des deux oscilloscopes. Le premier pic ainsi que les premières réflexions du signal gaussien dans le réseau de global sont retrouvés identiquement au résultat de la Fig. 4. A partir de 4000 itérations temporelles, la modification de la configuration du sous-réseau 1 entraîne ensuite la modification de la tension V_5. L'approche permet donc de réaliser des études paramétriques efficaces grâce à sa formulation asynchrone.

b - Cas général

Afin de démontrer un peu plus le potentiel intérêt de la méthode de co-simulation dans le cadre d'études paramétriques, une deuxième application plus générale est proposée. Le réseau de câbles étudié est constitué de quatre lignes de transmission et de deux jonctions comme illustré sur la Fig. 7. L'injection d'un signal gaussien se fait à l'entrée de la ligne L_1 au point E_1. En découpant le réseau global au niveau de la ligne L_2, les réponses impulsionnelles caractérisant chaque sous-réseaux sont extraites suivant la procédure de la section II.2. A partir de ces dernières, la tension V_5 mesurée au point P_5 est établie par co-simulation.

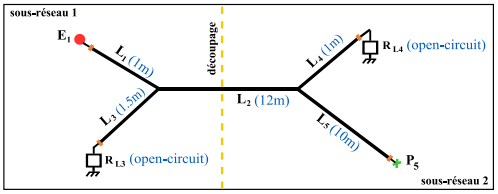


Fig. 7. Schéma du réseau de lignes de transmission étudié.

Nous proposons une étude paramétrique telle que le sous-réseau 1 est modifié (longueurs des lignes L_1 et L_3), suivi ensuite d'une modification du sous-réseau 2 (longueur et impédance caractéristique de la ligne L_4). Il en résulte alors différentes combinaisons de paramètres, parmi lesquelles nous étudions quatre configurations, résumées dans le Tab. 2.

	sous-réseau 1	sous-réseau 2
configuration 1	$L_1 = 1(m)$ $L_3 = 1.5(m)$	$L_4 = 1(m)$ $Z_{c4} = 50(\Omega)$
configuration 2	$L_1 = 1(m)$ $L_3 = 1.5(m)$	$L_4 = 3(m)$ $Z_{c4} = 75(\Omega)$
configuration 3	$L_1 = 1.5(m)$ $L_3 = 1(m)$	$L_4 = 1(m)$ $Z_{c4} = 50(\Omega)$
configuration 4	$L_1 = 1.5(m)$ $L_3 = 1(m)$	$L_4 = 3(m)$ $Z_{c4} = 75(\Omega)$

Table 2. Configurations des études paramétriques suite aux modifications des paramètres des sous-réseaux.

La tension V_5, mesurée pour les 4 configurations, est reportée sur la Fig. 8. Comme attendu, la modification des paramètres des deux sous-réseaux entraînent la modification du résultat mesuré.

Initialement, la propagation directe de la source gaussienne est identique pour les configurations 1 et 2, et les configurations 3 et 4, du fait que les longueurs des lignes L_1 et L_3 sont inchangées. Or, leurs modifications entraînent un décalage temporel comme pour les configurations 1 et 3. Ensuite, les réflexions du signal gaussien dans le réseau, dues aux désadaptations au niveau des jonctions et aux extrémités des lignes L_3 et L_4, sont également retrouvées. La modification des paramètres du sous-réseau 2 conduit à l'apparition de nouvelles réflexions du signal dans le réseau de câbles, d'amplitudes différentes suivant la configuration étudiée.

De façon générale, si chaque paramètre peut être isolé dans un sous-réseau, l'ensemble des configurations associées peut être obtenue à partir d'un nombre de mesures égal à la somme des différentes valeurs des paramètres au lieu du produit de toutes ces valeurs.

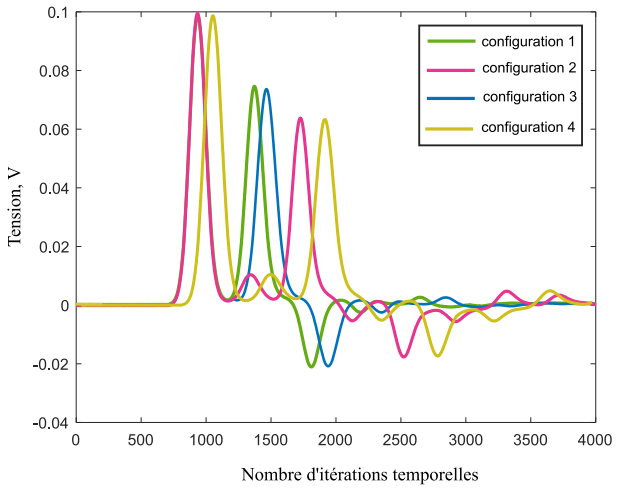


Fig. 8. Comparaison de la tension V_5 mesurée pour 4 configurations d'études paramétriques.

Les résultats précédents soulignent ainsi un avantage important de cette méthode de co-simulation. Des modifications dans une sous-partie peuvent être faites sans nouvelles sollicitations des autres sous-parties du système. L'influence de paramètres locaux à un sous-domaine, mais ayant un impact au niveau du système global, peut ainsi être explorée de façon autonome et confidentielle. La méthode de co-simulation temporelle proposée permet donc non seulement de bénéficier des avantages classiques des approches par DD (modularité, hybridation des méthodes, etc. ...) mais aussi, de part son caractère totalement asynchrone, peut procurer un gain de temps conséquent. Ce dernier point est intéressant pour des études qui nécessitent un très grand nombre de mesures (études paramétriques ou stochastiques).

IV. CONCLUSION

Dans cet article, nous présentons une méthode de co-simulation temporelle asynchrone permettant de découper un problème en plusieurs sous-domaine. Le principe théorique de cette approche récente est d'abord résumé avant d'être validé expérimentalement. A cette fin, une solution alternative permettant d'extraire la réponse impulsionnelle d'un système linéaire à partir d'une excitation quelconque est proposée. Les résultats expérimentaux obtenus pour un réseau de câbles prouvent l'applicabilité de la méthode de co-simulation. De plus son caractère totalement asynchrone est un atout indéniable dans un contexte industriel pour des études paramétriques ou stochastiques.

V. REMERCIEMENTS

Ce travail a été financé, en tout ou partie, par l'Agence Nationale de Recherche (ANR) au titre du projet "ANR ECOCES AAP CE0-0016-0". Les auteurs tiennent à remercier Mr Sébastien Girard pour son aide dans la mise en œuvre expérimentale de la méthode.

REFERENCES

[1] L. Yang, C. Yang, Y. Tu, X. Wang, and Q. Wang *"Field-Circuit Co- Simulation Method for Electrostatic Discharge Investigation in Electronic Products"*, IEEE Access, vol. 9, pp. 33 512–33 521, 2021.

[2] A. Demurov, I. Badzagua, A. Gheonjian, D. Eremyan, A. Bzhalava, B. Khvitia, Z. Kutchadze, and R. Jobava *"Fast Simulation of Large-Scale Cable Systems by Hybridization of MTL, MNA and FDTD Methods"*, 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, 2018, pp. 844–848.

[3] J. Lee and Z. Peng, *"Computational Electromagnetics: Domain Decomposition Methods and Practical Applications"*, Taylor Francis, 2016.

[4] M. Yi, Z. Qian, A. Aydiner, and M. Swaminathan *"Transient Simulation of Multiscale Structures Using the Nonconformal Domain Decomposition Laguerre-FDTD Method"*, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 5, no. 4, pp. 532–540, 2015.

[5] T. Wan, B. Tang, and M. Li *"An Iteration-Free Domain Decomposition Method for the Fast Finite Element Analysis of Electromagnetic Problems"*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 1, pp. 400–410, 2020.

[6] Q. Sun, R. Zhang, Q. Zhan, and Q. H. Liu *"3-D Implicit–Explicit Hybrid Finite Difference/Spectral Element/Finite Element Time Domain Method Without a Buffer Zone"*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 8, pp. 5469–5476, 2019.

[7] Z. Lou and J. M. Jin *"3-D Novel Dual-Field Time-Domain Finite-Element Domain-Decomposition Method for Computational Electromagnetics"*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 6, pp. 1850–1862, 2006.

[8] A. B. Diallo, C. Vollaire, A. Breard, M. Bensetti and L. Pichon *"Co-simulation of Circuit/Circuit type Solvers for EMC Applications Using a New Relaxation Method"*, EMC Europe, 2022, pp. 366-371,

[9] T. Sarkar, D. Weiner, V. Jain and S. Dianat *"Impulse Response Determination in the Time Domain-Theory"*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 30, no. 4, pp. 657-663, July 1982.

[10] A. N. Tychonoff *"Solution Incorrectly Formulated Problems and the Regularization Method"*, Soviet Mathematics, vol. 4, pp. 1035-1038, 1963.

[11] I. Massaoudi and P. Bonnet *'Uncertainty Propagation with an Asynchronous Temporal Co-simulation Method Applied to a Transmission Line Network,"*, EMC Europe, 2022, pp. 305-310.

MESURE PAR SUBSTITUTION DE DECOUPLAGE D'ANTENNE AVEC UNE ANTENNE HYPERFREQUENCE

A. Alcaras, O. Ripoche, G. Brélivet

THALES (Laboratoire LEV), 110 Avenue Maréchal Leclerc – Cholet 49300
alain.alcaras@thalesgroup.com
olivier.ripoche@thalesgroup.com
gael.brelivet@thalesgroup.com

Résumé *(150 mots max)* :
Cet article traite de la problématique de validation expérimentale d'intégration d'une antenne directive sur un porteur en termes de compatibilité radioélectrique, lorsque cette antenne (antenne « cible ») n'est pas encore installée sur le porteur. Il est présenté une méthode de substitution où, pour des mesures de découplage entre antennes, l'antenne « cible » doit être remplacée pour ces mesures par une autre antenne « test » disponible.
Le découplage avec l'antenne « test » est extrapolé simplement à l'antenne « cible » par comparaison de son gain par rapport à celui de l'antenne « test ». Le résultat de cette opération devient très incertain lorsque les distances entre les antennes sont courtes et que le gain champ lointain des antennes ne sont plus valables à distances proches. Il est montré comment réduire cette incertitude par une méthode de correction champ proche, avec des exemples de validation de découplage sur des cas réels.

I. INTRODUCTION - CONTEXTE

Certains porteurs terrestres militaires de nouvelle génération intègrent de nombreux sous-systèmes radioélectriques. La complexité des installations radioélectriques sur les porteurs terrestres et la criticité croissante de ces fonctions radioélectriques (fonctions «radios») exigent des études et validations rigoureuses dans des délais contraints.

Le risque de compatibilité radioélectrique (CRE) entre ces sous-systèmes constitue un des principaux risques et se caractérise principalement par le découplage entre les antennes. Des études d'ingénierie sont réalisées afin de définir en particulier la façon la plus optimisée de placer les antennes sur le toit du véhicule souvent de petite surface, donc à forte contrainte de proximité électromagnétique. Des calculs complexes de découplages antennaires sont réalisées et doivent être validés après l'intégration antennaire du porteur.

Cet article traite de la problématique de validation expérimentale d'intégration d'un porteur en découplage antennaire lorsque ce porteur ne dispose pas encore d'une antenne directive hyperfréquence, mais que la validation par découplage doit néanmoins être effectuée.

Si une antenne directive « cible » à installation complexe n'est pas encore installée sur le porteur disponible en phase de validation mais que la validation par découplage avec les antennes « proches » doit être effectuée, il est proposé une méthode de substitution où l'antenne « cible » manquante est remplacée pour ces mesures par une autre antenne « test » directive disponible et simple à installer.

Le découplage mesuré entre les antennes « proches » et l'antenne « test » est extrapolé simplement à l'antenne « cible » par comparaison de son gain par rapport à celui de l'antenne « test ». Mais en réalité le gain des antennes directives aux faibles distances est différent du gain standard en champ lointain.
Ainsi, il est montré une méthode pour corriger les découplages extrapolés à partir des gains en champ lointain et des facteurs de correction en champ proche d'antennes directives.

II. POSITION DU PROBLEME : METHODE PAR SUBSTITUTION

Il est considéré le cas où il est demandé de réaliser les mesures de découplages entre les autres antennes du véhicule (antennes « proche ») et l'antenne directive « cible » absente du porteur lors de la phase de validation. En exemple de cette analyse, l'objectif est la mesure de découplage à la fréquence de réception de l'antenne « cible ».

Il faut dans un premier temps définir l'antenne « test » de substitution pour effectuer ces mesures.
Bien entendu, le gain de cette antenne doit être connu et son centre de phase doit être placé au même endroit que le centre de phase de l'antenne « cible ». Il est également recommandé d'utiliser une antenne « test » directive (ouverture réduite) pour être le moins perturbé possible par l'environnement, comme l'antenne « cible ».
Remarque : Les antennes « test » directives de petite taille propices à une installation temporaire ont souvent un gain inférieur à celui de l'antenne « cible ».

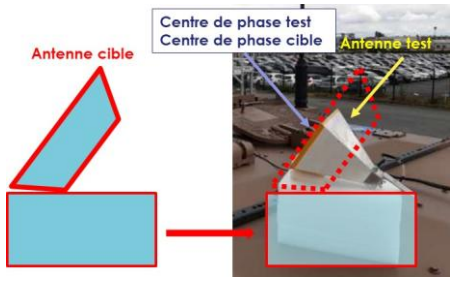


Figure 1. Antenne test se substituant à l'antenne cible

Il est ici utilisé comme antenne « test » pour les essais une antenne cornet ou une antenne lentille dont les gains sont entre 12 dBi et 15 dBi aux hyperfréquences.



Figure 2. Exemple de mesure de découplage avec deux types d'antenne test

La mesure de découplage entre l'antenne test et les antennes proches est effectuée dans le pire des cas où l'antenne test est dirigée vers le centre de phase de l'antenne proche.
Ce découplage mesuré avec l'antenne test (*Découplage* $_{Mesure}$) est extrapolé au découplage avec l'antenne cible (*Découplage* $_{Cible}$) par l'écart entre les gains de ces antennes test et cible :
Découplage $_{Cible}$ (dB) = *Découplage* $_{Mesure}$ – *Extrapolation*

Le facteur d'extrapolation est donc :
Extrapolation (dB) = $Gain_{Cible}$ *(dBi)* – $Gain_{Test}$ *(dBi)*

Dans cette formule d'extrapolation, il est considéré les gains connus en champ lointain. Ces gains $Gain_{Cible}$ et $Gain_{Test}$ doivent être corrigés si les distances avec les antennes proches sont dans le domaine de champ proche de l'antenne cible, mais aussi de l'antenne test. En considérant les gains en champ proche $GainP_{Cible}$ *et* $GainP_{Test}$, la formule d'extrapolation en champ devient :
ExtrapolationP (dB) = $GainP_{Cible}$ *(dBi)* – $GainP_{Test}$ *(dBi)*

Le paragraphe III suivant montre comment sont corrigés les gains des antennes test et cible.

III. CORRECTION DES GAINS EN CHAMP PROCHE

Afin de déterminer les environnements radioélectriques à proximité des antennes directives de moyenne et forte puissance (Réflecteur parabolique, Cornet, Réseau de dipôle, Réseau de patch, …), il a été réalisé une méthode pour évaluer le champ rayonné à proximité de ces antennes [1]. Cette méthode dite « méthode de Gross » utilisée par les groupes de travaux normatifs est le fruit d'étude théorique et de mesure et est utilisée dans des études industrielles comme à THALES.

Le principe est d'évaluer le champ proche de l'antenne directive en corrigeant le gain connu en champ lointain.
Dans cette méthode, le gain en champ lointain (« Gain ») n'est applicable qu'à partir d'une distante limite R_{lim}, en dessous de laquelle le champ émis par l'antenne directive n'est pas construit.
$\boldsymbol{R_{lim}} = \frac{2\,D^2}{\lambda}$ où D est la plus grande dimension de la partie rayonnante de l'antenne et λ la longueur d'onde.
Entre le centre de phase de l'antenne et R_{lim}, le gain proche de l'antenne « GainP » est inférieur au « Gain » et varie selon la distance R entre l'antenne et R_{lim}.

L'article montrera les grands principes de cette méthode de correction qui nécessite les paramètres suivants de l'antenne pour déterminer le gain proche « GainP (R) » en fonction de la distance R : le **« Gain »** en champ lointain du lobe principal, les **dimensions** de la partie rayonnante de l'antenne, la **fréquence** d'intérêt (ou **longueur d'onde**), **l'angle d'ouverture** du lobe principal, la **distance R** ($R < R_{lim}$) par rapport à l'antenne et dans la direction du lobe principal.
De ces paramètres il est déduit un coefficient d'illumination en fonction de la distance R qui fournira le facteur de correction du gain en champ proche.

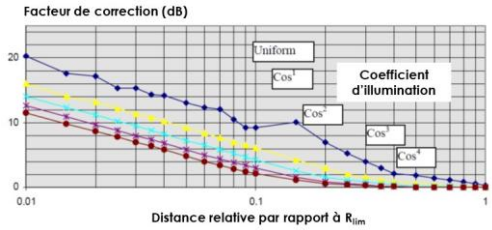


Figure 3. Correction (réduction) de gain proche par rapport au gain lointain selon le coefficient d'illumination de l'antenne

Les principales conditions de validité de cette méthode sont :

- l'invariabilité du gain/directivité de l'antenne directive selon son installation sur le porteur (contrairement aux antennes omnidirectionnelles),
- le faible angle d'ouverture dans le lobe principal,
- la forte valeur du gain « Gain ».

Ces trois conditions sont liées puisqu'un gain plus fort procure un angle d'ouverture plus faible, et donc une moindre perturbation par des réflexions parasites proches.

En particulier, on peut définir un niveau de gain minimal « $Gain_{min}$ » en dessous duquel, il n'est pas nécessaire de corriger le gain proche. Pour une antenne de forme rectangulaire, ce gain minimal est :
$\boldsymbol{Gain_{min}} = 2\pi \frac{\alpha}{1+\alpha^2} \frac{D}{\lambda}$ où α est le rapport entre la longueur et la largeur de l'antenne rectangulaire.
L'article donnera la démonstration de cette formule dont l'origine rappelle que la formule connue de R_{lim} n'est valable que pour une distance R supérieure à D.

IV. APPLICATION A UN CAS REEL

Cette problématique a été posée sur un véhicule militaire sur lequel est prévu d'être installée une antenne directive « cible » de réception en bande C (6,8 GHz). L'étude théorique des risques a montré que les découplages les plus critiques à dérisquer en priorité sont ceux entre l'antenne cible et 4 autres antennes du véhicule, proches et omnidirectionnelles : une antenne bande UHF basse à 3 m de l'antenne cible, une antenne bande UHF haute à 1,9 m, une antenne bande S à 1,25 m et une autre antenne bande C à 1,9 m.
Il a été utilisé comme antenne « test » une antenne cornet se substituant à l'antenne cible.
Les mesures de découplage entre les antennes proches et l'antenne test sont réalisées à 6.8 GHz.

Pour l'antenne cornet test et l'antenne cible, l'article montrera le calcul :

- du $Gain_{min}$
- des facteurs de correction de gain et des gains corrigés en champ proche GainP pour chacune des distances d'antennes proches : 1,25 m ; 1,9 m ; 3 m.

Il sera indiqué les découplages évalués par cette méthode de substitution entre l'antenne cible et les 4 antennes proches.

V. VALIDATION DE LA METHODE

Une fois l'antenne cible (directive bande C) installée sur le porteur, il a été réalisé les mesures « réelles » de découplages avec les 4 antennes proches.
Ces découplages réels sont comparées aux découplages par substitution mesurés aux §IV.

Les écarts entre les mesures réelles et les mesures par substitution sont en général inférieurs à 5 dB. Il sera montré que dans le cadre de dérisquage, ces écarts maximums sont acceptables vis-à-vis des ordres de grandeur des découplages exigés.
Ces écarts seront discutés au regard des hypothèses de cette méthode qui seront rappelées, et des incertitudes associées. Ces incertitudes concernent le gain en champ lointain, les dimensions d'antenne, les distances entre antennes, le facteur de correction, et l'angle d'ouverture (captation de réflexions parasites par l'antenne test plus « ouverte » que l'antenne cible).

VI. PERSPECTIVES

L'exemple ici illustre la méthode de substitution d'une antenne directive en réception dans sa bande de fréquence fonctionnelle. Cette méthode est aussi appliquée avec la même précision pour une antenne directive en émission dans sa bande fonctionnelle.
Il a été testé cette méthode pour les découplages dans les fréquences hors bande de l'antenne directive. Cela n'a pas encore été validé mais l'incertitude principale réside dans la différence de comportement hors bande de l'antenne cible et de l'antenne test, même si hors bande les exigences de découplage peuvent supporter plus d'erreur.

Si l'antenne cible est une antenne omnidirectionnelle (gain max < 10 dBi), la méthode par substitution est plus complexe et la méthode de Gross non applicable. En effet, le comportement de l'antenne cible varie beaucoup en fonction de son installation et la notion de champ proche moins maîtrisée que pour les antennes directives. THALES a développé un outil de champ proche pouvant réaliser l'équivalent de la méthode de Gross [2]. Cette problématique reste à analyser sur la base de quelques axes de recherches.

Enfin, la méthode de Gross peut être aussi utilisée pour évaluer par simulation numérique les découplages avec une antenne directive proches sur un véhicule, en s'économisant la modélisation physique complexe de cette antenne (méthodes de boîte d'Huygens ; modélisation dipolaire).

VII. CONCLUSION-PERSPECTIVES

Cet article présente une méthode simple et efficace pour mesurer des découplages antennaires avec des antennes directives proches et non disponibles en phase de validation.
Cette méthode par substitution exploite en particulier la méthode de correction du gain en champ proche des antennes directives, dite méthode de Gross.
Les validations existantes de cette méthode sont très encourageantes et ont déjà permis de débloquer des projets critiques.
Les limites de validités sont discutées ici et la maîtrise complète des incertitudes sont atteignables par des analyses supplémentaires.

D'autres analyses sont en cours pour élargir cette méthode de substitution à d'autres domaines de validation expérimentale de découplage (antennes omnidirectionnelle) et à d'autres méthodes numériques de calcul de découplage avec des antennes directives.

REFERENCES

[1] Technical Memorandum "High intensity radiated field external environments for civil aircraft operating in the United States of America", Report n°: NAWCADPAX--98-156-TM, 1998.

[2] " Mesure et cartographie des champs en zone de champ proche ", Congrès Hyper-RF 2009 à Villepinte 2009.

SYSTEME DE MESURE ET D'AIDE AU CONTROLE D'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE RF LARGE BANDE

M. Schutz[1], J.-D. Bertaux[1], L. Bacqué[2]

[1]Inoveos, Brive-La-Gaillarde, mschutz@inoveos.com
[2]Prâna, Brive-La-Gaillarde, lbacque@prana-rd.com

Résumé. Un nouveau système de mesure a été développé pour les amplificateurs de puissance RF large bande dédiés aux applications CEM. Le système permet d'effectuer une mesure de la puissance en sortie de l'amplificateur tout en corrigeant les variations de la réponse en fréquence du coupleur large bande. Pour cela, les mesures de puissance et de fréquence du signal RF sont réalisées conjointement. Ces mesures sont réalisées à l'aide d'une architecture développée comprenant un fréquencemètre RF large bande et un détecteur de puissance. Des essais ont été menés sur des amplificateurs industriels pour évaluer la solution proposée. La mesure de la fréquence du signal RF transitant dans l'amplificateur apporte une information supplémentaire qui permet d'accéder aux niveaux de puissance plus précisément et d'effectuer un monitoring de l'amplificateur.

I. INTRODUCTION

Dans les applications CEM (Compatibilité ElectroMagnétique) civiles et militaires, l'amplificateur de puissance large bande constitue un élément clé pour les essais. Généralement, l'amplificateur de puissance est doté de systèmes de mesure de la puissance et de supervision internes utilisés pour sa fiabilité, tels que les capteurs de température et les sondes de courant. En effet, les détecteurs de puissance intégrés ou puissance-mètres, utilisés à travers un coupleur, permettent à l'utilisateur de connaitre les niveaux de puissance RF transitant entre l'amplificateur et la charge (voir Fig.1). Cela permet d'évaluer le niveau de puissance en sortie, mais également de connaitre le niveau d'adaptation de la charge connectorisée à l'amplificateur [1]. Ces données sont utiles pour adapter dynamiquement le niveau de gain de l'amplificateur, effectuer une prédistorsion ou faire office de protection [2] [3].

Dans le cadre d'un amplificateur de puissance dédié aux applications CEM, la largeur de bande importante amène une incertitude supplémentaire. En effet, les dispositifs de couplage large bande employés pour la mesure des puissances, incidentes ou réfléchies, présentent des écarts et des variations du niveau de couplage en fonction de la fréquence. Ces variations, même faibles, peuvent être conséquentes notamment pour une puissance de sortie élevée. Lorsque l'amplificateur est utilisé avec un signal CW (Continuous Wave) ou un balayage en fréquence discrète, la fréquence du signal transitant dans l'amplificateur n'est pas connue. Ainsi le résultat d'une mesure à travers un coupleur interne peut différer selon la fréquence du signal utile et cela pour un même niveau de puissance en entrée du coupleur. De même, le dispositif de mesure de la puissance, qui peut être basé sur un détecteur de puissance logarithmique par exemple, présente une réponse en fréquence variable qui conduit à des erreurs et des incertitudes. Cette dispersion peut être corrigée par ailleurs, via la fréquence d'opération qui est alors renseignée logiciellement par l'utilisateur dans le cas d'une sonde de puissance industrielle moderne.

Ainsi, effectuer la mesure de la fréquence du signal RF transitant dans l'amplificateur est une idée attrayante qui permettrait d'effectuer des calibrations et donc d'accéder aux niveaux de puissance en prenant en compte les différentes réponses fréquentielles des détecteurs et des éléments passifs, dont le coupleur.

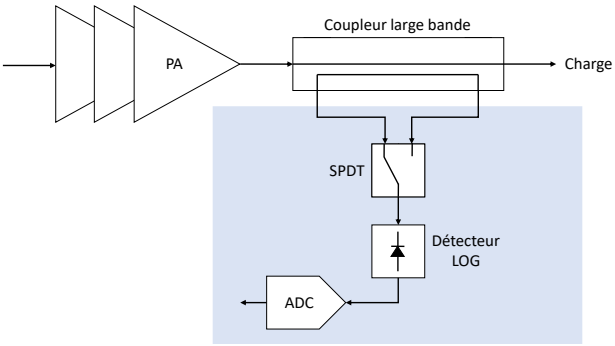


Fig.1. Architecture typique pour la mesure de puissance et du coefficient de réflexion en sortie d'un amplificateur.

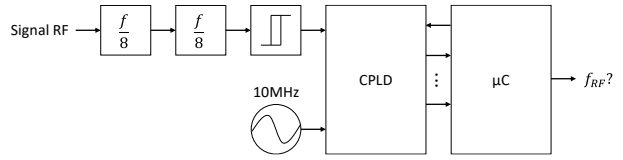
Dans ce papier, un système de mesure de fréquence, en addition de la mesure de puissance conventionnelle, est présenté. Cette solution a pour but de contribuer à la correction des puissances mesurées pour une caractérisation plus précise des niveaux de puissance transitant dans l'amplificateur et d'accéder à un monitoring plus évolué. Dans une première partie, l'architecture du système de mesure de fréquence développé est présentée. Les résultats de mesure obtenus sur des amplificateurs industriels Prâna SX70/15 et UX55 sont présentés dans une seconde partie.

II. CONCEPTION DU SYSTEME DE MESURE

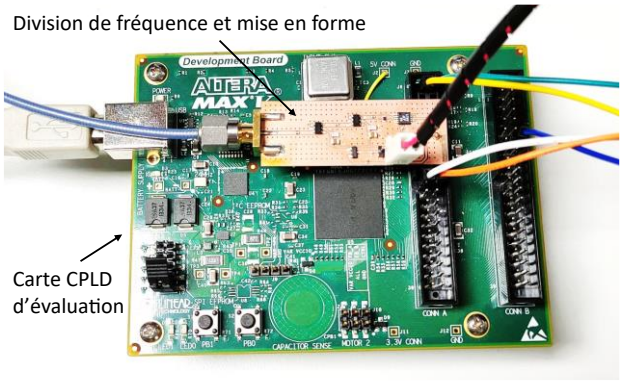
II.1. Développement d'un fréquencemètre RF

Pour accéder à la fréquence du signal RF sur une large gamme de fréquence et respecter la problématique du coût, d'intégration et de la rapidité de mesure, le

développement d'un fréquencemètre basé sur une analyse synchrone [4] [5] a été mené. L'architecture électronique proposée pour le fréquencemètre RF est composée d'un étage de division de fréquence, comprenant deux diviseurs RF f/8, permettant de réduire la fréquence du signal au total d'un facteur 64. Un étage de mise en forme comprenant un comparateur de tension rapide est ensuite utilisé pour générer un signal à deux états à partir d'un seuil. La fréquence étant élevée au début de la chaine du fréquencemètre, un design sur 50Ω est nécessaire. De même, une adaptation doit être réalisée sur l'étage de mise en forme du signal de sorte à générer un signal sur une impédance forte.



(a)



(b)

Fig.2. Architecture (a) et photographie (b) du fréquencemètre.

Un CPLD (Complex Programmable Logic Device) est utilisé pour effectuer les traitements logiques à partir d'une horloge de référence de 10 MHz. Le principe de mesure réside dans le comptage et la comparaison entre les périodes du signal d'horloge de référence et les périodes du signal utile en entrée du CPLD. La fréquence RF mesurée (Hz), notée f_{RF}, s'écrit :

$$f_{RF} = \frac{n_{signal}}{n_{clk}} \cdot f_{clk} \cdot N \qquad (1)$$

Avec n_{signal} le nombre de périodes comptabilisées du signal d'entrée du CPLD, n_{clk} le nombre de périodes comptabilisées de l'horloge, $f_{clk} = 10\ MHz$ la fréquence de l'horloge et $N = 64$ le facteur de division du signal RF. Lorsque le nombre de périodes d'horloge comptabilisées atteint une valeur limite fixée, ex :1000, le comptage du nombre de périodes du signal utile s'arrête. La fréquence RF est ensuite calculée à partir des deux valeurs de comptage (1) et une réinitialisation est faite. Un programme VHDL a été réalisé pour implémenter les opérations numériques du fréquencemètre. Enfin, un microcontrôleur est utilisé pour stocker, analyser et restituer les résultats de mesure transmis par le CPLD (voir Fig.2).

Pour un nombre de périodes de l'horloge comptabilisées de 1000, la précision de la lecture de fréquence est de ±10 MHz sur la gamme 0.8-6 GHz. La dynamique de fonctionnement est > 20 dB (voir Fig.3) et la mesure peut être effectuée en moins de 1 ms, rendant possible un suivi rapide de la fréquence du signal RF en sortie de l'amplificateur sur une large bande de fréquence et gamme de puissances.

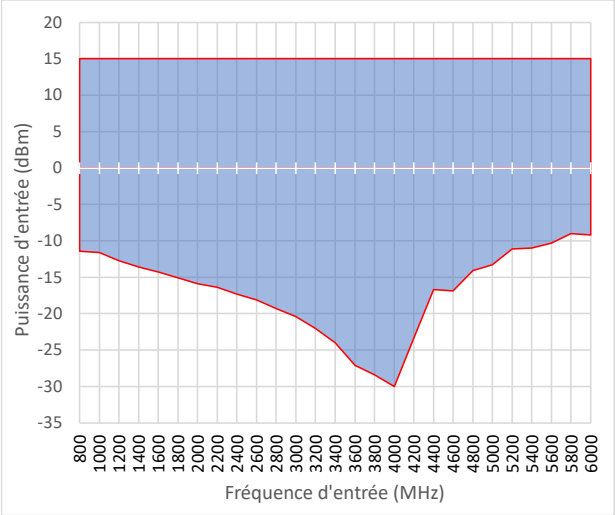


Fig.3. Caractérisation de la zone de fonctionnement du fréquencemètre développé.

Le fréquencemètre peut être réglé de sorte à obtenir une précision de fréquence plus importante. Pour cela, le nombre de périodes d'horloge de référence comptabilisées configuré doit être augmenté. Cependant, un compromis doit être trouvé entre la précision de la mesure et la vitesse d'acquisition souhaitée.

II.2. Architecture du système de mesure complet

Pour effectuer des mesures de la puissance en sortie de l'amplificateur, un bloc de lecture de puissance doit être associé au fréquencemètre (voir Fig.4). Ce bloc est composé d'un commutateur SPDT (Single-Pole Double-Throw) permettant la sélection de la voie couplée incidente ou réfléchie. Le commutateur doit être chargé sur 50Ω lorsque qu'une des deux voies est déconnectée, pour ne pas déséquilibrer le coupleur. Le bloc est composé d'un détecteur logarithmique ayant une dynamique et une sensibilité compatible avec celle du fréquencemètre. Des atténuateurs fixes peuvent être ajoutés pour adapter le niveau de puissance en entrée du détecteur. Finalement, un convertisseur analogique-numérique est utilisé pour transférer la tension de sortie mesurée du détecteur vers le microcontrôleur.

Ce montage, composé d'un seul détecteur, a l'avantage de permettre une mesure du coefficient de réflexion sans calibration supplémentaire [6]. A l'aide de la mesure de fréquence, les différentes réponses en fréquence des

éléments passifs, coupleur et splitter, sont utilisées pour corriger le niveau de puissance détecté. La mesure de fréquence est ainsi conjointe à celle de la puissance. Pour corriger le niveau de puissance, il est nécessaire d'intégrer les différentes réponses en fréquence des éléments passifs, préalablement caractérisés, dans la mémoire du microcontrôleur.

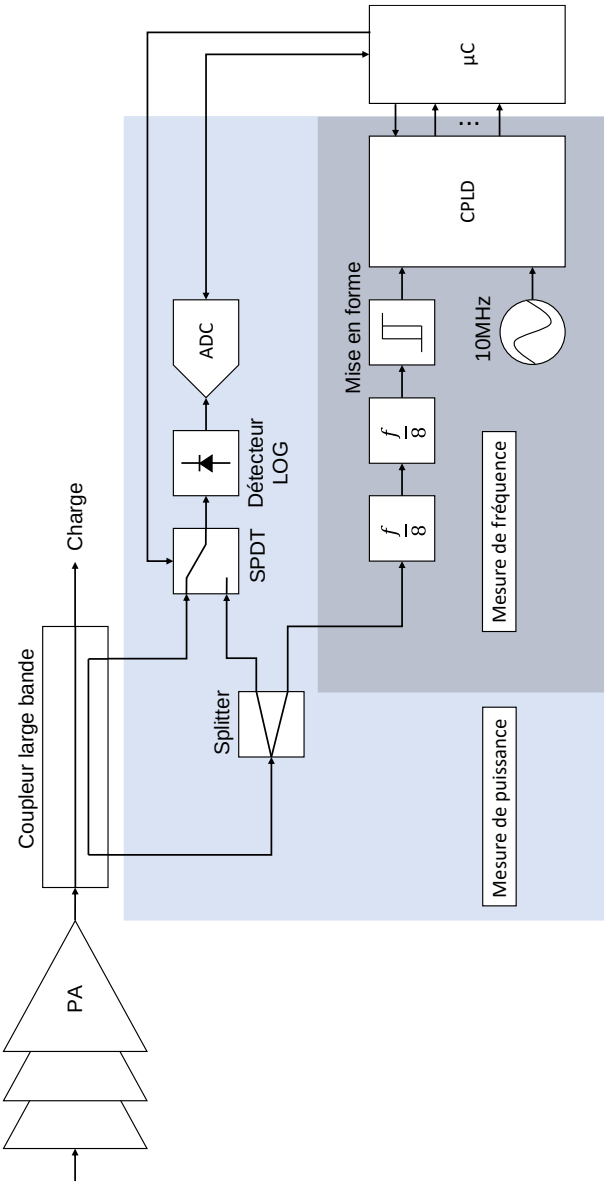


Fig.4. Architecture du système de mesure de fréquence et de puissance en sortie de l'amplificateur.

III. EVALUATION DU SYSTEME DE MESURE

L'évaluation du système a été réalisée à l'aide de deux amplificateurs Prâna : SX70/15, fonctionnant dans la bande de fréquence 0.8-3.2 GHz et UX55, fonctionnant dans la bande 2-6 GHz. Un coupleur de puissance CHP-2080-D-40-40-FF RLC Electronics utilisé dans la bande 0.8-6 GHz a été sélectionné pour constituer le montage. Le coupleur a été caractérisé avec un VNA (Vector Network Analyzer). Sur la voie couplée incidente (voir Fig.5), apparait des variations du niveau de couplage. Ces variations, liées au design du coupleur, sont plus élevées en début de bande car le coupleur est utilisé en dessous de la fréquence d'opération recommandée. Les fichiers de caractérisation du coupleur sont alors sauvegardés. Le système de mesure a été utilisé successivement sur les deux amplificateurs, de sorte à couvrir la bande totale de 0.8-6 GHz. La source en entrée des amplificateurs a été étalonnée en prenant en compte les gains respectifs de sorte à produire une puissance de 50W en sortie des deux amplificateurs, quelle que soit la fréquence d'opération.

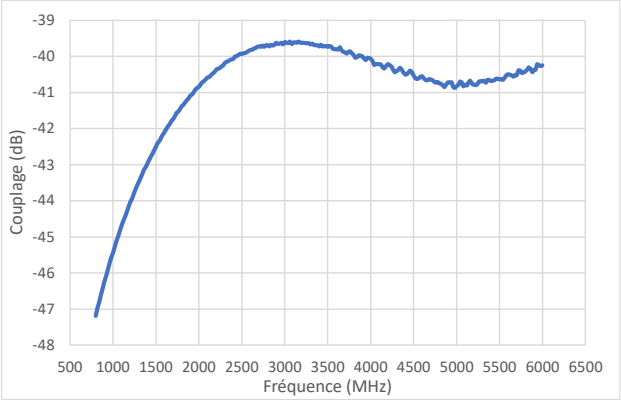


Fig.5. Mesure du paramètre S21 de la voie couplée incidente du coupleur 2080-D-40-40-FF.

Pour réaliser la mesure, deux essais ont été menés. Le premier concerne la mesure de puissance sans correction. Pour cela le niveau de puissance en sortie de l'amplificateur est alors calculé (2) à l'aide du niveau de puissance donné par le détecteur et à partir de la valeur médiane du couplage de la voie incidente.

$$P_{out}(f) = P_{det}(f) + C \qquad (2)$$

Avec $P_{out}(f)$ la puissance de sortie de l'amplificateur (dBm) en fonction de la fréquence, $P_{det}(f)$ la puissance détectée (dBm) en fonction de la fréquence et $C \approx 40.495$ dB la valeur médiane du couplage. Causé par les variations du couplage, le niveau de puissance mesuré diffère de la puissance réelle de 50W (voir Fig.6).

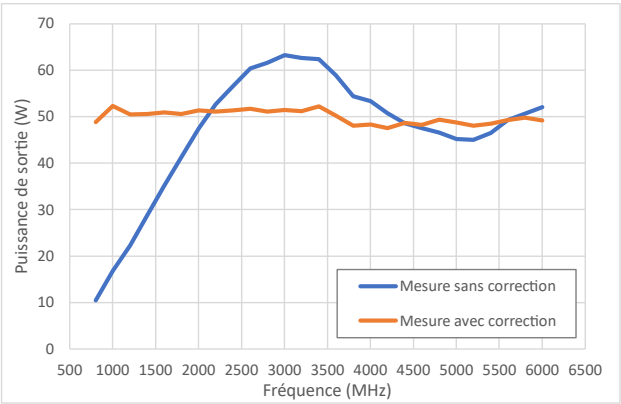


Fig.6. Résultats de mesure de puissance de sortie de l'amplificateur sans correction et avec la correction, via la mesure de fréquence, pour une consigne à 50W.

Le second essai consiste à effectuer la correction du niveau de puissance initial à l'aide du fichier de mesure du coupleur. Le système effectue alors une mesure de la fréquence du signal, via le fréquencemètre, et de la puissance via le détecteur (voir Fig.7). A l'aide de l'information de fréquence, la valeur du couplage est déterminée à partir du fichier de mesure du coupleur intégré en mémoire. Pour cela, une interpolation peut être réalisée. La puissance mesurée (3) est alors corrigée selon la fréquence d'opération.

$$P_{out}(f) = P_{det}(f) + C(f) \qquad (3)$$

Avec $C(f)$ la réponse en fréquence de la voie couplée intégrée en mémoire. La correction du niveau de puissance permet d'obtenir une mesure plus précise sur une large gamme de fréquences et de compenser les variations de la réponse du coupleur. En effet, à l'aide du système de mesure présenté, le niveau de puissance mesuré se rapproche du niveau de puissance réel de 50W en sortie.

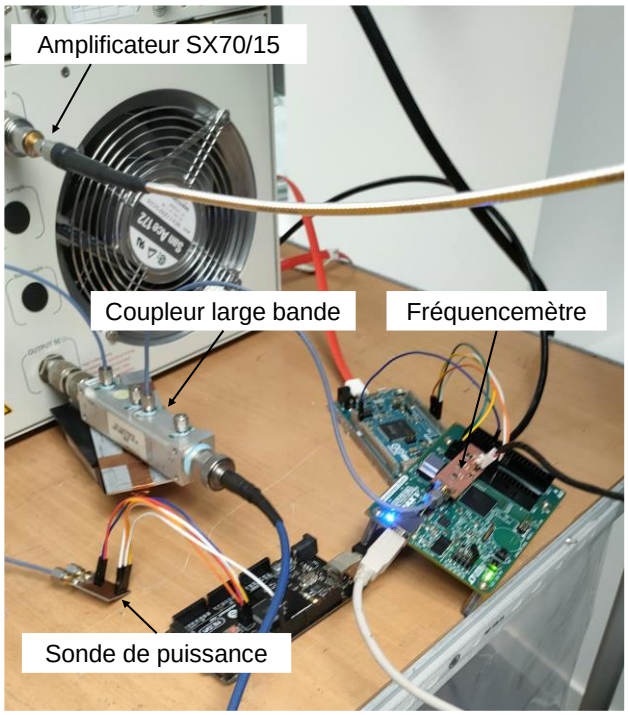


Fig.7. Photographie du montage pour les essais du système de mesure de puissance et de fréquence.

IV. CONCLUSION

Un nouveau système de mesure est proposé, il aborde la problématique de la mesure de puissance en sortie des amplificateurs de puissance RF large bande utilisé pour des applications CEM. Une architecture basée sur un fréquencemètre RF et détecteur de puissance a été présentée. Il s'agit d'utiliser l'information fréquentielle du signal pour corriger la mesure de puissance effectuée à travers un coupleur de puissance large bande. Des essais ont été menés sur la bande 0.8-6 GHz. La correction du niveau de puissance permet d'obtenir une valeur de puissance plus précise et de compenser les variations des éléments passifs. Par ailleurs, ce système peut servir à corriger ou à adapter le niveau de gain de l'amplificateur, d'en modifier ses paramètres en fonction de la fréquence, tels que les classes de fonctionnement et également de recueillir des données d'utilisation.

Actuellement, le système est dédié aux signaux de fréquence CW, le fréquencemètre développé étant incompatible avec un signal multi-porteuse ou modulé.

Les travaux futurs seront portés sur la mesure du coefficient de réflexion et sur l'adaptation automatique du gain de l'amplificateur en se basant sur une consigne de puissance donnée par l'utilisateur.

REFERENCES

[1] S. Wang, E. Li, G. -f. Guo and Y. Zhou, *« On-line monitoring technology for high-power amplifier »*, 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, pp. 687-689, 2010.

[2] R. O. Yıldız, A. Tunç, H. B. Yağc, S. Paker and O. Ceylan, *« Biasing Control and Protection System for GaN HEMT Power Amplifier Measurements »*, 2020 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC 2020), pp. 1-3, 2021.

[3] Seung-Yup Lee, Yong-Sub Lee, Seung-Ho Hong, Hyun-Sik Choi and Yoon-Ha Jeong, *« An adaptive predistortion RF power amplifier with a spectrum monitor for multicarrier WCDMA applications »*, in IEEE Trans. Microwave Theory Techn., vol. 53, nº 2, pp. 786-793, Feb. 2005.

[4] Hong Qunhuan, Song Shile and Xiao Zhihong, *« Design of digital frequency meter based on synchronous frequency measurement method »*, 2010 2nd International Conference on Computer Technology and Development, pp. 697-700, 2010.

[5] Z. Wenquan, C. Shaohui, Q. Jingli and C. Jiansi, *« Design of High Precision Frequency Meter Based on SOPC »*, 2011 First International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control, pp. 566-569, 2011.

[6] E. Nash, K. Barret *« Calibration-Free Return Loss Measurement »*, Technical Article, Analog Devices, Inc., pp. 1-4, 2016.

CARACTERISATION DES CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES DES SYSTEMES RAYONNANTS PAR THERMO-FLUORESCENCE

D. Prost[1], J. F. Bobo[2]

[1] ONERA / DEMR, Université de Toulouse, F-31055 Toulouse, daniel.prost@onera.fr
[2]CEMES CNRS, 29 rue Jeanne Mavig, 31055 Toulouse, jfbobo@cemes.fr

Résumé. La mesure du champ électromagnétique émis par diverses sources (antenne, radar) permet leur caractérisation et est utile en CEM (détection de fuites). Au-delà d'une mesure ponctuelle du champ proche, l'imagerie par thermographie permet une cartographie sur une surface, en un temps très court. La thermographie infrarouge a ainsi été développée par l'ONERA sous l'appellation EMIR : le rayonnement échauffe un film mince et cet échauffement, mesuré par une caméra infrarouge, donne l'amplitude du champ. Plus récemment, nous avons développé une technique de thermographie dérivée d'EMIR, appelée EMVI (ElectroMagnetic Visible Imaging). Là encore un film mince s'échauffe sous l'effet du champ. Mais ici, le film est recouvert par un fluorophore, dont l'émission dépend de la température, donc du champ. La cartographie du champ est ainsi obtenue avec une caméra optique. Nous rappelons ici des premiers résultats illustrant cette méthode et présentons des voies d'amélioration.

I. INTRODUCTION

Nous présentons ici une méthode originale de mesure et d'imagerie du champ électromagnétique. En effet, dans le contexte actuel du fort développement des technologies microondes (GPS, communications, téléphone, télédétection, aéronautique, médecine...), les interactions entres sources rayonnantes et avec l'environnement doivent être considérées, notamment du point de vue de la CEM. Il existe différentes approches pour caractériser le champ rayonné. La première consiste à utiliser des sondes électromagnétiques [1, 2] en matrice ou avec un système de balayage. Les principaux inconvénients sont le long temps d'acquisition, le comportement intrusif et la taille importante du système de balayage. Une autre approche est la thermographie du champ. Celle-ci utilise des films thermosensibles dont l'échauffement, lié au champ, est mesuré directement par une caméra infrarouge [3, 4] (on parle alors de thermographie infrarouge, utilisée notamment par la société ANYFIELDS [5]) ou bien modifie l'émission fluorescente d'un dépôt appliqué sur le film, émission mesurée par une caméra optique (il s'agit alors de la thermographie par fluorescence) [6, 7].
Le film est un absorbant électrique ou magnétique recouvert d'une couche thermo-fluorescente. En présence d'un champ électromagnétique, l'énergie absorbée par le film est convertie en chaleur, ce qui entraîne une variation de l'intensité de la fluorescence. La variation de l'intensité de fluorescence (ΔFluo) est enregistrée et post-traitée pour obtenir le champ incident. La modulation basse fréquence du signal RF, couplée à la démodulation synchrone du signal de fluorescence, permet d'annuler les phénomènes de conduction et de convection qui dégraderaient la visualisation du champ.

II. METHODOLOGIE

Nous présentons ici la méthode de mesure et de cartographie du champ électromagnétique par thermographie de fluorescence. Cette méthode est utilisable pour toute fréquence du champ électromagnétique (du continu au THz).

II.1. Méthodologie

Le film est recouvert d'un fluorophore (dont le dépôt requiert certaines précautions, voir paragraphe §IV.1), et placé devant la source rayonnante, Fig. 1. Il est en outre éclairé par des LEDs à la longueur d'onde optimale pour l'absorption et le rendement quantique du fluorophore (soit λ = 535 nm). L'intensité de fluorescence est mesurée à l'aide d'une caméra S-CMOS (Dhyana400D 4 Megapixel), sur laquelle on place un filtre passe-haut (λ > 580 nm) qui permet d'éliminer la lumière réfléchie venant des LEDs tout en conservant le signal de fluorescence (autour de λ = 600 nm).

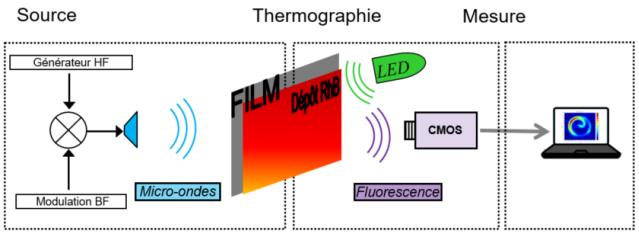


Fig.1. Synoptique de la mesure par thermographie de fluorescence.

Remarque sur le film

– Pour la mesure du champ électrique, nous utilisons un film à pertes électriques, c'est-à-dire qu'en présence d'un champ électrique nous aurons un échauffement proportionnel à la puissance absorbée. Un film adéquat n'absorbera qu'une fraction limitée de la puissance rayonnée afin de ne pas perturber le champ. L'amplitude de E se déduit alors facilement de l'échauffement, en tout point du film, par la relation :

$$|E| = k_E \sqrt{\Delta T_{avg}} \qquad (1)$$

où k_E est une constante que l'on peut calculer à partir des caractéristiques du film, ou bien obtenir directement par une mesure de calibration.

– Pour la mesure du champ magnétique, nous utilisons un film à pertes ferromagnétiques (pertes fer par hystérésis ou bien pertes par résonance ferromagnétique, selon la fréquence du champ) :

$$|H| = k_H \sqrt{\Delta T_{avg}} \qquad (2)$$

où, de même, k_H est une constante que l'on peut calculer ou obtenir par calibration.

L'alimentation de la source rayonnante est modulée en tout ou rien, à une fréquence de l'ordre du Hz. Lors de la mesure, nous enregistrons sur plusieurs périodes et nous obtenons donc une série temporelle d'images qu'il est aisé de filtrer à la fréquence de modulation (détection synchrone). Cela permet d'éliminer les phénomènes thermiques parasites (convection, variation de l'environnement) sur l'image finale démodulée, qui ne reflète donc que la variation de fluorescence liée au champ.

III. EXEMPLES DE MESURES

Nous présentons ici quelques exemples ayant permis de valider la méthode, en micro-ondes (bandes S, C) ainsi qu'en HF (quelques centaines de kHz). Précisons que ces derniers ont fait l'objet de publications qui sont citées en référence.

III.1. Mesure d'une surface à haute impédance (HIS)

La thermographie a permis une visualisation rapide des régimes passant et résonnant (selon la fréquence) d'une surface à haute impédance [8]. Sur la Fig. 2 on voit, pour ces deux régimes, la cartographie en champ électrique E et en magnétique H. Notons que la résolution spatiale des images est largement inférieure à la longueur d'onde : un pixel représente environ 100 µm, soit λ/1500.

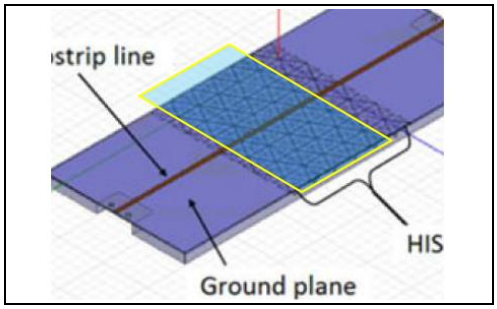


Fig.2. Schéma de la structure de la surface haute impédance.

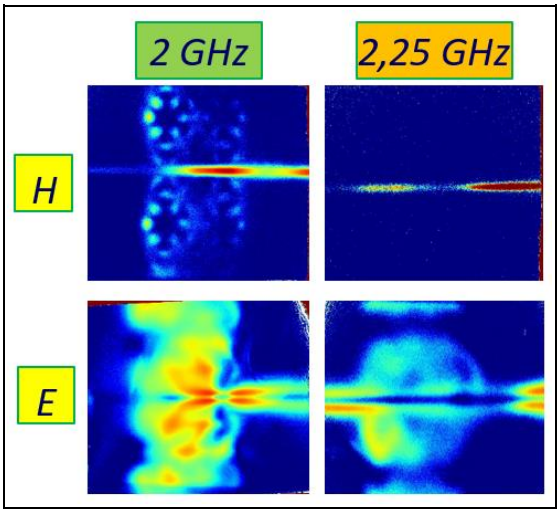


Fig.3. Images des champs E et H pour des fréquences résonnantes et passantes d'une surface haute impédance.

III.2. Mesure d'une antenne « zero order » (ZOR)

Les antennes de type « Zero Order » permettent entre autres une très forte miniaturisation avec une taille globale de l'antenne très inférieure à la longueur d'onde. La visualisation du champ proche est alors très difficile voire impossible avec un capteur dont la taille serait de l'ordre de λ.

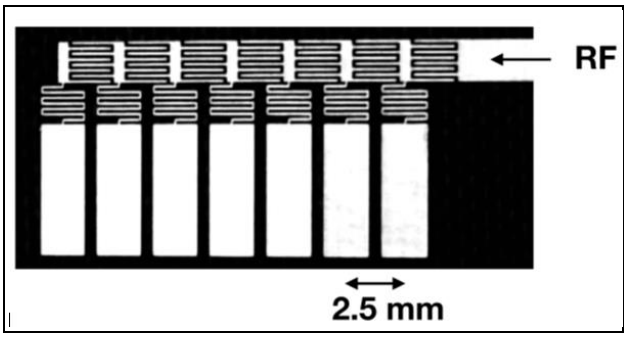


Fig.4. Structure de l'antenne ZOR : ligne de transmission avec éléments capacitifs et inductifs inter-digités.

La thermographie permet ainsi une visualisation de la structure du champ (électrique ici) [9], à une échelle inférieure à λ/100, Fig.5. On donne également des profils du champ qui font apparaitre un bruit dont la minimisation devra être menée à bien (cf. paragraphe §IV.2).

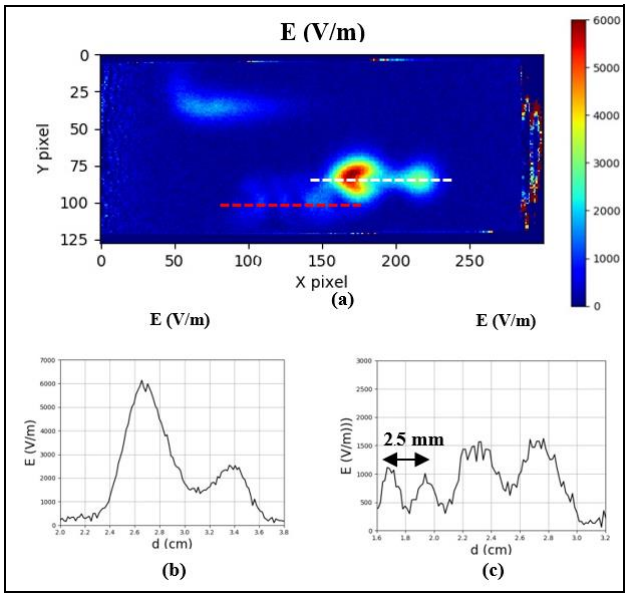


Fig.5. (a): Image du champ E à 4,29 GHz, et profils sur deux axes (blanc : (b), rouge : (c)).

III.3. Mesure d'une bobine d'induction

La thermographie permet aussi la mesure en BF, par exemple ici à 272 kHz. A cette fréquence seul le champ magnétique est détectable, et nous utilisons donc un film à pertes ferromagnétiques [10]. Le champ attendu au dessus d'une telle bobine est bien connu, la mesure a donc essentiellement été réalisée afin de montrer la possibilité d'obtenir des cartographies de champ en basse fréquence.



Fig.6. Bobine d'induction, diamètre 10 cm

La cartographie correspond tout à fait au champ attendu, à ceci près que nous ne mesurons que la composante tangente au film. Celui-ci étant parallèle à la bobine, le champ au centre est perpendiculaire au film et donc mesuré proche de 0.
On note comme au paragraphe précédent un niveau de bruit sur les profils qui reste excessif (de l'ordre de -15 à -20 dB).

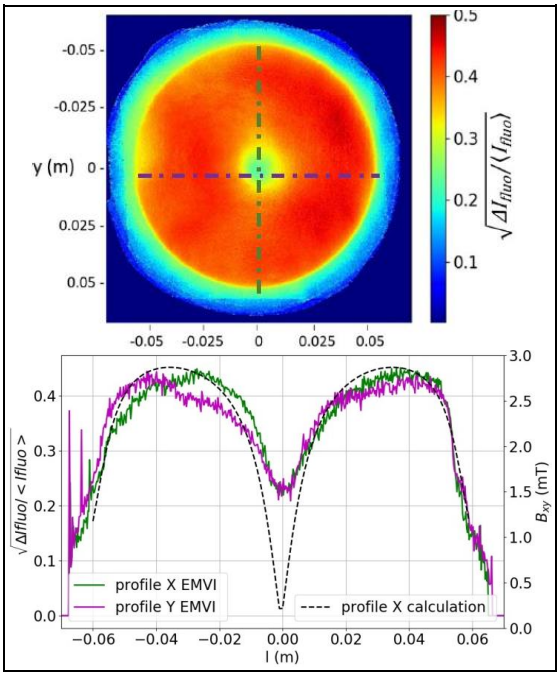


Fig.7. Images du champ B (tangentiel au film) et profils V et H, comparés au calcul théorique (en pointillés).

IV. VOIES D'AMELIORATIONS

IV.1. Dépôt du fluorophore

Sur les exemples donnés ci-dessus, le dépôt de fluorophore était réalisé par enduction, à la spatule, ce qui ne permet ni une reproductibilité satisfaisante ni une homogénéité de l'épaisseur du dépôt. La sérigraphie est une piste qui a été explorée mais elle s'est révélée inadaptée à cause de la forte viscosité de la résine époxy. Finalement nous avons obtenu de bons résultats avec un simple applicateur de film « Baker », Fig. 8. En utilisant cet instrument sur un film de largeur 20 cm et de longueur équivalente, nous obtenons une épaisseur de dépôt de 50 µm ± 1 µm, avec un écart-type limité à 0,35 µm.

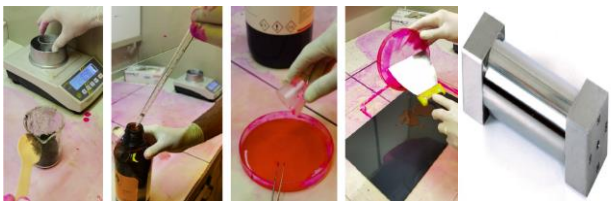


Fig.8. Dosage de la RhB, dilution dans l'éthanol, mélange avec la résine puis dépôt sur le film mince.

IV.2. Amélioration du rapport signal à bruit

Les résultats présentés au paragraphe §III semblent prometteurs mais la mesure reste encore améliorable, notamment sous l'aspect du rapport signal à bruit. Les profils de champ notamment montrent un rapport de 20 dB qui peut être amélioré. En effet la rhodamine B est un très bon candidat car sa fluorescence dépend fortement de la température, mais d'autres fluorophores devront être explorés, en particulier la fluorescéine. Par ailleurs nous

avons commencé à appliquer des techniques de filtrage des images ; celles-ci doivent être optimisées en fonction des niveaux de puissance du signal émis.

Un banc dédié à l'étude systématique de l'influence de ces paramètres a été réalisé, Fig.9. Il nous permet de mieux comprendre et d'étudier finement les phénomènes thermiques et optiques afin d'optimiser la mesure. L'échauffement est simplement obtenu en faisant circuler un courant (ce qui permet de se passer d'une source microondes).

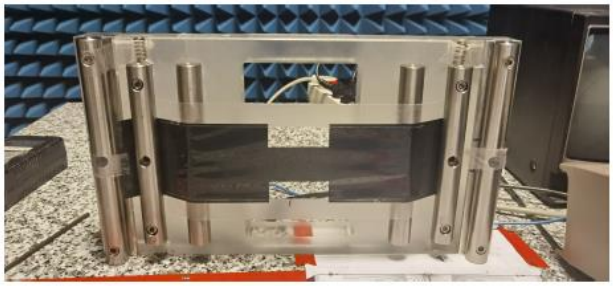


Fig.9. Banc de mesure : film tendu et alimenté par un courant continu (échauffement Joule).

Des premiers résultats encourageants ont été obtenus en jouant sur les paramètres de la caméra (nombre d'images par seconde, temps d'intégration) mais aussi sur ceux de la modulation synchrone (la difficulté étant que tous ces paramètres sont interdépendants) ; nous améliorons ainsi la qualité de l'image, Fig.10.

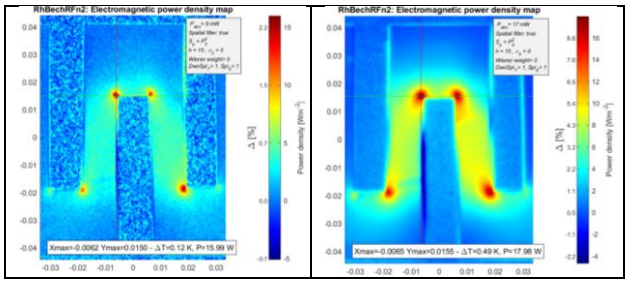


Fig.10. Amélioration de l'image par optimisation des paramètres (à droite).

Ainsi toutes les images du paragraphe III pourront être actualisées lorsque l'optimisation des paramètres de mesure aura été à son terme. Nous disposerons alors d'une méthode de mesure et caractérisation du champ avec une dynamique que nous évaluons aujourd'hui à environ 30 dB, permettant des cartographies avec une résolution d'1 mégapixel (soit autant de points de mesure), cela en quelques secondes, et pour toute fréquence de source rayonnante.

REFERENCES

[1] H.I. Bassen, G.S. Smith, *"Electric Field Probes"*, IEEE transactions on antenna and propagation, VOL.AP-31, NO.5, September 1983

[2] J. Lenz, A.S. Edelstein, *"Magnetic sensors and their applications"*, IEEE Sensors Journal, VOL. 6, NO. 3, June 2006

[3] P. Levesque, L. Leylekian, *"Capteur vectoriel de champs électromgnétique par thermographie infrarouge"*, French Patent n°9816079, 1998

[4] Prost, F. Issac, F. lemaître and J.P. Parmentier, *"Infrared Thermography of Microwave Electromagnetic Fields"*, International Symposium on electromagnetic compatibility (EMC EUROPE), 2012.

[5] https://anyfields.eu/.

[6] S. Faure, J.F. Bobo, J. Carrey, F. Issac and D. Prost, *"Composant sensible pour dispositif de mesure de champ électromagnétique par thermofluorescence, procédés de mesure et de fabrication correspondants"*, French Patent, n°1758907, 2017.

[7] S. Faure, J-F. Bobo, D. Prost, F. Issac, and J. Carrey, *"Electromagnetic Field Intensity Imaging by Thermofluorescence in the Visible Range"*, Phys. Rev. Applied 11, 054084, 2019

[8] H. Ragazzo, D. Prost, F. Issac, *"Thermo-fluorescent images of electric and magnetic near-fields of a High Impedance Surface*", International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC-Europe 2019.

[9] H. Ragazzo, S. Faure, J. Carrey, F. Issac, D. Prost, J.F. Bobo, *"Detection and Imaging of Magnetic Field in the Microwave Regime With a Combination of Magnetic Losses Material and Thermofluorescent Molecules"*, IEEE Transactions On Magnetism, vol. 55, 2019.

[10] H. Ragazzo, D. Prost, J-F. Bobo, S. Faure, A. Chevalier, *"Detection and imaging of magnetic field in the low frequency regime using a ferromagnetic thin film coated with a thermo-fluorescent layer"*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 57, no. 3, pp. 1-6, March 2021.

Sondes Stripline pour la réalisation de tests de type BCI sur faisceaux de câbles jusqu'à 13,6 GHz

G. Andrieu[1], A. Dieudonné[2], C. Jullien[2]
[1]Laboratoire XLIM, Limoges, guillaume.andrieu@xlim.fr
[2]Safran Electrical & Power, Toulouse, anca.dieudonne et charles.jullien@safrangroup.com

Abstract. Cet article présente un jeu de sondes de type Stripline permettant d'étendre la réalisation de tests de type Bulk Current Injection (BCI) jusqu'à (a minima) 13,6 GHz, ce type de test étant réalisé généralement jusqu'à 400 MHz. Positionnées autour du câble à exciter d'une façon non intrusive, les sondes permettent d'obtenir un niveau de couplage satisfaisant et probablement compatibles avec une future application industrielle. De plus, les résultats présentés permettent de conclure que le niveau de couplage obtenu sur le câble sous test est du même ordre de grandeur voire supérieur au couplage qui serait obtenu à l'aide d'une antenne placée en chambre réverbérante.

I. INTRODUCTION

Le test de type Bulk Current Injection (BCI) [1]-[3] est un test d'immunité en compatibilité électromagnétique (CEM) populaire dans l'industrie. En effet, ce type de test est simple à mettre en oeuvre, peu coûteux et donne des résultats fiables et reproductibles. Les tests BCI sont généralement réalisés jusqu'à 400 MHz environ (voire 1 ou 2 GHz) car les sondes d'injection classiquement utilisées deviennent moins performantes au-delà en raison de la présence de leur noyau magnétique.

En raison de la montée en fréquence de nombreux protocoles de communication et de la multiplication des sources potentielles émettrices de ce type de perturbations, le monde industriel (aéronautique, militaire et automobile) cherche à développer des moyens expérimentaux simples permettant d'agresser des faisceaux de câbles afin soit de tester le fonctionnement des équipements connectés à ses extrémités soit de quantifier la qualité du câble lui-même dans le cas où celui-ci est blindé.

Ces dernières années, plusieurs articles [4]-[6] ont cherché à étendre l'utilisation de tests de type BCI jusqu'à environ 2 GHz à l'aide de dispositifs d'injection innovants. Dans cet article, nous proposons de nouvelles sondes Stripline permettant de réaliser des tests BCI jusqu'à la fréquence de 13,6 GHz au miminum. L'idée est de pouvoir insérer la sonde de façon non intrusive sur le côté du faisceau de câbles sans modification du montage câblé. Le mode transverse électromagnétique (TEM) se propageant d'un port de la sonde à l'autre est alors supposé excité le câble sur toute la longueur de la sonde. Les résultats obtenus montrent que le niveau de couplage généré sur un faisceau de câbles de longueur 50 cm est similaire voire meilleur au couplage obtenu dans une chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) sur toute la bande de fréquences étudiée (200 MHz - 13,6 GHz).

II. MESURES REALISEES

II.1. Paramètres S intrinsèques des sondes

Des simulations numériques réalisées à l'aide du logiciel FEKO ont dans un premier temps permis d'optimiser les caractéristiques géométriques (définies sur la figure 1) de la sonde Stripline adaptée à notre application. La figure 2) présente la modélisation des dimensions finales de la sonde. Ensuite, 4 sondes Stripline montrées sur la figure 3 ont été réalisées par l'atelier du laboratoire XLIM suivant ses dimensions. Il est intéressant de noter la taille très faible de ces sondes. La longueur totale de la sonde est légèrement supérieure à 60 mm en comptant les connecteurs SMA à chaque extrémité et la distance entre les 2 conducteurs parallèles dans leur partie centrale est de seulement 15 mm.

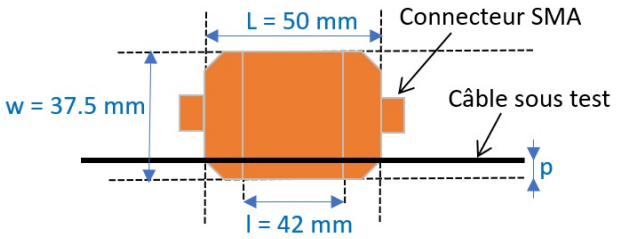


Fig. 1. Description géométrique des 4 sondes réalisées. La distance entre les 2 conducteurs parallèles de la cellule Stripline est de 15 mm dans la partie centrale. La profondeur p de pénétration du câble sous test au sein de la sonde est également définie.

Afin de caractériser les performances de ces sondes (en comparaison notamment des résultats obtenus via la simulation numérique), leurs paramètres S (les 2 ports étant les 2 connecteurs SMA) ont tout d'abord été mesurés. Les figures 4-5 présentent respectivement le module des paramètres S_{11} et S_{21} mesurés pour chacune de ces sondes.

En analysant les résultats, on note une dispersion des

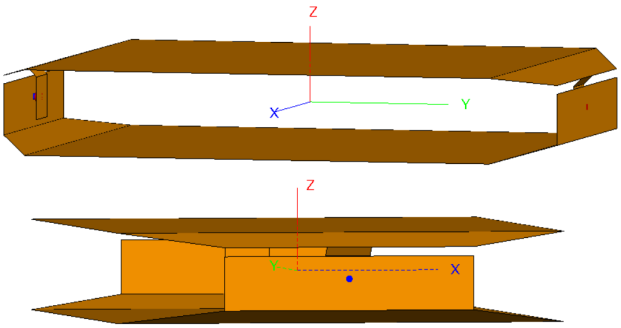


Fig. 2. Vues du modèle méthode des moments (FEKO) des sondes réalisées. Il est à noter que les connecteurs SMA n'ont pas été modélisés dans ces simulations. L'excitation est ici réalisée par un court fil reliant les 2 plaques.



Fig. 3. Photographie des 4 sondes Stripline réalisées.

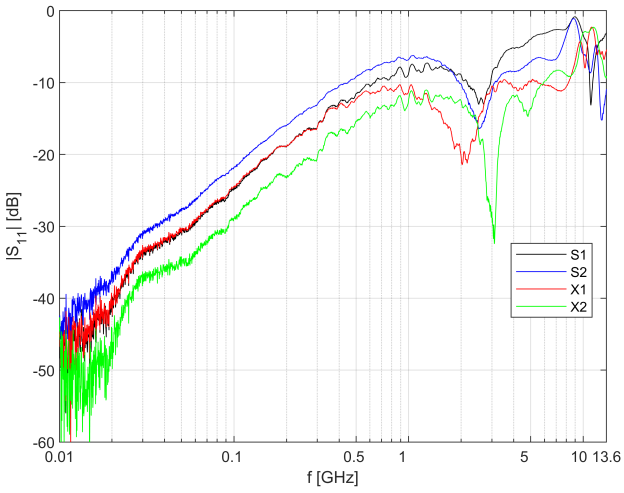


Fig. 4. Module du paramètre S_{11} des 4 sondes réalisées.

résultats obtenus pour chacune des sondes, ceci étant dû au fait que les dimensions géométriques varient légèrement d'une sonde à l'autre. Les critères communément admis pour la caractérisation de cellules de type TEM ($|S_{11}|$ < -10 dB et $|S_{21}|$ > -1 dB) sont globalement respectés jusqu'à environ 0.5 GHz. On note ensuite de façon logique une dégradation des paramètres S obtenus

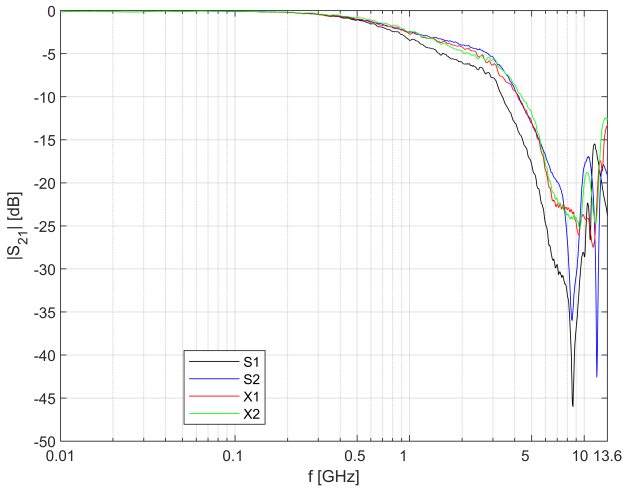


Fig. 5. Module du paramètre S_{21} des 4 sondes réalisées.

au fur et à mesure que la fréquence augmente, et particulièrement à partir de 5 GHz.

II.2. Evaluation du couplage obtenu sur une ligne monofilaire

Une fois les sondes caractérisées à l'aide de leurs paramètres S intrinsèques, il est fondamental de poursuivre l'analyse en mesurant le niveau de couplage qu'il est possible d'obtenir entre les sondes réalisées et un câble qui traverserait celle-ci selon le protocole expérimental présenté schématiquement sur la figure 6 et sur la photographie de la figure 7. Ces mesures ont été réalisées sur une ligne monofilaire de longueur 50 cm, tendue entre 2 équerres métalliques à une hauteur constante de 1 cm par rapport au plan de masse métallique. Pour chaque sonde, la mesure a été répétée pour 3 positions d de la sonde le long de la ligne : 12,5, 25 et 37,5 cm.

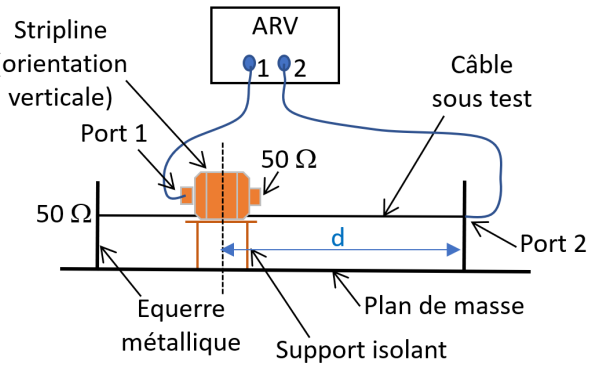


Fig. 6. Description schématique de la configuration de mesure de type BCI.

Deux orientations de la sonde par rapport au fil excité sont possibles, les orientations horizontale et verticale étant définies sur les photographies de la figure 8.

Les figures 9-10 présentent la comparaison de l'amplitude du paramètre S_{21} maximum obtenu sur les

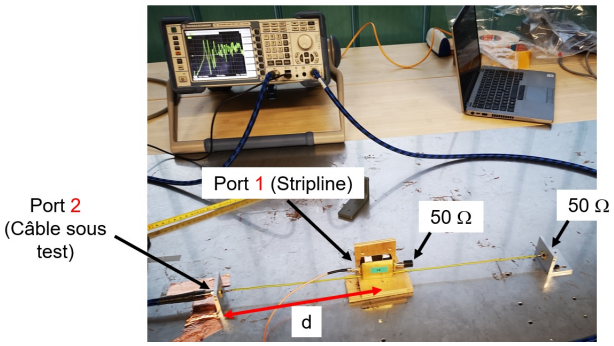


Fig. 7. Photographie relative à la configuration de mesure de type BCI.



Fig. 8. Définition des orientations horizontale (à gauche) et verticale (à droite) de la sonde par rapport à la ligne excitée.

3 positions des 4 sondes pour chacune des 2 orientations des sondes. Ces résultats montrent, en plus d'une dispersion raisonnable des résultats d'une sonde à l'autre, que le niveau de couplage maximum obtenu à partir d'environ 200 MHz se situe a un niveau totalement satisfaisant d'environ -25 à -20 dB, et ce pour chacune des 2 orientations (horizontale ou verticale) possibles de la sonde. Il est à préciser que le faible niveau de couplage obtenu en dessous de 200 MHz n'est pas du tout problématique car il ne s'agit pas de l'objectif de l'étude. Il est pour cette bande de fréquences préférable d'utiliser des boucles d'injection à coeur magnétiques classiquement utilisées pour des tests BCI.

II.3. Comparaison avec le niveau de couplage obtenu en CRBM

Afin d'aller plus loin et notamment de vérifier si ce nouveau dispositif est compétitif par rapport aux moyens d'essais existants, d'autres essais ont été réalisées. Dans un premier temps, la même mesure que celle décrite sur la figure 6 a été réalisée à l'intérieur de la CRBM du laboratoire XLIM utilisée ici comme simple cage de Faraday. En effet, la cellule Stripline n'étant pas un dispositif "fermé" vis-à-vis de l'environnement extérieur, la génération d'un champ électromagnétique de forte amplitude à l'intérieur de la sonde peut avoir un impact négatif sur la santé des personnels circulant autour du montage de mesure. Il est donc intéressant de comprendre l'effet de la présence d'une cage de Faraday autour du montage.

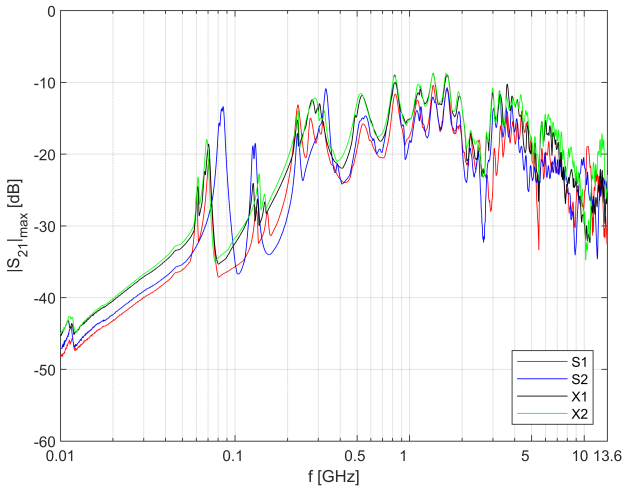


Fig. 9. Comparaison de l'amplitude du paramètre S_{21} maximum obtenu sur les 3 positions considérées pour chacune des 4 sondes orientées horizontalement.

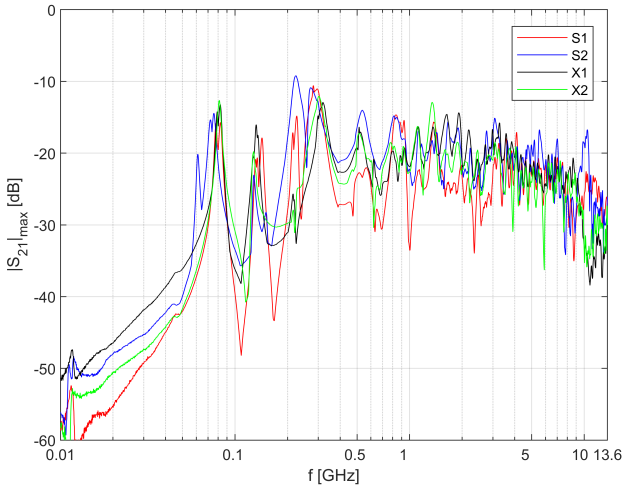


Fig. 10. Comparaison de l'amplitude du paramètre S_{21} maximum obtenu sur les 3 positions considérées pour chacune des 4 sondes orientées verticalement.

Dans un second temps, des essais en CRBM ont été effectuées suivant le montage expérimental décrit sur la figure 11, la mesure du paramètre S_{21} étant répétée pour 50 positions du brasseur de modes. En effet, ce moyen d'essai est largement utilisé pour la réalisation de tests d'immunité rayonnée [7]-[8] à ces fréquences. Il s'agit ici de comparer les niveaux de couplage obtenus en extrémité du câble sous test à l'aide de la sonde et à l'aide d'une antenne d'émission placée à l'intérieur de la CRBM. L'idée serait par exemple de comparer la puissance qu'il faudrait fournir à la sonde (dans le cas d'un montage de type BCI) ou à l'antenne (dans le cas d'un essai de type CRBM) qui permettrait d'obtenir un niveau de courant donné en extrémité du câble. Le formalisme et la linéarité des paramètres S indiquent que cette étude peut être simplement réalisée en comparant l'amplitude

du paramètre S_{21} obtenu dans les deux types de mesure.

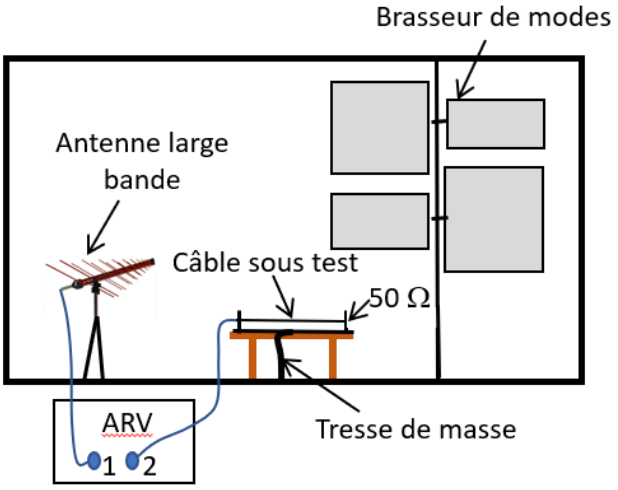


Fig. 11. Description schématique de la configuration de mesure en chambre réverbérante.

Les excellents résultats présentés sur les figures 12-13 comparant l'amplitude maximum du paramètre S_{21} obtenu pour chaque montage permettent de conclure à la pertinence d'utiliser de telles sondes pour la réalisation de tests d'immunité sur câbles jusqu'à (au moins) la fréquence de 13,6 GHz. En effet, on voit clairement qu'entre environ 200 MHz et 2 GHz, le niveau de couplage est similaire entre les 2 moyens d'essai. Encore mieux, le niveau de couplage obtenu est supérieur avec la sonde Stripline au-delà de 2 GHz. Il est également peu dépendant de l'orientation (horizontale ou verticale) de la sonde par rapport au câble sous test.

Il est à noter que le fait de placer le montage expérimental de type BCI utilisant la sonde Stripline dans une cage de Faraday modifie effectivement le niveau de couplage sur toute la bande de fréquences qui est en moyenne légèrement inférieur, ce qui n'est toutefois pas de nature à remettre en question la pertinence de la solution proposée.

Pour de futures applications industrielles, il sera bien sûr intéressant de comparer le niveau de puissance à fournir à la sonde et à l'antenne d'émission placée en CRBM permettant d'obtenir un niveau de courant donné (par exemple 100 mA) en entrée d'équipements (ou plutôt en extrémité du câble) sur toute la bande de fréquences. Bien entendu, les résultats présentés précédemment indiquent que les niveaux de puissance à fournir seront similaires.

III. CONCLUSION

Cet article propose de nouvelles sondes Striplines permettant de créer un couplage équivalent ou supérieur à celui qui est obtenu dans une CRBM sur un faisceau de câbles jusqu'à, au minimum, la fréquence de 13,6 GHz.

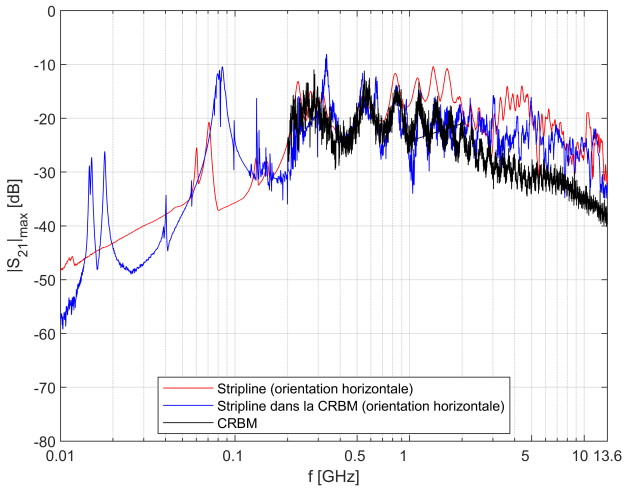


Fig. 12. Comparaison du module du S_{21} maximum obtenu avec la sonde (en orientation horizontale) en dehors et à l'intérieur de la CRBM et avec un montage de type CRBM.

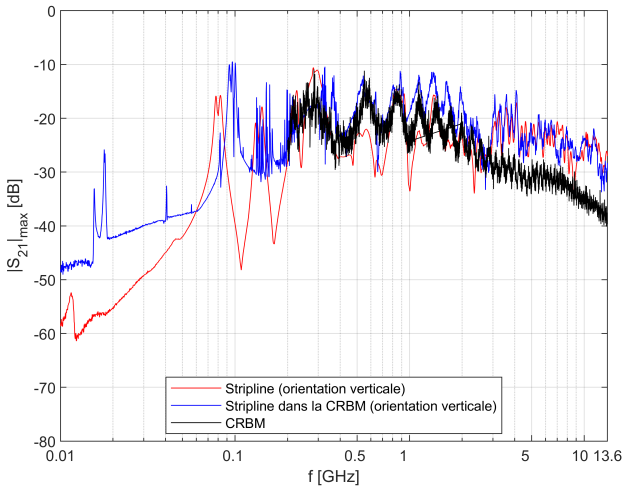


Fig. 13. Comparaison du module du S_{21} maximum obtenu avec la sonde (en orientation verticale) en dehors et à l'intérieur de la CRBM et avec un montage de type CRBM.

De plus, les sondes réalisées sont faciles à placer à proximité du câble sans avoir besoin de démonter le câble pour le faire passer à l'intérieur de la sonde. Une perspective majeure de ce travail est d'étendre la mesure au-delà de 13,6 GHz, par exemple jusqu'à 18 ou 20 GHz.

REFERENCES

[1] *"Integr. Circuits – Meas. Electromagn. Immunity, 150 kHz to 1 GHz - Part 3: Bulk Current Injection (BCI) Method"*, IEC 62132–3, 2007.

[2] J. W. Adams, J. Cruz, D. Melquist, *"Comparison measurements of currents induced by radiation and injection"*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 34, no. 3, pp. 360–362, August 1992.

[3] S. Pignari and F. G. Canavero, *"Theoretical assessment of bulk current injection versus radiation"*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 38, no. 3, pp. 469–477, August 1996.

[4] F. Vanhee, G. Gielen, and J. Catrysse, *"The use of BCI techniques regarding immunity testing of modules, as an alternative method up to 1 GHz"*, EMC Kyoto Symposium, Kyoto, pp. 685–688, July 2009.

[5] F. Vanhee, D. Pissoort, J. Catrysse, G. Gielen, and G. Vandenbosch, *"Towards realistic test levels for bulk current injection up to 6 GHz"*, EMC Symposium, Wroclaw, pp. 863–866, September 2010.

[6] G. Andrieu, A. Reineix, *"High-Frequency BCI-Like Tests With a Stripline Injection Probe"*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 58, no.2, pp. 393-400, April 2016.

[7] G. Andrieu, N. Ticaud, F. Lescoat, *"On the Risk to Declare* EMC *Compliant a Faulty* EUT *During Radiated Susceptibility Tests in Reverberation Chambers"*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 62, no.3, pp. 645-653, June 2020.

[8] G. Andrieu, N. Ticaud, F. Lescoat, *"Risk to Declare* EMC *Compliant a Faulty* EUT *During Radiated Susceptibility Tests Performed in an Undermoded Reverberation Chamber"*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 63, no.2, pp. 365-374, April 2021.

CARTOGRAPHIE DE CHAMP ÉLECTRIQUE PAR CAPTEUR ÉLECTRO-OPTIQUE POUR LA DÉTECTION ET LA LOCALISATION DE DÉCHARGES PARTIELLES

G. Gaborit[1,3], E. Fond[2], H. Bouhriz[2], G. Chevrier-Gros[1], L. Duvillaret[1]

[1]Kapteos S.A.S., 354 Voie Magellan, Bât. Cleanspace, 73800 Ste Hélène-du-Lac, France, gwenael.gaborit@kapteos.com

[2]RADIALL, 642 Rue Emile Romanet, 38340 Voreppe, France, emilie.fond@radiall.com

[3]Laboratoire IMEP-LAHC, Université Savoie Mont Blanc, 73376 Le bourget-du-Lac, France, gwenael.gaborit@univ-smb.fr

Abstract. Nous démontrons ici la pertinence des sondes électro-optiques pour la caractérisation exhaustive et non-invasive du champ électrique associé aux décharges partielles au sein de connecteurs aéronautiques. Ces capteurs ont permis de détecter la présence de décharges partielles grâce à une mesure en temps réel de l'évolution du champ électrique. Le seuil de tension initiant ces décharges a également été déterminé. Enfin, des cartographies de champ électrique en deux dimensions ont permis de localiser précisément le lieu d'apparition des décharges.

I. INTRODUCTION

La transmission d'énergie au sein d'un réseau de distribution ou bien d'un véhicule requiert des dispositifs électriques fonctionnant à moyenne ou haute tension. Pour assurer la qualité et la fiabilité du réseau énergétique, des tests électriques exhaustifs de ses composants sont indispensables[1]. Les mesures sont usuellement effectuées au moyen de transducteurs électriques comme des diviseurs capacitifs ou résistifs. Pour des mesures sans contact, des antennes métalliques peuvent être utilisées. Néanmoins, ces techniques de mesures sont limitées à des configurations spécifiques car elles nécessitent une connexion galvanique vers un numériseur (oscilloscope) pour l'acquisition des données utiles. Par ailleurs, le coût associé à ces techniques peut être significatif à cause du besoin d'opérateur spécifiquement habilité. Enfin, ces techniques de mesure ne permettent pas de localiser ou d'identifier le défaut sur le composant sous test.

Dans ce contexte, nous présentons ici les avantages des sondes électro-optiques (EO) fibrées pour l'analyse en temps réel du champ électrique (E) rayonné au plus proche voisinage de connecteurs électriques. Une cartographie à grande dynamique du champ E peut être déterminée avec une résolution spatiale de l'ordre du mm[3] et permet d'identifier et de localiser précisément le lieu d'apparition de décharges partielles (DP), ces dernières accélérant le vieillissement des composants électriques [2].

La première partie de cet article est consacrée à la présentation du banc expérimental dédié à l'analyse des DP au sein de connecteurs soumis à des tensions de quelques kilovolts. La section suivante présente les résultats expérimentaux associés à la réponse en champ électrique des connecteurs sous test. Enfin, des cartographies de champ électrique avec une résolution spatiale millimétrique démontre la pertinence des sondes utilisées pour la localisation des DP au sein de ces connecteurs.

II. BANC EXPÉRIMENTAL

Les connecteurs sous test sont présentés en figure 1.

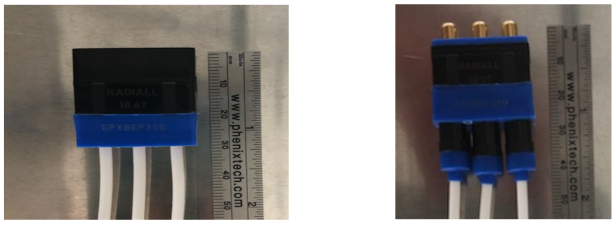


Fig. 1. Photographie des connecteurs sous test (gauche : connecteur femelle, droite : connecteur mâle).

Un schéma du banc expérimental est donné en figure 2. La mesure du champ électrique est effectuée grâce à une sonde optique eoProbe de la société Kapteos. La sonde utilisée pour cette campagne expérimentale donne accès à la composante longitudinale du champ électrique, *i.e.* la composante qui est alignée avec son axe de symétrie qui est ici vertical. Cette sonde est connectée à un convertisseur optoélectronique eoSense LF qui délivre une tension analogique proportionnelle à la composante du vecteur champ électrique à mesurer (voie RFout sur le schéma de la figure 2). La bande passante de mesure couvre ici la gamme spectrale qui s'étend de 30 Hz à 30 MHz. Le signal de sortie est enregistré grâce à un oscilloscope numérique (Keysight MSO-X 3104A 5GSa/s). La voie 1 de l'oscilloscope (en bleu sur le schéma en figure 2) récupère le signal temporel brut de sortie de l'eoSense, avec l'intégralité

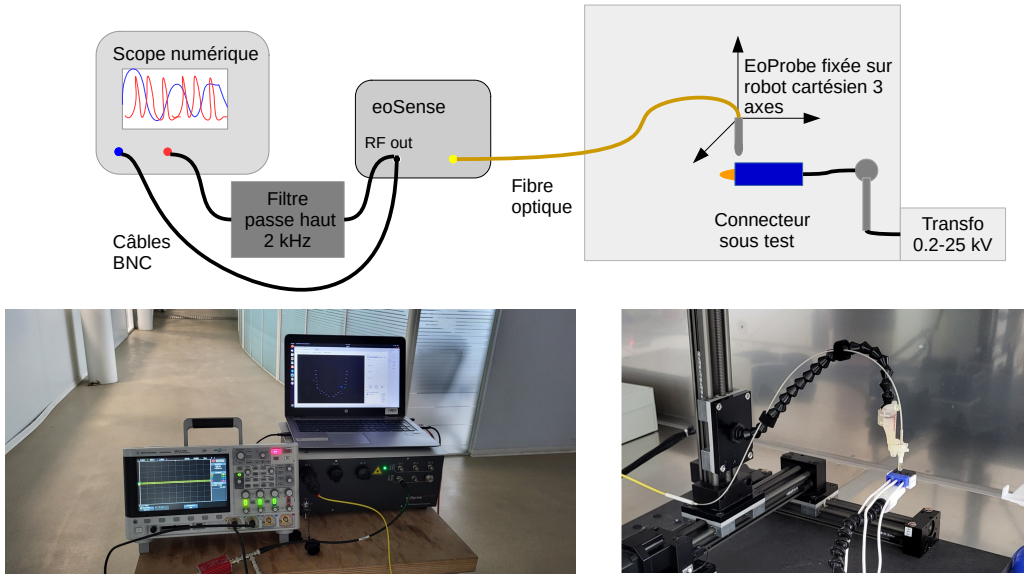


Fig. 2. Banc expérimental dédié à l'analyse des DP initiées par le connecteur sous tension. Haut : schéma du banc ; bas gauche : photographie de l'oscilloscope numérique, du convertisseur eoSense et du PC de contrôle (l'insert indique la réponse fréquentielle du filtre passe haut utilisé sur la voie 2) ; bas droite : photographie de la sonde montée sur un robot cartésien pour le positionnement au dessus du connecteur sous test.

des composantes spectrales (signal nominal à 50 Hz + éventuels signaux transitoires). La voie 2 (en rouge sur le schéma en figure 2), quant à elle, voit un signal filtré, coupé des basses fréquences, pour ne voir que les signaux transitoires associés aux DP. Le PC de contrôle, enregistre la position de la sonde et les fichiers de mesure associés.

III. ÉVOLUTION TEMPORELLE DU CHAMP ÉLECTRIQUE EN FONCTION DE LA TENSION APPLIQUÉE

III.1. Connecteur femelle

Les résultats concernant le connecteur femelle sont donnés en figures 3 et 4 pour la voie 1 de l'oscilloscope (signal sans filtrage fréquentiel). L'évolution temporelle du champ électrique mesurée est linéaire avec la tension appliquée, de forme sinusoidale à la fréquence de 50 Hz, et ce, même pour une tension de 3,5 kV.

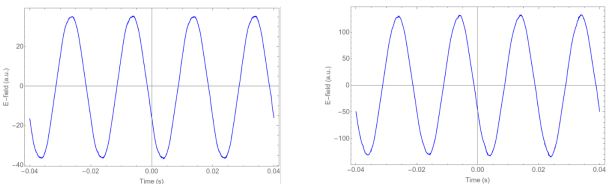


Fig. 3. Traces temporelles de l'évolution du champ électrique vertical au dessus du connecteur (voie 1, non filtrée). Gauche : tension appliquée de 1 kVrms ; droite : tension appliquée de 3,2 kVrms.

La signature des DP est néanmoins facilement

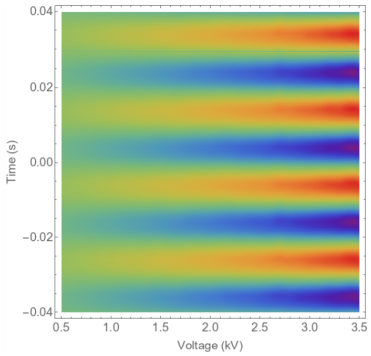


Fig. 4. Evolution temporelle du champ électrique vertical en fonction de la tension appliquée (voie 1, non filtrée).

identifiable sur les figures suivantes. En effet, les résultats concernant le connecteur femelle sont donnés en figures 5 et 6 pour la voie 2 de l'oscilloscope, filtrée (filtre passe haut avec une fréquence de coupure à 2kHz). Pour une tension de 1 kVrms, le signal ne présente pas de signature symptomatique de DP. Le signal temporel observé en figure 5 à gauche, pour une tension appliquée de 3,2 kVrms, présente des transitoires associés au rayonnement des DP (La source de tension utilisée ne permet pas de débiter un courant supérieur à 1 mA et la présence d'une décharge totale entraîne la coupure de l'alimentation). Ces pics de champ E sont identifiables avec une dynamique de mesure dépassant 40 dB.

Une analyse des extrema de champ E est donnée en figure 7. Les signaux transitoires étant de courte durée, la

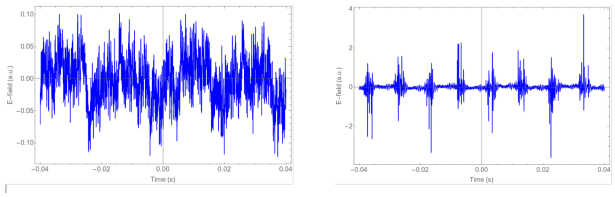


Fig. 5. Traces temporelles de l'évolution du champ électrique vertical au dessus du connecteur (voie 2, filtrée). Gauche : tension appliquée de 1 kVrms ; droite : tension appliquée de 3.2 kVrms.

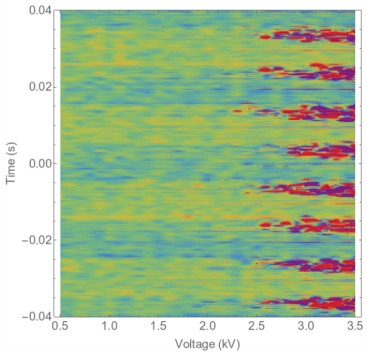


Fig. 6. Évolution temporelle du champ électrique vertical en fonction de la tension appliquée (voie 2, filtrée).

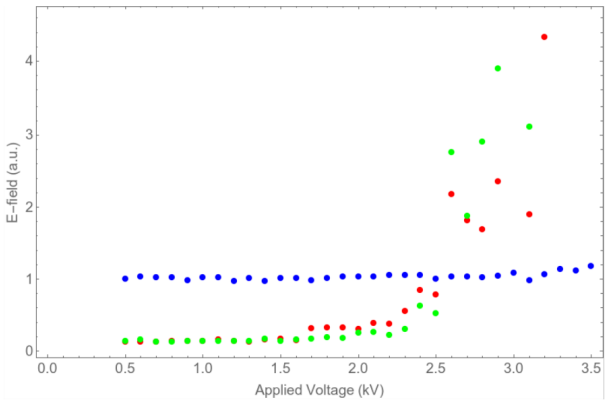


Fig. 7. Connecteur femelle: variation des champs maxima (rouge), de l'opposé des minima (vert) et efficace (bleu) en fonction de la tension appliquée (voie 2). nb : la moyenne est soustraite pour chaque trace temporelle dans le but d'éliminer un éventuel décalage systématique.

valeur efficace des signaux mesurés n'est pas pertinente pour la détection de DP (points bleus de la figure 7). Les minima et maxima des signaux, quant à eux, permettent de déterminer une tension de seuil d'apparition des DP entre 1,6 kV et 2 kV (points rouges et verts de la figure 7). Par ailleurs, l'amplitude du champ électrique associé aux DP augmente significativement avec la tension appliquée.

III.2. Connecteur mâle

L'analyse du comportement du connecteur femelle a été répliquée pour le connecteur mâle. La réponse en tension du connecteur mâle est proposée en figure 8.

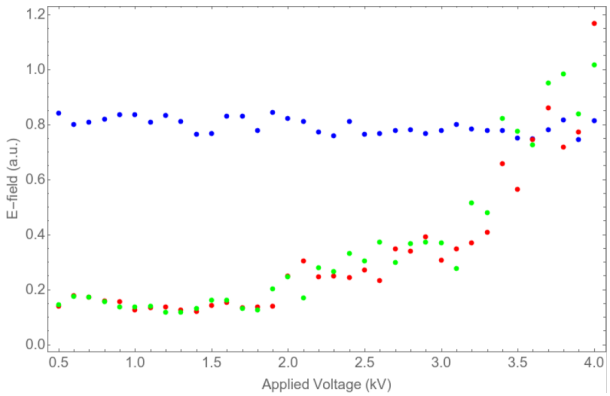


Fig. 8. Connecteur mâle: variation des champs maxima (rouge), de l'opposé des minima (vert) et efficace (bleu) en fonction de la tension appliquée (voie 2). nb : la moyenne est soustraite pour chaque trace temporelle dans le but d'éliminer un éventuel décalage systématique.

La valeur efficace du champ électrique est plus faible pour le connecteur mâle que pour le connecteur femelle. La tension d'apparition des DP est supérieure à celle du connecteur femelle. En effet, les métallisations de dernier comportent des petites ailettes avec des rayons de courbure bien inférieurs à ceux des connecteurs mâle. Ces métallisations très fines sont le lieu d'exaltation du champ E et donc d'apparition préférentielle de DP.

IV. DISTRIBUTION SPATIALE DU CHAMP ÉLECTRIQUE EN SURFACE DES CONNECTEURS

IV.1. Connecteur femelle

Une cartographie horizontale du champ vertical en surface du connecteur femelle est présentée en figure 9. La résolution spatiale de la cartographie est de 1 mm $\times$ 1 mm, en accord avec la résolution spatiale transverse de la sonde de mesure qui est de 500 μm.

Cette cartographie présente logiquement des maxima locaux au niveau des métallisations interne au connecteur femelle. Le maximum global est au centre de la figure, là où est positionné le contact sous tension (zone rouge). Cette distribution spatial du champ E correspondrait à une analyse électrostatique. Bien que la tension appliquée soit ici de 3,5 kV, deux fois supérieure à la tension de seuil, aucune signature de décharge n'est remarquable. Ce signal non filtré ne permet donc pas de localiser les DP.

La cartographie du signal filtré, est présentée en figure 10, pour une même tension appliquée (3,5 kV).

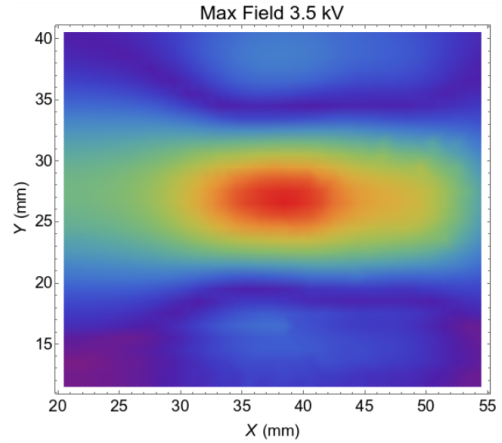


Fig. 9. Distribution spatiale du champ électrique vertical en surface du connecteur femelle (voie 1, non filtrée). Cartographie des valeurs maximales extraites de la trace temporelle enregistrée pour chaque point de mesure.

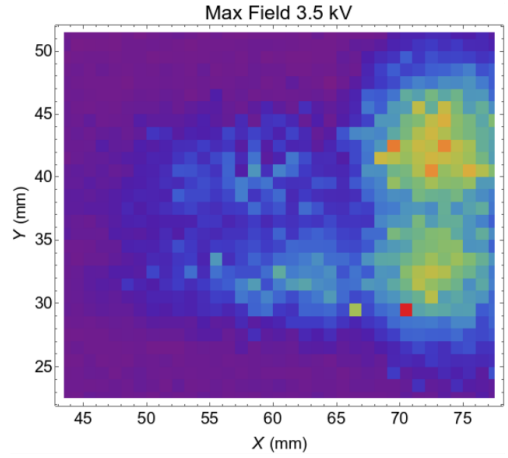


Fig. 10. Distribution spatiale du champ électrique vertical en surface du connecteur femelle (voie 2, filtrée). Cartographie des valeurs maximales extraites de la trace temporelle enregistrée pour chaque point de mesure.

Là encore, ce sont les valeurs crêtes des signaux enregistrés qui sont représentées pour chaque pixel de mesure. Les zones d'apparition préférentielle des DP sont clairement identifiées au niveau de l'entrée du connecteur femelle (zone entre $X = 70$ mm et $X = 75$ mm). Ces zones d'apparition des DP correspondent à la zone située entre les extrémités des ailettes internes au connecteur. Dans ces zones, le champ nominal, *i.e.* en l'absence de DP, est majoritairement horizontal. Quand une DP apparaît, elle se propage horizontalement et le champ rayonné est radial, soit avec une composante verticale, visible en figure 10.

IV.2. Connecteur mâle

La cartographie du champ E à la surface du connecteur mâle est quasi identique à celle du connecteur femelle, pour le signal non-filtré (le champ électrique associé à la composante à 50 Hz reste bien supérieur à celui rayonné par les DP, qui sont plus localisées). La cartographie des maxima du signal filtré est présentée en figure 11.

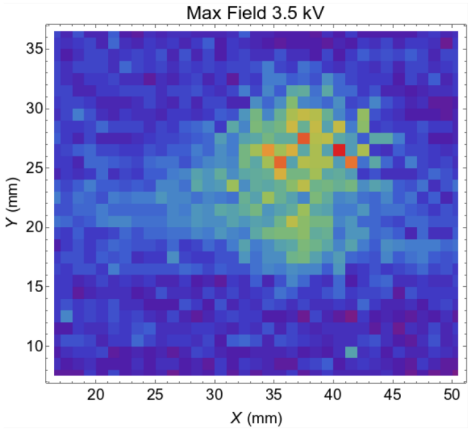


Fig. 11. Distribution spatiale du champ électrique vertical en surface du connecteur mâle (voie 2, filtrée). Cartographie des valeurs maximales extraites de la trace temporelle enregistrée pour chaque point de mesure

Les DP sont localisées au voisinage du conducteur central du connecteur mâle, là où le champ vertical à 50 Hz est le plus élevé.

V. CONCLUSION

Les sondes EO non invasives ont permis de mesurer l'évolution du champ E en temps réel à la surface de connecteurs aéronautiques. Le banc de mesure proposé, incluant une sonde de mesure EO eoProbe et son convertisseur eoSense ainsi qu'un filtre analogique passe haut, est adapté à la caractérisation exhaustive des décharges partielles sur les connecteurs sous test. La campagne de mesure a permis de déterminer le seuil de tension d'apparition des DP ainsi que de les localiser. Les analyses ultérieures pourraient porter sur les performances des connecteurs à plus long terme, sur un traitement statistique des signaux de mesures pour une meilleure identification des décharges et sur le comportement des connecteurs après une décharge totale.

REFERENCES

[1] S.M. Amin and B.F. Wollenberg, *"Toward a smart grid: power delivery for the 21 st century"*, IEEE Power and Energy Magazine, 3(5), pp. 34-41, 2005.

[2] G. Gaborit, P. Jarrige, F. Lecoche, J. Dahdah, E. Duraz, C. Volat, L. Duvillaret, *"Single Shot and Vectorial Characterization of Intense Electric Field in Various Environments With Pigtailed Electrooptic Probe"*, IEEE Transactions on Plasma Science 42 (5), 1265 - 1273, 2014.

MESURE PAR SUBSTITUTION DE DECOUPLAGE D'ANTENNE AVEC UNE ANTENNE HYPERFREQUENCE

A. Alcaras, O. Ripoche, G. Brélivet

THALES (Laboratoire LEV), 110 Avenue Maréchal Leclerc – Cholet 49300
alain.alcaras@thalesgroup.com
olivier.ripoche@thalesgroup.com
gael.brelivet@thalesgroup.com

Résumé *(150 mots max)* :
Cet article traite de la problématique de validation expérimentale d'intégration d'une antenne directive sur un porteur en termes de compatibilité radioélectrique, lorsque cette antenne (antenne « cible ») n'est pas encore installée sur le porteur. Il est présenté une méthode de substitution où, pour des mesures de découplage entre antennes, l'antenne « cible » doit être remplacée pour ces mesures par une autre antenne « test » disponible.
Le découplage avec l'antenne « test » est extrapolé simplement à l'antenne « cible » par comparaison de son gain par rapport à celui de l'antenne « test ». Le résultat de cette opération devient très incertain lorsque les distances entre les antennes sont courtes et que le gain champ lointain des antennes ne sont plus valables à distances proches. Il est montré comment réduire cette incertitude par une méthode de correction champ proche, avec des exemples de validation de découplage sur des cas réels.

I. INTRODUCTION - CONTEXTE

Certains porteurs terrestres militaires de nouvelle génération intègrent de nombreux sous-systèmes radioélectriques. La complexité des installations radioélectriques sur les porteurs terrestres et la criticité croissante de ces fonctions radioélectriques (fonctions «radios») exigent des études et validations rigoureuses dans des délais contraints.

Le risque de compatibilité radioélectrique (CRE) entre ces sous-systèmes constitue un des principaux risques et se caractérise principalement par le découplage entre les antennes. Des études d'ingénierie sont réalisées afin de définir en particulier la façon la plus optimisée de placer les antennes sur le toit du véhicule souvent de petite surface, donc à forte contrainte de proximité électromagnétique. Des calculs complexes de découplages antennaires sont réalisées et doivent être validés après l'intégration antennaire du porteur.

Cet article traite de la problématique de validation expérimentale d'intégration d'un porteur en découplage antennaire lorsque ce porteur ne dispose pas encore d'une antenne directive hyperfréquence, mais que la validation par découplage doit néanmoins être effectuée.

Si une antenne directive « cible » à installation complexe n'est pas encore installée sur le porteur disponible en phase de validation mais que la validation par découplage avec les antennes « proches » doit être effectuée, il est proposé une méthode de substitution où l'antenne « cible » manquante est remplacée pour ces mesures par une autre antenne « test » directive disponible et simple à installer.

Le découplage mesuré entre les antennes « proches » et l'antenne « test » est extrapolé simplement à l'antenne « cible » par comparaison de son gain par rapport à celui de l'antenne « test ». Mais en réalité le gain des antennes directives aux faibles distances est différent du gain standard en champ lointain.
Ainsi, il est montré une méthode pour corriger les découplages extrapolés à partir des gains en champ lointain et des facteurs de correction en champ proche d'antennes directives.

II. POSITION DU PROBLEME : METHODE PAR SUBSTITUTION

Il est considéré le cas où il est demandé de réaliser les mesures de découplages entre les autres antennes du véhicule (antennes « proche ») et l'antenne directive « cible » absente du porteur lors de la phase de validation. En exemple de cette analyse, l'objectif est la mesure de découplage à la fréquence de réception de l'antenne « cible ».

Il faut dans un premier temps définir l'antenne « test » de substitution pour effectuer ces mesures.
Bien entendu, le gain de cette antenne doit être connu et son centre de phase doit être placé au même endroit que le centre de phase de l'antenne « cible ». Il est également recommandé d'utiliser une antenne « test » directive (ouverture réduite) pour être le moins perturbé possible par l'environnement, comme l'antenne « cible ».
Remarque : Les antennes « test » directives de petite taille propices à une installation temporaire ont souvent un gain inférieur à celui de l'antenne « cible ».

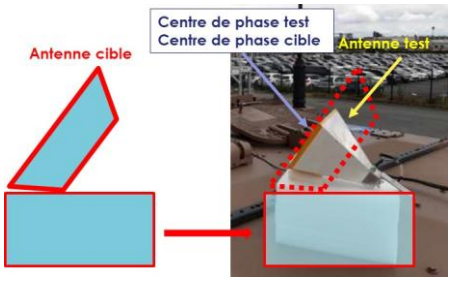


Figure 1. Antenne test se substituant à l'antenne cible

Il est ici utilisé comme antenne « test » pour les essais une antenne cornet ou une antenne lentille dont les gains sont entre 12 dBi et 15 dBi aux hyperfréquences.



Figure 2. Exemple de mesure de découplage avec deux types d'antenne test

La mesure de découplage entre l'antenne test et les antennes proches est effectuée dans le pire des cas où l'antenne test est dirigée vers le centre de phase de l'antenne proche.
Ce découplage mesuré avec l'antenne test (*Découplage* $_{Mesure}$) est extrapolé au découplage avec l'antenne cible (*Découplage* $_{Cible}$) par l'écart entre les gains de ces antennes test et cible :
Découplage $_{Cible}$ (dB) = *Découplage* $_{Mesure}$ – *Extrapolation*

Le facteur d'extrapolation est donc :
Extrapolation (dB) = $Gain_{Cible}$ *(dBi)* – $Gain_{Test}$ *(dBi)*

Dans cette formule d'extrapolation, il est considéré les gains connus en champ lointain. Ces gains $Gain_{Cible}$ et $Gain_{Test}$ doivent être corrigés si les distances avec les antennes proches sont dans le domaine de champ proche de l'antenne cible, mais aussi de l'antenne test. En considérant les gains en champ proche $GainP_{Cible}$ *et* $GainP_{Test}$, la formule d'extrapolation en champ devient :
ExtrapolationP (dB) = $GainP_{Cible}$ *(dBi)* – $GainP_{Test}$ *(dBi)*

Le paragraphe III suivant montre comment sont corrigés les gains des antennes test et cible.

III. CORRECTION DES GAINS EN CHAMP PROCHE

Afin de déterminer les environnements radioélectriques à proximité des antennes directives de moyenne et forte puissance (Réflecteur parabolique, Cornet, Réseau de dipôle, Réseau de patch, …), il a été réalisé une méthode pour évaluer le champ rayonné à proximité de ces antennes [1]. Cette méthode dite « méthode de Gross » utilisée par les groupes de travaux normatifs est le fruit d'étude théorique et de mesure et est utilisée dans des études industrielles comme à THALES.

Le principe est d'évaluer le champ proche de l'antenne directive en corrigeant le gain connu en champ lointain.
Dans cette méthode, le gain en champ lointain (« Gain ») n'est applicable qu'à partir d'une distante limite R_{lim}, en dessous de laquelle le champ émis par l'antenne directive n'est pas construit.
$\boldsymbol{R_{lim}} = \frac{2\,D^2}{\lambda}$ où D est la plus grande dimension de la partie rayonnante de l'antenne et λ la longueur d'onde.
Entre le centre de phase de l'antenne et R_{lim}, le gain proche de l'antenne « GainP » est inférieur au « Gain » et varie selon la distance R entre l'antenne et R_{lim}.

L'article montrera les grands principes de cette méthode de correction qui nécessite les paramètres suivants de l'antenne pour déterminer le gain proche « GainP (R) » en fonction de la distance R : le **« Gain »** en champ lointain du lobe principal, les **dimensions** de la partie rayonnante de l'antenne, la **fréquence** d'intérêt (ou **longueur d'onde**), **l'angle d'ouverture** du lobe principal, la **distance R** ($R < R_{lim}$) par rapport à l'antenne et dans la direction du lobe principal.
De ces paramètres il est déduit un coefficient d'illumination en fonction de la distance R qui fournira le facteur de correction du gain en champ proche.

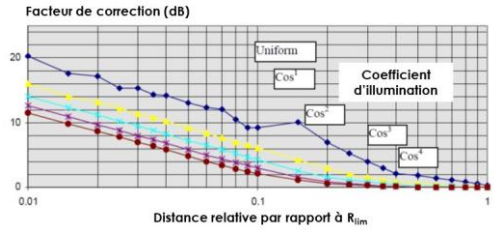


Figure 3. Correction (réduction) de gain proche par rapport au gain lointain selon le coefficient d'illumination de l'antenne

Les principales conditions de validité de cette méthode sont :

- l'invariabilité du gain/directivité de l'antenne directive selon son installation sur le porteur (contrairement aux antennes omnidirectionnelles),
- le faible angle d'ouverture dans le lobe principal,
- la forte valeur du gain « Gain ».

Ces trois conditions sont liées puisqu'un gain plus fort procure un angle d'ouverture plus faible, et donc une moindre perturbation par des réflexions parasites proches.

En particulier, on peut définir un niveau de gain minimal « $Gain_{min}$ » en dessous duquel, il n'est pas nécessaire de corriger le gain proche. Pour une antenne de forme rectangulaire, ce gain minimal est :
$\boldsymbol{Gain_{min}} = 2\pi \frac{\alpha}{1+\alpha^2} \frac{D}{\lambda}$ où α est le rapport entre la longueur et la largeur de l'antenne rectangulaire.
L'article donnera la démonstration de cette formule dont l'origine rappelle que la formule connue de R_{lim} n'est valable que pour une distance R supérieure à D.

IV. APPLICATION A UN CAS REEL

Cette problématique a été posée sur un véhicule militaire sur lequel est prévu d'être installée une antenne directive « cible » de réception en bande C (6,8 GHz). L'étude théorique des risques a montré que les découplages les plus critiques à dérisquer en priorité sont ceux entre l'antenne cible et 4 autres antennes du véhicule, proches et omnidirectionnelles : une antenne bande UHF basse à 3 m de l'antenne cible, une antenne bande UHF haute à 1,9 m, une antenne bande S à 1,25 m et une autre antenne bande C à 1,9 m.
Il a été utilisé comme antenne « test » une antenne cornet se substituant à l'antenne cible.
Les mesures de découplage entre les antennes proches et l'antenne test sont réalisées à 6.8 GHz.

Pour l'antenne cornet test et l'antenne cible, l'article montrera le calcul :

- du $Gain_{min}$
- des facteurs de correction de gain et des gains corrigés en champ proche GainP pour chacune des distances d'antennes proches : 1,25 m ; 1,9 m ; 3 m.

Il sera indiqué les découplages évalués par cette méthode de substitution entre l'antenne cible et les 4 antennes proches.

V. VALIDATION DE LA METHODE

Une fois l'antenne cible (directive bande C) installée sur le porteur, il a été réalisé les mesures « réelles » de découplages avec les 4 antennes proches.
Ces découplages réels sont comparées aux découplages par substitution mesurés aux §IV.

Les écarts entre les mesures réelles et les mesures par substitution sont en général inférieurs à 5 dB. Il sera montré que dans le cadre de dérisquage, ces écarts maximums sont acceptables vis-à-vis des ordres de grandeur des découplages exigés.
Ces écarts seront discutés au regard des hypothèses de cette méthode qui seront rappelées, et des incertitudes associées. Ces incertitudes concernent le gain en champ lointain, les dimensions d'antenne, les distances entre antennes, le facteur de correction, et l'angle d'ouverture (captation de réflexions parasites par l'antenne test plus « ouverte » que l'antenne cible).

VI. PERSPECTIVES

L'exemple ici illustre la méthode de substitution d'une antenne directive en réception dans sa bande de fréquence fonctionnelle. Cette méthode est aussi appliquée avec la même précision pour une antenne directive en émission dans sa bande fonctionnelle.
Il a été testé cette méthode pour les découplages dans les fréquences hors bande de l'antenne directive. Cela n'a pas encore été validé mais l'incertitude principale réside dans la différence de comportement hors bande de l'antenne cible et de l'antenne test, même si hors bande les exigences de découplage peuvent supporter plus d'erreur.

Si l'antenne cible est une antenne omnidirectionnelle (gain max < 10 dBi), la méthode par substitution est plus complexe et la méthode de Gross non applicable. En effet, le comportement de l'antenne cible varie beaucoup en fonction de son installation et la notion de champ proche moins maîtrisée que pour les antennes directives. THALES a développé un outil de champ proche pouvant réaliser l'équivalent de la méthode de Gross [2]. Cette problématique reste à analyser sur la base de quelques axes de recherches.

Enfin, la méthode de Gross peut être aussi utilisée pour évaluer par simulation numérique les découplages avec une antenne directive proches sur un véhicule, en s'économisant la modélisation physique complexe de cette antenne (méthodes de boîte d'Huygens ; modélisation dipolaire).

VII. CONCLUSION-PERSPECTIVES

Cet article présente une méthode simple et efficace pour mesurer des découplages antennaires avec des antennes directives proches et non disponibles en phase de validation.
Cette méthode par substitution exploite en particulier la méthode de correction du gain en champ proche des antennes directives, dite méthode de Gross.
Les validations existantes de cette méthode sont très encourageantes et ont déjà permis de débloquer des projets critiques.
Les limites de validités sont discutées ici et la maîtrise complète des incertitudes sont atteignables par des analyses supplémentaires.

D'autres analyses sont en cours pour élargir cette méthode de substitution à d'autres domaines de validation expérimentale de découplage (antennes omnidirectionnelle) et à d'autres méthodes numériques de calcul de découplage avec des antennes directives.

REFERENCES

[1] Technical Memorandum "High intensity radiated field external environments for civil aircraft operating in the United States of America", Report n°: NAWCADPAX--98-156-TM, 1998.

[2] " Mesure et cartographie des champs en zone de champ proche ", Congrès Hyper-RF 2009 à Villepinte 2009.

Perturbations transitoires : foudre, ESD ...

MÉTHODE D'EXTRACTION RAPIDE ET EFFICACE DE MODÈLE DE PROTECTION ESD FACE À DES PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES RAPIDES

F. Ruffat[1], F. Caignet[1], A. Boyer[1], G. Mejecaze[2], F. Escudié[2], F. Puybaret[2]

[1]LAAS-CNRS, 7 avenue Colonel Roche 31031Toulouse cedex 4, France, fruffat@laas.fr, fcaignet@laas.fr, aboyer@laas.fr

[4]CEA-Gramat, F-46500 Gramat, France, Guillaume.Mejecaze@cea.fr, Fabien.Escudie@cea.fr, Fredric.Puybaret@cea.fr

Résumé. Les protections anti décharge électrostatique, en anglais ElectroStatic Discharge - ESD, ont un comportement non-linéaire et complexe. C'est pour cela que la prédiction de la robustesse d'un système aux ESD est également complexe. Afin d'obtenir un résultat précis, un modèle du déclenchement de la protection doit être trouvé. Dans cet article, une méthode de mesure ainsi que le montage associé sont présentés. La méthode proposée permet d'obtenir un modèle fréquentiel lors d'un stress à haut niveau de tension. Pour valider cette méthode de modélisation, une comparaison entre mesure et simulation est également présentée, portant sur des composants passifs linéaires et non-linéaires tels que des protections ESD (TVS).

I. INTRODUCTION

Les systèmes embarqués contiennent de plus en plus de calculateurs avec des bus de communication hautes fréquences. Tous ces produits contiennent des circuits intégrés. Ils doivent survivre à des environnements extrêmes, tout comme les phénomènes transitoires rapides (PTR), à l'image des ESD. Les concepteurs doivent assurer la survie du système, lors des stress rencontrés durant sa vie. Des standards existent pour indiquer à quels niveaux de tension doit résister un système [1].

La conception de modèles précis pour les protections ESD n'est pas chose aisée [2]. Le problème principal consiste en l'élaboration d'un modèle correct, qui tient compte de la parte dynamique du comportement de la protection. Comme, par exemple, le déclenchement de la protection pour obtenir une estimation de la surtension [3][4].

Les composants montés sur la carte (PCB) peuvent présenter de fortes inégalités quand ils sont soumis à de forts PTR. L'extraction des paramètres des modèles se fait sur une mesure à large bande passante (qq GHz) et fort niveau d'injection (qq kV et qqA). L'appareil de mesure utilisé usuellement pour caractériser les protections sans les endommager est le générateur TLP (Transmission Line Pulse) [5]. En utilisant ce générateur, plusieurs auteurs ont réussi à obtenir des modèles [4][6][7], ceux-ci utilisent des mesures à la fois de tension mais aussi de courant. Ces sondes sont limitées en termes de bande passante, le résultat ne peut être utilisé que dans le domaine temporel. De manière générale, les modèles sont des modèles Spice, qui sont parfois difficiles à implémenter. Dans cet article, le modèle utilisé est basé sur le passage de données temporelles vers des données fréquentielles, obtenues à partir de la réponse d'une charge sous test (DUT) à un fort niveau d'injection. Cette méthode est également basée sur l'utilisation d'un générateur TLP. Celui-ci sert à placer la protection à un point de fonctionnement donné. Le TLP est aussi utilisé comme dispositif de mesure de réflectométrie temporelle (Fig. 1), comme présenté dans [8]. Cette méthode n'utilise que des mesures de tension, les sondes de tension ayant une bande passante plus large et supportant de plus hautes puissances que les sondes de courant [8][9]. En supposant l'hypothèse de linéarité et d'invariance temporelle (LTI), un coefficient de réflexion peut être calculé. Ce protocole a été proposé dans l'article [9].

Une présentation du montage, de l'algorithme et de la calibration est proposée en section II. En section III, une validation sur charge linéaire est proposée. En section IV, une étude sur deux TVS est proposée. Enfin, les avantages et les limites de la méthode seront discutés.

II. PRINCIPE D'EXTRACTION DU MODÈLE ET VALIDATION

II.1. Montage et extraction du modèle

Comme présenté dans l'introduction, la méthode est basée sur un montage précis (Fig. 1). Il s'agit d'un montage TDR, utilisant un générateur TLP dont les caractéristiques sont données dans le Tableau 1. Ce dernier est adapté 50 Ω et permet de faire des mesures répétables.

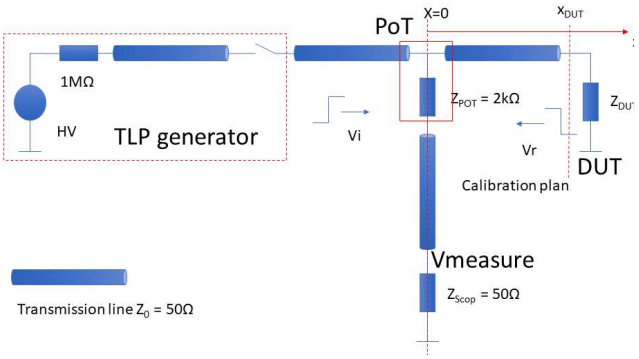


Fig. 1. Schéma de principe du montage TDR basé sur le TLP

Entre la charge caractérisée et le générateur, la mesure de tension est réalisée par un oscilloscope large bande à travers un Pick-Off Tee (PoT). Il est situé à une distance x_{DUT} de la charge. Cette distance dépend de la longueur de la connectique ainsi que de la longueur de la piste entre le connecteur et la charge. Le PoT permet une mesure de tension peu invasive avec une grande bande passante.

Pour obtenir le modèle, les données de mesures vont subir plusieurs traitements. Le premier consiste à passer du domaine temporel au domaine fréquentiel grâce à une transformée de Fourier rapide (FFT). Cela implique de respecter l'hypothèse LTI.

Ensuite, il faut séparer dans la forme d'onde mesurée les contributions des ondes incidentes et réfléchies. Pour cela, une première étape de calibration est nécessaire. Il s'agit de mesurer la tension au niveau du PoT avec une charge d'impédance adaptée à la place du DUT. Le but ici est d'annuler la tension réfléchie. Ainsi, la tension incidente seule est mesurée. Une fois cette étape réalisée, sans changer le niveau de tension, la charge adaptée est remplacée par la charge à caractériser. Grâce à cette méthode, les tensions incidente et réfléchie peuvent être séparées (1a).

$$\begin{cases} V_{PoT} = V_i(0,f) + V_r(0,f) \ (1a) \\ \Gamma_{PoT} = \dfrac{V_r(0,f)}{V_i(0,f)} \ (1b) \end{cases}$$

(1b) est le calcul du coefficient de réflexion de l'ensemble du montage, entre le PoT et le DUT. Cependant, le modèle voulu est celui du DUT seul.

Pour cela une seconde calibration est nécessaire. Elle est expliquée en détail dans [10]. Il est important de retenir que les coefficients de correction [e] permettent de compenser l'effet du montage. L'équation qui permet de passer de Γ_{PoT} a Γ sont (2) et (3).

$$\Gamma = \frac{\Gamma_{PoT} - e_{00}}{\Delta e - e_{11}\Gamma_{poT}} \qquad (2)$$

$$\Delta e = e_{10}e_{01} - e_{00}e_{11} = \det([e]) \qquad (3)$$

Tout ce processus de traitement est résumé dans la Fig. 2. Les coefficients d'erreur sont calculés séparément.

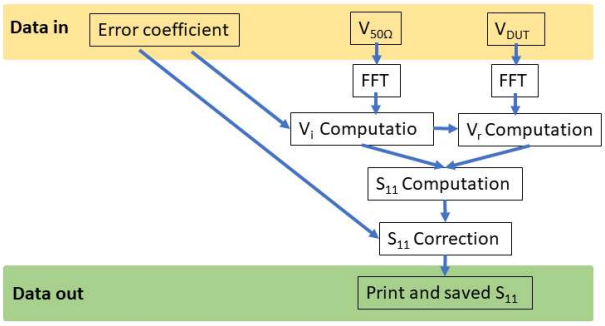


Fig. 2. Principe de fonctionnement de l'algorithme

Tableau 1. Matériels utilisés dans le montage TLP

Nom du matériel	Référence	Valeur de référence
Générateur TLP	HPPI TLP8010C	V_{max}=4kV, I_{max}=80A, t_r=100ps, Adapté 50Ω
PoT	HPPI PT45A	Z_{PoT}=2.2kΩ, Att :45, BW=18GHz
Oscilloscope	Tektronix DPO71254C	100GS/s, BW=12GHz

II.2. Validation

Le Tableau 2 présente les composants passifs linéaires utilisés pour la validation de la méthode. La Fig. 3 montre les résultats. Pour les charges 470R et 2R, les mesures TDR se font avec un niveau d'injection de 100V TLP (tension de charge du câble). Pour la charge 50 Ω, trois niveaux de tension sont utilisés respectivement de haut en bas 100V, 10V, 2kV.

Tableau 2. Composants utilisés dans l'étude

Nom d'usage du composant	Référence	Valeur de composant
470R	TE Connectivity CRG0805F470R	470 Ω,0.125W
50	Panasonic ERA6AEB49R9V	49.9 Ω 0.125W
2R	Yageo RC0805FR-07RL	2 Ω, 0.125W

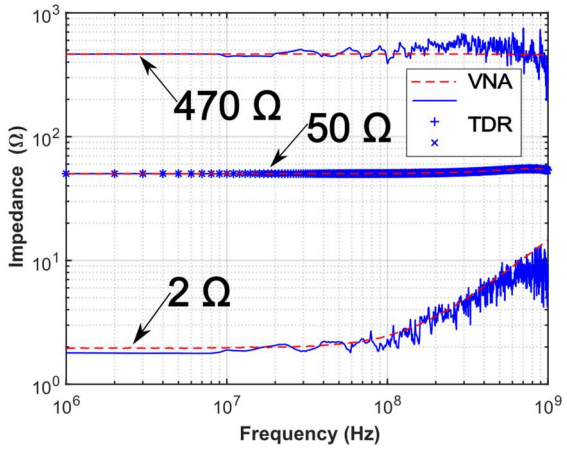


Fig. 3. Module de l'impédance de trois charges

Trois impédances principales sont données par la Fig. 3. La première concerne les données 50 Ω. Les trois mesures TDR recouvrent parfaitement les données obtenues grâce à l'analyseur de réseau vectoriel (VNA), utilisé comme moyen de mesure de référence. En effet, ces données sont utilisées pour faire la calibration, il est donc essentiel que, pour différents niveaux d'injection, les données VNA soient retrouvées.

Un autre résultat intéressant concerne les mesures 470R et 2R. Les données obtenues grâce à la méthode TDR et celles du VNA sont en bon accord sur la plage de fréquence mesurée.

Enfin, le bruit observé lors de la mesure TDR sur les charges 470R et 2R est une transposition dans le domaine fréquentiel du bruit temporel. En effet, la forme d'onde peut être vue comme la superposition d'un signal « pur » et d'un bruit. Dans le domaine fréquentiel, à partir d'une certaine fréquence, le signal « pur » a une amplitude plus faible que le bruit. Ce qui fait qu'à partir de cette fréquence, le bruit est prédominant. Elle se calcule à partir de la formule (4).

$$F_{max} = \frac{1}{\pi t_r} \quad (4)$$

À ce stade, un modèle de chaque composant du Tableau 2 est proposé.

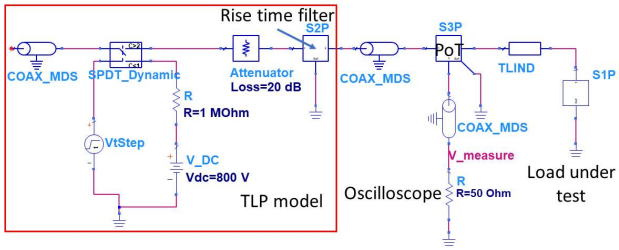


Fig. 4. Schéma du montage utilisé pour les simulations sur ADS

Les modèles de la 470R, issus des résultats de mesure du TDR et du passage dans le domaine fréquentiel (Fig. 3), sont injectés dans la boîte de paramètres S, S1P visible à droite sur la Fig. 4. Le reste du montage est constitué d'un modèle du générateur TLP, de lignes de propagation, du PoT et de l'oscilloscope. Le simulateur utilisé est le logiciel ADS. Les résultats de simulation sont présentés en Fig. 5. Il s'agit d'une comparaison mesure/simulation. Les simulations sont respectivement des simulations obtenues grâce à des données via méthode TDR et via mesure au VNA. Le temps de montée en simulation est réglé pour être plus faible que le temps de montée utilisé pour obtenir le modèle, afin de rester dans les limites de validité du modèle. La mesure, quant à elle, est faite avec le même temps de montée que celui utilisé pour la simulation.

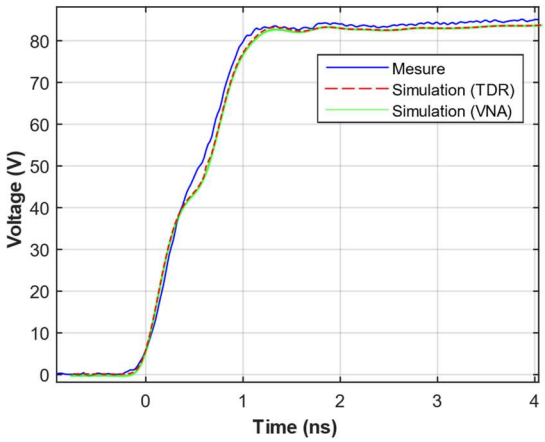


Fig. 5. Forme d'onde de tension sur une résistance 470Ω

La comparaison entre la mesure et les simulations donnent de bons résultats : temps-de-montée exact à 5%, niveau quasi statique exact à 4%, pas de surtension. Il est également important de noter que les simulations donnent les mêmes résultats avec les modèles extraits par le VNA ou le TLP. L'impact du bruit fréquentiel visible sur la mesure TDR de la Fig. 3 est totalement compensé.

III. CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION DE CHARGE NON-LINÉAIRE

III.1. Etude TVS 1

La TVS utilisée est une Nexperia PESD5V0L1BA115. Il s'agit d'un composant qui a un comportement de diode, comme le montre sa caractéristique statique (Fig. 6). La méthode de mesure TDR est utilisée sur trois points de cette courbe afin d'obtenir trois modèles pour illustrer différents comportements.

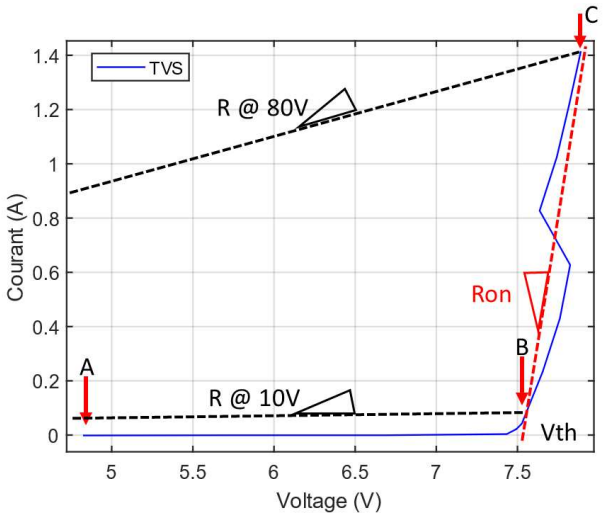


Fig. 6. Courbe I(V) de la TVS 1

Dans la Fig. 6 chacun des points est noté par les lettres :

- A représente le comportement de la TVS avant le déclenchement.
- B représente le comportement de la TVS pendant le déclenchement.
- C représente le comportement de la TVS après le déclenchement.

Les résultats des mesures sont présentés dans la Fig. 7.

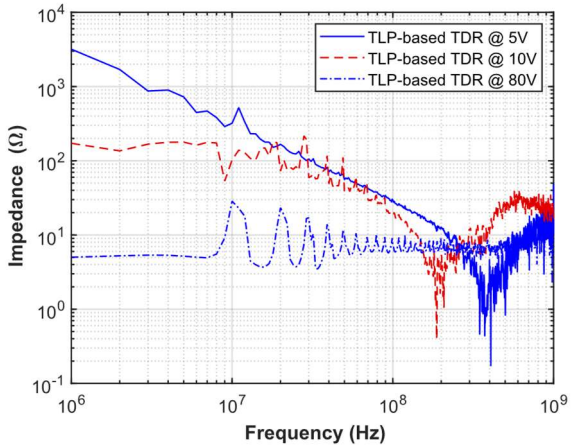


Fig. 7. Impédance fréquentielle de la TVS dans les cas A, B et C

Le résultat obtenu est clair, il y a trois impédances différentes pour chaque régime de fonctionnement du composant. Il y a donc un modèle différent pour chaque niveau d'injection. L'impédance équivalente au point A représente la caractéristique d'un condensateur. Cette réponse était attendue dans la Fig. 6, la résistance équivalente étant très élevée. La valeur de la capacité mesurée est de 63pF, ce qui correspond à la valeur donnée dans la datasheet (60pF soit 5% d'erreur) pour le composant non déclenché. L'impédance équivalente au point B est une impédance de forte valeur (152 Ω soit 5% d'erreur) suivie d'un comportement capacitif (capacité supérieure à la capacité avant déclenchement). En effet, le point B correspond à une impédance de forte valeur (160 Ω). Comme la TVS a un comportement de diode, il n'est pas étonnant qu'après le déclenchement il y ait encore un léger comportement capacitif (capacité de la zone de déplétion). L'impédance équivalente au point C correspond à une résistance de faible valeur (5 Ω), suivie d'un comportement inductif. La résistance équivalente au niveau du point C est en effet faible (5.3 Ω soit 5% d'erreur). Dans le calcul de l'impédance au point C, des pics tous les 10 MHz apparaissent. Ce comportement est dû au I(V) dynamique, qui montre un chemin parcouru au déclenchement et à l'extinction de la protection différent. Pour remédier à ce problème une « symétrisation » doit être menée.

$$V_{mesure}(t) = \begin{cases} V_{mesure}(t) \; pour \; 0 < t < T_{ON} \\ V_{mesure}(T_{ON}) - V_{mesure}(t - T_{ON}) \; pour \; t > T_{ON} \end{cases} \quad (5)$$

L'équation (5) présente le calcul de la forme d'onde à partir de la forme d'onde initiale [11].

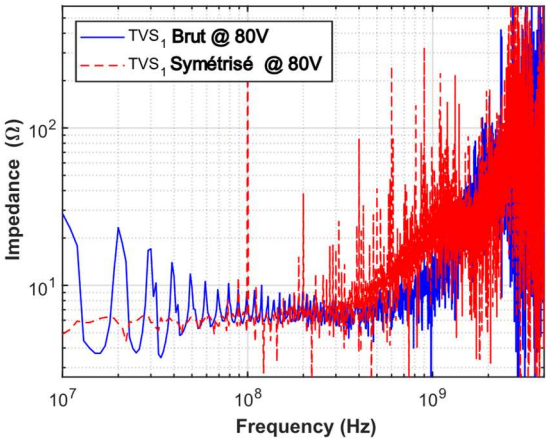


Fig. 8. Comparaison entre les résultats d'impédance avec et sans symétrisation

La Fig. 8 présente une comparaison entre l'impédance mesurée en Fig. 7 et celle obtenue après symétrisation. Dans la nouvelle mesure, les pics ont disparu mais le comportement reste le même. Ces derniers sont bien dus à une différence de chemin dans le I(V) dynamique.

III.2. Etude TVS 2

La TVS 2 a comme référence ST Microelectronics SM6T68CA. A l'instar de la Fig. 6, la Fig. 9 présente la courbe de la TVS 2. Comme pour la TVS 1, trois points sont définis : avant (A), pendant (B) et après (C) le déclenchement.

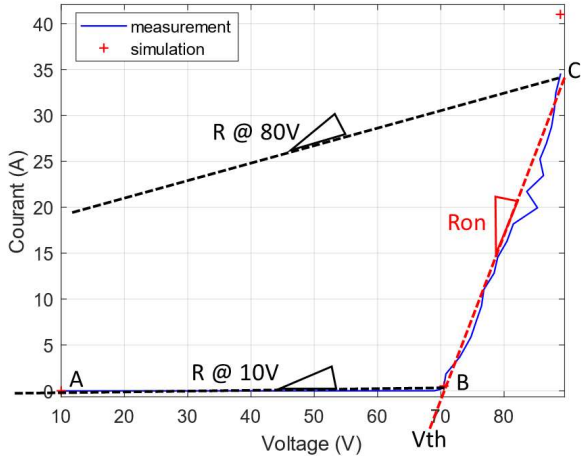


Fig. 9. Courbe I(V) de la TVS 2

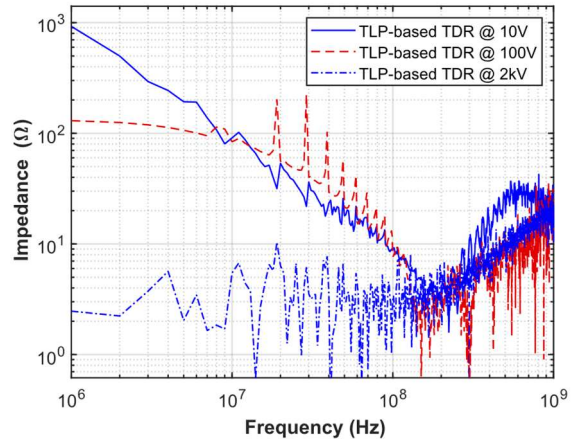


Fig. 10. Impédance fréquentielle de trois points de la courbe I(V) de la TVS 2

À l'image de la Fig. 7, la Fig. 10 présente l'impédance obtenue pour les trois différents points. L'impédance équivalente au point A, représente la caractéristique d'un condensateur. Cette réponse était attendue par le I(V), la résistance équivalente est très élevée. La valeur de capacité mesurée est de 150pF, ce qui correspond à la valeur donnée dans la datasheet pour le composant non déclenché. L'impédance équivalente au point B est une impédance de forte valeur (130 Ω soit 7% d'erreur) suivie d'un comportement capacitif (capacité égale à la capacité avant déclenchement). En effet, le point B correspond à une impédance de forte valeur (140 Ω). L'impédance équivalente au point C correspond à une résistance de faible valeur (2.5 Ω), suivie d'un comportement inductif. La résistance équivalente au niveau du point C est en effet faible (2.6 Ω soit 4% d'erreur).
Grâce à l'éclairage de ces données, les modèles extraits sur les deux TVS semblent utilisables. En injectant les coefficients de réflexion dans la boîte paramètres S de ADS (Fig. 4) des simulations vont être menées.

IV. SIMULATION SUR LES TVS

Ici les simulations vont être comparées à des mesures. Il est important de noter que les temps de montée utilisés pour extraire le modèle et pour la comparaison mesure/ simulation sont différents. Le niveau de tension d'injection est le même pour la modélisation et pour la simulation.
Le premier cas étudié est celui où les TVS sont déclenchées. Il s'agit de retrouver la charge d'un condensateur. Aucun comportement non linéaire majeur n'apparait.

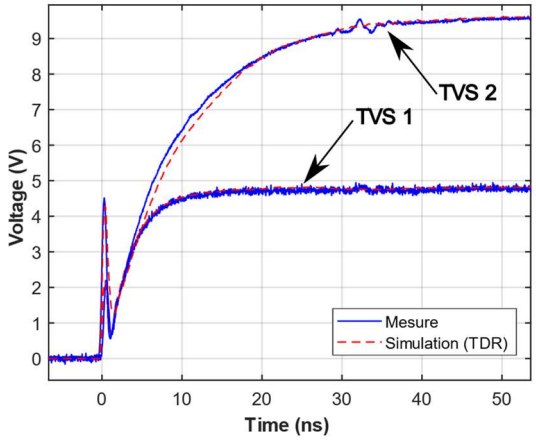


Fig. 11. Comparaison mesure/simulation sur les deux TVS avant déclenchement

La Fig. 11 présente ce cas de figure. Le temps de montée est exact à 1% pour les TVS 1 et 2. En ce qui concerne le temps de charge, il est exact à 1% pour les deux TVS. La tension maximale de charges est la même en mesure et en simulation. Les premiers pics sont bien modélisés (erreur relative à 1% pour la TVS 1 et 1.5% pour la TVS 2).

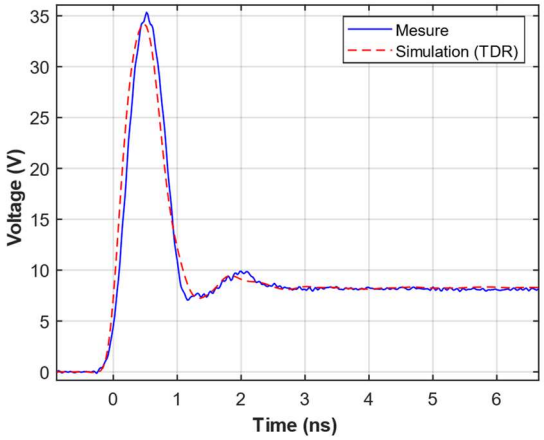


Fig. 12. Comparaison mesure/simulation sur la TVS 1 après déclenchement

La Fig. 12 présente une comparaison mesure/simulation de la TVS 1 après son déclenchement, lorsqu'elle est soumise à un stress de 80V. Le temps de montée est très bien simulé (1% d'erreur). L'oscillation après le déclenchement est bien représentée aussi. Le niveau

qualitatif sur les premières nanosecondes est également bien modélisé (1% d'erreur).

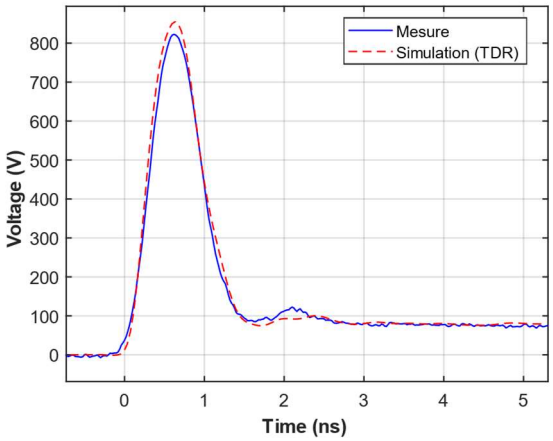


Fig. 13. Comparaison mesure/simulation sur la TVS 2 après déclenchement

La Fig. 13Fig. 12 présente une comparaison mesure/simulation de la TVS 2 après son déclenchement lorsqu'elle est soumise à un stress de 2kV. Le temps de montée est très bien simulé (1% d'erreur). L'oscillation aux déclenchements est bien représentée. Le niveau quasi-statique sur les premières nanosecondes est également bien modélisé (1% d'erreur).
Les résultats des comparaisons mesure/simulation montrent que le modèle permet d'obtenir un bon accord, à la fois avant et après déclenchement.

V. CONCLUSION

Dans ce papier, une méthode d'extraction de coefficients de réflexion fréquentiels à partir de mesures TDR de puissance a été proposée. Le bon fonctionnement de cette technique de modélisation sur des composants linéaires, puis sur des composants non-linéaires avant et après déclenchement est prouvé, à la fois dans le domaine fréquentiel mais aussi lors de la reconstruction du profil temporel.
Dans le papier final, une comparaison entre modèles bruts et modèles symétriques de la TVS 1, va être proposée, ainsi que l'utilisation de la méthode sur un filtre CEM intégrant une TVS.

REFERENCES

[1] IEC 61000-4-2:2008, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-2: Testing and measurement techniques - Electrostatic discharge immunity test, IEC, 2008.

[2] White Paper 3, System Level ESD, Part 1, Industry Concil ESD Target Levels, 2011.

[3] M. P. J. Mergens, M. T. Mayerhofer, J. A. Willemen, and M. Stecher, "ESD protection considerations in advanced high-voltage technologies for automotive," in Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium Proceedings, 2006.

[4] F. Escudié, F. Caignet, N. Nolhier, and M. Bafleur, "From quasi-static to transient system level ESD simulation: Extraction of turn-on elements," 38th Electr. Overstress/Electrostatic Disch. Symp. Proc., vol. 2016-Octob, no. 1, 2016

[5] ANSI/ESD STM5.5.1, ESD Association Standard, "Test Method for Electrostatic Discharge (ESD) Sensitivity Testing - Transmission Line Pulse (TLP) - Component Level" ANSI/ESD STM5.5.1-2016.

[6] G. Notermans, H.-M. Ritter, S. Holland, ; D. Pogany, "Dynamic Voltage Overshoot During Triggering of an SCR-Type ESD Protection", IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, Vol 19, I 4, pp 583-590, Dec 2019.

[7] J. S. Meiguni et al., "Transient Analysis of ESD Protection Circuits for High-Speed ICs," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 63, no. 5, pp. 1312-1321, Oct. 2021.

[8] R. Gillon, M. Vanden Bossche, F. Verbeyst, "The application of largesignal calibration technique yields unprecedented insight during TLP and ESD testing", 31st EOS/ESD Symposium, 2009, pp 1-7.

[9] F. Escudié, F. Caignet, N. Nolhier, A. Boyer, "Frequency Based Method Investigation to Extract an ESD Protection Dynamic SPICE Model From TLP Measurement", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 64, no. 1, pp. 47-57, Feb. 2022, 10.1109/TEMC.2021.3106770

[10] F. Ruffat, F. Caignet, A. Boyer, F. Escudié, G. Mejecaze, F. Puybaret, "A fast and efficient Model Extraction Method to predict the transient Response of ESD Protection Devices", EMC Europe 2022, Gotenburg, Sept. 2022.

[11] F. Escudié, "Optimisation de modèles comportementaux de composants pour la prédiction de défaillances fonctionnelles et matérielles liées aux décharges électrostatiques (ESD)", Thèse de doctorat, 2018, Université de Toulouse.

MÉTHODE D'EXTRACTION RAPIDE ET EFFICACE DE MODÈLE DE PROTECTION ESD FACE À DES PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES RAPIDES

F. Ruffat[1], F. Caignet[1], A. Boyer[1], G. Mejecaze[2], F. Escudié[2], F. Puybaret[2]

[1]LAAS-CNRS, 7 avenue Colonel Roche 31031Toulouse cedex 4, France, fruffat@laas.fr, fcaignet@laas.fr, aboyer@laas.fr

[4]CEA-Gramat, F-46500 Gramat, France, Guillaume.Mejecaze@cea.fr, Fabien.Escudie@cea.fr, Fredric.Puybaret@cea.fr

Résumé. Les protections anti décharge électrostatique, en anglais ElectroStatic Discharge - ESD, ont un comportement non-linéaire et complexe. C'est pour cela que la prédiction de la robustesse d'un système aux ESD est également complexe. Afin d'obtenir un résultat précis, un modèle du déclenchement de la protection doit être trouvé. Dans cet article, une méthode de mesure ainsi que le montage associé sont présentés. La méthode proposée permet d'obtenir un modèle fréquentiel lors d'un stress à haut niveau de tension. Pour valider cette méthode de modélisation, une comparaison entre mesure et simulation est également présentée, portant sur des composants passifs linéaires et non-linéaires tels que des protections ESD (TVS).

I. INTRODUCTION

Les systèmes embarqués contiennent de plus en plus de calculateurs avec des bus de communication hautes fréquences. Tous ces produits contiennent des circuits intégrés. Ils doivent survivre à des environnements extrêmes, tout comme les phénomènes transitoires rapides (PTR), à l'image des ESD. Les concepteurs doivent assurer la survie du système, lors des stress rencontrés durant sa vie. Des standards existent pour indiquer à quels niveaux de tension doit résister un système [1].

La conception de modèles précis pour les protections ESD n'est pas chose aisée [2]. Le problème principal consiste en l'élaboration d'un modèle correct, qui tient compte de la parte dynamique du comportement de la protection. Comme, par exemple, le déclenchement de la protection pour obtenir une estimation de la surtension [3][4].

Les composants montés sur la carte (PCB) peuvent présenter de fortes inégalités quand ils sont soumis à de forts PTR. L'extraction des paramètres des modèles se fait sur une mesure à large bande passante (qq GHz) et fort niveau d'injection (qq kV et qqA). L'appareil de mesure utilisé usuellement pour caractériser les protections sans les endommager est le générateur TLP (Transmission Line Pulse) [5]. En utilisant ce générateur, plusieurs auteurs ont réussi à obtenir des modèles [4][6][7], ceux-ci utilisent des mesures à la fois de tension mais aussi de courant. Ces sondes sont limitées en termes de bande passante, le résultat ne peut être utilisé que dans le domaine temporel. De manière générale, les modèles sont des modèles Spice, qui sont parfois difficiles à implémenter. Dans cet article, le modèle utilisé est basé sur le passage de données temporelles vers des données fréquentielles, obtenues à partir de la réponse d'une charge sous test (DUT) à un fort niveau d'injection. Cette méthode est également basée sur l'utilisation d'un générateur TLP. Celui-ci sert à placer la protection à un point de fonctionnement donné. Le TLP est aussi utilisé comme dispositif de mesure de réflectométrie temporelle (Fig. 1), comme présenté dans [8]. Cette méthode n'utilise que des mesures de tension, les sondes de tension ayant une bande passante plus large et supportant de plus hautes puissances que les sondes de courant [8][9]. En supposant l'hypothèse de linéarité et d'invariance temporelle (LTI), un coefficient de réflexion peut être calculé. Ce protocole a été proposé dans l'article [9].

Une présentation du montage, de l'algorithme et de la calibration est proposée en section II. En section III, une validation sur charge linéaire est proposée. En section IV, une étude sur deux TVS est proposée. Enfin, les avantages et les limites de la méthode seront discutés.

II. PRINCIPE D'EXTRACTION DU MODÈLE ET VALIDATION

II.1. Montage et extraction du modèle

Comme présenté dans l'introduction, la méthode est basée sur un montage précis (Fig. 1). Il s'agit d'un montage TDR, utilisant un générateur TLP dont les caractéristiques sont données dans le Tableau 1. Ce dernier est adapté 50 Ω et permet de faire des mesures répétables.

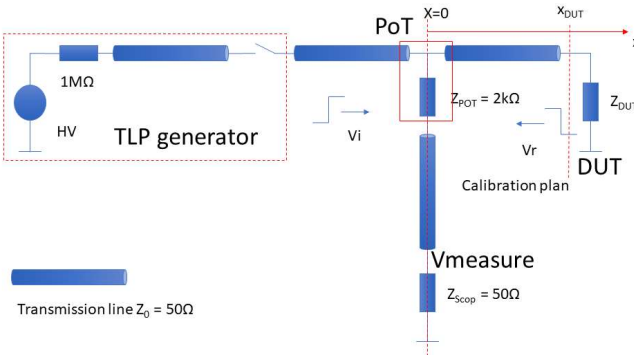


Fig. 1. Schéma de principe du montage TDR basé sur le TLP

Entre la charge caractérisée et le générateur, la mesure de tension est réalisée par un oscilloscope large bande à travers un Pick-Off Tee (PoT). Il est situé à une distance x_{DUT} de la charge. Cette distance dépend de la longueur de la connectique ainsi que de la longueur de la piste entre le connecteur et la charge. Le PoT permet une mesure de tension peu invasive avec une grande bande passante.

Pour obtenir le modèle, les données de mesures vont subir plusieurs traitements. Le premier consiste à passer du domaine temporel au domaine fréquentiel grâce à une transformée de Fourier rapide (FFT). Cela implique de respecter l'hypothèse LTI.

Ensuite, il faut séparer dans la forme d'onde mesurée les contributions des ondes incidentes et réfléchies. Pour cela, une première étape de calibration est nécessaire. Il s'agit de mesurer la tension au niveau du PoT avec une charge d'impédance adaptée à la place du DUT. Le but ici est d'annuler la tension réfléchie. Ainsi, la tension incidente seule est mesurée. Une fois cette étape réalisée, sans changer le niveau de tension, la charge adaptée est remplacée par la charge à caractériser. Grâce à cette méthode, les tensions incidente et réfléchie peuvent être séparées (1a).

$$\begin{cases} V_{PoT} = V_i(0,f) + V_r(0,f) \ (1a) \\ \Gamma_{PoT} = \dfrac{V_r(0,f)}{V_i(0,f)} \ (1b) \end{cases}$$

(1b) est le calcul du coefficient de réflexion de l'ensemble du montage, entre le PoT et le DUT. Cependant, le modèle voulu est celui du DUT seul.

Pour cela une seconde calibration est nécessaire. Elle est expliquée en détail dans [10]. Il est important de retenir que les coefficients de correction [e] permettent de compenser l'effet du montage. L'équation qui permet de passer de Γ_{PoT} a Γ sont (2) et (3).

$$\Gamma = \frac{\Gamma_{PoT} - e_{00}}{\Delta e - e_{11}\Gamma_{poT}} \qquad (2)$$

$$\Delta e = e_{10}e_{01} - e_{00}e_{11} = \det([e]) \qquad (3)$$

Tout ce processus de traitement est résumé dans la Fig. 2. Les coefficients d'erreur sont calculés séparément.

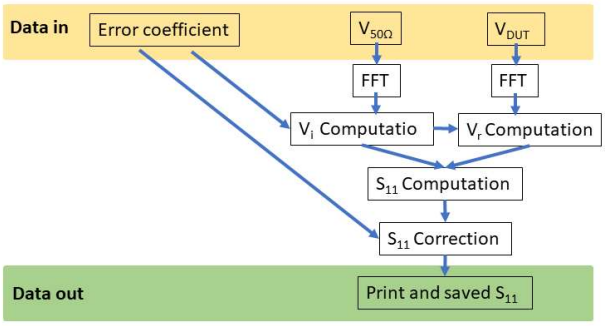


Fig. 2. Principe de fonctionnement de l'algorithme

Tableau 1. Matériels utilisés dans le montage TLP

Nom du matériel	Référence	Valeur de référence
Générateur TLP	HPPI TLP8010C	V_{max}=4kV, I_{max}=80A, t_r=100ps, Adapté 50Ω
PoT	HPPI PT45A	Z_{PoT}=2.2kΩ, Att :45, BW=18GHz
Oscilloscope	Tektronix DPO71254C	100GS/s, BW=12GHz

II.2. Validation

Le Tableau 2 présente les composants passifs linéaires utilisés pour la validation de la méthode. La Fig. 3 montre les résultats. Pour les charges 470R et 2R, les mesures TDR se font avec un niveau d'injection de 100V TLP (tension de charge du câble). Pour la charge 50 Ω, trois niveaux de tension sont utilisés respectivement de haut en bas 100V, 10V, 2kV.

Tableau 2. Composants utilisés dans l'étude

Nom d'usage du composant	Référence	Valeur de composant
470R	TE Connectivity CRG0805F470R	470 Ω,0.125W
50	Panasonic ERA6AEB49R9V	49.9 Ω 0.125W
2R	Yageo RC0805FR-07RL	2 Ω, 0.125W

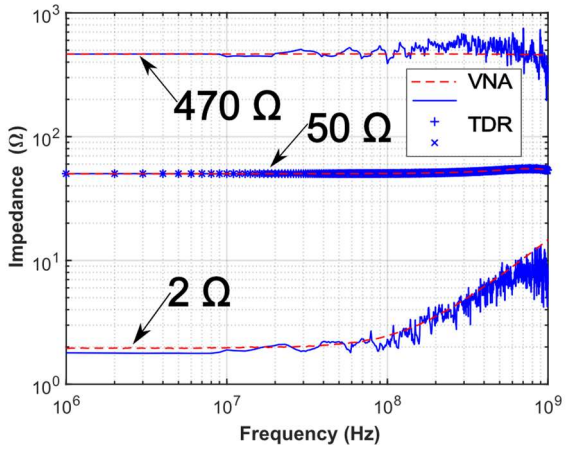


Fig. 3. Module de l'impédance de trois charges

Trois impédances principales sont données par la Fig. 3. La première concerne les données 50 Ω. Les trois mesures TDR recouvrent parfaitement les données obtenues grâce à l'analyseur de réseau vectoriel (VNA), utilisé comme moyen de mesure de référence. En effet, ces données sont utilisées pour faire la calibration, il est donc essentiel que, pour différents niveaux d'injection, les données VNA soient retrouvées.

Un autre résultat intéressant concerne les mesures 470R et 2R. Les données obtenues grâce à la méthode TDR et celles du VNA sont en bon accord sur la plage de fréquence mesurée.

Enfin, le bruit observé lors de la mesure TDR sur les charges 470R et 2R est une transposition dans le domaine fréquentiel du bruit temporel. En effet, la forme d'onde peut être vue comme la superposition d'un signal « pur » et d'un bruit. Dans le domaine fréquentiel, à partir d'une certaine fréquence, le signal « pur » a une amplitude plus faible que le bruit. Ce qui fait qu'à partir de cette fréquence, le bruit est prédominant. Elle se calcule à partir de la formule (4).

$$F_{max} = \frac{1}{\pi t_r} \quad (4)$$

À ce stade, un modèle de chaque composant du Tableau 2 est proposé.

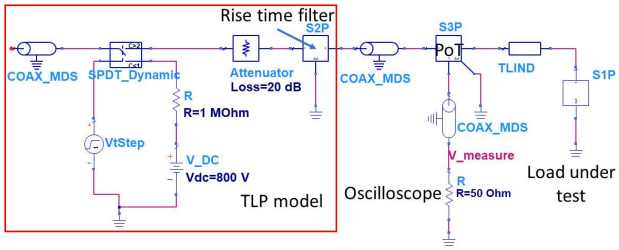


Fig. 4. Schéma du montage utilisé pour les simulations sur ADS

Les modèles de la 470R, issus des résultats de mesure du TDR et du passage dans le domaine fréquentiel (Fig. 3), sont injectés dans la boîte de paramètres S, S1P visible à droite sur la Fig. 4. Le reste du montage est constitué d'un modèle du générateur TLP, de lignes de propagation, du PoT et de l'oscilloscope. Le simulateur utilisé est le logiciel ADS. Les résultats de simulation sont présentés en Fig. 5. Il s'agit d'une comparaison mesure/simulation. Les simulations sont respectivement des simulations obtenues grâce à des données via méthode TDR et via mesure au VNA. Le temps de montée en simulation est réglé pour être plus faible que le temps de montée utilisé pour obtenir le modèle, afin de rester dans les limites de validité du modèle. La mesure, quant à elle, est faite avec le même temps de montée que celui utilisé pour la simulation.

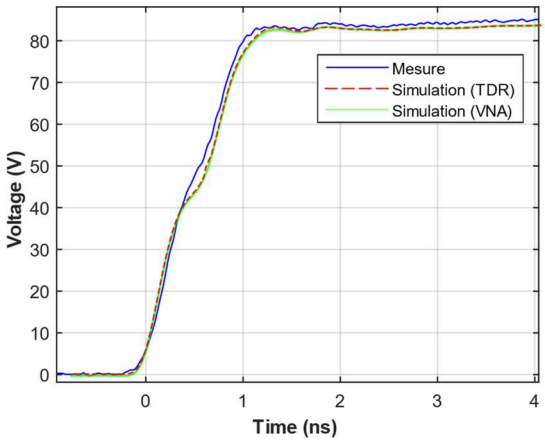


Fig. 5. Forme d'onde de tension sur une résistance 470Ω

La comparaison entre la mesure et les simulations donnent de bons résultats : temps-de-montée exact à 5%, niveau quasi statique exact à 4%, pas de surtension. Il est également important de noter que les simulations donnent les mêmes résultats avec les modèles extraits par le VNA ou le TLP. L'impact du bruit fréquentiel visible sur la mesure TDR de la Fig. 3 est totalement compensé.

III. CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION DE CHARGE NON-LINÉAIRE

III.1. Etude TVS 1

La TVS utilisée est une Nexperia PESD5V0L1BA115. Il s'agit d'un composant qui a un comportement de diode, comme le montre sa caractéristique statique (Fig. 6). La méthode de mesure TDR est utilisée sur trois points de cette courbe afin d'obtenir trois modèles pour illustrer différents comportements.

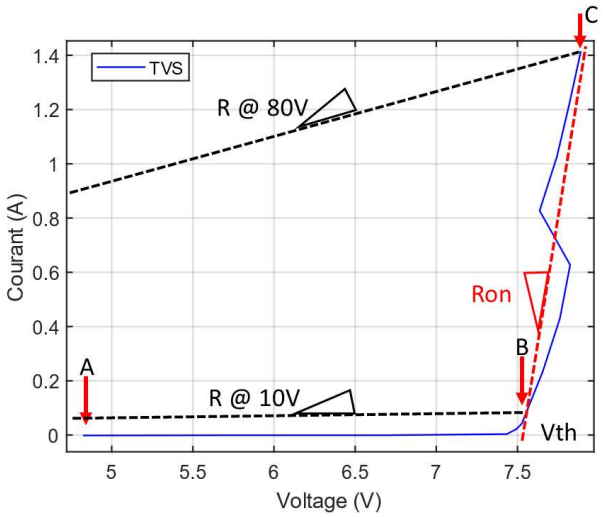


Fig. 6. Courbe I(V) de la TVS 1

Dans la Fig. 6 chacun des points est noté par les lettres :

- A représente le comportement de la TVS avant le déclenchement.
- B représente le comportement de la TVS pendant le déclenchement.
- C représente le comportement de la TVS après le déclenchement.

Les résultats des mesures sont présentés dans la Fig. 7.

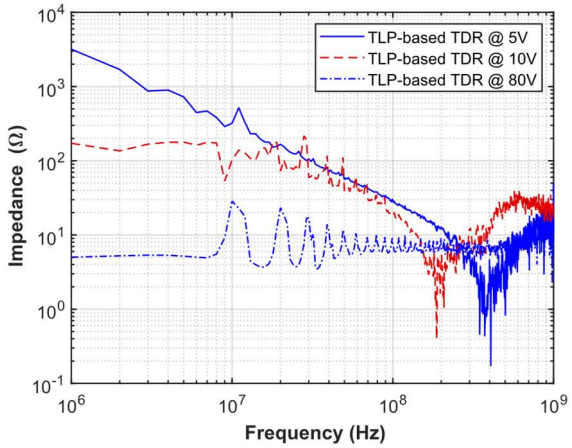


Fig. 7. Impédance fréquentielle de la TVS dans les cas A, B et C

Le résultat obtenu est clair, il y a trois impédances différentes pour chaque régime de fonctionnement du composant. Il y a donc un modèle différent pour chaque niveau d'injection. L'impédance équivalente au point A représente la caractéristique d'un condensateur. Cette réponse était attendue dans la Fig. 6, la résistance équivalente étant très élevée. La valeur de la capacité mesurée est de 63pF, ce qui correspond à la valeur donnée dans la datasheet (60pF soit 5% d'erreur) pour le composant non déclenché. L'impédance équivalente au point B est une impédance de forte valeur (152 Ω soit 5% d'erreur) suivie d'un comportement capacitif (capacité supérieure à la capacité avant déclenchement). En effet, le point B correspond à une impédance de forte valeur (160 Ω). Comme la TVS a un comportement de diode, il n'est pas étonnant qu'après le déclenchement il y ait encore un léger comportement capacitif (capacité de la zone de déplétion). L'impédance équivalente au point C correspond à une résistance de faible valeur (5 Ω), suivie d'un comportement inductif. La résistance équivalente au niveau du point C est en effet faible (5.3 Ω soit 5% d'erreur). Dans le calcul de l'impédance au point C, des pics tous les 10 MHz apparaissent. Ce comportement est dû au I(V) dynamique, qui montre un chemin parcouru au déclenchement et à l'extinction de la protection différent. Pour remédier à ce problème une « symétrisation » doit être menée.

$$V_{mesure}(t) = \begin{cases} V_{mesure}(t) \ pour \ 0 < t < T_{ON} \\ V_{mesure}(T_{ON}) - V_{mesure}(t - T_{ON}) \ pour \ t > T_{ON} \end{cases} \quad (5)$$

L'équation (5) présente le calcul de la forme d'onde à partir de la forme d'onde initiale [11].

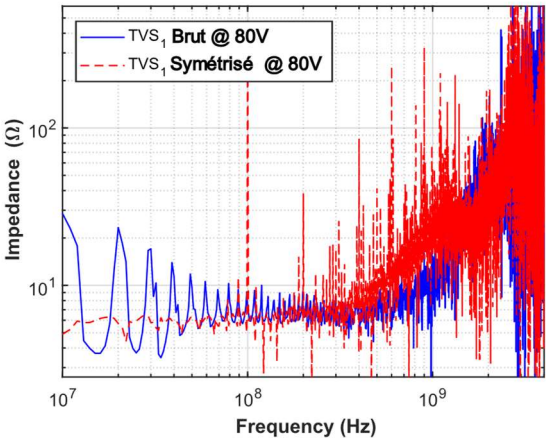


Fig. 8. Comparaison entre les résultats d'impédance avec et sans symétrisation

La Fig. 8 présente une comparaison entre l'impédance mesurée en Fig. 7 et celle obtenue après symétrisation. Dans la nouvelle mesure, les pics ont disparu mais le comportement reste le même. Ces derniers sont bien dus à une différence de chemin dans le I(V) dynamique.

III.2. Etude TVS 2

La TVS 2 a comme référence ST Microelectronics SM6T68CA. A l'instar de la Fig. 6, la Fig. 9 présente la courbe de la TVS 2. Comme pour la TVS 1, trois points sont définis : avant (A), pendant (B) et après (C) le déclenchement.

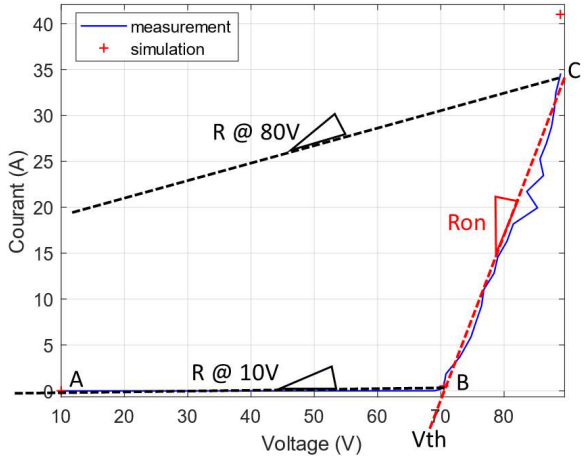


Fig. 9. Courbe I(V) de la TVS 2

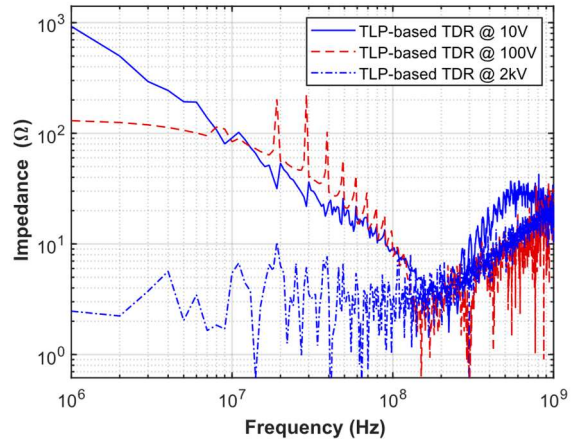


Fig. 10. Impédance fréquentielle de trois points de la courbe I(V) de la TVS 2

À l'image de la Fig. 7, la Fig. 10 présente l'impédance obtenue pour les trois différents points. L'impédance équivalente au point A, représente la caractéristique d'un condensateur. Cette réponse était attendue par le I(V), la résistance équivalente est très élevée. La valeur de capacité mesurée est de 150pF, ce qui correspond à la valeur donnée dans la datasheet pour le composant non déclenché. L'impédance équivalente au point B est une impédance de forte valeur (130 Ω soit 7% d'erreur) suivie d'un comportement capacitif (capacité égale à la capacité avant déclenchement). En effet, le point B correspond à une impédance de forte valeur (140 Ω). L'impédance équivalente au point C correspond à une résistance de faible valeur (2.5 Ω), suivie d'un comportement inductif. La résistance équivalente au niveau du point C est en effet faible (2.6 Ω soit 4% d'erreur).
Grâce à l'éclairage de ces données, les modèles extraits sur les deux TVS semblent utilisables. En injectant les coefficients de réflexion dans la boîte paramètres S de ADS (Fig. 4) des simulations vont être menées.

IV. SIMULATION SUR LES TVS

Ici les simulations vont être comparées à des mesures. Il est important de noter que les temps de montée utilisés pour extraire le modèle et pour la comparaison mesure/ simulation sont différents. Le niveau de tension d'injection est le même pour la modélisation et pour la simulation.
Le premier cas étudié est celui où les TVS sont déclenchées. Il s'agit de retrouver la charge d'un condensateur. Aucun comportement non linéaire majeur n'apparait.

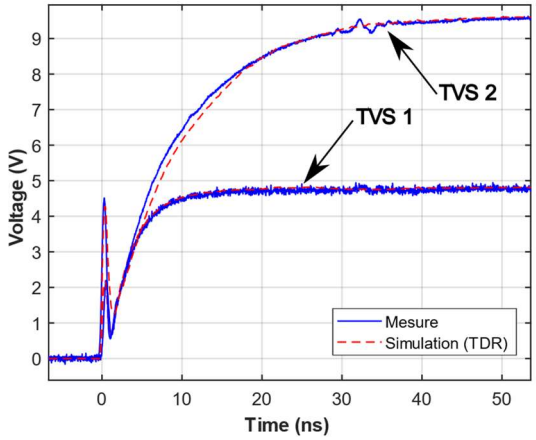


Fig. 11. Comparaison mesure/simulation sur les deux TVS avant déclenchement

La Fig. 11 présente ce cas de figure. Le temps de montée est exact à 1% pour les TVS 1 et 2. En ce qui concerne le temps de charge, il est exact à 1% pour les deux TVS. La tension maximale de charges est la même en mesure et en simulation. Les premiers pics sont bien modélisés (erreur relative à 1% pour la TVS 1 et 1.5% pour la TVS 2).

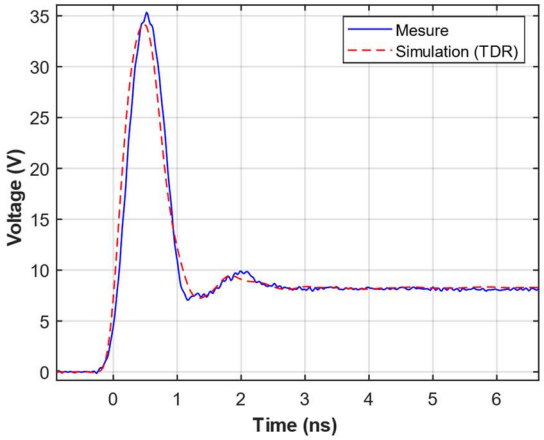


Fig. 12. Comparaison mesure/simulation sur la TVS 1 après déclenchement

La Fig. 12 présente une comparaison mesure/simulation de la TVS 1 après son déclenchement, lorsqu'elle est soumise à un stress de 80V. Le temps de montée est très bien simulé (1% d'erreur). L'oscillation après le déclenchement est bien représentée aussi. Le niveau

qualitatif sur les premières nanosecondes est également bien modélisé (1% d'erreur).

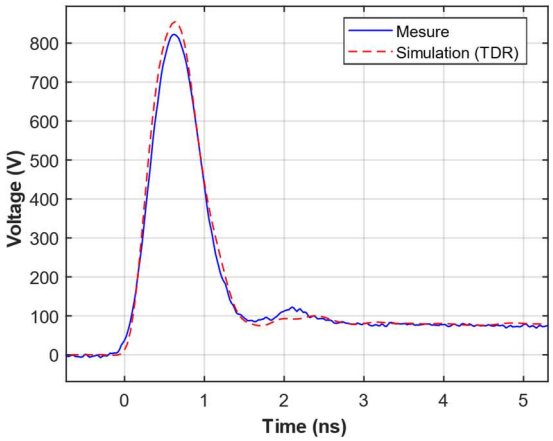


Fig. 13. Comparaison mesure/simulation sur la TVS 2 après déclenchement

La Fig. 13Fig. 12 présente une comparaison mesure/simulation de la TVS 2 après son déclenchement lorsqu'elle est soumise à un stress de 2kV. Le temps de montée est très bien simulé (1% d'erreur). L'oscillation aux déclenchements est bien représentée. Le niveau quasi-statique sur les premières nanosecondes est également bien modélisé (1% d'erreur).
Les résultats des comparaisons mesure/simulation montrent que le modèle permet d'obtenir un bon accord, à la fois avant et après déclenchement.

V. CONCLUSION

Dans ce papier, une méthode d'extraction de coefficients de réflexion fréquentiels à partir de mesures TDR de puissance a été proposée. Le bon fonctionnement de cette technique de modélisation sur des composants linéaires, puis sur des composants non-linéaires avant et après déclenchement est prouvé, à la fois dans le domaine fréquentiel mais aussi lors de la reconstruction du profil temporel.
Dans le papier final, une comparaison entre modèles bruts et modèles symétriques de la TVS 1, va être proposée, ainsi que l'utilisation de la méthode sur un filtre CEM intégrant une TVS.

REFERENCES

[1] IEC 61000-4-2:2008, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-2: Testing and measurement techniques - Electrostatic discharge immunity test, IEC, 2008.

[2] White Paper 3, System Level ESD, Part 1, Industry Concil ESD Target Levels, 2011.

[3] M. P. J. Mergens, M. T. Mayerhofer, J. A. Willemen, and M. Stecher, "ESD protection considerations in advanced high-voltage technologies for automotive," in Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium Proceedings, 2006.

[4] F. Escudié, F. Caignet, N. Nolhier, and M. Bafleur, "From quasi-static to transient system level ESD simulation: Extraction of turn-on elements," 38th Electr. Overstress/Electrostatic Disch. Symp. Proc., vol. 2016-Octob, no. 1, 2016

[5] ANSI/ESD STM5.5.1, ESD Association Standard, "Test Method for Electrostatic Discharge (ESD) Sensitivity Testing - Transmission Line Pulse (TLP) - Component Level" ANSI/ESD STM5.5.1-2016.

[6] G. Notermans, H.-M. Ritter, S. Holland, ; D. Pogany, "Dynamic Voltage Overshoot During Triggering of an SCR-Type ESD Protection", IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, Vol 19, I 4, pp 583-590, Dec 2019.

[7] J. S. Meiguni et al., "Transient Analysis of ESD Protection Circuits for High-Speed ICs," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 63, no. 5, pp. 1312-1321, Oct. 2021.

[8] R. Gillon, M. Vanden Bossche, F. Verbeyst, "The application of largesignal calibration technique yields unprecedented insight during TLP and ESD testing", 31st EOS/ESD Symposium, 2009, pp 1-7.

[9] F. Escudié, F. Caignet, N. Nolhier, A. Boyer, "Frequency Based Method Investigation to Extract an ESD Protection Dynamic SPICE Model From TLP Measurement", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 64, no. 1, pp. 47-57, Feb. 2022, 10.1109/TEMC.2021.3106770

[10] F. Ruffat, F. Caignet, A. Boyer, F. Escudié, G. Mejecaze, F. Puybaret, "A fast and efficient Model Extraction Method to predict the transient Response of ESD Protection Devices", EMC Europe 2022, Gotenburg, Sept. 2022.

[11] F. Escudié, "Optimisation de modèles comportementaux de composants pour la prédiction de défaillances fonctionnelles et matérielles liées aux décharges électrostatiques (ESD)", Thèse de doctorat, 2018, Université de Toulouse.

INFLUENCE DE L'IMPEDANCE DU CANAL SUR LA SIMULATION NUMERIQUE 3D D'UN BATIMENT SOUMIS A UN IMPACT DIRECT DE LA FOUDRE – PARTIE 2

A. Laisné[1], T. Abboud[2], B. Chaigne[2], E. Després[2], O. Maurice[3]

[1]DGA Techniques aéronautiques, 47 rue Saint-Jean, BP 93123, 31131 Balma Cedex, alexandre.laisne@intradef.gouv.fr
[2]Imacs, XTEC, Ecole Polytechnique, 91128 Palaiseau Cedex, abboud@imacs.polytechnique.fr
[3]Ariane Group, 51-61, route de Verneuil, 78133 Les Mureaux Cedex, olivier.maurice@ariane.group

Résumé. Les travaux exposés concernent la simulation numérique 3D des bâtiments soumis à un impact direct de la foudre. Dans un papier précédent [1], une différence significative pour le champ électrique interne avait été notée entre une injection de courant de type « canal foudre infini » et une injection de type « boucle » représentant un essai. Après avoir expliqué l'origine de cette différence, une correction du problème est proposée. Le papier conclut sur l'influence de l'impédance du canal foudre sur les résultats de simulation numérique en champ électrique et le besoin de faire évoluer la norme foudre sur bâtiments.

I. INTRODUCTION

Les normes EN 62305 parties 1 à 4 fournissent des principes généraux à suivre pour protéger les structures contre la foudre, y compris leurs installations, leur contenu et les personnes qui s'y trouvent [2-5]. Ces normes soulignent la contribution des ferraillages des bâtiments au Dispositif de Protection Foudre (DPF) et proposent des formules simplifiées pour l'évaluation du champ magnétique interne pour un coup de foudre de proximité ou pour un impact direct de la foudre.

Dans le cas d'installations complexes telles que les sites nucléaires civils ou militaires, la démonstration de la conformité du DPF peut s'appuyer sur la simulation numérique 3D, et nécessiter également l'évaluation du champ électrique interne. [1] s'appuie ainsi sur la méthode des différences finies centrées dans le domaine temporel (FDTD) pour illustrer la contribution des ferraillages des bâtiments au DPF dans le cas d'un impact direct de la foudre. Le code TEMSI FD [6] a ainsi été utilisé pour évaluer l'influence des paramètres géométriques (taille de maille, rayon des ferraillage) et électriques (conductivité, perméabilité), ainsi que l'influence de l'angle du canal « infini » et du type d'injection (canal infini ou boucle d'injection) sur le champ électromagnétique interne. [7] a également souligné la contribution du béton pour l'atténuation en champ électrique.
En particulier, [1] a noté que la fonction de transfert obtenue en champ électrique interne sur un cube grillagé sans béton pour 1 A injecté varie de façon significative avec le type d'injection : la réponse fréquentielle est relativement constante dans le cas d'une boucle d'injection alors qu'elle est plutôt dérivative dans le cas d'un canal foudre « infini ». Ce papier propose une explication à ce résultat, puis des pistes d'amélioration de la norme pour une prise en compte du champ électrique.

II. ATTENUATION EN ONDE PLANE

Les structures canoniques étudiées par [1] sont dans un premier temps rappelées ci-dessous. Sont considérés :

- un cube grillagé de côté d = 1 m, de maille a_s = 0.1 m et rayon r_w = 5 mm, de conductivité $\sigma_w = 10^6$ S/m et de perméabilité μ_r = 1,
- un cube de côté d = 1 m dont les parois sont modélisées en FDTD à l'aide de plaques minces « de Bérenger » [6] de conductivité $\sigma = 10^6$ S/m et d'épaisseur numérique e = 0.7854 mm, ces paramètres permettant d'obtenir la même impédance de surface en basses fréquences que celle présentée par le grillage,
- un cube grillagé de caractéristiques identiques au cube précédent, et comportant une couche de béton de 10 cm d'épaisseur (5 cm de part et d'autre du grillage), le béton présentant une permittivité relative ε_r = 8.6 et une conductivité $\sigma_{béton}$ = 5.2 mS/m correspondant à un taux d'humidité de 5.5% [8].

Ces cubes de 1 m sont au moins un ordre de grandeur plus petits que les bâtiments d'intérêt, mais présentent l'avantage de pouvoir être simulés en FDTD sur des temps d'observation T_{obs} = 1 ms pour un temps de calcul raisonnable, de l'ordre d'une journée sur 8 cœurs. Les résultats en basses fréquences sont ainsi obtenus par transformée de Fourier, ce qui permet de discriminer l'influence des paramètres considérés sur la physique (effets résistif, inductif et capacitif).

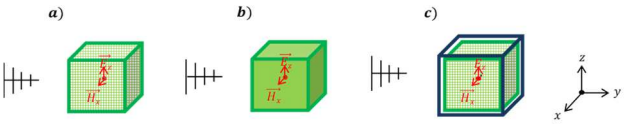


Fig.1. Illumination onde plane des cubes considérés.

Dans un premier temps, le champ électromagnétique au centre du cube est évalué pour une illumination onde plane polarisée verticalement pour le cube grillagé (Fig. 1 a)), le cube modélisé à l'aide de plaques minces (Fig. 1 b)), et le cube grillagé avec béton (Fig. 1c)). Le cas avec une ouverture carrée de 20 cm de côté face à l'illumination est également considéré. L'illumination onde plane est représentative au premier ordre d'un coup de foudre de proximité. Un maillage FDTD uniforme de pas spatial dx = dy = dz = 5 cm est considéré, avec des conditions limites absorbantes PMLs (Perfectly Matched Layers) éloignées de 1 m de chaque côté du cube.

Les atténuations en champ électrique et en champ magnétique au centre du cube sont présentées respectivement en Fig. 2 et Fig. 3. Le grillage seul présente une atténuation en champ électrique inférieure à 30 dB pour le cas considéré. Comme identifié par [8], l'ajout du béton au grillage permet d'obtenir une atténuation en champ électrique bien plus importante, notamment en basses fréquences. Pour le champ magnétique, l'ajout du béton ne modifie pas l'atténuation. La prise en compte du béton dans la modélisation est obligatoire si les résultats en champ électrique sont considérés. Ces résultats sont cohérents avec ceux présentés par [9] dans le domaine temporel pour un coup de proximité.

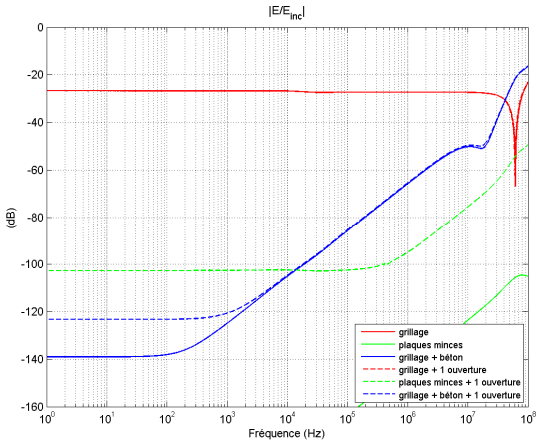


Fig.2. Atténuation en champ électrique.

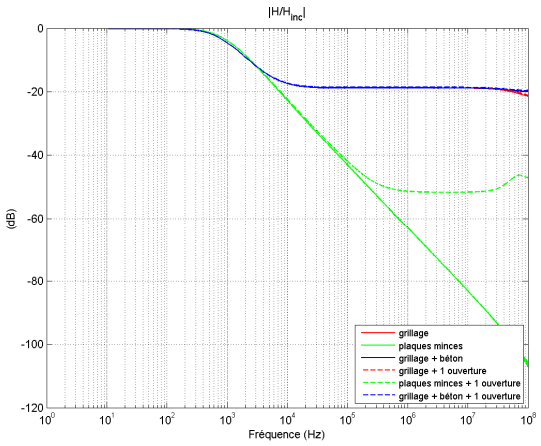


Fig.3. Atténuation en champ magnétique.

En outre le modèle plaques minces représente bien l'atténuation en champ magnétique obtenue avec le grillage (avec ou sans béton) jusqu'à la deuxième fréquence de coupure, mais n'est pas représentative pour l'atténuation en champ électrique [1]. Même en présence d'ouvertures, l'utilisation des « plaques minces » pour la modélisation d'un bâtiment doit être restreinte aux cas où seul le champ magnétique est considéré, et pour lesquels un léger filtrage des fronts de montée (i.e. des hautes fréquences) est acceptable.

III. INFLUENCE DE L'IMPEDANCE DES CONDITIONS LIMITES

La norme foudre sur bâtiment [2-5] ne spécifie que les niveaux et les formes d'ondes de courant à injecter pour le premier choc positif, le premier choc négatif, et le choc négatif subséquent, le contenu spectral associé étant très basses fréquences (< 1 MHz). La méthodologie d'injection en simulation numérique est à l'initiative de l'utilisateur. Ainsi, pour simuler un canal foudre « infini » en FDTD, le fil mince représentant le canal, et sur lequel est réalisé l'injection de courant, est classiquement prolongé à l'intérieur les couches absorbantes PMLs, et terminé par une condition sur la tension V=0, en cohérence avec la condition limite PEC terminant les PMLs (voir Fig. 4 a)). Seul un canal vertical est généralement simulé. L'essai peut quant à lui être représenté par la simulation de la boucle d'injection reliant le générateur et le bâtiment (voir Fig. 4 b)), avec un retour éventuel par le sol.

En simulation numérique, la source de courant idéale, pour laquelle le courant normatif est une consigne sur un segment de fil mince, est déconseillée car non physique et potentiellement à l'origine d'instabilités. Une force électromotrice (fém) E_g de 1 MV associée à une résistance interne série R_g de 1 MΩ est donc préconisée pour réaliser une source de courant de 1 A (l'équivalent de Norton est la source de 1 A avec une résistance parallèle de 1 MΩ). Par construction du DPF, les bâtiments présentent généralement une impédance de l'ordre de quelques Ω au point d'impact foudre, donc très inférieure à 1 MΩ ; l'hypothèse de la source de courant quasi-idéale est vérifiée. Il est également à noter que la fém de 1 MV et son impédance interne de 1 MΩ doivent être préférentiellement définies sur un unique segment de fil mince. Le calcul de la différence de potentiel sur le segment E_g-$R_g.I_{inj}$ est alors réalisé analytiquement plutôt qu'à l'aide de l'algorithme FDTD sur le fil.

Cependant, pour un même courant injecté I_{inj} de 1 A, la fonction de transfert obtenue en champ électrique interne sur un cube grillagé varie de façon significative avec le type d'injection : ainsi, la réponse fréquentielle est relativement constante dans le cas d'une boucle d'injection alors qu'elle est plutôt dérivative dans le cas d'un canal foudre « infini » [1].

Imacs a identifié que l'impédance Z_{PML} présentée par les conditions limites absorbantes PMLs en FDTD est à l'origine des écarts sur la fonction de transfert en champ électrique entre le canal foudre « infini » et la boucle d'injection [10]. Afin d'évaluer l'effet de cette impédance, une résistance série R_s est insérée sur la boucle et sur le canal foudre « infini », comme présenté en Fig. 4. Le cas considéré est le cube grillagé. La résistance R_s varie de 10^{-3} Ω à 10^{10} Ω avec une valeur par décade. Les fonctions de transfert en champ électrique $|E/I_{inj}|$ au centre du cube grillagé obtenues pour la boucle d'injection et le canal infini en fonction de R_s sont données respectivement en Fig. 5 et Fig. 6.

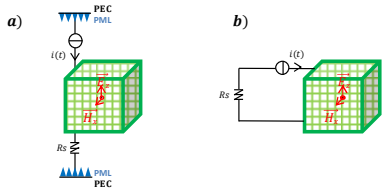


Fig.4. Influence de la résistance série R_s pour une injection de courant.

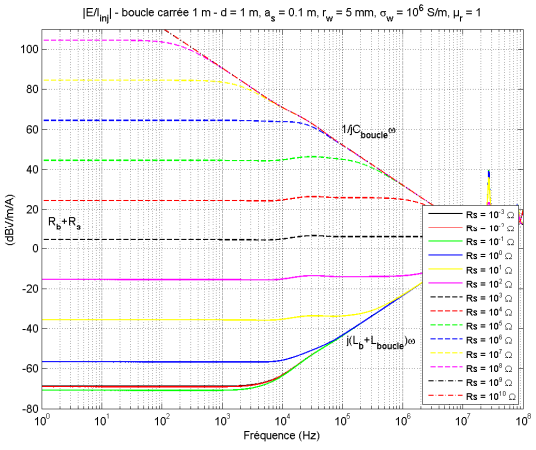


Fig.5. Fonction de transfert $|E/I_{inj}|$ en fonction de la résistance série R_s – grillage et injection de type boucle.

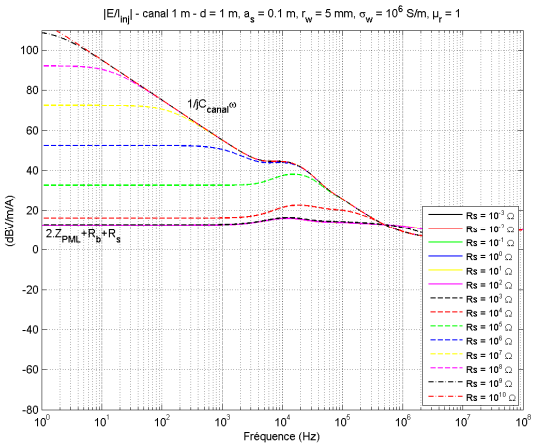


Fig.6. Fonction de transfert $|E/I_{inj}|$ en fonction de la résistance série R_s – grillage et injection de type canal infini.

Entre le point d'injection et le point de sortie du courant foudre, le cube grillagé présente en basses fréquences une résistance R_b et une inductance L_b. En première approximation, le champ électrique obtenu à l'intérieur du cube grillagé devrait être proportionnel à la tension développée aux bornes du cube.

Cependant, si on considère dans un premier temps la boucle d'injection (Fig. 4b) et Fig. 5), il apparaît que, en basses fréquences, le champ électrique interne varie avec la résistance R_s en série à l'extérieur du cube grillagé. L'explication est la suivante : en l'absence de résistance R_s, la tension aux bornes du générateur de courant E_g-$R_g.I_{inj}$ est égale à la tension aux bornes du cube $(R_b+jL_b\omega)I_{inj}$, soit quelques mV pour 1 A injecté. L'insertion de R_s « ouvre » progressivement le circuit, sa valeur étant grande devant celle du cube considéré. Pour des valeurs de R_s de l'ordre du Ω, la tension développée $R_s.I_{inj}$ est déjà grande devant la tension développée aux bornes du cube. Il en résulte un champ électrique important entre le générateur et la résistance R_s qui, en basses fréquences, se propage à l'intégralité du volume de calcul. L'atténuation du grillage obtenue en simulation numérique, inférieure à 30 dB, n'est pas suffisante pour éviter l'apparition d'un champ électrique interne au cube grillagé dépendant directement du champ électrique externe. En hautes fréquences, pour les faibles valeurs de R_s, c'est l'inductance globale du circuit L_b+L_{boucle} qui limite la réponse en champ électrique. Pour les fortes valeurs de R_s (quasiment le circuit ouvert), c'est la capacité du circuit C_{boucle} qui limite la réponse en champ électrique.

Le phénomène pour l'injection de type canal « infini » est le même : à chaque extrémité du circuit d'injection, les conditions limites PMLs introduisent sur le canal d'injection une résistance série Z_{PML} ~2.5 kΩ. Introduire cette résistance R_s ~5 kΩ (2*2.5 kΩ) dans la boucle permet de retrouver en basses fréquences des résultats très similaires au cas « canal infini ». Pour 1 A injecté, la tension aux bornes du grillage est de l'ordre du mV alors que la tension développée dans les PMLs à chaque extrémité est de l'ordre de 2500 V. Le champ électrique externe est donc de l'ordre de quelques millions de fois plus intense que le champ électrique interne et l'atténuation du grillage n'est pas suffisante pour empêcher la pénétration du champ électrique externe à l'intérieur du grillage.

Pour les cas grillage+béton ou plaques minces, l'atténuation en champ électrique de la structure est plus forte, comme présenté en §II, et le phénomène de pénétration du champ électrique externe est moins important. Cependant, si une ouverture est introduite sur le modèle, alors l'atténuation en champ électrique diminue et le phénomène est à nouveau renforcé.

IV. PROPOSITION DE MODIFICATION DES CONDITIONS LIMITES

L'augmentation artificielle du champ électrique externe associée à l'impédance des PMLs constitue une source d'erreur numérique importante pour la simulation FDTD

du champ électrique à l'intérieur des bâtiments. Afin de supprimer cet effet, il est proposé dans un premier temps de remplacer les PMLs des surfaces supérieures et inférieures par des conditions limites de type métal parfait / PEC (Perfect Electric Conductor), comme présenté en Fig. 7a) à c). Aucune impédance parasite série n'est ainsi ajoutée sur le canal foudre. Les conditions limites PMLs sont conservées sur les faces latérales du volume de calcul afin d'absorber le champ électromagnétique rayonné par le canal et la structure. Il est à noter que pour la simulation d'un bâtiment réel, la face inférieure est constituée du sol, et seule la face supérieure à laquelle est connecté le canal d'injection est conservée en PEC.

L'injection foudre à l'aide d'une boucle est à nouveau comparée à l'injection de type canal infini terminé sur des conditions limites PEC, comme présenté en Fig. 7, pour le cube grillagé (Fig. 7a et 7d), le cube simulé à l'aide de plaques minces (Fig. 7b et 7e) et le cube grillagé avec béton (Fig. 7c et 3f). L'effet de l'angle du canal d'injection θ est également étudié, avec $\theta = 90°$ pour un canal d'injection vertical, le canal de sortie étant le miroir du canal d'injection.

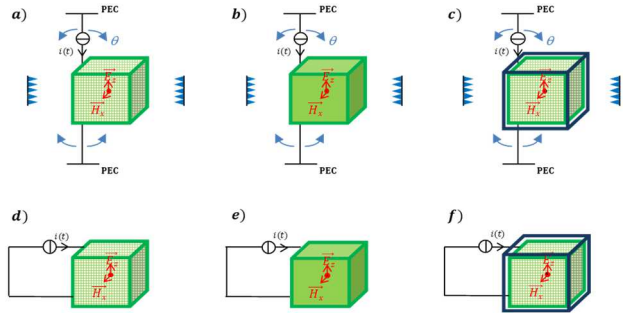
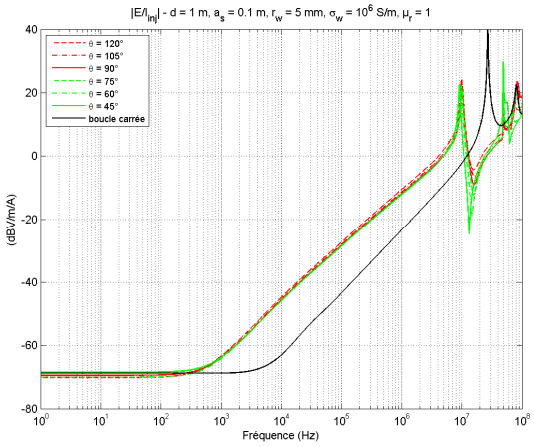
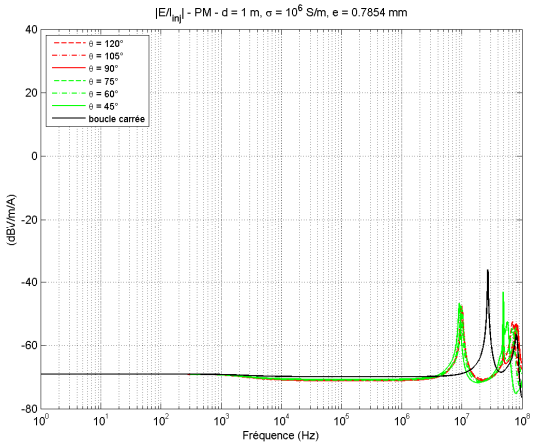


Fig.7. Injection du courant foudre : canal infini avec fil d'injection terminé sur un mur électrique parfait (PEC) et présentant un angle θ variable - comparaison avec une injection par boucle.

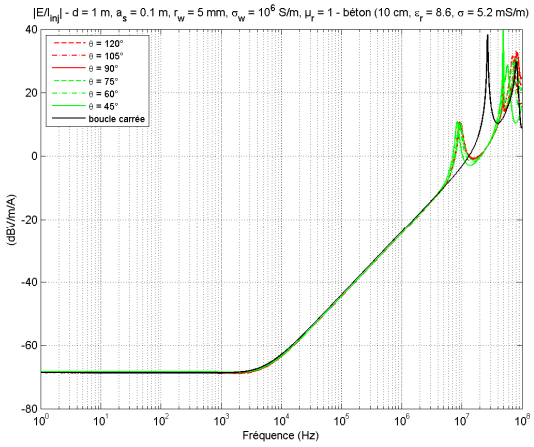
Les fonctions de transfert en champ électrique $|E/I_{inj}|$ et en champ magnétique $|H/I_{inj}|$ sont présentées respectivement en Fig. 8 et Fig. 9 pour les 3 structures, les 2 types d'injection et l'angle θ.
Comme attendu, l'asymptote basses fréquences du champ électrique n'est plus affectée par le champ électrique externe, quelle que soit la structure considérée. En hautes fréquences, le champ électrique rayonné par le canal « infini », différent du champ électrique rayonné par la boucle d'injection, pénètre partiellement à l'intérieur du cube grillagé, et le champ électrique diffère dans les deux cas, ce qui semble physique. Les cas « plaques minces » et « grillage+béton » présentent une atténuation en champ électrique beaucoup plus importante que le cas « grillage », et le type d'injection ainsi que l'angle d'injection n'ont pas d'influence sur le champ électrique interne, qui n'est alors conditionné que par la résistance et l'inductance de la structure.



a) grillage

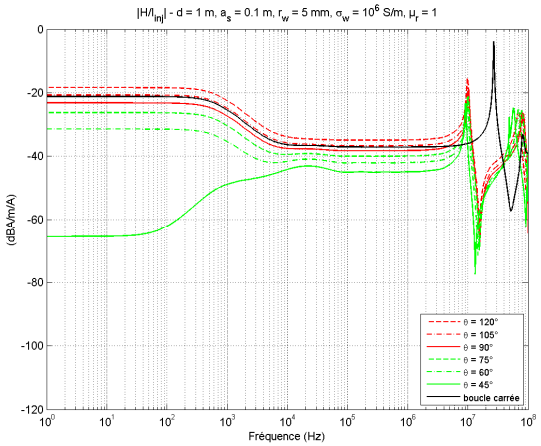


b) plaques minces

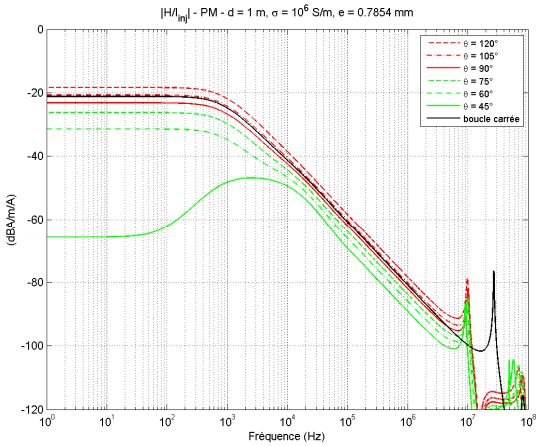


c) grillage + béton

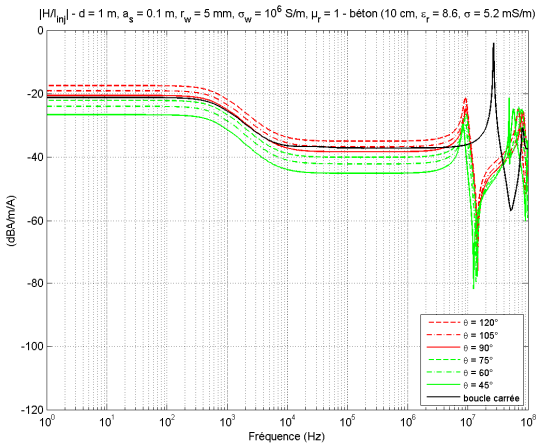
Fig.8. Fonction de transfert $|E/I_{inj}|$ en fonction de l'angle du canal « infini » terminé sur des conditions limites de type PEC – comparaison avec l'injection de type boucle.



a) grillage



b) plaques minces



c) grillage + béton

Fig.9. Fonction de transfert $|H/I_{inj}|$ en fonction de l'angle du canal « infini » terminé sur des conditions limites de type PEC – comparaison avec l'injection de type boucle.

Les résultats en champ magnétique interne sont conformes à ceux obtenus précédemment [1] : quelle que soit la structure considérée, le rayonnement du canal d'injection présente une influence significative sur le champ magnétique interne. Un minimum de champ magnétique au centre du cube est ainsi obtenu pour un angle d'injection θ=45°, pour lequel le point d'observation est sur l'axe du canal d'injection et de sortie. Entre θ=60° et θ=120° soit 30° de variation autour de la verticale, la variation d'amplitude du champ magnétique interne sur la bande 0-1 MHz est comprise entre 7 dB et 13 dB pour le cas « grillage », entre 7 dB et 13 dB pour le cas « plaques minces » et entre 9 dB et 10 dB pour le cas « grillage+béton ». Pour les structures considérées, la boucle d'injection et le canal vertical ne constituent pas les « pires cas ».

V. PROPOSITION DE MODIFICATION DE L'IMPEDANCE DU CANAL FOUDRE

Les résultats précédents ont été obtenus pour une injection sans la résistance numérique associée aux PMLs. Le canal foudre était représenté – arbitrairement - par un fil de résistance linéique nulle et un rayon de 0.1 mm. Les résultats du chapitre précédent soulignent l'importance du rayonnement électromagnétique du canal sur les champs électromagnétiques internes, c'est pourquoi l'impédance du canal devrait être normalisée. [11] évalue ainsi plusieurs modèles électromagnétiques de canal foudre pour la FDTD, et leur capacité à reproduire les caractéristiques principales du champ électromagnétique à 50 m, 5 km et 50 km. Les modèles évalués présentent ainsi des vitesses de propagation du courant foudre le long du canal comprises en $c/3$ et $c/2$ (c vitesse de la lumière) et des impédances caractéristiques équivalentes comprises entre 0.6 kΩ et 2.5 kΩ. Le modèle de « type 2 » constitué d'un fil vertical dans l'air de rayon 0.675 m chargé par une inductance linéique L_{lin} = 2.5 µH/m et une résistance linéique R_{lin} = 0.5 Ω/m ou sa version modifiée avec une résistance linéique non uniforme permettent ainsi de reproduire les caractéristiques du champ électromagnétique rayonné par le canal. Ce modèle pourra être modifié pour être compatible avec des rayons de canal simulés en FDTD à l'aide de fils minces, donc plus proches du cm.
De manière analogue, lors de l'essai, l'influence de l'impédance interne du générateur foudre sur le circuit de type boucle devra également être quantifiée et intégrée à l'analyse des résultats en champ électrique.

VI. CONCLUSION

La norme foudre sur bâtiments ne traite pas le champ électrique. Il serait ainsi souhaitable d'établir des préconisations spécifiques à sa prise en compte. Ainsi, le champ électrique interne aux bâtiments calculé à l'aide de la simulation numérique est notamment influencé par :

- l'atténuation supplémentaire apportée par le béton,
- l'impédance du canal foudre.

Un modèle électromagnétique de canal foudre similaire à celui exposé en §V et issu de [11] semble être un bon candidat car prédisant bien les champs électromagnétiques à quelques dizaines de mètres, et déjà

compatible avec les outils de simulation couramment utilisés, notamment la FDTD.

En plus d'un modèle de canal, l'évolution de la norme foudre pourrait également préconiser une étude de l'influence de l'angle du canal foudre sur les bâtiments considérés afin d'identifier le pire cas d'environnement interne.

Il est enfin à noter que ces considérations s'appliquent également au domaine aéronautique : l'influence de l'impédance et de l'angle du canal foudre sur les champs électromagnétiques internes devraient être évalués.

REFERENCES

[1] A. Laisné, "éléments de modélisation de la foudre sur les bâtiments – partie 3 : simulation numérique 3D d'un bâtiment soumis à un impact direct et a une boucle d'injection", 20ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2020), Lyon, Avril 2021

[2] "EN62305-1 Protection contre la foudre - Partie 1 : Principes généraux", Novembre 2013.

[3] "EN 62305-2 Protection contre la foudre - Partie 2 : Evaluation des risques", Décembre 2012.

[4] "EN 62305-3 Protection contre la foudre - Partie 3 : Dommages physiques sur les structures et risques humains", Décembre 2012.

[5] "EN62305-4 Protection contre la foudre - Partie 4 : Réseaux de puissance et de communication dans les structures"Décembre 2012.

[6] Ch. Guiffaut, "Guide de l'utilisateur de TEMSI-FD (Time ElectroMagnetic SImulator - Finite Difference) version 8.0", XLIM, Janvier 2018

[7] S. Naranjo-Villamil, Ch. Guiffaut, J. Gazave, A. Reineix, "analysis of the shielding effectiveness of reinforced concrete in case of a direct lightning strike", 20ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2020), Lyon, Avril 2021

[8] L. Sandrolini, U. Reggiani, A. Ogunsola, "Modelling the electrical properties of concrete for shielding effectiveness prediction", Journal of physics D: applied physics, Vol. 40, pp 5366-5372, 2007

[9] A. Tatematsu, F. Rachidi, M. Rubinstein, « Analysis of Electromagnetic Fields Inside a Reinforced Concrete Building With Layered Reinforcing Bar due to Direct and Indirect Lightning Strikes Using the FDTD Method", IEEE Trans. EMC, Vol. 57, N°3, June 2015

[10] T. Abboud, B. Chaigne, E. Després, A. Laisné, O. Maurice, "influence de l'impédance du canal sur la simulation numérique 3D d'un bâtiment soumis à un impact direct de la foudre – partie 1", 21ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2023), Toulouse, Juin 2023.

[11] Y. Baba, V. Rakov, "electric and magnetic fields predicted by different electromagnetic models of the lightning return stroke versus measured fields", IEEE Trans. EMC, Vol. 51, N°3, August 2009

REMERCIEMENTS

Les travaux réalisés par Imacs et Ariane Group dans le cadre du Rapid Hybox ont été financés par la DGA/AID.

Les auteurs remercient les relecteurs pour leurs suggestions de modifications.

EFFETS DES FILTRES CEM SUR LES SCENARII DE DESTRUCTION DES ALIMENTATIONS LORS DE L'INJECTION D'UN FORT COURANT.

L. Curos[1], G. Mejecaze[1], T. Dubois[2], F. Puybaret[1], J-M. Vinassa[2]

[1]CEA, DAM, CEA-Gramat, F-46500 Gramat, France, laurine.curos@cea.fr
[2] Univ. Bordeaux, CNRS, Bordeaux INP, IMS UMR 5218, F-33400 Talence, France

Résumé.
Ce papier présente les effets d'une impulsion conduite de courant de forte amplitude (plusieurs centaines d'ampères) sur les convertisseurs de puissance tels que les alimentations. Soumises à un tel niveau d'impulsion en entrée, les alimentations sous test sont détruites en quelques millisecondes. Ces tests de destruction sont effectués sur différentes topologies de filtre d'entrée d'alimentation. À la suite, une analyse des composants défaillants est effectuée et des mesures sont réalisées pour mieux comprendre les mécanismes de destruction. À terme, les connaissances acquises serviront de base dans la construction d'un modèle comportemental capable de prédire la destruction des alimentations face à des impulsions de courant de forts niveaux.

I. INTRODUCTION

Actuellement, les infrastructures critiques, qu'elles soient de type médicales, financières, industrielles, etc., sont dépendantes des systèmes électroniques pour fonctionner [1] et ainsi tributaire des réseaux de distribution en électricité. L'expansion grandissante des sources ElectroMagnétiques impulsionnelles [2, 3] conduit à considérer une réelle menace d'attaque EM intentionnelle. Celle-ci peut induire sur le réseau électrique de l'infrastructure ciblée des impulsions de courants de forts niveaux, se retrouvant évidemment sur les dispositifs électriques et électroniques connectés à ce dernier. Dans le cas particulier d'une interférence électromagnétique d'origine nucléaire – haute altitude (IEMN-HA) [4], une perturbation de plusieurs kilovolts par mètre durant quelques centaines de nanosecondes se couple sur les réseaux de distributions électriques. L'interférence électrique transitoire, analogue à celle produite par la foudre, se propage alors au travers du réseau de distribution jusqu'aux alimentations des équipements électroniques. Plusieurs études montrent effectivement qu'une impulsion de courant de ce type serait capable de détruire de nombreux équipements grand public ou industriels [5], et plus particulièrement l'alimentation, premier élément de la chaine connectée au réseau [6,7].
Afin de prédire numériquement le niveau de destruction d'une alimentation, il s'avère important d'étudier et de comprendre les effets d'un fort courant impulsionnel.
L'objectif de cet article est de décrire les événements chronologiques lors de la destruction en analysant la propagation des interférences conduites. L'impact de la topologie du filtre d'entrée des alimentations sur les défaillances des composants en cascade est observé.

Le papier est composé de quatre sections. La section II décrit la configuration expérimentale utilisée dans le cas des injections conduites de courant de forts niveaux. La section III se concentre sur les scénarii de destruction de l'alimentation lors de l'injection d'impulsions de courant d'amplitudes élevées. La section IV est consacrée à la conclusion.

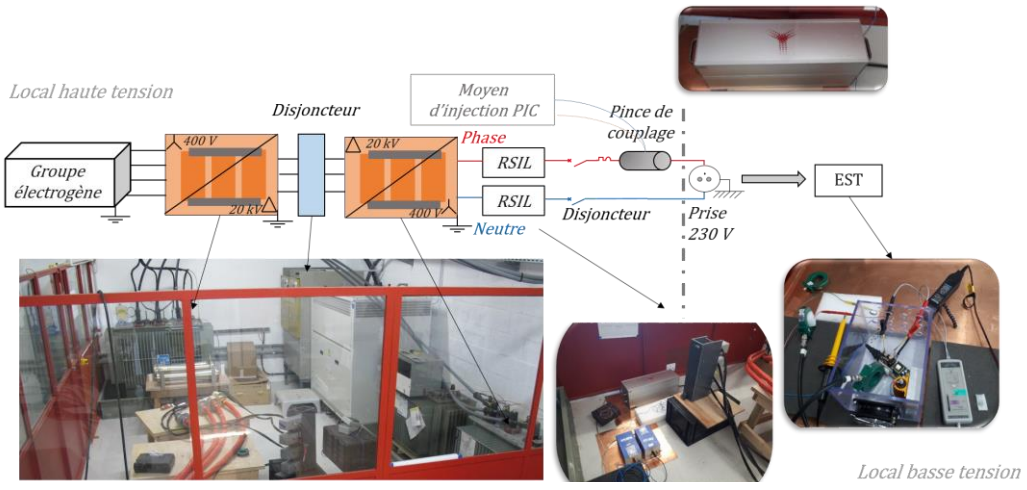


Fig.1. Description de la plateforme d'injection en courant.

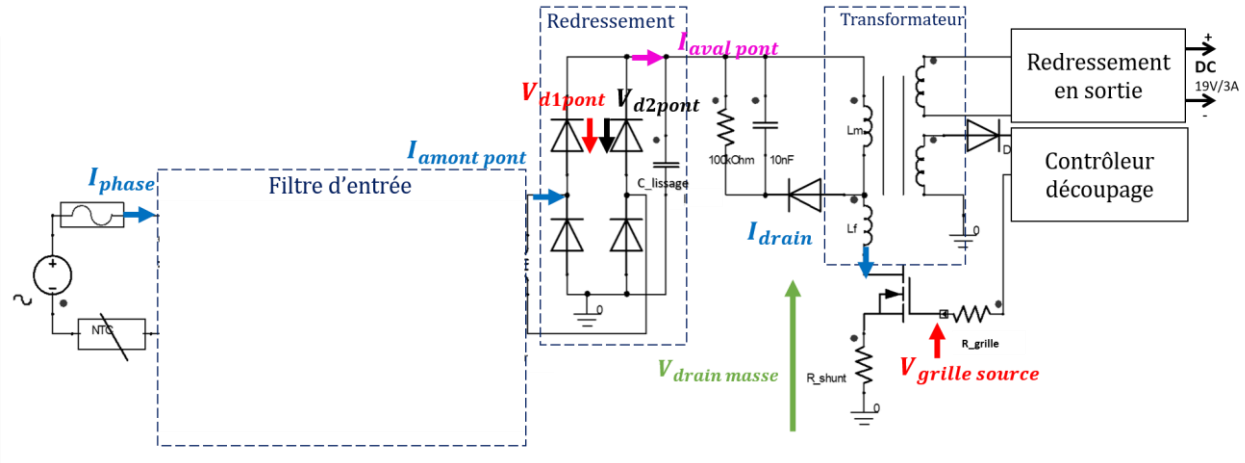


Fig.2. Schéma simplifié de l'alimentation.

II. CONFIGURATION EXPÉRIMENTALE

II.1. Générateur d'impulsion de courant

Une Plateforme d'Injection en Courant (PIC) est utilisée pour injecter une impulsion de courant de forts niveaux en entrée de l'alimentation, réglable à partir d'une tension de consigne (voir fig.1). Au travers d'une pince de couplage inductive, un courant de mode différentiel ou de mode commun peut être injecté sur l'équipement à tester. Le courant couplé est de l'ordre de plusieurs centaines d'ampères durant plusieurs centaines de nanosecondes.

Le moyen d'injection complet et son mode de fonctionnement sont explicités dans [8]. Dans ce papier, uniquement des courants injectés en mode différentiel sont considérés. Le mode commun sera considéré dans des travaux futurs.

II.2. Alimentation et filtres d'entrée

L'alimentation utilisée dans le cadre des essais d'injection correspond à une alimentation à découpage de type flyback conçue pour l'étude et représentative de la majorité des alimentations présentes sur le marché (< 100 W).

La fig.2 présente le schéma simplifié de l'alimentation. Classée parmi les alimentations de moyennes puissances avec une puissance maximale en sortie de 57 W, l'alimentation délivre en sortie une tension de 19 V et un courant pouvant atteindre 3 A.

Le filtre présent en entrée des alimentations permet de respecter les normes de compatibilité électromagnétique des équipements, notamment en termes d'émissions conduites. Pour des puissances inférieures à 100 W, les filtres d'entrée sont de différentes topologies dont les principales sont présentées sur la fig.3.

Les composants des trois filtres d'entrée sont identiques mais leur disposition diffère. Ainsi, dans la topologie A (fig.3 (a)), l'inductance de mode commun de valeur la plus faible se trouve en tête du filtre à la suite des deux condensateurs de mode commun CY. Dans le cas de la topologie B (fig.3 (b)), le condensateur de mode différentiel CX se trouve directement à la suite des deux condensateurs de mode commun CY.

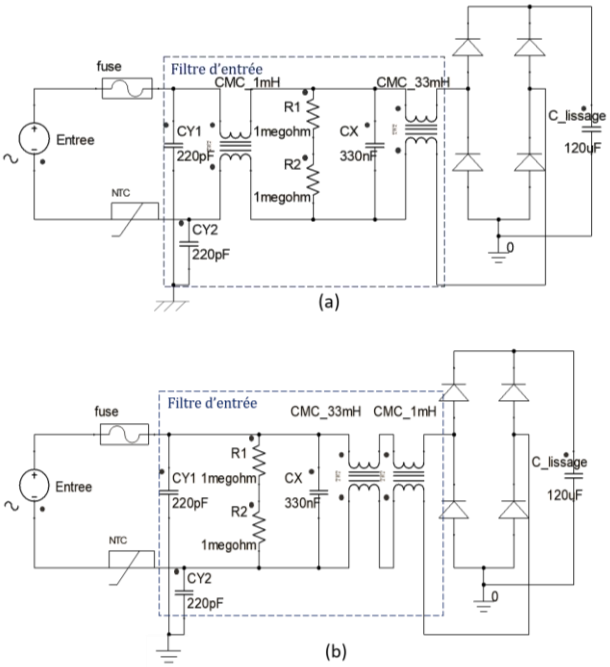


Fig.3. Différentes topologies de filtre d'entrée d'alimentation de la gamme 0-100 W (a) Topologie A, (b) Topologie B.

Pour des puissances inférieures à 100 W, les proportions des topologies présentes sur le marché sont présentées sur l'histogramme de la fig.4.
À partir de ces données, plus de 100 alimentations, comprenant les différentes topologies de filtres présentées en fig.3, ont été fabriquées afin de réaliser les essais de destruction.

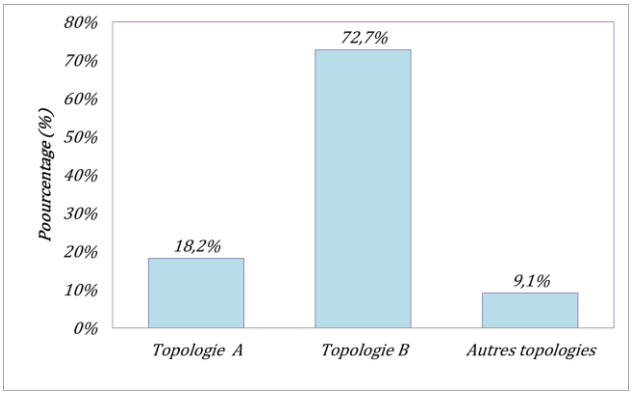


Fig.4. Histogramme du pourcentage des topologies de filtres présentes au sein des alimentations grand public (< 100 W).

III. SCENARII DE DESTRUCTION DES ALIMENTATIONS

Les expérimentations d'injection en courant en entrée des alimentations sont conduites au travers du moyen PIC. Afin de comprendre les mécanismes de défaillances engendrées par le fort courant circulant dans l'alimentation, des mesures de tension et de courant ont été relevées en différents nœuds lors de la destruction de l'alimentation. Les tensions sont mesurées grâce à une sonde de type IsoVu et les forts courants au travers de capteurs Pearson 110A. Pour chacune des alimentations testées, le niveau de courant injecté en entrée est incrémenté jusqu'à atteindre le niveau de destruction de celle-ci. Deux séquences d'enchaînements de défaillances des composants sont alors visibles.

III.1. Scénario principal

Dans le scénario dit principal, le pont de diodes, le transistor MOSFET et ses résistances associées (R_{grille}, R_{shunt}), le contrôleur PWM, la diode D1 et le fusible sont détruits. Dans [9], la défaillance de chacun des composants est analysée au travers des mesures courants / tensions relevées pendant la destruction de l'alimentation. Ainsi, un enchaînement des défaillances des composants est proposé [11].

III.2. Scénario secondaire

Dans cet enchaînement, uniquement le pont de diodes et le fusible sont défaillants dans l'alimentation. Les mesures relevées (fig.2) autour du pont de diodes permettent de mieux comprendre sa défaillance et de proposer des hypothèses :

- A t = 0 s, la perturbation en courant est injectée sur le minimum de la tension sinusoïdale du secteur. La fig.5 présente les tensions aux bornes des diodes d1 et d2 et le courant circulant dans le pont.
- A t = 8 µs après l'injection de la perturbation, la tension aux bornes de la diode d2 du pont devient nulle comme l'indique la fig.5. La comparaison du courant mesuré en amont du pont $I_{amont\ pont}$ avec celui en aval du pont de diodes $I_{aval\ pont}$ montre une défaillance de l'une des diodes la diode d2 lors de la conduction des diodes de la diagonale. En observant la tension aux bornes de d1, la diode d1 se met à conduire dans le même temps que la diode d2. Celle-ci apparaît alors comme défaillante. Une hypothèse est avancée : la rapidité des signaux injectés met en conduction la diode d1 du pont alors que celle-ci doit être normalement bloquée.

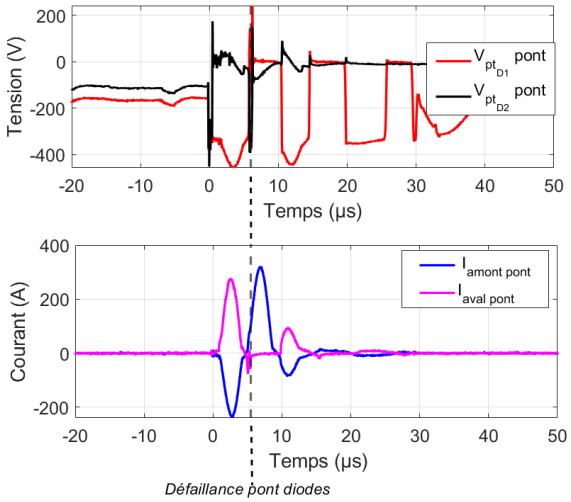


Fig.5. Mesures autour du pont de diodes lors de la destruction de l'alimentation.

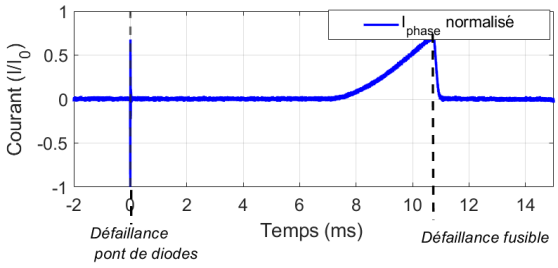


Fig.6. Courant de phase en entrée de l'alimentation lors de la destruction de l'alimentation.

- A t = 6,7 ms, la tension sinusoïdale du secteur change d'alternance et la mise en conduction de la diagonale opposée entraîne la défaillance d'une seconde diode du pont, comme le montre la fig.6. Par conséquent, une élévation du courant en entrée engendre la mise en circuit ouvert du fusible (fig.6). L'alimentation est détruite en quelques millisecondes après l'injection de la perturbation à son entrée.

Quelle que soit la topologie du filtre en entrée de l'alimentation, les deux scenarii de destruction présentés apparaissent mais avec des proportions différentes.

La fig.7 donne les proportions d'alimentations détruites selon l'un des deux scenarii en fonction de la topologie du filtre d'entrée.
Ces proportions sont obtenues au seuil de destruction de l'alimentation. En augmentant la tension de consigne du moyen PIC lors des essais par rapport à ce seuil, le scénario principal devient prédominant dans les destructions en dépit de la topologie du filtre d'entrée.

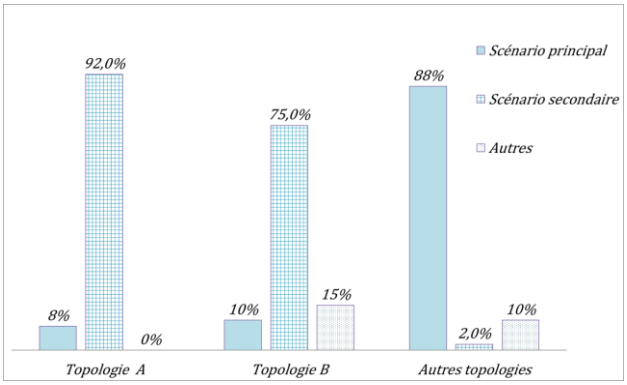


Fig.7. Proportions des scenarii de destruction rencontrés en fonction de la topologie du filtre d'entrée.

IV. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Les essais expérimentaux menés sur différentes topologies du filtre d'entrée ont permis d'identifier deux scénarii de destruction d'une alimentation soumise à une injection conduite de forts niveaux de courant. Un premier scénario fait apparaitre les défaillances du pont de diodes, du transistor MOSFET, du contrôleur PWM, de la diode D1 et du fusible. L'enchaînement des défaillances des composants du scénario secondaire est, quant à lui, réduit à la défaillance du pont de diodes et à celle du fusible en entrée.

Les expérimentations menées sur les différentes topologies de filtre d'entrée des alimentations ont notamment permis de confirmer l'apparition des deux scénarii dans des proportions plus ou moins élevées, suivant la topologie du filtre. La compréhension de ces phénomènes est nécessaire afin de prédire numériquement le comportement d'une alimentation à découpage lorsqu'un courant de forts niveaux est injecté à son entrée. En effet, les travaux futurs s'orienteront vers la modélisation de la destruction au niveau système (alimentation), afin de reproduction de l'enchainement des défaillances des composants lors de l'injection d'une impulsion conduite de courant de forte amplitude en entrée.

REFERENCES

[1] R. Montano, M. Backstrom, D. Mansson and R. Thottappillil, "*On the response and immunity of electric power infrastructures against IEMI current Swedish initiatives*," Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility and International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2008.

[2] T. G. Karlsson, G. Unden, and M. Gylmo, "*EMP simulation by pulse injection,*" in Proc. 6th Symp. Tech. Exhibition Electromagn. Compat.(Zurich), March 1985.

[3] J. S. Foster Jr. et. al., "*Report of the Commission to Assess the Threat to the United States from Electromagnetic Pulse (EMP) Attack,*" Volume 1: Executive Report, 2004.

[4] R. Tcheumeleu Tientcheu and D. Pouhè, "*Analysis of methods for classification of intentional electromagnetic environments,*" International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), September 2015.

[5] N. Kularatna, "*Powering systems based on complex ICs and the quality of utility AC source: an end to end approach to protection against transients,"* Proceedings of Power Quality, October 2005.

[6] M. Camp and H. Garbe, *"Susceptibility of Personal Computer Systems to Fast Transient Electromagnetic Pulses,"* IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 48, pp. 829–833, November 2006.

[7] G. Mejecaze, T. Dubois, L. Curos, F. Puybaret, and J.-M. Vinassa, *"Destruction effects of high pulse electrical stress on power supplies,"* Microelectronics Reliability, 2019.

[8] V. A. Rakov and M. A. Uman, *"Review and evaluation of lightning return stroke models including some aspects of their application"*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, n°4, pp. 403-426, November 1998.

[9] H. Zhang ans S.Young, " *Speed Up the Design of EMI Filters for Switch-Mode Power Supplies*,"AnalogDialogue.54 no2, April 2020

[10] K.Y. See, L.B.Wang and F.G.Canavero, "*Systematic Power Line EMI Filter Design for SMPS*," EMC Europe,York,UK,September 2011.

[11] G. Mejecaze, T. Dubois, L. Curos, J.-M. Vinassa and F. Puybaret, "*Failure Scenario of Power Supply Due to Contected Electric Pulse"*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2022.

CEM en électronique de puissance

DIMENSIONNEMENT D'UN FILTRE CEM ACTIF DE MODE COMMUN

B. Mohamed Nassurdine[1,3,4], PE. Lévy[1], D. Labrousse[2], JL. Schanen[3], X. Maynard[4], S. Carcouet[5]

[1] Univ. Paris-Saclay, ENS-Paris Scalay, SATIE, F-91190 Gif-sur-Yvette, France
[2] Le Cnam, SATIE, UMR 8029, F-75003 Paris, France, HESAM Universite
[3] Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, G2Elab, F-38000 Grenoble, France
[4] Univ. Grenoble Alpes, CEA, Liten, F-38000 Grenoble, France
[5] Univ. Grenoble Alpes, CEA, Leti, F-38000 Grenoble, France

bacar.mohamed_nassurdine@ens-paris-saclay.fr; denis.labrousse@lecnam.net; jean-luc.schanen@grenoble-inp.fr; xavier.maynard@cea.fr

Résumé. Ce papier propose une méthodologie de dimensionnement d'un filtre CEM actif (AEF) de mode commun (CM) capable d'atténuer les perturbations électromagnétiques dans une plage de fréquence donnée. L'étude et l'analyse de l'AEF sont basées sur le modèle CM d'un convertisseur de puissance élévateur Boost. La première partie de ces travaux est consacrée à la modélisation et aux règles de conception de la structure électrique de l'AEF. La deuxième partie est dédiée aux résultats expérimentaux et simulés validant la méthodologie proposée. Cette étape a permis la réalisation d'un prototype fonctionnel respectant la norme aéronautique (DO160) jusqu'à 1MHz.

I. INTRODUCTION

Ces dernières années, les systèmes de conversion de puissance à découpage sont de plus en plus utilisés dans tous les domaines (transport, électroménagère…). Leur principe de fonctionnement est basé sur le découpage des grandeurs électriques (courant – tension) à des fréquences de plus en plus élevés à l'aide de semi-conducteurs de puissances. Les progrès sur ces semi-conducteurs ont permis d'améliorer fortement la densité de puissance spécifique (W / cm3 et W / kg) des convertisseurs avec un excellent rendement énergétique. Toutefois, ces progrès ne sont pas sans conséquences car la montée en fréquence et en vitesse de commutation de ces semi-conducteurs conduit à des perturbations électromagnétiques qui se propagent au travers des conducteurs de puissances (perturbations conduites) ou par effet de rayonnement sous la forme d'onde électromagnétique (perturbations rayonnées). Elles sont susceptibles d'entrainer des dysfonctionnements aux appareils environnant le convertisseur de puissance [1]. Traditionnellement en émission conduite, une mise en conformité CEM, y compris dans l'aéronautique (DO160), se fait par l'ajout d'un filtre CEM de mode commun (CM) et de mode différentiel (DM).

Deux technologies de filtres CEM existent : les filtres CEM passifs et les filtres CEM actifs. L'étude et le design des filtres passifs sont largement traitées dans la littérature [2]. Ils représenteraient environ 30% du coût, du poids et du volume d'un convertisseur de puissance et leur efficacité est limitée à cause des imperfections et limitations en hautes fréquences des composants passifs utilisés (inductances et condensateurs). D'autres études ont montré que l'utilisation des composants actifs dans le filtrage CEM permettent d'avoir une atténuation effective et des performances similaires au filtres passifs en basse fréquence (BF) avec une masse et un encombrement réduit. Une réduction de plus de 40% de la taille du filtre CEM est obtenue dans [3], [4] avec une topologie hybride (actif + passif). Les perturbations BF sont atténuées par le filtre actif et les plus hautes fréquences par le filtre passif. Le principe du filtrage actif consiste à détecter un courant ou une tension aux bornes du réseau d'alimentation (RSIL) et le comparer avec une référence nulle (mis à la terre). L'écart est traité analogiquement (Ampli-Op) ou numériquement (DSP ou FPGA) afin d'obtenir le gain nécessaire au rejet des perturbations.

Les filtres actifs les plus présentés dans la littérature utilisent la stratégie feedback et se basent sur quatre topologies qui se différent de la nature de la détection (courant ou tension) et de l'injection (courant ou tension). La détection de courant utilise un transformateur de courant à large bande passante, qui peut devenir encombrant et peut saturer en fonction du niveau du bruit, contrairement à la détection de tension, qui ne nécessite qu'un circuit RC. De l'autre côté, la compensation en courant se fait par un circuit RC et l'injection d'une tension par un transformateur de tension. Ces topologies sont illustrées par la Figure 1. Dans cette figure, le convertisseur de puissance est représenté à l'aide d'un circuit équivalent Norton et l'impédance du réseau par Z_{lisn}. Une étude expérimentale dans [6] a montré que les topologies d'injection de courant atténuent mieux le mode commun et les topologies à injection de tension atténuent mieux le mode différentiel. Une étude analytique valide ces résultats.

Comme les topologies à injection de courant atténuent mieux le mode commun et tenant compte de sa simplicité et de sa légèreté, la topologie détection de tension – injection de courant (VSCC) a été choisie et étudiée dans ce papier pour un convertisseur de puissance élévateur (14V/42V - 115kHz – 27W).

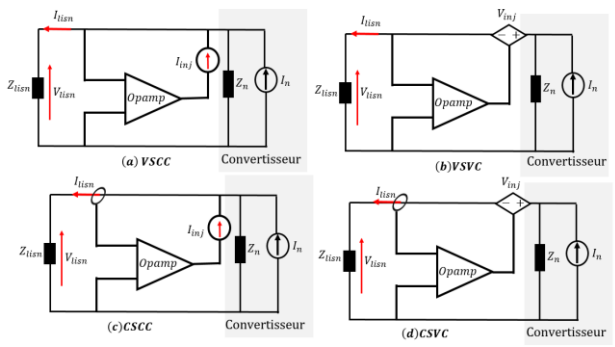


Fig. 1: Quatre topologies de bases des AEF. (a) Détection de tension – injection de tension (VSVC). (b) Détection de tension – injection de tension (VSVC). (c) Détection de courant – injection de courant (CSCC). (d) Détection de courant – injection de tension (CSVC)

II. ETUDE ET DIMENSIONNEMENT D'UN VSCC AEF

1. Principe de fonctionnement

La Fig.1b illustre le circuit équivalent d'un filtre actif VSCC. Son principe de fonctionnement peut être expliqué par l'expression du courant, I_{lisn}, en supposant $Z_{cm} \gg Z_{lisn}$ sur la plage de fréquence 150kHz – 30MHz :

$$I_{lisn} = \frac{1}{1 + Z_{lisn}A_{op}} I_{cm} \quad (1)$$

Avec A_{op} le gain d'amplification en boucle fermée de l'Ampli-Op. L'expression (1) montre bien, qu'idéalement, les perturbations sont complètement rejetées ($I_{lisn} \approx 0$) pour une amplification infinie. Cependant, cette équation ne traduit pas la réalité car elle ne prend pas en compte les fonctions de transferts des circuits de détection et d'injection. La Figure 2a et 2b illustrent respectivement le filtre AEF proposé et son circuit équivalent tenant compte des circuits de détection et d'injection.

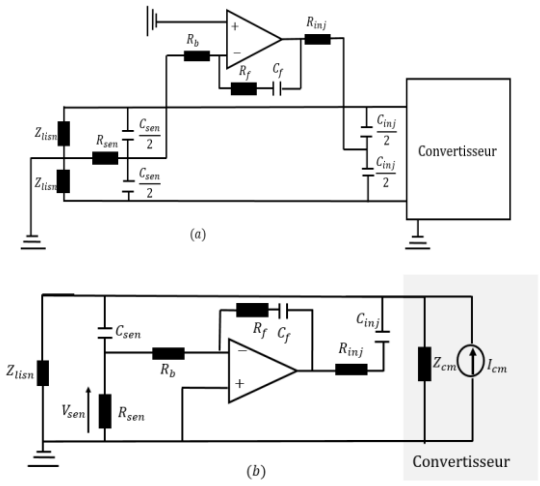


Fig. 2: (a) Schéma de l'AEF, (b) Circuit équivalent de l'AEF

$$A_{sen} = \frac{R_{sen}}{R_{sen} + Z_{csen}}; Z_{inj} = \frac{1}{s.C_{inj}} + R_{inj};\ A_{op} = \frac{Z_f}{Z_b} \quad (2)$$

$$I_{inj} = \frac{A_{op}\left(U_{ref} - A_{sen}\,V_{lisn}\right) - V_{lisn}}{Z_{inj}} \quad (3)$$

$$V_{lisn} = \frac{Z_{lisn}}{Z_{lisn} + Z_{cm}}\left(V_{cm} + Z_{cm}I_{inj}\right) \quad (4)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{V_{lisn}}{I_{cm}} = \frac{\frac{Z_{cm}.(Z_{lisn}\,//\,Z_{inj})}{Z_{lisn}\,//\,Z_{inj}+Z_{cm}}}{1 + \frac{Z_{lisn}\,//\,Z_{cm}}{Z_{lisn}\,//\,Z_{cm}+Z_{inj}}A_{op}A_{sen}} \quad (5)$$

L'expression (5) montre qu'une amplification infinie rejettera complètement les perturbations.

La stabilité de l'AEF doit être satisfaite pour éviter d'endommager le système ou amplifier les perturbations. La fonction de transfert permettant de vérifier la stabilité est la fonction de transfert en boucle ouverte donnée par :

$$T_o = \frac{Z_{lisn}\,//Z_{cm}}{Z_{lisn}\,//Z_{cm} + Z_{inj}}A_{op}A_{sen} \quad (6)$$

De plus, les performances d'un filtre CEM sont quantifiées par son atténuation. Elle est définie comme le rapport de la tension aux bornes de Z_{lisn} sans AEF et celle avec AEF. La tension aux bornes de Z_{lisn} avec AEF est obtenue par (5) et celle sans filtre par (7).

$$V_{lisn,ss\ filtre} = \frac{Z_{lisn}\,Z_{cm}}{Z_{lisn} + Z_{lisn}}I_{cm} \quad (7)$$

L'expression de l'atténuation est donnée par (8).

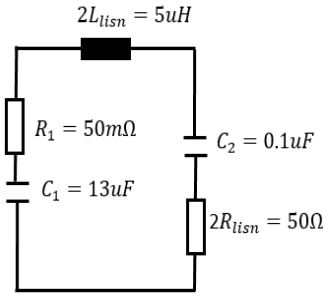
$$A_{tt} = 1 + \frac{Z_{lisn}\,.\,sC_{inj}}{1 + sR_{inj}C_{inj}}\left(1 + \frac{sR_{sen}C_{sen}}{1 + sR_{sen}C_{sen}}A_{op}\right) \quad (8)$$

Cette expression (8) permet d'établir les règles de bases de dimensionnement d'un VSCC AEF de mode commun.

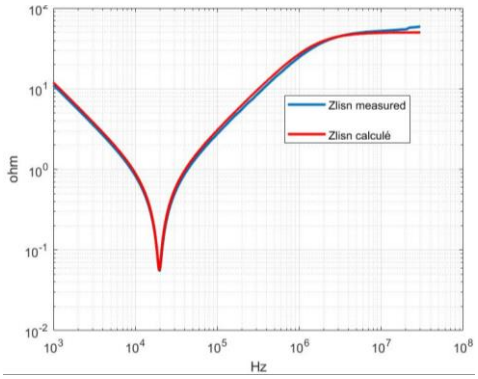
Dans la suite nous allons dimensionner les différents blocs du filtre AEF. Le RSIL utilisé dans les mesures est le ComPower Li 325. Son schéma équivalent est donné par la Fig.3a. Une comparaison de l'impédance du modèle calculé à celle mesuré valide bien le modèle du RSIL proposé.

Rappelons que dans le modèle CM, il y a deux RSIL en parallèle, qui peuvent être modélisés comme une seule impédance équivalente Z_{lisn}. L'impédance des condensateurs peut être ignorée au-delà de 50kHz. Par conséquent Z_{lisn} est modélisée comme une inductance de 2,5 μH en parallèle avec une résistance de 25 Ω.

$$Z_{lisn} = \frac{sL_{lisn}R_{lisn}}{sL_{lisn} + R_{lisn}} \quad (9)$$



(a)



(b)

Fig. 3: (a) Modèle du RSIL ; (b) Impédance Zlisn

2. Règles de dimensionnement d'un VSCC AEF de mode commun

Un AEF est constitué principalement de trois blocs fondamentaux : bloc de détection, bloc de traitement de bruit et un bloc d'injection. Dans la suite, nous présenterons des règles de design de ces trois blocs.

a) Plage fréquentielle d'opération de l'AEF

La première étape consiste à déterminer l'atténuation requise, $A_{tt,max}$, et la plage de fréquences de filtrage actif $[f_{min}, f_{max}]$. Cela peut être déterminé par simulation ou par un relevé en comparant les spectres des perturbations au gabarit de la norme choisie (DO160).

La fréquence limite basse est obtenue à partir de l'approximation BF de (8). En BF le gain d'amplification est constant. La plage de filtrage est dans la bande passante du circuit RC (passe haut) dédié à la détection. Par conséquent son gain est constant et unitaire.

La fréquence limite basse de l'AEF est donnée par (13).

$$A_{tt} = \frac{s^2 + 2m\omega_n . s + \omega_n^2}{\omega_n^2} \frac{1}{\left(1 + s\frac{L_{lisn}}{R_{lisn}}\right)(1 + sR_{inj}C_{inj})} \quad (10)$$

Avec

$$\omega_n = \sqrt{\frac{R_{lisn}}{L_{lisn}C_{inj}\left[R_{inj} + R_{lisn}\left(1 + \frac{Z_f}{Z_b}\right)\right]}} \quad (11)$$

$$m = \frac{L_{lisn} + R_{lisn}R_{inj}C_{inj}}{2\omega_n} \quad (12)$$

$$f_{min} = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{R_{lisn}}{L_{lisn}C_{inj}\left[R_{inj} + R_{lisn}\left(1 + \frac{Z_f}{Z_b}\right)\right]}} \quad (13)$$

Le gain et la fréquence de coupure HF sont données par :

$$f_{max} = \frac{\omega_k}{2\pi} \; et \; A_{tt,HF} = 1 + \frac{R_{lisn}}{R_{inj}} \quad (14)$$

Le pole du circuit de détection peut être compensé par l'amplificateur opérationnel. le gain A_{op} est donné par (15) avec, ω_k , la fréquence de coupure haute fréquence en boucle fermée de l'ampli op (voir datasheet). L'atténuation devient donc indépendante du circuit de détection (10).

$$A_{op} = \left|-\frac{1 + sR_fC_f}{sR_bC_f\left(1 + \frac{s}{\omega_k}\right)}\right| = \frac{1 + sR_fC_f}{sR_bC_f\left(1 + \frac{s}{\omega_k}\right)} \quad (15)$$

Avec $R_fC_f = R_{sen}C_{sen}$

b) Design du circuit de détection

Le circuit de détection est un circuit RC passe-haut. En fixant une fréquence de détection inférieur à la fréquence minimale de filtrage actif et en choisissant R_{sen} , on a :

$$C_{sen} = \frac{1}{2\pi f_{sen}R_{sen}} \quad (16)$$

c) Design du circuit d'amplification

L'amplification minimale requise est obtenue à partir de (14). L'Ampli-Op doit être rapide, avoir une large bande passante (GBP≥30MHz), une capacité en courant de sortie suffisante et fonctionnant en mode linéaire.

$$\frac{R_f}{R_b} = (A_{op\,min,dB} - 1) + \left|\frac{Z_{inj}\left(1 + \frac{s}{\omega_k}\right)}{Z_{lisn}}\right| \quad (17)$$

d) Design du circuit d'injection

La fréquence minimale de fonctionnement f_{min} dépend de la fréquence de coupure du circuit d'injection. En choisissant f_{min} à l'étape (a), et en choisissant une résistance d'injection R_{inj}, le condensateur d'injection est déterminé à partir de (19).

$$C_{inj} = \frac{R_{lisn}}{L_{lisn}\left[R_{inj} + R_{lisn}\left(1 + \frac{R_f}{R_b}\right)\right](2\pi f_{min})^2} \quad (19)$$

Pour vérifier la validité de la méthodologie proposée, un prototype fonctionnel est conçu pour un élévateur 14V/42V – 27W fonctionnant à une fréquence de découpage de 115 kHz.

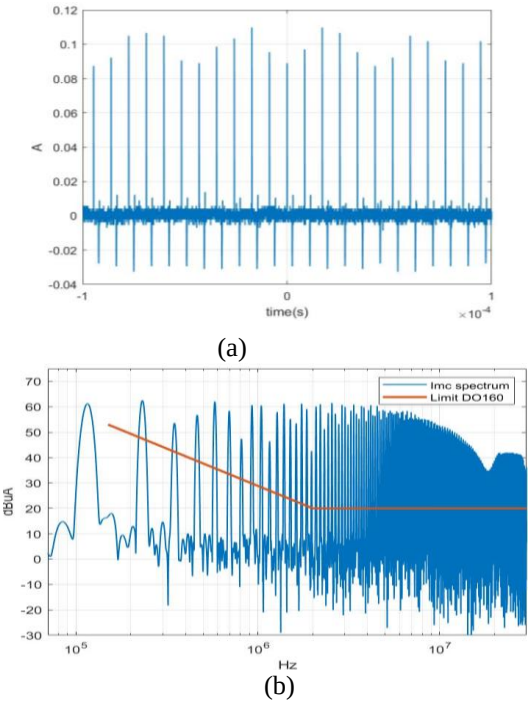
III. RESULTATS EXPERIMENTAUX

a) Plage fréquentielle d'opération de l'AEF

Le courant Imc temporel non filtré et les spectres de courant CM non filtrés sont mesurés et comparés à la norme DO160 sont illustrés respectivement par les Figures 4a et 4b. D'après la Figure. 4b, un filtre CM est nécessaire sur toute la gamme de fréquences 115kHz – 30MHz. Pour cela, nous proposons un filtrage actif pour les fréquences inférieures à 1MHz et un filtre passif peut être utilisé au-delà de 1 MHz pour satisfaire à la norme DO160. Pour déterminer l'amplification minimale requise, l'atténuation maximale requise de l'AEF est déterminée en soustrayant le 7ème harmonique à la limite DO160

$$A_{ttmax} = 60dB\mu A - 30dB\mu A = 30$$

Le courant de sortie de l'ampli-op doit être au moins égal à I_{cm}soit 120mA se basant de la Fig. 4a.



(a)

(b)

Fig. 4: (a) Courant temporel Imc non filtré, (b) Spectres de courant de mode commun non filtrés

b) Détection, injection et amplification

La résistance d'injection ne doit pas être très élevée pour ne pas limiter le courant injecté et degrader les performances de l'AEF. De plus une valeur raisonnable doit également être choisie pour assurer la stabilité intrinséque de l'Ampli-Op pilotant un circuit capacitif. Une valeur de 6.8Ω est donc choisie. Ensuite, le condensateur d'injection est déterminé par (19) est égale **0.22μF**. L'amplification minimale requise pour obtenir l'atténuation requise est obtenue à partir de (16) est égale à **27dB**. En raison du courant de mode commun élevé, un amplificateur CFA Texas Instrument, THS3121, a été choisi pour sa capacité de courant de sortie élevée 475mA et sa large bande passante 120MHz.

En fixant une fréquence de détection à **70 kHz** pour atténuer l'harmonique fondamentale à 115kHz et en choisissant une résistance de détection égale à **110Ω**, les valeurs des composants sont données dans le tableau 1

Tableau 1 : Les composants

Component	Value
R_f	33kΩ
C_f	68pF
R_b	1 kΩ
R_{sen}	110
C_{sen}	2 x 10nF
R_{inj}	6.8 Ω
C_{inj}	2x0.1uF
CFA	THS3121

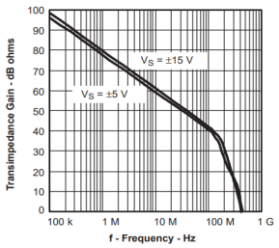
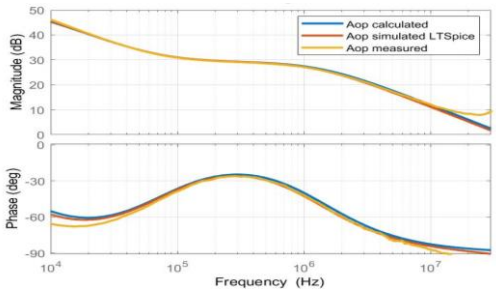


Fig. 5: Transimpédance du THS3121

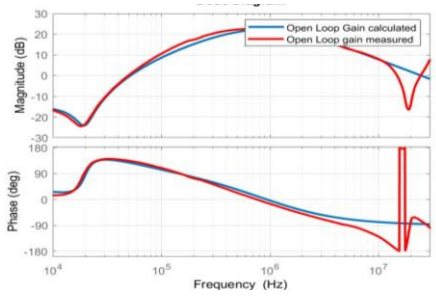
Le gain de transimpédance en boucle ouverte du THS3121 est donné par la Fig.5 et le module du gain en boucle fermée d'un du circuit inverseur est donnée par :

$$A_{op} = \frac{Z_{dc}}{R_b}\frac{1 + sR_fC_f}{\left(1 + \frac{s}{(R_f+Z_{dc})C_f}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_k}\right)} \qquad (20)$$

Z_{dc} est la transimpédance ouverte continue égale à 100dB et et ω_k est le pôle de gain en boucle fermée haute fréquence, qui définit la bande passante en boucle fermée de l'amplificateur opérationnel. D'après la Fig.6a, l'expression (20) de A_{op} correspond bien à la mesure.



(a)



(b)

Fig. 6: (a) Fonction de transfert Aop ; (b) Fonction de transfert To

Comme mentionné précédemment, la stabilité doit être soigneusement conçu et garanti pour éviter les oscillations ou endommager le filtre. D'après la Fig.6b, la fonction de

transfert en boucle ouverte calculé correspond à la mesure. Une différence en haute fréquence au-dessus de 10 MHz due à une résonance de l'impédance de mode commun est observé. Cette resonnance rends le filtre instable aux alentours de cette fréquence.

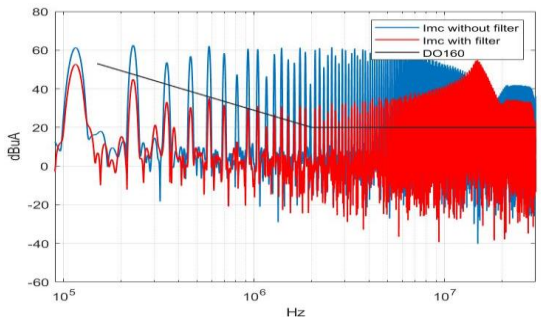
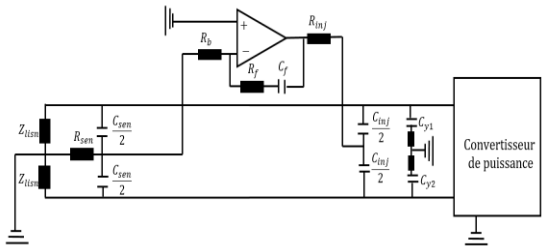
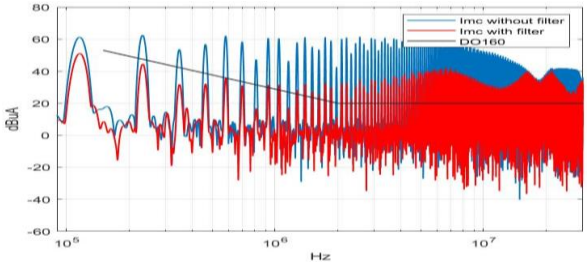


Fig. 7: Comparaison des spectres du courant Imc filtrés et non filtrés

D'après la Fig.7, dans la plage de fréquences de fonctionnement de l'AEF, la norme est respectée. Une atténuation de 10dB est atteint à 115kHz. Au-dessus de la limite haute fréquence de l'AEF, 1 MHz, un filtre passif peut être utilisé pour atteindre la norme dans toute la gamme de fréquences « RF ». De plus l'instabilité à 15MHz se traduit par une amplification du bruit CM. un petit filtre CM passif capacitif peut être utilisé pour corriger cette instabilité comme illustré sur la Figure 8a.



(a)



(b)

Fig. 8: (a) Schéma AEF corrigé; (b) Comparaison spectres du courant Imc

D'après la Figure 8b, l'instabilité en très haute fréquence est corrigée et les spectres du courant de mode commun filtrés ne sont pas amplifiés. Ce filtre passif peut être dimensionné pour assurer la stabilité mais également atténuer les perturbations afin de respecter la norme en très haute fréquence.

IV. CONCLUSION

Dans ce papier, l'étude et la conception d'un AEF VSCC de mode commun sont discutées. Des règles de conception ont été établies et validées par des simulations et des mesures expérimentales. La stabilité du filtre est vérifiée et l'effet de l'inductance parasite de l'impédance de mode commun est mis en évidence. Nous pouvons voir que la norme DO160 est respectée jusqu'à 1 MHz. Le filtre est atténué au dessus de 1 MHz mais n'est pas conforme à la norme. Par conséquent, un filtre passif pourrait être ajouté pour se conformer à la norme sur la gamme de fréquences [115kHz - 30MHz]. Cette étude nous montre également le rôle du filtre actif dans le filtrage hybride. En effet, le filtre actif vise essentiellement à atténuer les basses fréquences et permet de réduire la taille du filtre passif, ce qui compléterait le filtrage pour les très hautes fréquences.

V. REFERENCE

[1] T. Ninomiya, M. Shoyama, C.-F. Jin, and G. Li "EM1 ISSUES IN SWITCHING POWER CONVERTERS," p. 6.

[2] X. Pei, J. Xiong, and J. Chen, "Analysis and Suppression of Conducted EMI Emission in PWM inverter," p. 6.

[3] M. Ali, E. Laboure, and F. Costa, "Integrated Active Filter for Differential-Mode Noise Suppression," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 3, pp. 1053–1057, Mar. 2014

[4] J. Biela, A. Wirthmueller, R. Waespe, M. L. Heldwein, K. Raggl, and J. W. Kolar, "Passive And Active Hybrid Integrated EMI Filters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 5, pp. 1340–1349, May 2009

[5] M. Pasko and M. Szymczak, "Analysis and simulation of the basic structures of active EMI filters," p. 14.

[6] W. Chen, W. Zhang, X. Yang, Z. Sheng, Z. Wang, "An Experimental Study of Common-and Differential-Mode Active EMI Filter Compensation Characteristics," IEEE Trans on Electromagnetic Compatibility, vol. 51, no. 3, p. 9, 2009

TECHNIQUE D'EQUILIBRAGE APPLIQUEE AU PFC TOTEM POLE POUR REDUIRE LE BRUIT CONDUIT EN MODE COMMUN.

Minh-Hoang NGUYEN[1], Ismail AOUICHAK[2], Jean-Charles LE-BUNETEL[3], Romain LAUNOIS[4], Yannick HAGUE[5].

[1,2,3]Université de Tour, Tours-France, minh.nguyen@univ-tours.fr
[4,5] STMicroelectronics, Tours-France, romain.launois@st.com.

Résumé. Le convertisseur PFC « Totem pole », connait un regain d'intérêt avec le développement des SIC-MOSFET. Ne nécessitant que peu de composants, il présente l'avantage d'allier un très bon rendement à une gestion active du courant d'appel lorsque des SCR remplacent les diodes dans le bras basse fréquence (BF). Toutefois le bruit de mode commun (engendré par les forts dV/dt, et les capacités de couplage entre le drain des SIC-MOSFET et la terre) reste le défi majeur de l'architecture « totem pole ». Pour résoudre ce problème, cet article introduit un modèle d'analyse du bruit électromagnétique en mode commun dans le convertisseur Totem Pole et propose une technique d'équilibrage à base de pont de Wheatstone pour minimiser le bruit conduit (150 kHz – 30 MHz). Sur la base de l'analyse théorique et des résultats de simulation réalisés, le bruit conduit en mode commun est considérablement réduit.

I. INTRODUCTION

Le changement climatique et l'accélération de la pression démographique observés ces dernières années affectent tous les aspects de la vie humaine. Ces bouleversements rendent nécessaire, à travers le monde, le développement de solutions d'économie d'énergie. En France, l'objectif est de réduire de 10% la consommation d'énergie d'ici 2024. Pour atteindre ce résultat, différentes mesures sont introduites par le gouvernement. L'une d'entre elles consiste à rendre tous les appareils plus efficaces.

La technologie de correction du facteur de puissance (PFC) utilisée dans les dispositifs électroniques contribue à l'amélioration de la densité de puissance et du rendement. Néanmoins, ces effets bénéfiques s'accompagnent de l'apparition de problèmes de bruit conduit dans le système, engendrés par les forts dV/dt et dI/dt observés dans les semi-conducteurs du convertisseur. Pour abaisser ce bruit, il est nécessaire de diminuer la valeur du dV/dt et dI/dt. Cette réduction se fait au prix d'une hausse des pertes de puissance dans les semi-conducteurs. Un compromis entre le rendement et le bruit conduit dans le système doit donc être trouvé.

Le bruit conduit dans le convertisseur PFC peut être séparé en deux origines : le bruit en mode différentiel (MD) et le bruit en mode commun (MC). L'ondulation du courant du convertisseur PFC, qui est naturellement générée par le dI/dt élevé, est la cause la plus importante du bruit en MD. Du côté du bruit en mode commun la plus grande source (V_{DS}) est principalement causée par le dV/dt élevé du semi-conducteur couplé à la capacité parasite entre les deux armatures (composées par le drain du semi-conducteur et le dissipateur).

Pour surmonter le problème de compatibilité électromagnétique (CEM), l'une des mesures les plus efficaces est d'utiliser un filtre CEM à l'entrée du convertisseur PFC afin de réduire le bruit conduit en MC et en MD. Les inconvénients du filtre de CEM sont son grand volume (représentant entre 1/5 et 1/4 du système global) et son effet néfaste sur le rendement du système. En outre, pour réduire le bruit conduit en MD, il est nécessaire de diminuer l'ondulation à haute fréquence (HF) de courant, en utilisant par exemple la technique d'entrelacement [1]. Les méthodes pour réduire le bruit du MD ne seront pas abordées dans cet article. Une des méthodes pour réduire le bruit conduit en MC est la technique d'équilibrage de l'inductance de boost[2][3]. Lorsque la technique d'équilibrage est appliquée au PFC, l'inductance de Boost dans la topologie originale (voir Fig. 1) est remplacée par deux inductances couplées (voir Fig. 2). L'idée de cette technique est de créer un pont de Wheatstone équilibré pour annuler l'impact de la source de bruit (V_{DS}) en MC. En utilisant cette technique, une partie du bruit conduit en MC est éliminée autorisant une réduction du volume du filtre de CEM et en conséquence une amélioration de l'efficacité globale du système.

Cet article étudie d'abord la technique d'équilibrage de l'inductance de Boost (EIB) pour réduire le bruit conduit en MC, causé par V_{DS}, d'un convertisseur PFC Totem Pole, montré sur Fig. 2. Une simulation est effectuée pour vérifier la technique proposée.

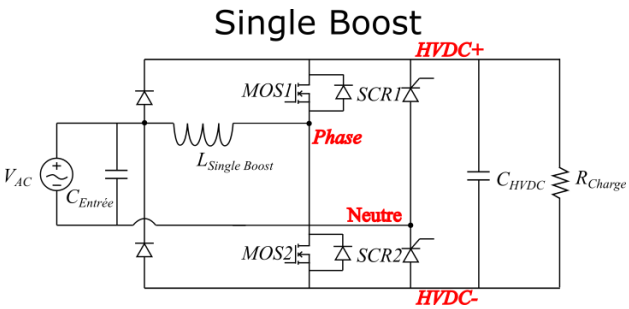


Fig. 1. PFC Totem Pole - Single Boost.

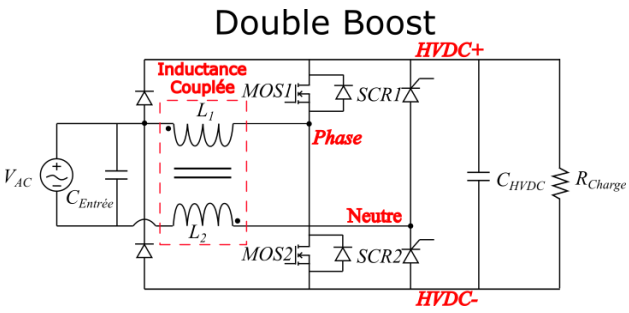


Fig. 2. PFC Totem Pole - Double Boost.

II. MODELE DE CEM POUR LE PFC TOTEM POLE – DOUBLE BOOST.

Des travaux précédents [2] [3] ont étudié l'impact de la technique d'EIB pour le convertisseur boost et le convertisseur entrelacé mais pas pour le convertisseur sans pont. Cette partie présente la théorie d'EIB et son application dans le PFC Totem Pole.

Sur Fig. 2, l'inductance de Boost dans la topologie classique (voir Fig. 1) est divisée en deux inductances couplées, et l'inductance totale de ces deux inductances en MD a la même valeur que celle du Boost original. Des travaux ont montré que deux inductances couplées offrent des pertes réduites et une diminution du volume de l'inducteur [4]. Cet article se concentre donc sur l'utilisation de deux inductances couplées. On notera par ailleurs la présence d'une charge résistive à la sortie du PFC Totem Pole sur Fig. 2. Dans l'intervalle de fréquence du bruit conduit (150 kHz – 30 MHz), l'impédance de cette charge est supérieure à celle de la capacité C_{HVDC}. Par conséquent, le courant de bruit conduit en MC circulera dans le chemin de moindre impédance (à travers la capacité C_{HVDC}) et la charge résistive n'est donc pas prise en compte dans la théorie EIB.

Dans l'intervalle positif de la tension d'entrée (V_{AC}), on suppose que le SCR2 est passant et que le MOS1 et le MOS2 commutent de façon complémentaire. Fig. 2 présente le cas particulier où le MOS1 est fermé et le MOS2 est ouvert. Dans ce travail, l'inductance parasite est négligée car elle n'est pas la principale source de bruit en mode commun. La propagation du bruit en mode commun à travers les capacités parasites est illustrée sur Fig. 3 ci-dessous.

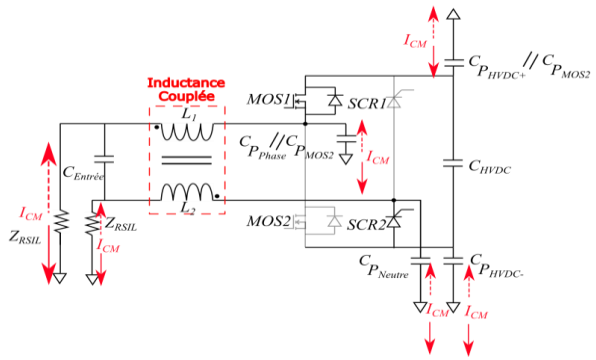


Fig. 3. Propagation du bruit dans le PFC Totem Pole en MC avec les impédances de RSIL (Cas 1).

Sur Fig. 3, $C_{P_{Phase}}$, $C_{P_{Neutre}}$, $C_{P_{HVDC+}}$, $C_{P_{HVDC-}}$ et $C_{P_{MOS}}$ sont respectivement les capacités parasites entre le conducteur de phase, de neutre, de HVDC+, de HVDC- et le drain de MOSFET avec la terre. Les deux Z_{RSIL} sont les impédances du RSIL.

Selon le théorème de substitution [5], en remplaçant MOS2 par la source de tension $V_{DS_{MOS2}}$, de forme d'onde identique à celle du MOS2, le comportement du circuit reste inchangé. De même, MOS1 est remplacé par la source de courant $I_{D_{MOS1}}$, les condensateurs $C_{Entrée}$ et C_{HVDC} sont remplacés par les sources de tension $V_{C_{Entrée}}$ et $V_{C_{HVDC}}$ respectivement. En pratiquant de la sorte, le comportement du circuit reste inchangé.

En conséquence, le circuit sur Fig. 3 peut être redessiné (voir Fig. 4). On rappelle que la source de tension a une impédance interne nulle et la source de courant une impédance interne infinie.

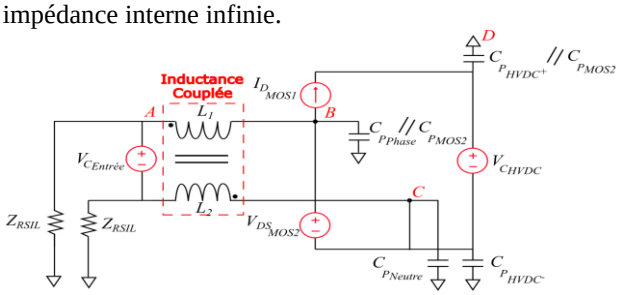


Fig. 4. Modèle de PFC Totem Pole pour l'analyse CEM.

Pour étudier l'impact de la source de $V_{DS_{MOS2}}$ sur le bruit conduit en MC, selon le théorème de superposition [5], Fig. 4 est redessiné en « éteignant » les autres sources, c'est-à-dire en remplaçant la source de tension par un court-circuit et la source de courant par un circuit ouvert (voir Fig.5).

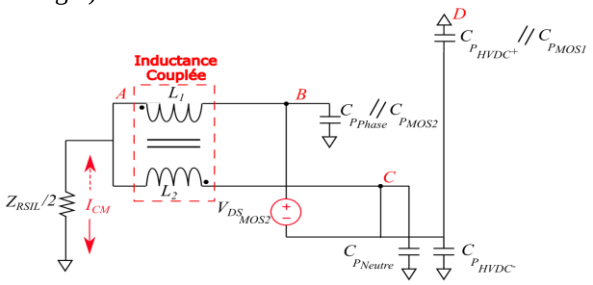


Fig.5. Circuit équivalent du chemin de propagation du bruit MC dû à V_{DS} .

Fig.6 ci-dessous montre le circuit équivalent du pont de Wheatstone du circuit présenté Fig.5.

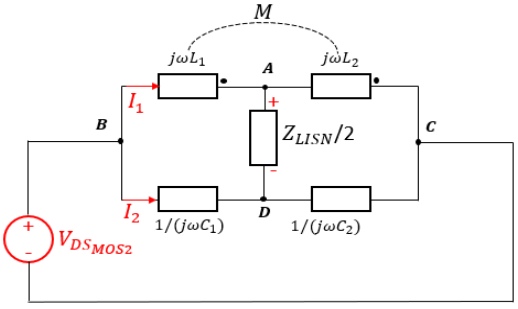


Fig.6. Pont de Wheatstone.

Comme le montre Fig.6, l'influence de la source de bruit conduit ($V_{DS_{MOS2}}$) sur l'impédance du RSIL peut être annulée, à condition que le pont de Wheatstone reste équilibré, ou que V_{AD} soit nulle. La condition d'équilibre du pont de Wheatstone est :

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \quad (1)$$

Avec :

$C_1 = C_{P_{Phase}} // \, C_{P_{MOS2}}$.

$C_2 = C_{P_{Neutre}} // \, C_{P_{MOS1}} // \, C_{P_{HVDC+}} // \, C_{P_{HVDC-}}$.

M : inductance mutuelle ; L_1, L_2 : self-inductance.

A partir de :

$$\frac{L_1}{L_2} = N^2 \; ; \; M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (2)$$

On suppose que:

$$\text{Si } k = 1 : M = \frac{1}{N} L_1 = N L_2 (3)$$

Avec :
N : rapport entre le nombre de spire de L_1, L_2.
k : coefficient de couplage du noyau de Boost.

Par conséquent, grâce aux équations (1), (2) et (3), la valeur de N pour obtenir la condition d'équilibre du pont de Wheatstone devient la suivante :

$$N = \frac{C_{P_{Neutre}} + C_{P_{HVDC+}} + C_{P_{HVDC-}} + C_{P_{MOS1}}}{C_{P_{Phase}} + C_{P_{MOS2}}} \quad (4)$$

Le même calcul est effectué pour la seconde commutation (MOS1 – ouvert et MOS2 – fermé). Ce cas de figure donne la même valeur de N. Dans l'intervalle négatif de la tension d'entrée (V_{AC}) , les résultats obtenus sont les mêmes. En conséquence, pour satisfaire à la condition d'équilibre, la valeur de N à utiliser est celle indiquée dans (4).
En réalité, le coefficient de couplage (k) n'est pas uniforme et il est donc nécessaire d'augmenter le nombre de tours des inducteurs couplés pour atteindre la condition d'équilibre. Cependant, cela augmentera la perte de l'inductance de Boost [4]. En outre, l'inductance de Boost n'est pas parfaite, elle diminue avec l'augmentation de la fréquence, à cause de l'atténuation de la perméabilité magnétique, et pour les hautes fréquences, l'impédance de l'inductance de Boost devient capacitive. Ce phénomène est à prendre en compte par l'ajustement de la valeur de N de l'inductance couplée pour assurer l'équilibre du pont de Wheatstone[2]. La Fig. 7 montre la mesure expérimentale d'une inductance en MD à l'aide de Network Analyzer adaptée pour ce convertisseur. A basse fréquence (1 kHz – 2 MHz), le comportement de l'inductance est inductif mais son comportement passe capacitif à haute fréquence (à partir de 2,5 MHz). Avec cette inductance, l'équilibre du pont de Wheatstone pourrait être assuré entre 150kHz et 1MHz.

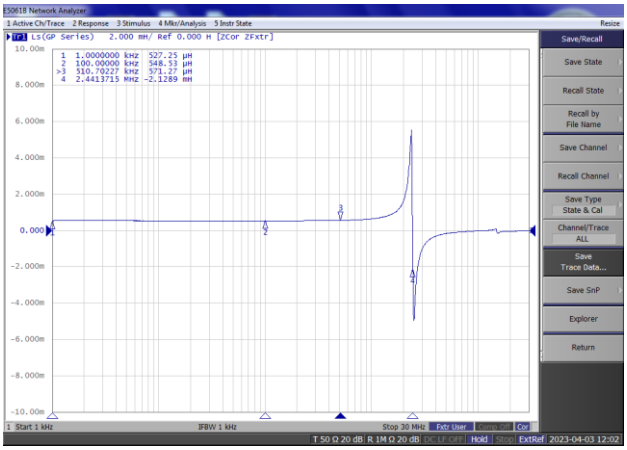


Fig. 7. Les valeurs de l'inductance de Single Boost en fonction de la fréquence de 1 kHz à 30 MHz.

Dans cette première étude, nous considérerons les inductances parfaites, c'est-à-dire, la valeur de k est égale 1 et les capacités parasites de ces deux inductances couplées sont nulles. La modélisation de l'inductance sur la bande 150kHz-30MHz sera réalisée dans un second temps pour prendre en compte le comportement capacitif en haute fréquence. Cela permettra d'évaluer l'équilibre de pont de Wheatstone et les conséquences sur les courants de mode commun. Des recherches avec d'autres noyaux inducteurs seront aussi effectuées pour étendre en haute fréquence les caractéristiques inductives.

III. CALCUL DES CAPACITES PARASITES ET RESULTATS DE LA SIMULATION.

La simulation est effectuée dans PSpice pour vérifier la théorie d'EIB proposée dans cet article. Le cahier des charges du Totem Pole PFC est montré dans la Table 1.

III.1. CALCUL DES CAPACITES PARASITES

Après avoir trouvé l'équation permettant de calculer le rapport du nombre de spires N entre deux inductances couplées correspondant à la condition d'équilibre, l'étape suivante consiste à calculer les différentes capacités parasites dans le système et à effectuer une simulation pour évaluer la technique proposée.
L'équation pour calculer la capacité parasite C_p, basée sur les caractéristiques physiques de la couche de circuit imprimé, est la suivante [3] :

$$C_P = \epsilon_o \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (5)$$

Où ϵ_o : permittivité du vide, ϵ_r : permittivité relative, A : surface des armatures et d : distance entre les deux armatures.
En appliquant cette formule, les capacités parasites représentées Fig.8 sont estimées par calcul et leurs valeurs sont illustrées dans le tableau 2.

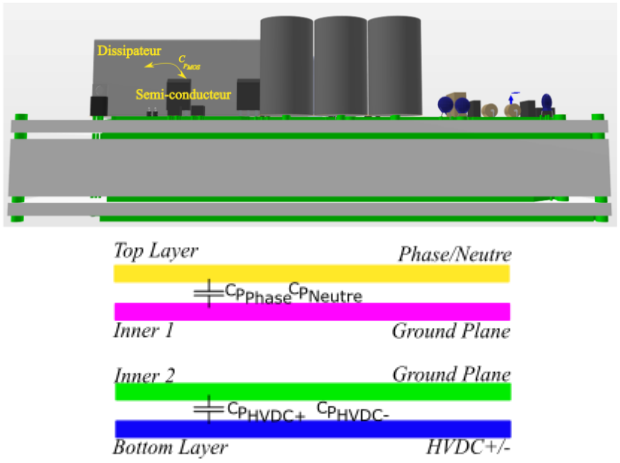


Fig.8. Le schéma 3-D de la disposition des circuits imprimés à 4 couches du PFC Totem Pole.

Table 1. Cahier des charges

Nom	Valeur
$V_{AC,rms}$	220 V
V_{DC_ref}	400 V
$L_{Boost,tot}$	360 μH
C_{in}	3.3 μF
C_{out}	680 μF
f_{sw}	80 kHz
MOS1, MOS2	IRF840
SCR1, SCR2	TN3050H-12WY
R_{Load}	100 Ω

En appliquant (5), les capacités parasites, sont rassemblées dans la Table 2.

Table 2. Valeurs de C_P

Capacités parasitiques	Valeur
$C_{P_{MOS1}}$, $C_{P_{MOS2}}$	40 pF
$C_{P_{Phase}}$, $C_{P_{Neutre}}$	20 pF
$C_{P_{HVDC+}}$, $C_{P_{HVDC-}}$	45 pF

A partir de l'équation (4) et la Table 2, la valeur de N pour les cas étudiés est calculée.

La valeur de N peut être augmentée (voir (6)) en ajoutant une capacité $C_{Ajout_Y_2}$ en parallèle avec $C_{P_{HVDC-}}$ ou diminuée (7) en ajoutant une capacité $C_{Ajout_Y_2}$ en parallèle avec $C_{P_{Phase}}$ dans le circuit (voir Fig.9).

$$N = \frac{C_{P_{Neutral}} + C_{P_{HVDC+}} + C_{P_{HVDC-}} + C_{P_{MOS1}} + C_{Ajout_Y_2}}{C_{P_{Phase}} + C_{P_{MOS2}}} \quad (6)$$

$$N = \frac{C_{P_{Neutral}} + C_{P_{HVDC+}} + C_{P_{HVDC-}} + C_{P_{MOS1}}}{C_{P_{Phase}} + C_{P_{MOS2}} + C_{Ajout_Y_2}} \quad (7)$$

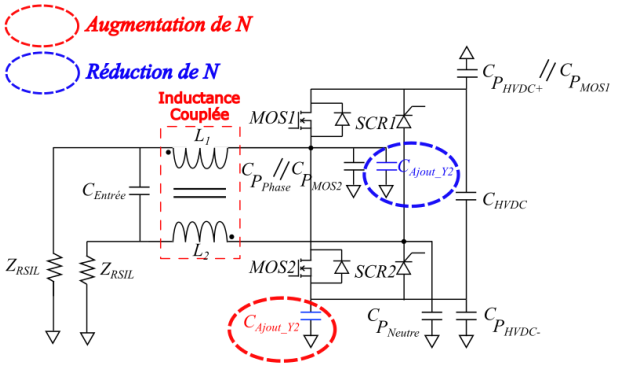


Fig.9. Totem Pole PFC avec le condensateur Y2.

L'inconvénient de l'utilisation de condensateurs Y2 de MC est qu'ils peuvent augmenter le courant de fuite dans le système. La valeur limite de condensateur Y2 est calculée en respectant le courant de fuite total maximum autorisé à la terre. Pour les équipements informatiques, ce courant est par exemple de 3.5 mA [6]. En réalité, l'ajout de la capacité de C_{Y2} en parallèle avec celle de $C_{P_{Phase}}$ amplifiera le bruit (le courant de fuite) créé par $V_{DS_{MOS2}}$.
En outre, l'utilisation de deux inductances couplées ($N \neq 1$) peut créer un problème de dissymétrie à l'entrée du convertisseur et un changement d'équilibre électrique. Ce déséquilibre électrique entraine une conversion MD-MC [7]. Cette conversion du bruit de MD en MC dépend de la différence d'impédance entre deux inductances couplées en MD (Z_{L_1+M} et Z_{L_2+M}) et de la source de bruit MD. Pour réduire cette conversion, la valeur de N doit être égale 1 (c'est-à-dire que la différence d'impédance de deux inductances couplées est nulle et que la conversion MD-MC est donc réduite). Le paramètre N est réglable par l'ajout de la capacité C_{Y2}. Nous proposons de simuler 2 cas de figure (N=1 et N=3), mais le cas N=1 sera privilégié dans les futures expérimentations.

III.2. Simulation

Trois topologies différentes de PFC Totem Pole ont été simulées en boucle ouverte pour évaluer la technique proposée dans cet article. Les résultats de ces simulations sont montrés sur Fig.10.
La courbe verte représente le bruit conduit en MC du Totem Pole PFC pourvu d'une seule inductance (360 μH) de Boost. La courbe rouge présente le bruit conduit en MC du Totem Pole PFC après que l'inductance de Boost est divisée en deux inductances couplées (N= 1 : 1) et lorsque le condensateur Y2 calculé à 90 pF est ajouté en parallèle avec $C_{P_{Phase}}$ pour satisfaire la condition d'équilibre (4). De même, la courbe bleue présente le bruit conduit en MC après que l'inductance de Boost est divisée en deux inductances couplées (N= 3 : 1) et lorsque le condensateur Y2 calculé à 30 pF est mis en parallèle avec $C_{P_{HVDC-}}$.

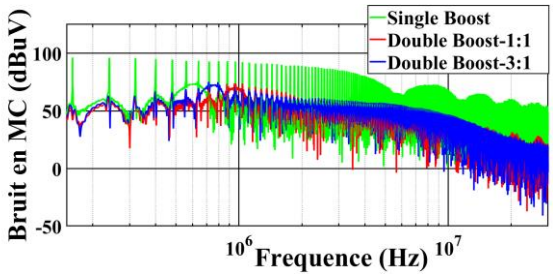


Fig.10. Résultats de la simulation.

Sur Fig.10, les bruits conduits en MC de deuxième topologie (1 :1) et celui de la troisième (3 :1) sont considérablement réduits par rapport à la première topologie. Notamment, les bruits conduits à BF et HF, sont fortement diminués de 30-45 $dB\mu V$ et 20-30 $dB\mu V$ respectivement.

Cependant, le bruit en MC n'est pas totalement annulé par la technique d'équilibrage à cause de l'imperfection dans le contrôle des thyristors SCR. En effet, il existe un moment de transition, lorsque la tension V_{AC} passe du positif au négatif et vice versa, où les deux SCRs ne sont pas activés afin d'éviter le court-circuit du système. Par conséquent, cela provoque un déséquilibre du pont de Wheatstone et l'impact de la source $V_{DS_{MOS_2}}$ ne peut plus être annulé (voir Fig.11).

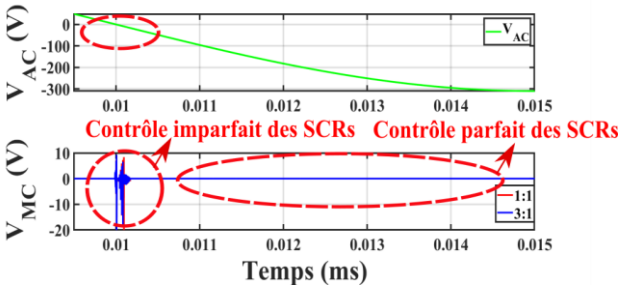


Fig.11. Tension de V_{MC} en fonction du temps.

IV. CONCLUSION :

Dans cet article, la technique d'équilibrage de l'inductance de Boost est présentée et appliquée pour supprimer le bruit conduit en mode commun dans le PFC Totem Pole. Cette technique a été réalisée en divisant l'inductance de boost en deux inductances couplées. Comme le montre le résultat de la simulation, le bruit en mode commun est fortement réduit grâce à la technique proposée. En conséquence, le circuit de filtrage peut voir son volume diminué, et l'efficacité du système améliorée. Les perspectives de ce travail sont de développer le modèle de l'inductance jusqu'à 30MHz pour prendre en compte des imperfections de ce composant et d'évaluer cette technique de réduction de courant de MC. Cette modélisation aidera à désigner un pont de Wheatstone efficace jusqu'à 30MHz. Les résultats expérimentaux seront à confronter aux résultats de simulation pour valider le domaine limite de fonctionnement de cette technique.

REFERENCES

[1] Y. Yang, "EMI Noise Reduction Techniques for High Frequency Power Converters," 2018.

[2] S. Wang, P. Kong, and Fred. C. Lee, "Common Mode Noise Reduction for Boost Converters Using General Balance Technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1410–1416, 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.900503.

[3] S. Wang, F. C. Lee, and Q. Li, "Improved Balance Technique for Common-Mode Noise Suppression of PCB-Based PFC," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 4174–4182, 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3124505.

[4] Y. Itoh, S. Kimura, J. Imaoka, and M. Yamamoto, "Inductor loss analysis of various materials in interleaved boost converters," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 980–987. doi: 10.1109/ECCE.2014.6953505.

[5] R. L. Boylestad, *Introductory Circuit Analysis*. Pearson, 2015. [Online].

[6] "IEC Standards—Safety of Information Technology Equipment, IEC 60950, 2005."

[7] S. Wang and F. C. Lee, "Investigation of the Transformation Between Differential-Mode and Common-Mode Noises in an EMI Filter Due to Unbalance," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 3, pp. 578–587, 2010, doi: 10.1109/TEMC.2009.2038899.

ANNEXE

A partir de la Fig.6, en appliquant le théorème de Thévenin, on trouve :

$$\Rightarrow V_{AD} = \frac{(L_1 + M)C_1 - (L_2 + M)C_2}{[(L_2 + M) + (L_1 + M)](C_1 + C_2)} V_{DS}$$

En supposant que dans une condition d'équilibre, le courant de bruit de mode commun est nul lorsque :

$$V_{AD} = 0 \Leftrightarrow (L_1 + M)C_1 - (L_2 + M)C_2 = 0$$
$$\Leftrightarrow \frac{C_2}{C_1} = \frac{L_1 + M}{L_2 + M}$$

DIGITAL ACTIVE EMI FILTER IMPLEMENTATION ON A 10 KW POWER CHAIN

D. Guedon[1], S. Serpaud[2], M. Pascaru[1], R. Perraud[1], T. Dörlemann[3], S. Frei[3]

[1] AIRBUS SAS, Central R&T, 2 rond-point Emile Dewoitine, 31700 BLAGNAC, davin.guedon@airbus.com
[2] IRT Saint-Exupéry, 3 rue Tarfaya, 31400 TOULOUSE, sebastien.serpaud@irt-saintexupery.com
[3] Technische Universität Dortmund, Otto-Hahn-Straße 4, 44227 DORTMUND, stephan.frei@tu-dortmund.de

Abstract. Modern power electronics systems, using wide band gaps semiconductor devices, are electromagnetic common-mode (CM) sources that must not disturb the surrounding environment. Nowadays, resulting filtering solutions for aeronautic applications represent a meaningful portion of the total converter weight. Thus, this paper presents a feasibility study about the implementation of a common-mode digital active electromagnetic interference filter (DAEF) on a high power chain, for propulsive aeronautic applications. After presenting the components of a DAEF, the paper focuses on the models that can be used to better apprehend the design of such a sub-system. It is shown that the digital part provides higher adaptability, due to the identification of the power chain. Experimental results on a 10 kW power chain demonstrate drastic attenuation over a wide range of frequencies.

I. Introduction

With respect to the global decarbonization roadmap, the aerospace industry is facing huge challenges to reduce its carbon footprint, thus targeting a sustainable industry.

From the electromagnetic compatibility (EMC) point of view, electrification of aeronautic applications introduces strong constraints. Compliance with the aeronautical standard imposes a very strong increase in the volume and weight of high power converters by using heavy and bulky electromagnetic interference (EMI) passive filters.

As shown in Fig.1, a high power converter generates significant conducted emissions, well above (+80 dB) the aeronautical standard limit ED14 (red line in Fig.1).

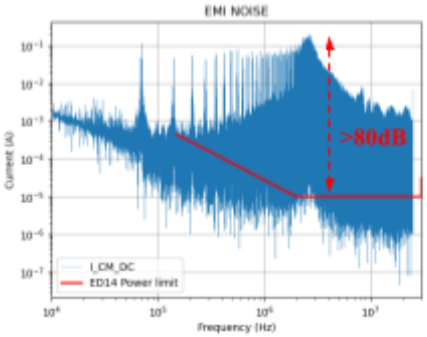


Fig.1. Measured DC input common mode emissions without Common Mode filter (±270 V/10 kW CV) [1]

A panel of different solutions can be used to significantly reduce the CM noise. Passive filter is the standard approach. However, the volume and weight of the passive filter exponentially increase according to CM noise level, due to the power increase of the converter (CV).

For several years, Active Electromagnetic interference Filters (AEFs) have been developed. Initially for low frequency applications in the energy field, it now addresses automotive and aeronautical applications. At first, Analog Active Emission Filters [2] [3] were developed, where the filtering regulation is done by an operational amplifier. More recently, DAEFs have been proposed. Several algorithms were developed as the Adapted Harmonics Cancellation [4], or the Notch Filter Cancellation. In the meantime, Hybrid filter solutions [5] combine benefits of each approach.

The main advantage of DAEF is to significantly reduce the volume and weight of the power filter compared to the passive filtering approach (>50%) [6]. A second advantage of the DAEF is the flexibility of solution (re-programmable) and the possibility of implementing other parallel processes (ex: health monitoring).

II. Digital Active EMI filter for CM noise cancellation

The DAEF is built around a printed circuit board that includes a common mode magnetic injector and a CM noise sensor.

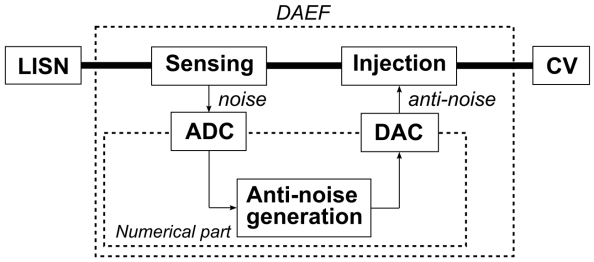


Fig.2. Components of a DAEF

Fig.2 presents the general definition of DAEF. Sensing and injection systems are necessary respectively, to measure the noise and to add the anti-noise signal into the common-mode path of the power chain. Anti-noise synthesis is numerical, so analog-digital and digital-analog converters (respectively ADC and DAC)

are mandatory. Currently, the anti-noise synthesizer is realized with a Red Pitaya board, based on Xilinx Zynq system-on-chip, that combines a FPGA and a CPU. Notch Filters (NFs), with tunable parameters, are combined in order to filter multiple frequency bands.

II.1. Transfer function

Without transfer mode, CM and differential-mode (DM) quantities can be separated, and individually studied. This approach is relevant, as it can reduce the computation time of the models, without reducing their accuracy. A CM model of the power chain with a DAEF is represented in Fig.3, where A(f) represents the transfer function of the AEF.

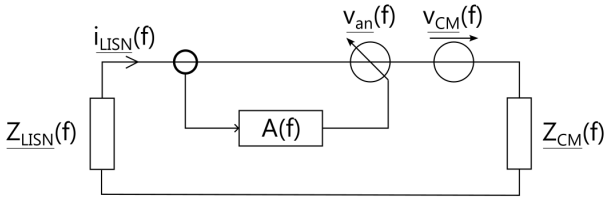


Fig.3. Equivalent circuit of a current-sensing voltage-canceling AEF CM filter

This model also proposes a simpler view of the study case, the transfer function of the system can be easily deduced from it. Without AEF, the CM current has the following expression:

$$I_{CM0}(f) = \frac{v_{CM}(f)}{Z_{LISN}(f) + Z_{CM}(f)}$$

Where I_{CM0} is the CM current without any filter. With a DAEF, the following elements must be considered:

- The transformation ratio of the sensor, m_{sens}
- The output impedance of the sensor R_{sens}
- The transfer function of the anti-noise synthesizer G(f)
- The gain of the power amplifier K_{amp}
- The transformation ratio of the injector m_{inj}

It leads to the following expression of the CM current, with an AEF:

$$I_{CM}(f) = I_{CM0}(f)\frac{Z_{LISN}(f) + Z_{CM}(f)}{Z_{LISN}(f) + Z_{CM}(f) + \frac{m_{inj}}{m_{sens}}K_{amp}R_{sens}G(f)}$$

It can be noted that the performance and the dynamic of the AEF depends on the CM impedances of the circuit. Furthermore, the gain $K_{amp}.m_{inj}.G(f)$ must be as high as possible to damp the harmonics of the CM current.

II.2. Modeling of the sensing and injecting units

a - Sensing unit

The sensor is realized with a magnetic core and three windings. There are two primary windings, with the same orientation, so the currents of the DC poles are summed. The third winding, at the secondary, provides an image of the CM current.

In order to measure the CM current, a parallel low impedance must be connected to the secondary: the corresponding resistance is called R_{sens}. The transformation ratio is defined as:

$$m_{sens} = \frac{i_{sens}}{i_{CM}} = \frac{N_2^s}{N_1^s}$$

Then, the voltage obtained prior to analog-to-digital conversion is:

$$v_{in_{ADC}} = \frac{1}{m_{sens}} R_{sens} \bullet i_{CM}$$

This relation is valid when the magnetizing impedance is much higher than R_{sens}. It will be discussed later. Within a simulation software, the sensing unit is represented with an ideal transformer, with R_{sens}, and the magnetizing inductance, to ensure consistent behavior at low frequency.

b - Injection unit

The CM transformer of the injection unit is based on the same model as the one of the sensing unit. An operational amplifier with a saturable output, an infinite gain, and its corresponding resistors to realize a negative feedback circuit, models the power amplifier.

II.3. LMS algorithm

Within the Red Pitaya board, multiple notch filters are implemented to target a large amount of frequencies. This implementation is divided into two distinct operations:

1. The anti-noise generation, which is a weighted sum of a sine and a cosine at the notch frequency.
2. The calculation of the weights, which is performed by a least mean square (LMS) algorithm. This LMS algorithm, characterized by a step size μ, ensures that the weights used by the anti-noise generation minimize the residual noise at the given notch frequency.

These two operations are shown in Fig.4. Multiple notch filters are implemented, so the way they interact with each other must be handled. A first solution is to operate them in a parallel mode, which means that they all process the same error signal. Another option is to connect the notch filters in a pseudo-cascade way: this structure is theoretically much more efficient, as it aims to reproduce a perfect cascade.

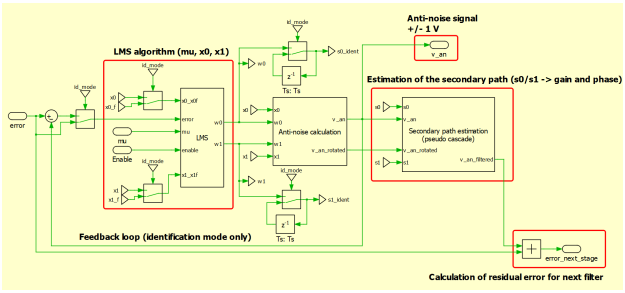


Fig.4. Modeling of the anti-noise synthesizer, implemented on the FPGA board

III. Operation of the DAEF on an elementary setup

III.1. Identification of the secondary path and two-port network analysis

A specific mode, called identification, is implemented on the field-programmable gate array (FPGA) board. During this phase, multiple frequencies are analyzed, thus providing the evolution of gain and the phase of the secondary path. An elementary setup has been realized to verify the performance of the notch filter as well as the identification parameters. A setup composed of a cable, the sensing and injection units, a ground plane, and two SMA connectors at the extremities is built. This setup is referred to as the calibration setup in the following. The SMA connectors allow for connecting known impedances. One welcomes a 1 nF capacitance: it aims to reproduce the typical CM impedance of a power chain, strongly capacitive in the range of frequencies considered. A 50 Ω load, representing the line impedance stabilization network (LISN), can be placed at the other side. To test the performance of the AEF, an Arbitrary Wave Generator (AWG) can be connected instead: its internal 50 Ω impedance plays the role of the LISN, while it allows for emulating noise generation.

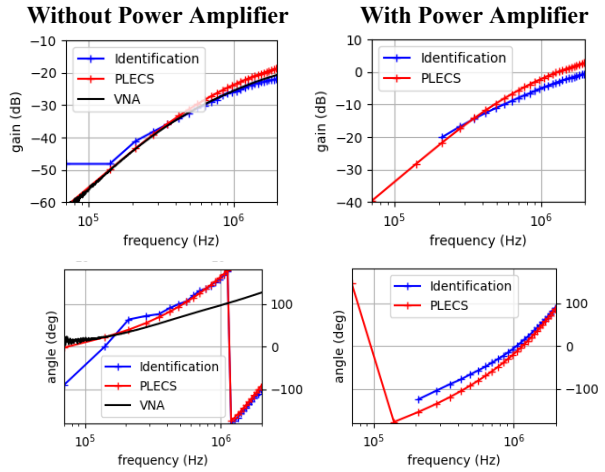


Fig.5. Gain and phase of the secondary path with the calibration setup. Identification process on FPGA (blue), PLECS model (red) and VNA (black, Red Pitaya board removed).

The identification phase is reproduced with PLECS to compare the experimental results with a reference model, Fig.5. Assuming a Red Pitaya board with a unit gain and no delay, the phase obtained with the PLECS model is almost identical to the measurements from the vector network analyzer (VNA). As a consequence, it comes out that the Red Pitaya introduces an additional delay of about 200 ns, leading to the curves in red. This delay, which cannot be neglected, is visible when the identification process is performed. Consequently, it is compensated by the DAEF, thus preserving the performances of the DAEF.

III.2. Performances on a capacitive load with a PWM noise

After validation of the identification process, the 50 Ω impedance is replaced with an AWG to reproduce a pulse-width modulation (PWM) noise generation. The corresponding parameters have been reported in Table 1.

Table 1. PWM noise parameters

Amplitude	300 mVpp (50 Ω load)
Carrier frequency	70 kHz
Modulating frequency	f_{mod}=416 Hz
Duty cycle	$0.5(1+0.8\sin(2\pi f_{mod}))$

The AWG provides a PWM function, the modulating signal chosen is a sine wave with a modulation index of 0.8 and a frequency f_{mod}. It produces a spectrum with peaks at the multiples of the carrier frequency, as well as sideband harmonics around them, whose positions depend on f_{mod}, and can be analytically described by Bessel functions. Afterwards, three NFs are enabled at 765, 770, and 775 kHz, μ=1e-8, and the pseudo-cascaded mode. The resulting spectrum is shown in Fig.6. The same operating conditions are reproduced with the PLECS model. Qualitatively speaking, harmonic bands are well represented as well as the peaks, at multiples of the switching frequency. Around 770 kHz, where the 3 NFs are centered, the attenuation is consistent with the performance foreseen by the PLECS model.

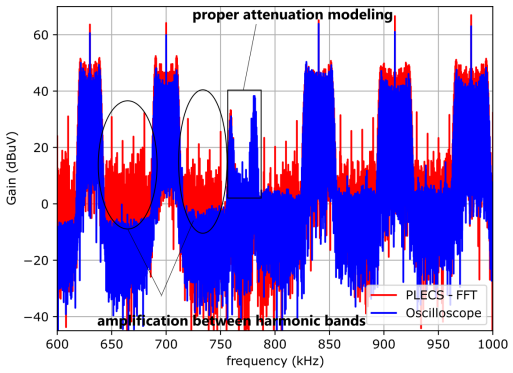


Fig.6. FFT of $v_{in,FPGA}$ with 1 nF load, 3 NFs at 765, 770 and 775 kHz, μ=1e-8, pseudo-cascaded mode. Experimental (blue), and simulation (red)

The identification process is performed with the output of the AWG activated, and the minimum output voltage. In the range 640-690 kHz and 710-760 kHz, one can notice that the harmonics are amplified according to the model. This phenomenon is not verified experimentally, which shows some possible improvements of the model to ensure its validity over a wider range of frequencies.

IV. Experiments on a 10 kW power chain

IV.1. Presentation of the power chain

To evaluate the DAEF, a full 10 kW power chain is used. A dual ±270 V / 15 A DC power source supplies the converter, this latter driving a 10 kW AC e-motor in a typical ED14 conducted emissions setup. Active filter elements are depicted in this setup on Fig.7. and details given in Fig. 8.

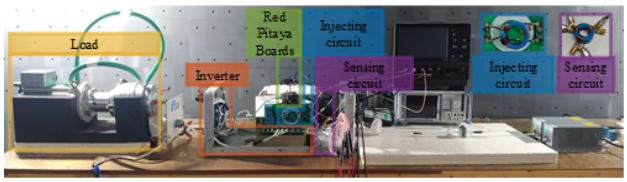


Fig.7. 10 kW power chain with active filter elements

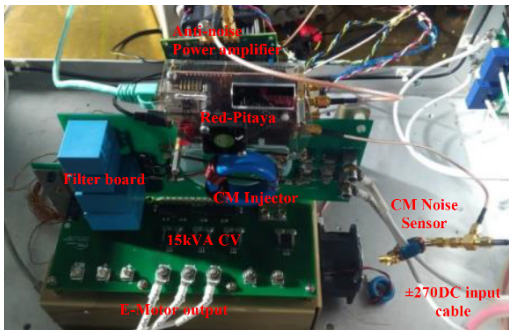


Fig.8. Details of the active filter

IV.2. Discussion on the DAEF components

The active filter is installed on the setup and contains inductive sensor and injector, FPGA boards, couplers and an amplifier. Choice was made to use inductive elements to sense and inject on common mode so that no physical connection with the high power system is needed. Sensor, injector, as well as the amplifier units are playing a major role in the achieved performance of the active filter. A modeling work has been carried out to evaluate sensing and injection toroids to assess their behavior and impact on the control loop. Among available toroids, the sensing and injection units are those made with a high permeability material. Toroids with N30 ferrite material [7], B64290L0618X830 and B64290L0040, have been chosen in our application. The toroid model is developed and validated with measurement for a set of turns around the toroid. The sensor is realized with a magnetic core and three windings.

There are two primary windings with the same orientation, so that the currents of the DC+ and DC- poles are summed thus canceling differential mode and leaving only common mode current. The third winding, at the secondary, provides an image of the CM current and is connected to the FPGA input. The injection circuit is very close to the sensor circuit and the toroid reference is B64290L0040. The toroid is placed in place in the vertical PCB and the DC+ and DC- power lines are connected such that the injection loop injects a common mode current in the common loop.

IV.3. Spectral analysis

A setup of the power chain including the active filter with four FPGA boards has been realized and presented in Fig. 9.

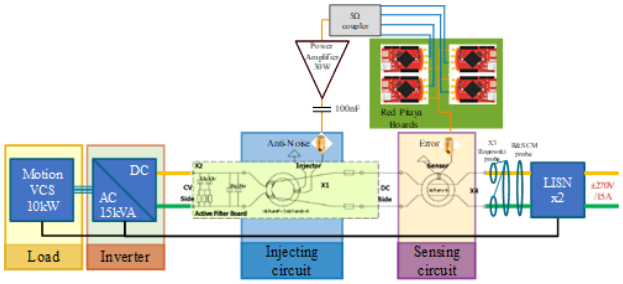


Fig.9. Active filter setup for 12 harmonic cancellation

The experiment targets the attenuation of 12 switching frequency harmonics between 210 kHz and 980 kHz. With 3 NF per harmonic band, the designed active filter includes 36 NFs implemented on the four Red Pitaya boards. The resulting frequency distribution and the CM noise level are respectively represented in Fig.10 and Fig.11. It can be observed that a significant attenuation is obtained: 40 dB between 210 kHz and 630 kHz, and more than 20 dB from 700 kHz to 980 kHz.

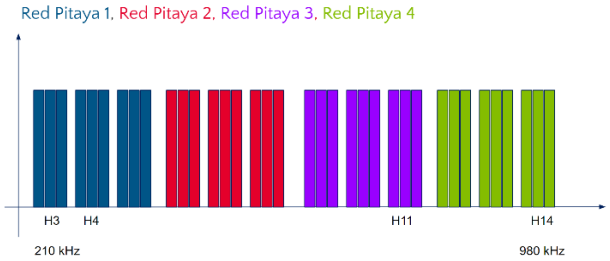


Fig.10. Distribution of the NFs between 210 kHz and 980 kHz, and the different Red Pitaya boards.

IV.4. Spectrogram on different operating points

Any modification of the operating point of the power chain should not lead to a lack of performance of the active filter. Thus, we made a second test campaign where noise levels are recorded during sudden changes of the rotational speed of the motor.

Records of several seconds allow checking the active filter behavior when 3 notches are placed on three different switching harmonics (11, 12, 13, f_{sw}=70 kHz). The motor has a pole pair number of five, then a rotational speed of 1500 RPM relates to a modulation frequency of 125 Hz and a rotational speed of 2000 RPM corresponds to 167.7 Hz modulation frequency. In this experiment a lower input DC voltage of the power chain is used to avoid saturation on limited Red Pitaya input.

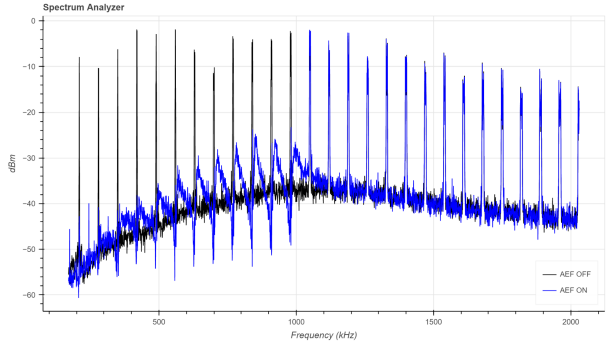


Fig.11. CM noise level measured at the spectrum analyzer, 270 V_{DC}, 2000 RPM, 70 kHz switching frequency. DAEF enabled (blue) and disabled (black).

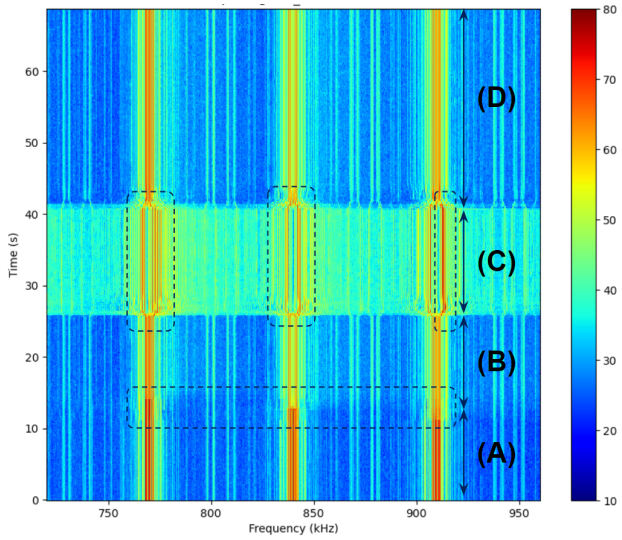


Fig.12. Spectrogram (dBµV) with V_{DC}=100 V, f_{sw}=70 kHz. AEF filter OFF (A), pseudo-cascaded mode at 1500 RPM (B) pseudo-cascaded mode at 2000 RPM (C), and back to pseudo-cascaded mode at 1500 RPM (D)

Fig. 12 highlights the different time areas where speed is constant. A-area represents the spectrogram where active filters are not active and e-motor is at 1500 RPM. In (B) area, AEF are activated and clear attenuation is obtained, but not homogeneous over the whole sub-bands. In (C) area, rotation speed is changed to 2000 RPM. The sub-bands get wider, harmonics appear at the extremities of the sub-bands and notch filters placement are not optimal anymore.

(D) area is the area where speed is decreased to 1500 RPM. Active filters work in the same manner that (B) area. From this analysis it comes out that active filters performance should consider the speed range of the power chain so that the AEF algorithm can adapt to this range. Complementary tests with torque change have been done. In this case, even if slight spreading of the spectrum around harmonics is observed, notch filter placement is still optimal.

V. Conclusion

This paper has proposed a study of a DAEF for aeronautic applications, including analytic analyses, models, software and hardware implementations. After validating the behavior of the notch filter in a simple setup both in identification and anti noise generation phases, the performance of the DAEF has been demonstrated on a full-scale power chain. It comes out that, based on a 30 W power amplifier and magnetic components for measuring and injecting the signals, efficient filtering performances are achieved in terms of bandwidth and attenuation. For future work, the multiple FPGA boards could be replaced by a single computation unit, more powerful, but also more compact, thus also allowing the implementation of a higher number of NFs. Nevertheless, the rise in the frequency range, here 210-980 kHz, is also limited by the performance of the power amplifier. For given specifications, the design of the power amplifier is of paramount importance, to ensure a proper trade-off between speed and voltage/current capabilities.

VI. Acknowledgement

These results have been obtained in the framework of the IRT Saint Exupery's research project OCEANE. We acknowledge the financial and in-kind support (background knowledge and services) from the IRT Saint Exupery's, industrials and academic members and the financial support of the French National Research Agency.

REFERENCES

[1] R. Perraud et al., "Active EMI Filter for High Power Converters," 2022 ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC), 2022, pp. 1-6, doi: 10.23919/AerospaceEMC54301.2022.9828852.

[2] I. Takahashi, A. Ogata, H. Kanazawa and A. Hiruma, "Active EMI filter for switching noise of high frequency inverters," Proceedings of Power Conversion Conference - PCC '97, 1997, pp. 331-334 vol.1, doi: 10.1109/PCCON.1997.645634.

[3] S. Jiang, Y. Liu, W. Liang, J. Peng and H. Jiang, "Active EMI Filter Design With a Modified LCL-LC Filter for Single-Phase Grid-Connected Inverter in Vehicle-to-Grid Application," in IEEE Transactions

on Vehicular Technology, vol. 68, no. 11, pp. 10639-10650, Nov. 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2944220.

[4] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees and M. Wiegand, "Active EMI Reduction of Stationary Clocked Systems by Adapted Harmonics Cancellation," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 61, no. 4, pp. 998-1006, Aug. 2019, doi: 10.1109/TEMC.2018.2854965.

[5] M. Ali, E. Labouré and F. Costa, "Integrated Active Filter for Differential-Mode Noise Suppression," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 3, pp. 1053-1057, March 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2276396.

[6] Yongbin Chu, Yogesh Ramadass, “Active EMI filters to reduce size and cost of EMI filters in automotive systems”, Analog Design Journal, 2021

[7] https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/187204/11a3ca92549b8d3b7cce210eace3dc3c/pdf-n30.pdf

MODELISATION DES IMPEDANCES DE MODE COMMUN ET DIFFERENTIEL D'UN BOBINAGE STATORIQUE : IMPACT D'UNE DISTRIBUTION ALEATOIRE DES CONDUCTEURS DANS LES ENCOCHES

A. Piat[1], S. Hlioui[2], P.-E. Lévy[3], F. Costa[4]

[1]IRT Saint Exupéry, 31400 Toulouse, arthur.piat@irt-saintexupery.com
[2]CY Cergy Paris Université, Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS, SATIE, 91190, Gif-sur-Yvette, France,
sami.hlioui@ens-paris-saclay.fr
[3]Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS, SATIE, 91190, Gif-sur-Yvette, France,
pierre-etienne.levy@ens-paris-saclay.fr
[4]Université Paris Est Créteil, Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS, SATIE, 91190, Gif-sur-Yvette, France,
francois.costa@ens-paris-saclay.fr

Résumé. Ce papier présente une méthodologie unifiée pour la modélisation des impédances de Mode Commun (CM) et de Mode Différentiel (MD) d'un moteur synchrone à aimants permanents. Cette dernière combine des méthodologies de modélisation par éléments finis (EF) à des simulations circuits à paramètres discrets de type Spice. Ces outils sont ensuite utilisés pour étudier un ensemble de bobinages avec un brassage aléatoire des conducteurs pour déterminer l'impact de la maîtrise de fabrication sur les performances CEM du système. Enfin, plusieurs représentations sont proposées et discutées pour aboutir à l'optimisation des performances CEM de ces composants.

INTRODUCTION

Ces dernières années, d'importants gains de performances en aéronautique ont été réalisés via la substitution de systèmes utilisant des vecteurs d'énergies traditionnels (pneumatique, hydraulique …) par des systèmes électriques [1]. En parallèle, l'émergence de composants à large bande interdite tels que les HEMT GaN et les MOSFET SiC promettent de réduire les pertes tout en augmentant la puissance des charges commandées en atteignant des fréquences de découpage plus élevées [2]. En revanche, leur fonctionnement à vitesse de commutation élevée augmente significativement les niveaux du spectre d'interférences électromagnétiques (IEM) générés [3]. Ces perturbations s'expriment comme un ensemble de courants parasites pouvant perturber les systèmes adjacents [4] et doivent être restreintes, et ce pour respecter des normes différentes en fonction du domaine d'application [5]. Les outils pouvant caractériser les impédances de propagation de ces courants se basent soit sur des approches empiriques à base de mesures [6], [7], soit sur des modèles physiques se voulant prédictifs. Des approches utilisant des méthodes par éléments finis ont été utilisées pour des câbles [3] et des machines électriques [8], [9] permettant de cette façon de prédire les impédances entre quelques kHz et jusqu'à 10 MHz le comportement en MC et MD, mais aussi dans certains cas les surtensions au sein des bobinages [10]. Enfin un modèle d'encoche pour prédire la capacité de MC utilisant des fonctions de probabilité pour le placement aléatoire des conducteurs a été utilisé pour étudier la question de la variabilité du bobinage [11]. Cependant l'association de conducteurs en parallèle ainsi que la position relative des spires entre elles demeure non explorée. Ce papier présente une méthodologie combinant des simulations par EF à des simulations circuits Spice pour prédire le comportement des impédances de MC et MD entre 1 kHz et 10 MHz. En l'utilisant pour des répartitions plus ou moins aléatoires des conducteurs au sein des encoches, ces études mettent en lumière le besoin de maitriser leur placement pour limiter les courants parasites induits par les convertisseurs.

Ce papier est issu du projet OCEANE dirigé par l'IRT Saint Exupéry, Toulouse (France), financé par AIRBUS, LIEBHERR, SAFRAN et Agence nationale de la recherche (ANR) en collaboration avec le SATIE, TUD, DEEP, ICAM et le LAPLACE.

MODÉLISATION ET HYPOTHÈSES

Pour étudier l'impact d'un brassage aléatoire des conducteurs dans une encoche, des paramètres ont été définis. Ces derniers sont intégrés à un processus de simulation automatisée pour être capable d'extraire les impédances de MC et MD en modifiant uniquement ces derniers. Pour cette étude, seuls les paramètres du bobinage ont été modifiés.

Nombre de conducteurs en main

Pour un fonctionnement donné, une machine peut être bobinée de multiples façons. Plus le nombre de conducteurs en parallèle sera important, plus on peut diminuer les pertes [12] et un ensemble de conducteurs de diamètre inférieur permettra de bobiner plus facilement une machine qu'un seul conducteur plus rigide. Chaque conducteur en parallèle est considéré comme ayant la même impédance et la même surface de cuivre totale. L'échauffement est considéré similaire pour les différentes combinaisons de conducteurs.

Dispersion des conducteurs en parallèle

En fonction de la réalisation de la machine (processus manuel, industriel), les conducteurs en parallèle ne restent pas forcément groupés, certains peuvent s'être déplacés et mêlés à d'autres groupes. Ces différentes positions induisent un niveau d'interaction différent entre les spires dont l'impact sur le MC et MD n'a pas été quantifié dans la littérature.

Ordre et position des spires dans l'encoche

Dans une machine donnée, les spires ne sont pas forcément ordonnées les unes après les autres, mais probablement plus ou moins mélangées. Il a été démontré que cette position à un impact significatif sur les tensions interspires et les décharges partielles [10]. L'impact sur le MC et MD peut exister et ces travaux visent à les quantifier.

Placement des conducteurs dans l'encoche

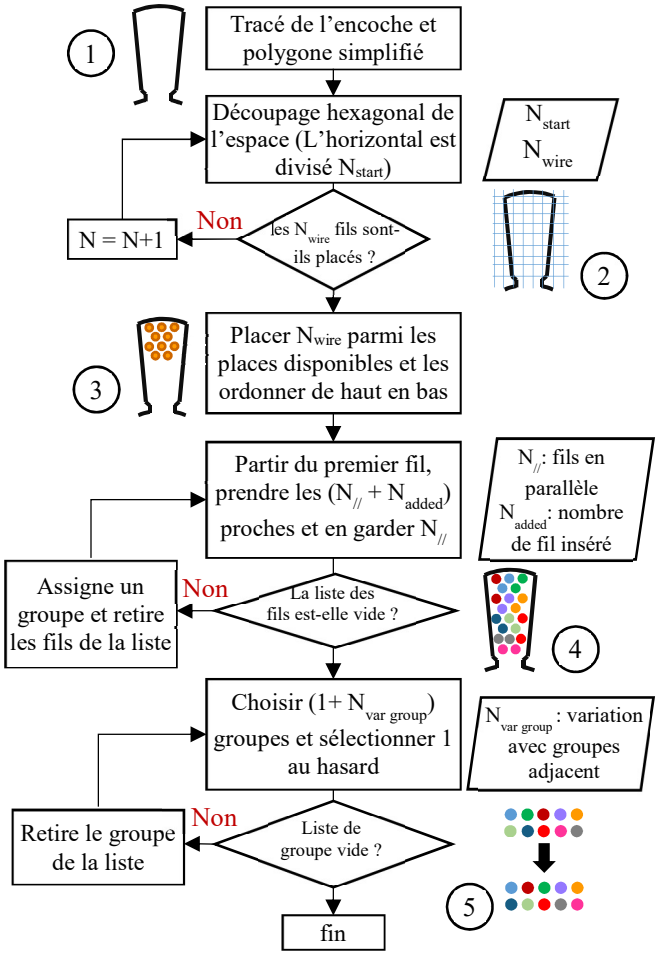


Fig.1. Processus de calcul et constitution des bobinages avec une distribution aléatoire

Les conducteurs, placés dans les encoches, ne forment pas forcément un assemblage rangé. Un remplissage en vrac génère des espaces de haute densité et d'autre de faible densité [11] alors que d'autres machines à bobinage rangé rendent la position de chaque conducteur déterministe, non susceptible à des incertitudes. Ce problème n'est que partiellement traité dans ce papier. Pour traiter l'intégralité de ces points, un processus de remplissage des encoches en fonction du degré d'aléa de répartition et du nombre de conducteurs a été développé. Ce modèle calcule les positions géométriques nécessaires à la modélisation EF.
L'algorithme qui permet de prendre en compte l'ensemble des configurations possible est détaillé Fig.1. La première étape consiste à définir une géométrie simplifiée de l'encoche, composée uniquement de lignes. Une deuxième partie se charge de diviser l'espace de façon hexagonale (voir étape 2 Fig.1). Ce fractionnement est raffiné jusqu'à ce qu'au moins autant d'emplacements que de conducteurs soient disponibles. Cette étape permet entre autres de changer de fil (diamètre et nombre en parallèle) pour une même encoche. Si la configuration est infaisable, la simulation est rejetée. A l'inverse si trop d'emplacements sont disponibles, les emplacements gardés sont sélectionnés aléatoirement puis rangés de haut en bas (étape 3). Les groupes (fils bobinés en parallèle) sont formés en sélectionnant dans le premier fil disponible et les ($N_{//}$ + N_{added}) conducteurs les plus proches puis seul $N_{//}$ sont conservés (étape 4). La dernière étape est proche de la précédente mais définit la position des groupes de fils les uns par rapport aux autres : l'ordre des groupes peut être inversé aléatoirement. Ainsi, quatre configurations différentes générées par cet algorithme seront utilisées dans la suite du papier.

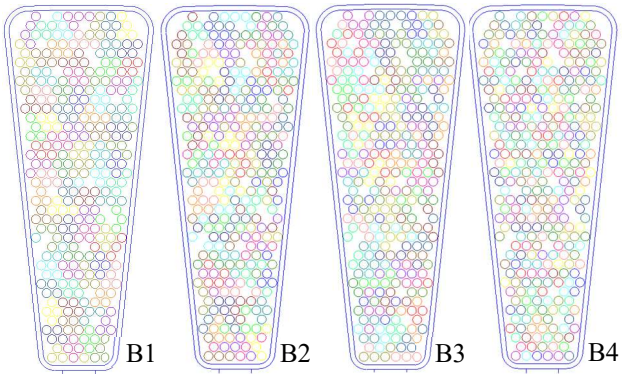


Fig.2. Illustration des quatre bobinages de l'étude, représentée sans émail classé par numéro de spire

Ces bobinages, notés B1, B2, B3 et B4 sont ordonnés selon l'ordre d'aléa appliqué dans ces derniers. Le placement des conducteurs a été gardé le même pour être conservatif entre les simulations et ne pas voir apparaître de différences dans le comportement MC à basse fréquence (BF), tel qu'illustré dans la référence [11]. Seul leur appartenance à une spire a été modifié (80 spires, 4 fils en parallèle Fig.2) De ces arrangements découlent quatre modèles EF.

MODÉLISATION PAR ÉLÉMENTS FINIS

Quatre modèles sont générés par encoche, deux magnétiques pour extraire les matrices d'impédances complexes (phénomènes résistifs et inductifs) et deux électrostatiques pour calculer les matrices de capacités

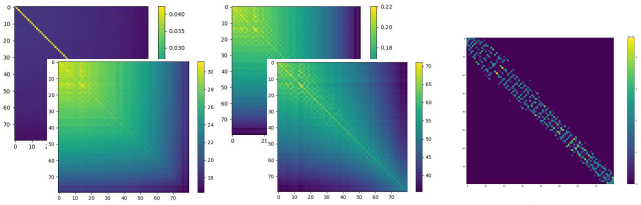
pour l'ensemble des conducteurs, dans l'air et dans les encoches.

Modélisation de l'encoche

Pour l'encoche, le problème est considéré plan. Les conducteurs d'une même spire sont mis à 1A ou 1V en fonction de la physique simulée. L'outil utilisé est FEMM [13] et va permettre d'extraire respectivement des matrices d'impédances complexes (regroupant inductances propres, mutuelles et résistances) dépendantes de la fréquence ainsi qu'une matrice de capacités (supposées indépendantes en fréquence). Dans le cas spécifique des simulations électrostatiques, le fond de l'encoche est au potentiel de référence.

Modélisation des têtes de bobines

Le même procédé que les encoches est répliqué pour les têtes de bobine, non plus sur un modèle plan, mais sur un modèle axisymétrique. Il est supposé que les bobines forment un demi-cercle parfait entre deux encoches et que l'interaction entre les différentes bobines comme avec le carter ou l'empilement de tôles est négligeable.



Z_{ij} :partie réelle Z_{ij} :partie imaginaire C_{ij}

Fig.3. Matrices d'impédance magnétique et de capacité pour l'encoche B1

La Fig.3 montre à gauche un ensemble de matrices d'impédances dépendant de la fréquence et une matrice de capacités pour la configuration B1. Ces matrices sont intégrées dans une netlist Spice pour une simulation circuit. La diagonale constitue les effets propres au conducteur (inductance et résistance) pour les simulations magnétiques et la capacité par rapport au fond de l'encoche. Le reste des matrices représentent les coefficients de couplage et les capacités interspires, conformes à la représentation proposée dans [8]. Dans le cas des simulations magnétiques et pour obtenir des valeurs d'impédance représentative des effets de peau et de proximités, le maillage est affiné pour avoir des éléments deux fois plus petits que l'épaisseur de peau. Cet affinage augmente considérablement le temps de simulation. Ainsi pour cette étude, les fréquences étudiées se situeront entre 1 kHz et 10 MHz.

GÉNÉRATION DES FICHIERS SPICE

L'ensemble des matrices calculées sont intégrées dans un schéma circuit Spice sous forme de paramètres localisés. Le but est de répliquer une bobine, que l'on pourra ensuite associer en parallèle ou en série pour comparer à des mesures sur prototype.

Résistances et inductances

Les résistances s'écrivent comme la partie réelle des matrices d'impédance, pour la diagonale suivant [8].

$$R_i = réel(Z_{ii}) \quad (1)$$

De façon similaire, un dipôle inductance sera utilisé pour modéliser l'inductance propre d'une spire, composé d'un ou plusieurs conducteurs en fonction de la configuration de la machine :

$$L_i = imag(Z_{ii})/\omega \quad (2)$$

Inductances couplées et effets de proximité

Les inductances mutuelles dans les netlists Spice sont exprimées par des coefficients de couplages notés k qui peuvent être déduits des mutuelles et des valeurs propres :

$$k_{ij} = M_{ij}/\sqrt{L_i.L_j} \quad (3)$$

Il reste à représenter la partie réelle de l'impédance mutuelle. Il n'existe pas de composant simple dans les netlist Spice pour implémenter ces valeurs. Dans [7], ces valeurs étaient ignorées, mais c'est dans [8] que leur intégration dans un modèle circuit a permis de mieux représenter les amortissements des résonances BF. Ce concept de « résistance mutuelle » a été amplement étudié pour les transformateurs [14] et représente l'impact combiné des effets de peau et de proximités entre conducteurs. Une modélisation de ces éléments pour notre bobine s'écrit :

$$V_i = \sum I_j.R_{ij}\,, \forall i \neq j \quad (4)$$

Ces sources de tension utilisent des sources commandées (*Behevioral Voltage source*) et sont placées en série avec les inductances et résistances propres des conducteurs. D'autres façons d'intégrer ces éléments est possible selon la référence [8].

Capacités interspires et fond d'encoche

Concernant les capacités, ces dernières sont ajoutées dans le schéma ; certaines placées entre les différentes spires d'autres entre les spires et la terre (fond de l'encoche). L'ensemble de ces dipôles sont assemblés dans un schéma visant à répliquer le bobinage de la machine comme illustré Fig.4 et Fig.5

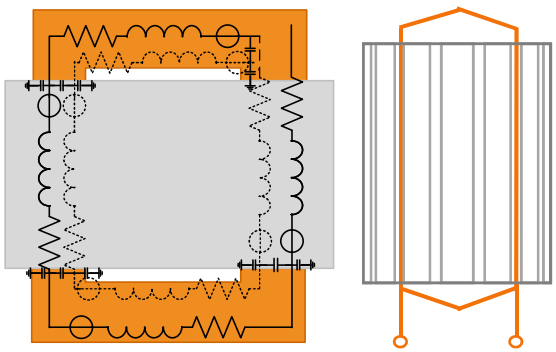


Fig.4. Illustration du circuit Spice généré avec vue en coupe simplifiée de la bobine correspondante

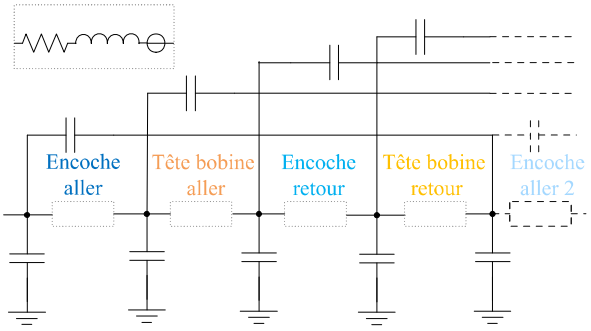


Fig.5. Vue simplifiée de la netlist spice pour un tour

La dimension des têtes de bobines étant proche de celui du paquet de tôle, il a été important de modéliser ces deux parties dans le circuit. Toutes les résistances, inductances, mutuelles ainsi que les effets de proximité dépendent de la fréquence, le schéma Spice est par conséquent mis à jour pour chaque point de fréquence simulé. Deux simulations sont faites, répliquant une mesure en MC, entre l'entrée de la bobine et la terre, puis en MD, entre l'entrée de la bobine et sa sortie. Ces simulations permettent d'obtenir des courbes d'impédance similaires aux conditions de mesures sur prototypes.

COURBES D'IMPÉDANCE

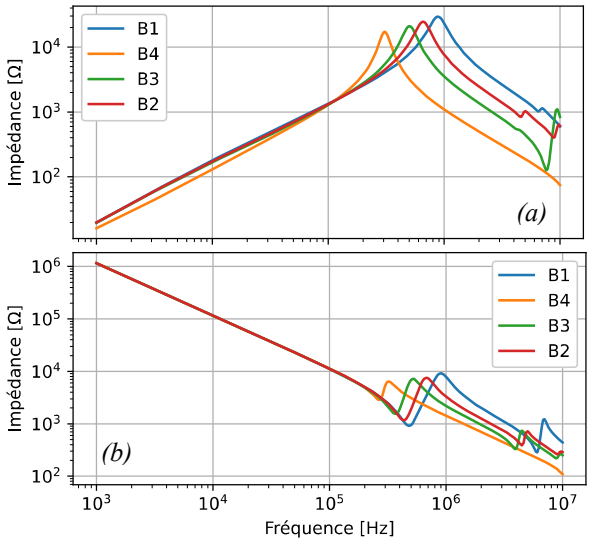


Fig.6. Impédance MD (a) et MC (b) obtenu pour les différentes configurations de bobinage

Les courbes d'impédances correspondantes aux encoches de la Fig.2 sont montrées Fig.6, Fig.6 (a) correspond à l'impédance MD tandis que la Fig.6 (b) correspond à l'impédance MC. Les aspects BF sont peu impactés par le brassage des bobinages : pour l'impédance de MD, les effets de proximité et le couplage des inductances va modifier légèrement la valeur d'inductance, particulièrement visible sur la courbe B4 qui, du fait du brassage très important des conducteurs, augmente significativement ces effets. Sur l'impédance de MC, la position des conducteurs ne changeant pas, la capacité équivalente BF est égale pour toutes les configurations, cette dernière étant exactement égale à la trace de C_{ij} (équivalent à une mise en parallèles de l'ensemble des capacités conducteurs-carter).

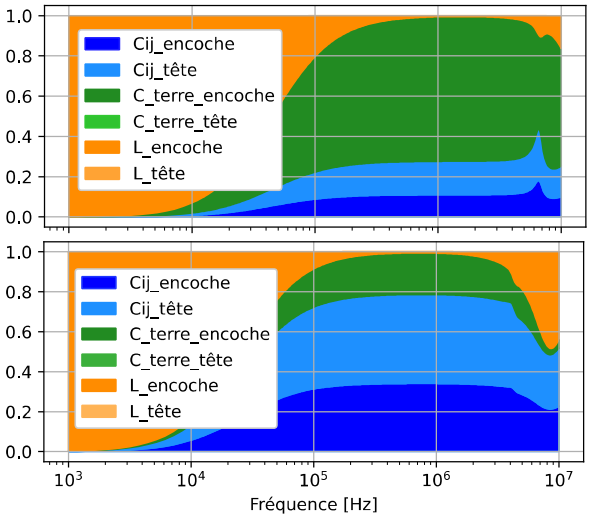


Fig.7. Proportion des stockages d'énergie en fréquence, simulation MD pour les bobines B1 et B3

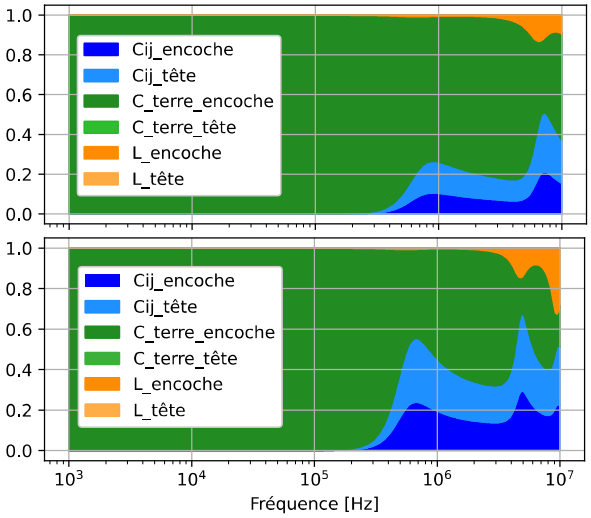


Fig.8. Proportion des stockages d'énergie en fréquence, simulation MC pour les bobines B1 et B3

Les comportements diffèrent dès l'apparition de la première résonance ou antirésonance : plus le brassage des conducteurs et spires est important, plus les résonances apparaissent tôt sur le spectre fréquentiel. La valeur d'impédance après résonance étant une contribution de chaque élément, une analyse de l'énergie est proposée sur les différentes plages de fréquences. Fig.7 et Fig.8 montrent une visualisation de l'énergie totale stockée dans le système pour chaque fréquence en MD et MC respectivement. Cij_encoche et Cij_tête sont représentatives de l'énergie stockée dans les interspires dans les encoches et tête de bobine, de même pour C_terre_encoche, C_terre_tête, représentatives de l'énergie stockée entre le carter et les conducteurs. Enfin, les inductances dans les parties encoche et air sont montrées par les variables L_encoche et L_tête. Ces

graphes, tracés pour les bobines B1 et B3 avec respectivement aucun brassage des conducteurs puis un brassage modéré, permettent de conclure que : pour le MC BF, seules les capacités par rapport à la terre impactent la valeur de l'impédance. Pour des conducteurs plus brassés, la première résonance arrive plus tôt et la contribution des interspires sur l'impédance est plus prononcée. En revanche, pour des topologies de bobinages rangés, la contribution HF des interspires existe mais est moins importante que celle par rapport au carter (terre). Sur les courbes de MD, le stockage d'énergie en BF est principalement inductif dans les tôles magnétiques et entrefers et à mesure que la fréquence augmente, l'énergie stockée de cette façon chute drastiquement. Il est à noter que le niveau d'énergie stockée dans les capacités n'augmente pas jusqu'à la première résonance : malgré une évolution des ratios Fig.7, les valeurs restent constantes, de façon similaire aux impédances de MC.
Ces représentations confirment que les impédances en BF peuvent se résumer à l'inductance des conducteurs en MD et à leurs capacités par rapport au carter en MC. Dès que l'on s'intéresse à des fréquences plus élevées, la contribution des effets de proximité, de peau et l'ensemble des capacités interspires devient significative pour avoir une meilleure représentation sur un large spectre. L'ensemble de ces remarques s'appliquent également aux configurations B2 et B4 (faible brassage et brassage total des conducteurs). Ainsi, la connaissance des répartitions des stockages d'énergie permet de cibler des effets dominants sur différentes plages de fréquences en fonction du brassage des fils au sein d'une bobine mais peut être appliquée à des bobinages différents (plus ou moins de fils en parallèle, épaisseur d'email et d'isolant de fond d'encoche, …) et permettrait de prioriser les améliorations envisageables sur le bobinage.

CONCLUSION

Cet article présente une méthode de modélisation uniformisée pour la caractérisation prédictive d'impédance de MC et de MD. L'utilisation de logiciels EF2D et d'un moteur Spice permet de générer des circuits dépendant des effets fréquentiels. Cette méthode est utilisée pour plusieurs bobinages avec différentes maitrises sur le placement des conducteurs. Plus les conducteurs en parallèles restent proches et voisin de spires de niveau de tension équivalents, plus les résonances HF seront repoussées en haute fréquence. La représentation proposée, décrivant les distributions des énergies stockées dans chaque bobine lors des simulations, permet de cibler les effets prédominant sur chaque plage de fréquence et de faire des choix de conception en conséquence.

Enfin, Une validation expérimentale des modèles est prévue, pour être confiant vis-à-vis des résultats et conclusions proposées dans cet article. Par ailleurs, une approche à base d'incertitudes est aussi envisagée : obtenir la variation des impédances en fonctions des paramètres de conception pouvant subir des variations aléatoires. En effet, la modification d'une variable de conception (épaisseur de l'émail, papier de fond d'encoche, nombre de fils en parallèle, …) a de forte chance d'impacter l'ensemble des effets électromagnétiques. C'est aussi cet axe qui sera développé dans la suite des travaux.

REFERENCES

[1] R. Berger, M. Nazukin, N. Sachdeva and N. Martinez, "Think: Act Aircraft Electrical Propulsion - The Next Chapter of Aviation ?" Roland Berger LTD, 2017

[2] H. H. Sathler, "Optimization of GaN-based Series-Parallel Multilevel Three-Phase Inverter for Aircraft applications", Thèse Université Paris-Saclay, 2021

[3] V. Dos Santos, "Modélisation des émissions conduites de mode commun d'une chaîne électromécanique: Optimisation paramétrique de l'ensemble convertisseur filtres sous contraintes CEM", Thèse Toulouse, INPT, 2019.

[4] Morgan, David. "A handbook for EMC testing and measurement". Vol. 8. Iet, 1994. ISBN 978-0-86341-756-6

[5] Andrea Mariscotti, Leonardo Sandrolini, "Review of models and measurement methods for compliance of electromagnetic emissions of electric machines and drives", ACTA IMEKO, ISSN: 2221-870X, June 2021, Volume 10, Number 2, 162 – 173

[6] D. Zhao, K. Shen, W. Liu, L. Lang and P. Liang, "A Measurement-Based Wide-Frequency Model for Aircraft Wound-Rotor Synchronous Machine", in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 55, no. 7, pp. 1-8, July 2019, Art no. 8105408, doi: 10.1109/TMAG.2019.2900616.

[7] Kohji Maki, Hiroki Funato and Liang Shao, "Motor modeling for EMC simulation by 3-D electromagnetic field analysis", 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2009, pp. 103-108, doi: 10.1109/IEMDC.2009.5075190.

[8] Ruiz Sarrio, Jose E & Chauvicourt, Fabien & Gyselinck, Johan & Martis, Claudia. (2021). "High-Frequency Modelling of Electrical Machine Windings Using Numerical Methods". 1-7. 10.1109/IEMDC47953.2021.9449561.

[9] N. Boucenna, F. Costa, S. Hlioui and B. Revol, "Strategy for Predictive Modeling of the Common-Mode Impedance of the Stator Coils in AC Machines", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 12, pp. 7360-7371, Dec. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2594052

[10] V. Mihaila, "Nouvelle Conception des bobinages statoriques des machines à courant alternatif pour réduire les effets négatifs des dV/dt", Thèse Artois, 2011.

[11] A. Hoffmann, B. Knebusch, J. O. Stockbrügger, J. Dittmann and B. Ponick, "High-Frequency Analysis

of Electrical Machines Using Probability Density Functions for an Automated Conductor Placement of Random-Wound Windings", 2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/IEMDC47953.2021.9449557.

[12] M. S. C. Pechlivanidou and A. G. Kladas, "Litz Wire Strand Shape Impact Analysis on AC Losses of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motors", 2021 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), 2021, pp. 95-100, doi: 10.1109/WEMDCD51469.2021.9425656.

[13] D. Meeker, "Finite element method magnetics", FEMM user guide , vol. 4, p. 161, 2020.

[14] M. D'Antonio, S. Chakraborty and A. Khaligh, "Planar Transformer With Asymmetric Integrated Leakage Inductance Using Horizontal Air Gap", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 12, pp. 14014-14028, Dec. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3089606.

[15] Saltelli, A., Ratto, M., Andres, T., Campolongo, F., Cariboni, J., Gatelli, D., Saisana, M. and Tarantola, S., Global "Sensitivity Analysis: The Primer", Chichester (England), Wiley, 2008, JRC40639, ISBN 978-0-470-05997-5.

DÉTERMINATION DES ÉMISSIONS EM CONDUITES DANS UNE CHAINE DE CONVERSION DE PUISSANCE DC/3AC

L. Guibert[1], J.-P. Parmantier[1], I. Junqua[1]

[1] ONERA/DEMR, Université de Toulouse, F-31055 Toulouse-France, laurent.guibert@onera.fr

Résumé. Ce papier aborde la problématique des émissions EM conduites par les équipements électroniques de puissance, et plus particulièrement dans une chaine de conversion de courant continu en courant triphasé alternatif pour la commande d'un moteur électrique. Pour déterminer ces émissions EM conduites, un modèle basé sur des circuits linéaires et des générateurs équivalents de Thévenin est utilisé. Un banc test associé à des setups expérimentaux est présenté, ainsi que des résultats de comparaison entre mesures et calculs pour différents niveaux de puissance de fonctionnement. Dans un objectif de validation, et dans un contexte de travaux communs, ce modèle a été confronté à une autre méthode de calcul développée par le laboratoire AMPERE de l'Ecole Centrale de Lyon.

I. INTRODUCTION

La démarche actuelle de la transition énergétique favorise le développement du transport tout électrique. La traction électrique pour véhicules roulants, et la propulsion électrique pour les aéronefs sont en plein essor. L'ensemble des équipementiers qui réalisent et fournissent ces systèmes électriques est confronté à de nouvelles problématiques. Dans le domaine de la CEM, les électroniques de puissances sont connues pour être des sources de perturbations non négligeables. Selon les puissances mises en jeu, les niveaux d'émissions EM conduites générés par ces équipements peuvent engendrer des dysfonctionnements sur d'autres équipements appartenant au même réseau d'interconnexion. Pour déterminer ces niveaux de courants en émissions conduites, nous avons développé un modèle constitué de circuits linéaires et de générateurs équivalents de Thévenin [1]. Pour utiliser notre méthode avec des données d'entrées réelles, nous avons développé un banc de test de puissance qui nous permet d'obtenir les grandeurs pertinentes pour le modèle CEM d'un équipement de puissance ([1], [2]). Pour cela, nous appliquons un setup expérimental sur ce banc de test pour mesurer des courants et des impédances en fonction de la fréquence. Le premier objectif des travaux présentés dans ce papier est d'évaluer le domaine d'application de ce modèle CEM en l'appliquant pour différentes puissances de fonctionnement du banc. Dans un second temps, nous l'avons confronté au modèle d'équipement proposé par le laboratoire AMPERE de l'Ecole Centrale de Lyon à travers la thèse de M. Amara [3].

II. PRÉSENTATION DU MODÈLE

Une chaine de conversion de puissance DC/3AC pour la commande d'un moteur électrique triphasé dite standard peut être représentée par le schéma synoptique de la Fig.1.



Fig.1. Schéma synoptique d'une chaine de conversion.

II.1. Construction du modèle [1]

Nous savons que, dans cette chaine de conversion, l'élément principal perturbateur EM est le convertisseur HVDC/3HVAC. Pour traiter cette problématique, nous construisons le modèle CEM de type boite noire de la Fig.2 à partir du schéma synoptique de la Fig.1 sous la forme d'un générateur de Thévenin équivalent.

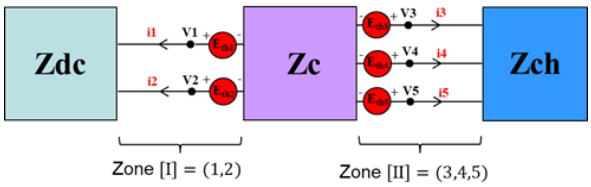


Fig.2. Modèle de la chaine de conversion.

Le bloc nommé *[Zdc]* représente l'impédance en fonction de la fréquence vue des deux ports d'entrées HVDC du convertisseur. Cette impédance *[Zdc]* intègre le câble de liaison, la source d'alimentation DC, et le Réseau de Stabilisation d'Impédance de Ligne (RSIL) ou Line Impedance Stabilization Network (LISN) en anglais, non représenté ici mais nécessaire pour les mesures normatives en CEM. Le bloc noté *[Zc]* représente l'impédance en fonction de la fréquence vue au niveau des cinq ports d'entrées et de sorties du convertisseur. Pour représenter les sources de bruits que génère le convertisseur, nous associons sur chacun de ces ports une source de tension de Thévenin. Le bloc appelé *[Zch]* intègre l'impédance en fonction de la fréquence du moteur triphasé avec son câble de liaison.

II.2. Relations associées au modèle

Pour faciliter l'écriture des relations matricielles utilisées dans le modèle nous avons représenté deux Zones sur la Fig.2. Dans la Zone[I], nous pouvons écrire :

$$[i]_I = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, [V]_I = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, [E_{th}]_I = \begin{bmatrix} E_{th1} \\ E_{th2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

En Zone[Ⅱ], nous avons :

$$[i]_{II} = \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix}, [V]_{II} = \begin{bmatrix} V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix}, [E_{th}]_{II} = \begin{bmatrix} E_{th3} \\ E_{th4} \\ E_{th5} \end{bmatrix} \quad (2)$$

En utilisant les relations (1) et (2), nous pouvons écrire :

$$[Zdc] * [i]_I = [V]_I \quad (3)$$

$$[Zch] * [i]_{II} = [V]_{II} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} [E_{th}]_I \\ [E_{th}]_{II} \end{bmatrix} - [Zc] * \begin{bmatrix} [i]_I \\ [i]_{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [V]_I \\ [V]_{II} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Des relations (3) à (5), nous obtenons les générateurs équivalents de Thévenin :

$$\begin{bmatrix} [E_{th}]_I \\ [E_{th}]_{II} \end{bmatrix} = \left[\begin{bmatrix} [Zdc] & [0] \\ [0] & [Zch] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [Zc_{I,I}] & [Zc_{I,II}] \\ [Zc_{II,I}] & [Zc_{II,II}] \end{bmatrix} \right] * \begin{bmatrix} [i]_I \\ [i]_{II} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Dans (6), il est important de veiller à la bonne association des matrices impédances en respectant l'ordre de connexion des différents ports d'entrées et de sorties des blocs : *[Zdc]* (matrice 2x2), *[Zc]* (matrice 5x5) et *[Zch]* (matrice 3x3). Pour obtenir le modèle équivalent de Thévenin (*[Eth]* et *[Zc]*), nous devons connaitre en fonction de la fréquence tous les termes des matrices impédances *[Zdc]* et *[Zch]*, et les valeurs des courants *[i]* sur chacun des ports. Pour cela, nous allons utiliser un banc de test dans lequel on insère l'équipement de puissance à caractériser.

III. UTILISATION D'UN BANC DE TEST

III.1. Présentation du banc de test

Afin d'obtenir des données d'entrées pour le modèle CEM d'un convertisseur, nous avons développé un banc modulaire d'une puissance de 4 kW, voir Fig.3.

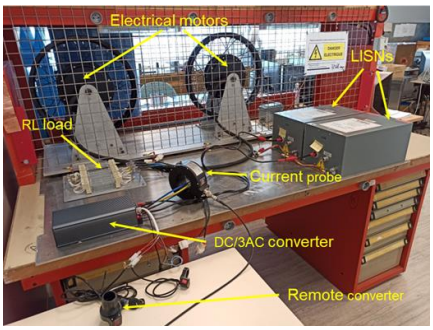


Fig.3. Banc de test de 4 kW.

Ce banc est constitué de deux moteurs triphasés synchrones de type brushless couplés mécaniquement par une courroie d'entrainement. L'un, servant d'actionneur, est utilisé en moteur ; l'autre, servant de charge mécanique, est utilisé en alternateur, ce dernier étant relié à une charge RL. Le convertisseur HVDC/3HVAC est de type sinuswave en technologie MOS. Il est alimenté par une source de tension continue HVDC de 72 V au travers de deux RSIL.

III.2. Mesures des impédances [1]

Les impédances sont obtenues par la mesure de paramètres *[S]* à l'aide d'un VNA (Vector Network Analyzer) dans la plage de fréquence de 1 kHz à 400 MHz, voir Fig.4 . Les deux ports du VNA sont directement reliés aux ports du bloc considéré du banc par l'intermédiaire de câbles de mesures. Au préalable, une étape de calibration du VNA est effectuée. La connexion sur les différents ports des blocs à mesurer est assurée par le biais d'une interface d'adaptation. Pour obtenir tous les termes de mesures de la matrice en paramètres *[S]* sur chacun des blocs *[Zdc]*, *[Zc]* et *[Zch]*, les ports non reliés au VNA sont connectés sur une charge de référence de 50 Ω. Des rotations de connexions sont ensuite effectuées pour mesurer chacun des termes de la matrice *[S]*. La matrice *[Z]* du bloc considéré est obtenue par calcul ([1], [2]).
A noter que ces mesures sont réalisées avec le banc de test non alimenté.

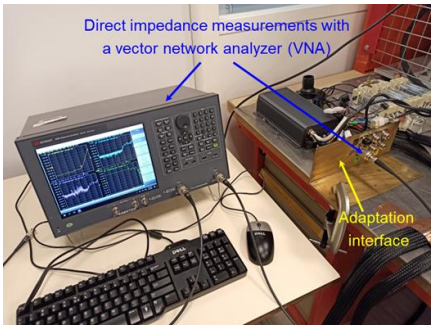


Fig.4. Mesures des impédances.

III.3. Mesures des courants

Le banc de test est maintenant considéré en fonctionnement. Les mesures des courants sont obtenues à l'aide d'un SA (Spectrum Analyzer) relié à une sonde de type pince de courant. Elles sont également effectuées dans la plage de fréquence de 1 kHz à 400 MHz. La pince est positionnée séquentiellement sur chacun des cinq câbles au niveau des ports du bloc considéré, voir Fig.5. Une étape de mesure de la fonction de transfert de la pince de courant est réalisée au préalable afin de convertir en courant les mesures brutes obtenues par le SA [3].

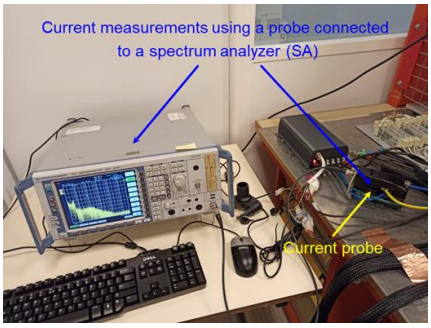


Fig.5. Mesures des courants.

IV. COMPORTEMENT DU MODÈLE

IV.1. Configuration du banc

Nous avons fait fonctionner le banc de test sur trois puissances différentes : 1.2 kW, 2.5 kW et 4 kW. Nous avons constaté que les courants induits semblent indépendants de ces niveaux de puissance [4], [5]. Pour valider le comportement de notre modèle en fonction de la puissance, nous adoptons la démarche suivante. Dans une première étape, nous avons calculé les termes sources à la puissance de 2.5 kW. Dans une deuxième étape, aux puissances de 1.2 kW et 4 kW, nous avons mesuré les courants. L'objectif a été d'utiliser les termes sources calculés à la puissance de 2.5 kW pour calculer les courants aux puissances de 1.2 kW et 4 kW et de les comparer aux mesures.

IV.2. Calculs des termes sources à 2,5 kW

Le banc est configuré avec son jeu de câbles courts de 1m, voir Fig.6. Au point de fonctionnement de 2.5 kW, nous mesurons les courants pour ensuite calculer les termes sources à l'aide de la relation (7).

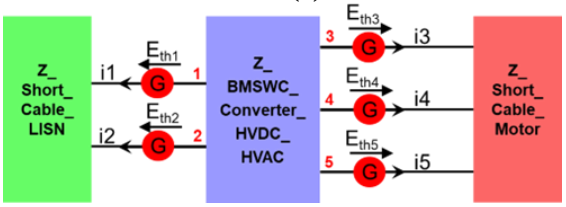


Fig.6. Calculs des termes sources à 2.5 kW.

$$\begin{bmatrix} E_{th1} \\ E_{th2} \\ E_{th3} \\ E_{th4} \\ E_{th5} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} Z \\ Short \\ Cable \\ LISN \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z \\ BMSWC \\ Converter \\ HVDC \\ HVAC \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z \\ Short \\ Cable \\ Motor \end{bmatrix} \right) * \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} \quad (7)$$

IV.3. Comparaisons entre mesures et calculs

Le banc est maintenant configuré avec son jeu de câbles longs de 5m, voir Fig.7. Aux puissances de fonctionnement de 1.2 kW et 4 kW, nous mesurons les courants. Ensuite, nous reprenons les termes sources calculés précédemment à la puissance de 2.5 kW pour calculer les courants à l'aide de la relation (8) et nous les comparons aux dernières mesures des courants.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} Z \\ Long \\ Cable \\ LISN \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z \\ BMSWC \\ Converter \\ HVDC \\ HVAC \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z \\ Long \\ Cable \\ Motor \end{bmatrix} \right)^{-1} * \begin{bmatrix} E_{th1} \\ E_{th2} \\ E_{th3} \\ E_{th4} \\ E_{th5} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Les Fig.8 et Fig.9 présentent les résultats de comparaisons entre mesures et calculs sur les courants. Nous obtenons une assez bonne similitude sur l'ensemble des résultats. Cependant, on remarque des écarts sur les résultats à 1.2 kW, dans les fréquences de 10 kHz à 100 kHz qui correspondent aux fréquences de découpage du convertisseur qui sont plus accentuées lors de points de fonctionnement à plus basse puissance.

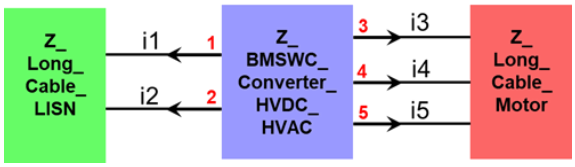
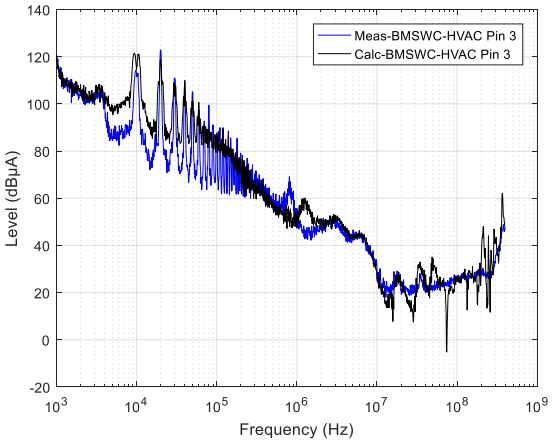
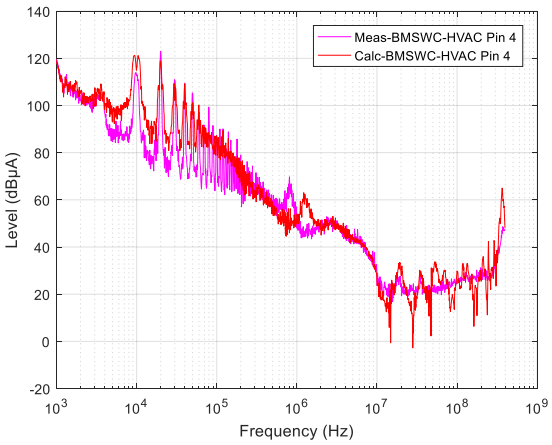


Fig.7. Mesures des courants à 1.2 kW et 4 kW.





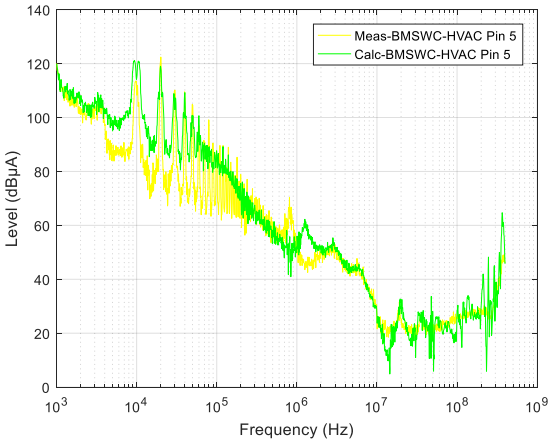


Fig.8. Comparaisons mesures calculs à 1.2 kW.

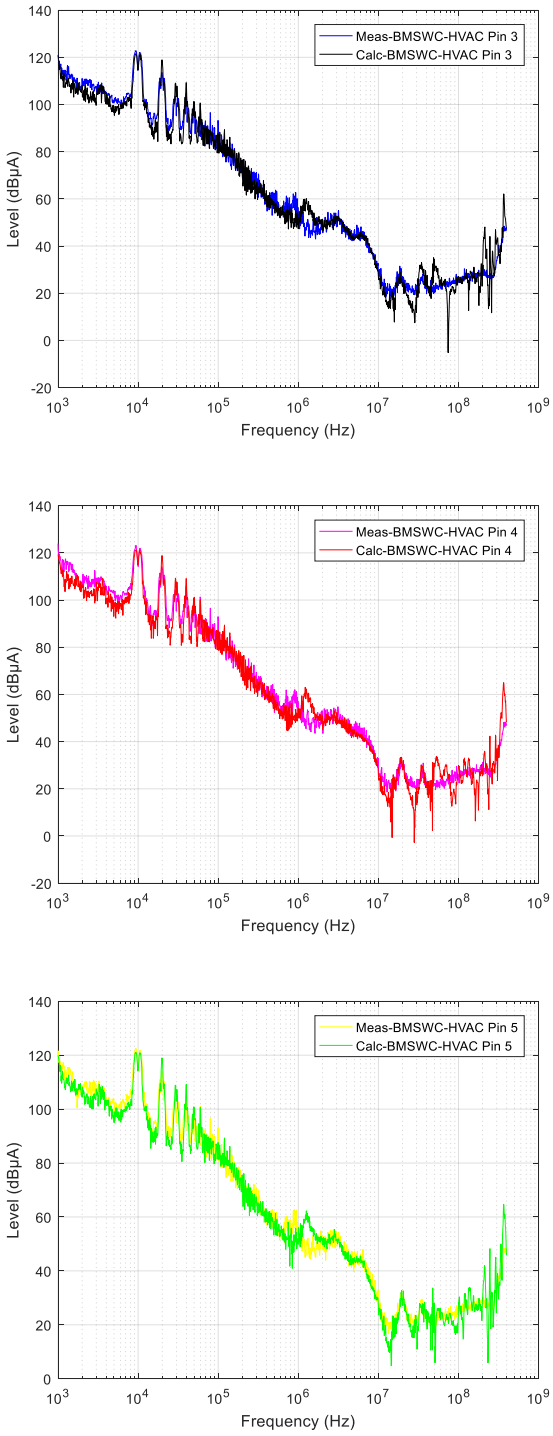


Fig.9. Comparaisons mesures calculs à 4 kW.

V. MODÈLES AMPERE ET ONERA

Dans un second temps, il est apparu intéressant de comparer notre modèle de boite noire Thévenin au modèle développé par M. Amara du laboratoire AMPERE dans sa thèse [3]. Ainsi, nous avons utilisé la méthode pour calculer les termes sources du modèle de Thévenin au niveau de la sortie triphasée du convertisseur du banc de test à la puissance de 4 kW. Pour cela, nous avons utilisé des relations qui nous permettent de passer du modèle AMPERE vers le modèle ONERA comme illustré sur la Fig.10 pour la sortie triphasée du convertisseur. Dans une première étape, à l'aide du setup expérimental de la méthode AMPERE, nous avons mesuré les impédances de mode commun notée Z_{MC} et les impédances de mode différentiel notées Z_{MD}. Ensuite, nous avons pu constituer la matrice admittance de la relation (9) notée *[Y]* à partir de formules simples d'association d'admittances physiques constituant le circuit électrique du modèle AMPERE de la Fig.10. A l'aide de la relation (10) nous avons établi la matrice impédance notée *[Z]* du modèle ONERA qui est différente de *[Zc]*, car *[Z]* tient compte ici uniquement de l'impédance de sortie du convertisseur lorsque son entrée est chargée par les RSIL.

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3Z_{MC}} + \frac{1}{Z_{MD12}} + \frac{1}{Z_{MD31}} & -\frac{1}{Z_{MD12}} & -\frac{1}{Z_{MD31}} \\ -\frac{1}{Z_{MD12}} & \frac{1}{3Z_{MC}} + \frac{1}{Z_{MD12}} + \frac{1}{Z_{MD23}} & -\frac{1}{Z_{MD23}} \\ -\frac{1}{Z_{MD31}} & -\frac{1}{Z_{MD23}} & \frac{1}{3Z_{MC}} + \frac{1}{Z_{MD12}} + \frac{1}{Z_{MD31}} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$[Z] = [Y]^{-1} \quad (10)$$

Dans une deuxième étape, toujours à l'aide du setup expérimental d'AMPERE, nous avons mesuré le courant de mode commun et le courant de mode différentiel à l'analyseur de spectre et déduit de ces mesures les générateurs du modèle AMPERE : la tension de mode commun notée V_{MC} ainsi que les courants de mode différentiel notés I_{MD} avec les relations (11) et (12) et les courants i_1, i_2 et i_3 mesurés [3].

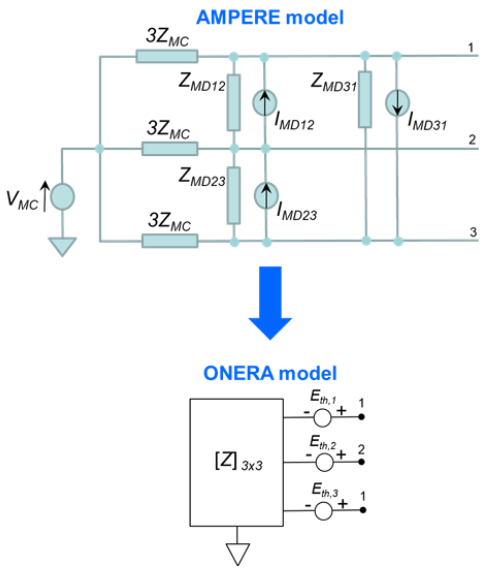


Fig.10. Passage du modèle AMPERE vers ONERA sur la sortie AC du convertisseur.

$$V_{MC} = \left(\frac{3Z_{MC} + Z_{Ch}}{3}\right)(i_1 + i_2 + i_3) \quad (11)$$

$$I_{MD12} = \frac{i_1 - i_2}{3\alpha}\ , \quad I_{MD23} = \frac{i_2 - i_3}{3\alpha}\ , \quad I_{MD31} = \frac{i_3 - i_1}{3\alpha} \quad (12)$$

Pour alléger l'écriture, le terme noté α dans les relations (12) des courants de mode différentiel s'exprime en fonction de Z_{MC}, Z_{MD} et Z_{CH}. Les quatre relations (13), (14), (15) et (16) permettent de donner d'une manière plus exhaustive l'expression du terme α.

$$\alpha = \frac{Z_N}{Z_N + Z_{CH}} * \frac{(9Z_{MC}//Z_{MD})}{(9Z_{MC}//Z_{MD}) + Z_{CH}} \quad (13)$$

$$Z_N = (A + B)//(2Z_{CH} + (9Z_{MC}//Z_{MD})) \quad (14)$$

$$A = [Z_{CH}//(2Z_{CH} + (9Z_{MC}//Z_{MD}))] \quad (15)$$

$$B = [(9Z_{MC}//Z_{MD})// \left(\frac{2Z_{CH} + (9Z_{MC}//Z_{MD}) + (9Z_{MC}//Z_{MD})^2}{Z_{CH}}\right)] \quad (16)$$

Pour exprimer les générateurs équivalents de Thévenin qui représentent les termes sources du modèle ONERA, nous utilisons les relations suivantes :

$$E_{th,1} = \left[(I_{MD12} - I_{MD31})\left(\frac{9Z_{MC}Z_{MD}}{3(9Z_{MC} + Z_{MD})}\right)\right] + V_{MC} \quad (17)$$

$$E_{th,2} = \left[(I_{MD23} - I_{MD12})\left(\frac{9Z_{MC}Z_{MD}}{3(9Z_{MC} + Z_{MD})}\right)\right] + V_{MC} \quad (18)$$

$$E_{th,3} = \left[(I_{MD31} - I_{MD23})\left(\frac{9Z_{MC}Z_{MD}}{3(9Z_{MC} + Z_{MD})}\right)\right] + V_{MC} \quad (19)$$

Ces relations ont été obtenues par la superposition de quatre états successifs à partir du modèle AMPERE : $I_{MD12} = 0$, $I_{MD23} = 0$, $I_{MD31} = 0$ et $V_{MC} = 0$. La Fig.11 présente les résultats de comparaisons entre la méthode AMPERE et ONERA dans le calcul des termes sources, vus de la sortie triphasée du convertisseur. Malgré des setups expérimentaux très différents et parfois complexes pour la méthode AMPERE nous obtenons des résultats satisfaisants et comparables.

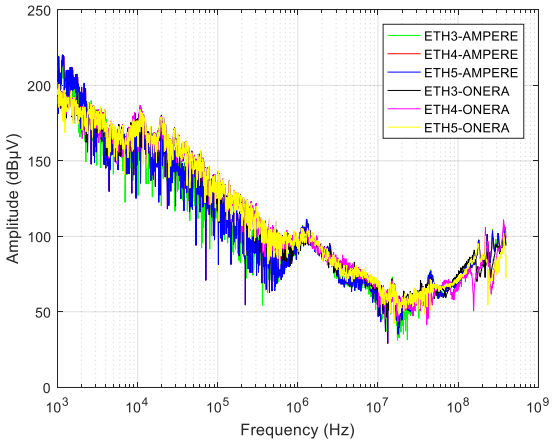


Fig.11. Comparaisons méthodes AMPERE / ONERA dans le calcul des termes sources sur la sortie triphasée du convertisseur.

VI. CONCLUSIONS

Nous avons présenté dans ce papier une méthode de type boîte noire basée sur des circuits linéaires et des générateurs équivalents de Thévenin qui a été validée sur un cas test de type chaine de conversion de puissance DC/3AC pour plusieurs points de fonctionnement. Nous avons également confronté notre méthode avec celle du laboratoire AMPERE qui donne des résultats encourageants. Dans le futur, cette méthode de caractérisation CEM par boite noire de Thévenin sera appliquée sur d'autres équipements de puissance de façon à modéliser les performances CEM d'une chaine de puissance complète et à évaluer des solutions de réduction des émissions conduites.

REMERCIEMENTS

Nous souhaitons remercier le laboratoire AMPERE de l'Ecole Centrale de Lyon pour sa collaboration dans ces travaux.

REFERENCES

[1] L. Guibert, J.P. Parmantier, I. Junqua and M. Ridel, "Determination of Conducted EM Emissions on DC/AC Power Converters Based on Linear Equivalent Thevenin Block Circuit Models", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 64, no. 1, february 2022, pp. 241-250.

[2] J.P. Parmantier : "S-parameter determination with a pair of current injection and measurement probes" *Interaction Notes, Note 552, October 19.*

[3] M. Amara, “Control of conducted emissions of power electronics”, *Ph.D. dissertation, Ecole Centrale de Lyon, December 2019,* in French.

[4] D. De Mata “Rapport d’analyse des résultats de mesures sur l’eDRIVE 47kW”, LIEBHERR-AEROSPACE TOULOUSE SAS, T-MECEP-DTR-0005, 12 août 2019.

[5] M. Amara “Rapport de mesures et d’analyses des éléments de filtrages en MC et MD sur le démonstrateur LTS”, MECEP RT2.2.3 à T2 + 12 mois, Laboratoire AMPERE de l’Ecole Centrale de Lyon (France), 5 octobre 2019

INTEGRATIONS DE CAPTEURS CHAMP PROCHE DANS LES MODULES DE PUISSANCE A BASE DE SEMI-CONDUCTEURS GRAND-GAP MOSFET SIC

J.M. Dienot[1, 2], R. Ruscassié[2], L. Pecastaing[2],Y. Dumollard[2, 3], E. Batista[3], I. Ramos[4] , J.M. Larbaig[2] et V. Gavrilenko[2]

[1] Université P. Sabatier -Toulouse III, Labceem,65000, Tarbes, France. *jeanmarc.dienot@iut-tarbes.fr*
[2] Laboratoire SIAME, EA4581, E2S UPPA, Fédération IPRA, 64000, Pau, France. *robert.ruscassie@univ-pau.fr*
[3]ALSTOM, 65600 Séméac, France. *emmanuel.batista@alstomgroup.com*
[4] NOVATEM SAS, 31400 Toulouse, France. *ioav.ramos@novatem-sas.com*

Résumé. L'avènement industriel des modules de puissance utilisant des puces MOSFET SiC (Carbure de Silicium) permet de proposer des applications performantes d'un point de vue rendement énergétique, avec des gammes haute tension et forts courants. Cependant, l'augmentation des excitations transitoires entrainent de sérieuses problématiques d'émissions conduites et rayonnées dans ces structures, et dégradent les performances CEM et la fiabilité électromagnétique. Nous présentons des développements de capteurs électromagnétiques gravés directement sur substrat PCB de modules de puissance utilisant des puces MOSFET SiC. L'objectif est de pouvoir surveiller et mesurer au plus près l'activité électromagnétique lors du fonctionnement nominal en temps réel. Les résultats obtenus lors de mesures temporelles et spectrales permettent d'affiner la compréhension et le solutionnement des fortes contraintes électromagnétiques issus des performances de commutation de ces structures.

I. INTRODUCTION

La maturité des composants semi-conducteurs Grand-Gap permet aujourd'hui de disposer de commutateurs de puissance fonctionnant sur des temps de transition extrêmement faibles, tout en fournissant des tenues en hautes tensions et délivrant de fortes puissance égales ou supérieures au Kilowatt[1][2][3]. Cependant, ces modules utilisés pour la conversion d'énergie à fort rendement présentent de très fortes contraintes électriques et électromagnétiques, qui conduisent à l'apparition de modes de défaillances beaucoup plus sévères que les technologies précédentes[4][5][6][7]. Afin d'analyser et de proposer des améliorations de la fiabilité électromagnétique de ces structures, nous présentons deux exemples d'intégration in-situ de capteurs de champ électromagnétique insérés au plus proche des semi-conducteurs Grand-Gap. Le premier exemple concerne un jeu de sondes magnétiques type spire implanté sur un démonstrateur d'onduleur triphasé à base de puces SiC[8]. Lors de la conception du routage de ce prototype, les performances de nos sondes ont été ajustées en prenant en compte la géométrie et le positionnement des composants lors du routage. Le deuxième exemple est réalisé sur un convertisseur industriel dédié à la traction électrique ferroviaire. Les capteurs sont de type "sonde de Rogowski", permettant de mesurer l'intégrale des variations de champ magnétique en 3D. Ces travaux permettent de montrer la faisabilité de cette intégration et les bonnes performances obtenues quant à la surveillance fine des rayonnements EM issus des fortes transitions de signaux électriques lors de l'activité nominale.

II. LES DEUX PROTOTYPES ETUDIES

Nous présentons les deux cas d'étude d'implantation de capteurs EM directement sur le Layout des PCB et substrat des convertisseurs de puissance utilisant des MOSFET SiC. Le design, les dimensions, les caractéristiques de ces capteurs sont réalisées à partir de travaux antérieurs sur les mesures en champ proche[13]dédiées aux modules de puissance utilisant des composants IGBT Silicium [14]

Les performances initiales à optimiser sur ce type de capteur sont la sensibilité(S_R), le factor d'antenne (FA) et la bande passante(BWo). En fonction du degré d'intégration possible dans l'application, il faut ensuite optimiser le placement et l'orientation du capteur, puis minimiser les pertes et la réduction de bande passante avec le routage et l'adaptation des pistes et ports de connexion jusqu'à l'extérieur du circuit.

II.1. Jeux de capteur EM sur le démonstrateur MOSFET SiC (DJIM-II)

Le premier cas décrit est issu du développement d'un PCB de puissance servant de démonstrateur pour comprendre et maitriser l'activité haute fréquence des commutations et le rayonnement EM qui en est issu [8]. Cette carte convertisseur (DJIM-II), développée en interne au laboratoire, a été initiée avec un cahier des charges spécifiques. L'objectif était de pouvoir contrôler et évaluer les impacts électriques et électromagnétiques des modules SiC, qui est un sujet d'actualité assez critique. Dans ce cahier des charges, nous avons voulu privilégier le maximum de possibilités de mesures in-situ et le plus proche des zones de forte activité électromagnétique. A l'issue d'une étude de design utilisant des outils de CAO 3D numérique EM[19], le format et les dimensions d'une sonde de champ magnétique type Loop (boucle) ont été définis pour des

performances de mesure en large bande [REF]. Cette antenne élémentaire(LA00) est réalisée sur substrat époxy (FR4), avec une gravure cuivre nominale de 35µm (Fig. 1).

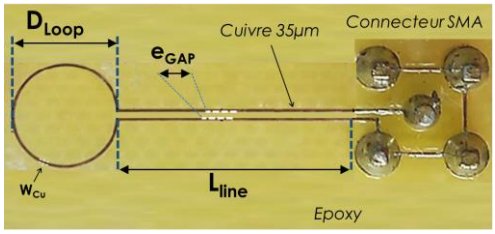


Fig. 1 Format et dimensions de l'antenne boucle générique LA_00

La structure boucle + ligne de connexion reste sur le même plan du PCB (plan cuivre supérieur). L'ensemble des éléments géométriques de ce type de capteur sont le diamètre de la boucle D_{Loop}, la longueur de la ligne coplanaire L_{Line}, la largeur W_{CU} de la piste Cu et le gap sur le périmètre de la boucle qui est l'espacement des deux pistes de la ligne coplanaire, noté e_{gap} . Un exemple de configuration générique est représenté à la Fig. 1, avec les dimensions choisies et les caractéristiques intrinsèques de ce design reportées synthétiquement dans le tableau (TABLE 1).

TABLE 1: Caractéristiques géométriques et électriques des antennes de champ magnétique (LA00)

Elément	Grandeur	Sigle	Valeur	Unité
Loop	Diamètre	D_{LOOP}	**6**	**mm**
Loop	Largeur piste	W_{Cu}	**0,2**	**mm**
Loop	Matériau	Cu	**Cuivre**	
Loop	GAP	e_{GAP}	**0,3**	**mm**
Ligne coplanaire	Longueur	L_{line}	**15**	**mm**
Ligne coplanaire	Largeur piste	W_{Cu}	**0,2**	**mm**
Ligne coplanaire	Matériau	Cu	**Cuivre**	
Ligne coplanaire	Espacement	e_{GAP}	**0,3**	**mm**
Substrat PCB	Epaisseur	e_{PCB}	**1,6**	**mm**
Substrat PCB	Matériau	FR4	**Epoxy**	

Un jeu de 2 sondes de ce format ont été prévus pour chaque zone autour du circuit de routage d'un composant MOSFET SiC. Ces 2 jeux de boucles sont disposés différemment suivant leur intégration dans le PCB de puissance. Une est de type planaire (EL), c'est-à-dire dans le plan des pistes à proximité d'une impédance commune (Fig. 2). Elles sont notées ELm pour la partie du bus continue V-, et ELp pour la partie symétrique coté V+. L'autre type de boucle est de type traversant, recouvrant une ligne signal et un "via hole", pour une mesure du champ différentiel. La dénomination est TRm, coté V-, et TRp, coté V+

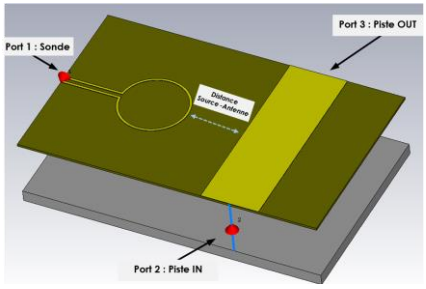


Fig. 2 : Design de la sonde planaire dénommé EL.

Une fois défini les plans de routage de ces spires, nous les avons intégrés aux schémas de conception du démonstrateur de puissance (type onduleur) utilisant des puces MOSFET SiC (DJIM-II). Ce module est dédié à l'étude fine des interactions EM lors de pilotage haute vitesse de moteurs électriques actuels, pour l'étude et la compréhension des nouvelles problématiques CEM dans ces structures REF[14]. Une carte d'un bras d'onduleur comportant deux transistors MOSFET SiC, le jeu de sondes [EL-TR] type LA_00 a été dupliqué et directement gravé autour des zones et des chemins de conduction reflétant les fortes transitions de courant des semi-conducteurs (Fig. 3). Nous avons également minimisé la longueur des connexions de mesures de chaque antenne, et la connectique est de type coaxial HF vissé (SMA).

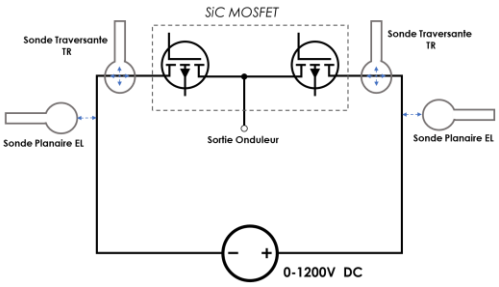


Fig. 3 Schéma de placement des antennes LA_00 sur le circuit DJIM_II

Le prototype final, comme illustré à la Fig. 4, comporte donc 4 sondes réparties symétriquement suivant le Plan X-Y de la carte de puissance. Les connecteurs SMA permettront de connecter l'équipement de mesure Large bande (Oscilloscope HF, Analyseur spectre) lors de l'activité nominale en commutation, ou un analyseur de réseau vectoriel (VNA) 2 Ports pour la caractérisation des impédances de mode commun et différentiel du module de puissance.

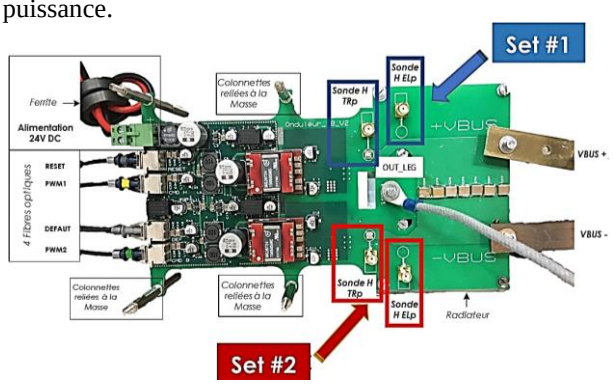


Fig. 4 : Vue des implantations de capteurs magnétiques sur le PCB du module de puissance MOSFET SiC.

II.2. Le capteur EM / Courant sur module industriel

Le deuxième cas d'étude concerne un module industriel utilisé pour la traction ferroviaire[9]. L'utilisation de MOSFET SiC dans ces applications entraine de nouvelles problématiques critiques, notamment lors d'une utilisation nominale assez intensive pour ses missions : puissances transitoires dissipées intenses, transitions répétées de forts courants,

rayonnements proches localisés, courants de court-circuit 10 fois plus rapides que dans les modules Si, etc…

Les objectifs et le cahier des charges sont légèrement différents du cas précédent. L'objectif est d'abord industriel, à savoir remplacer les équipements précédents (sondes Rogowski) pour la mesure du courant de court-circuit. En effet, utilisés couramment sur des convertisseurs à base d'IGBT Silicium, ceux-ci ne sont plus en adéquation avec les nouvelles performances dV/dt et dI/dt des modules à base de composant SiC. Cette technologie a été utilisée pour la première fois dans les années 1912 par son inventeur éponyme Walter Rogowski [10]. Un tore de Rogowski se compose d'un solénoïde bobiné sur un noyau non magnétique. Il comporte un enroulement hélicoïdal dont le fil d'une extrémité revient par le centre de l'enroulement à l'autre extrémité, de sorte que les deux bornes soient à la même extrémité de l'enroulement (Fig. 5). Ces spécificités géométriques confèrent un certain nombre d'avantages à ce tore :

- L'inductance mutuelle M entre le conducteur mesuré et les boucles du tore est fort,
- La position relative du conducteur primaire à l'intérieur de la boucle n'affecte pas le signal de sortie,
- L'impact des conducteurs voisins sur le signal de sortie est négligeable,

Pour toutes ces raisons, le tore est un dispositif de mesure largement utilisé dans l'électronique de puissance et les mesures en mode commun pour la CEM en mode conduit.

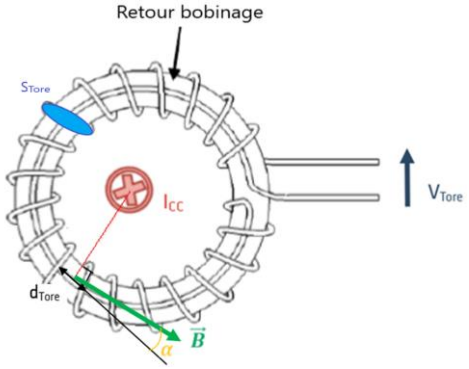


Fig. 5 : Schéma explicatif du théorème d'Ampère appliqué au tore de Rogowski.

(Eq. 1) $$V_{Tore}(t) = -M.\frac{dI_{CC}}{dt}$$

Afin de résoudre le problème de compatibilité entre la méthode de détection traditionnelle de courant et celle pour les nouveaux composant MOSFET SiC, l'utilisation d'un tore de Rogowski intégré en technologie gravure cuivre 35µm sur le PCB de puissance parait être une bonne solution. Le temps de réponse très rapide de ce type de capteur, de l'ordre de la nanoseconde, peut permettre de capter la signature d'une montée anormale de courant dans les conducteurs. La deuxième raison rendant cette idée intéressante est le fait que la carte allumeur est montée directement sur le module de puissance. C'est un moyen de réaliser ces mesures sans être impacté par l'environnement extérieur à la boucle.

Comme dans le cas précédent (Partie II.1), les études préliminaires de faisabilité et de conception ont été menées à partir d'outils de CAO numérique type circuit et solveur EM 3D [11][18]. Ceci a permis d'optimiser les performances de ces capteurs qui fonctionnent en mode champ proche (CP) et dépendent de leur dimensions et de leurs placements. La première étude consiste à définir la meilleure configuration d'enroulement de la structure de Rogowski pour la mesure du champ magnétique considéré, et d'éliminer tous les bruits électromagnétiques parasites. Puis, la seconde étape va consister à optimiser le placement et l'orientation de la configuration choisie dans le circuit PCB d'accueil (carte Allumeur).

Pour la première phase de conception, nous proposons une configuration de spires de forme rectangulaire, passant sur les différentes couches du PCB avec l'interconnexion par des "via holes". Le routage est constitué d'un seul bobinage avec les spires en vis-à-vis et le retour au milieu du bobinage (Fig. 6). Pour cette étude, nous comparons les valeurs de l'inductance mutuelle M qui reflète la qualité du couplage et de la transformation du champ magnétique en une grandeur électrique (Eq. 1)

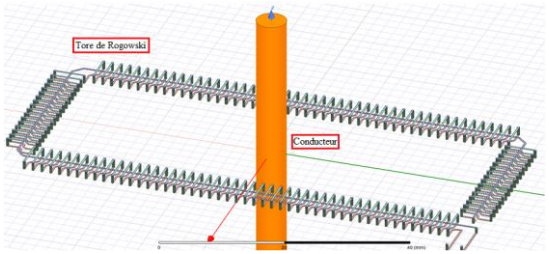


Fig. 6 : Prototype 1 - version PCB du tore de Rogowski

Cette étude comparative est réalisée avec l'outil de simulation numérique ANSYS Q3D, en se focalisant sur le calcul le couplage inductif (mutuelle inductance) d'un conducteur sur le tore. Le court-circuit étant un phénomène très rapide et pouvant faire commuter énormément de courant notamment avec des MOSFET SiC [12], il a été décidé de calculer ces mutuelles pour un courant allant de -500 A à 500 A en 1µs. Cela nous donne un calcul de la mutuelle inductance équivalente à une fréquence de l'ordre de 250 kHz.

La configuration 1 correspond à l'utilisation usuelle de ce type de capteur, comme le montre la Fig. 6, avec le conducteur passant par le centre de la boucle de mesure. Des configurations notées 2 à 5 utilisent des conducteurs externes à la boucle de mesure. Le choix du design final se portera sur le prototype permettant de maximiser le courant capté par le conducteur mesuré (configuration 1) tout en diminuant l'influence des conducteurs extérieurs à la boucle (configurations 2, 3, 4 et 5). Ceci est le cas du prototype 1, comme on peut le voir dans le 0 :

TABLE 2 synthèse des calculs d'inductance de couplage des différents prototypes de tore testés

Configuration	1	2	3	4	5
Prototype 1	M=4,8 nH	M=0,14 nH	M=0,5 nH	M=1,2 nH	M=0,9 nH
Prototype 2	M=0,1 nH	M=8,1 nH	M=17,1 nH	M=0,1 nH	M=0,1 nH
Prototype 3	M=0,2 nH	M=0,2 nH	M=1,2 nH	M=0,1 nH	M=0,1 nH

Dans cette dernière partie, une étude d'optimisation de la forme du tore en fonction de son positionnement dans les environnements magnétiques est présentée. En nous basant sur le calcul par éléments finis des mutuelles inductances entre les connectiques mises en jeu lors de l'utilisation des modules de puissance et du tore de Rogowski, nous analysons les influences du couplage suivant 3 dimensions (Fig. 7): le long du module de puissance (MouvLateral), suivant la variation de distance entre le module et le tore (Eloignement), et suivant la rotation du tore sur lui-même (Rotation).

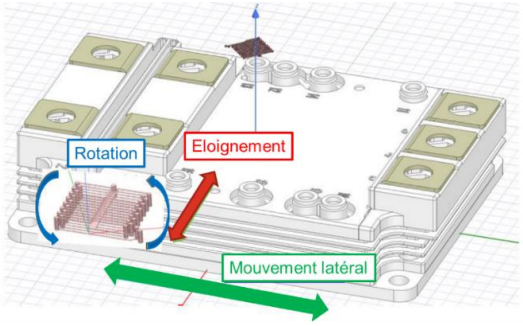


Fig. 7 : Design et placement optimum du capteur magnétique en fonction du couplage maximum

Les résultats de cette étude paramétrique nous donnent finalement le positionnement idéal dans notre contexte : une rotation de 64° à 2,5 mm des connectiques sur un positionnement latéral de 16 mm de décalage vers la phase du module de puissance.

La forme et le positionnement théorique du capteur étants validés, nous pouvons le réaliser et l'implémenter dans la carte allumeur. Celle-ci a été conçue par des ingénieurs électroniciens d'Alstom pour être utilisée spécialement avec des modules LV100. Dans la Fig. 8, on peut observer l'architecture de cette carte montée sur un module de puissance MOSFET SiC LV100.



Fig. 8 : Module de puissance industriel LV100 avec capteurs de champ magnétique (Tore Rogowski)

III. PRESENTATION ET ANALYSES DES RESULTATS OBTENUS

Comme illustré aux Fig. 4 et Fig. 8, les deux types d'antennes/capteurs ont été réalisés sur les deux cartes de puissance servant de démonstrateur. Nous présentons ici les principaux résultats de mise en œuvre et de validation de ces sondes intégrées, chacune dans leur environnement et conditions de test spécifiques.

III.1. Signatures et réponses fréquentielles du démonstrateur 1

Pour le démonstrateur DJIM_II, en plus des sondes intégrées avec leurs accès par connectique SMA, nous avons également implémenté une dizaine de ports SMA pour la caractérisation fine du comportement HF du circuit. Les mesures sont réalisées avec un analyseur de réseaux vectoriel (VNA TTR506A) 2 ports [23]. Les ports non excités sont tous successivement adaptés (50 ohms). Sur les ports correspondants aux 4 sondes d'un bras du module de puissance, ELp, ELm, TRp et TRm, nous avons ainsi relevé les mesures des paramètres S, et leurs post-traitement en impédances équivalentes. Nous comparons ces mesures et les caractéristiques extraites des antennes avec les simulations 3D qui ont servi lors de la conception. Un exemple est représenté à la Fig. 9, ou nous constatons le bon accord entre les calculs numériques et les mesures. Ceci confirme aussi les bonnes performances attendues des antennes, sur la bande passante (700 MHz), le facteur d'antenne, la sensibilité (couplage).

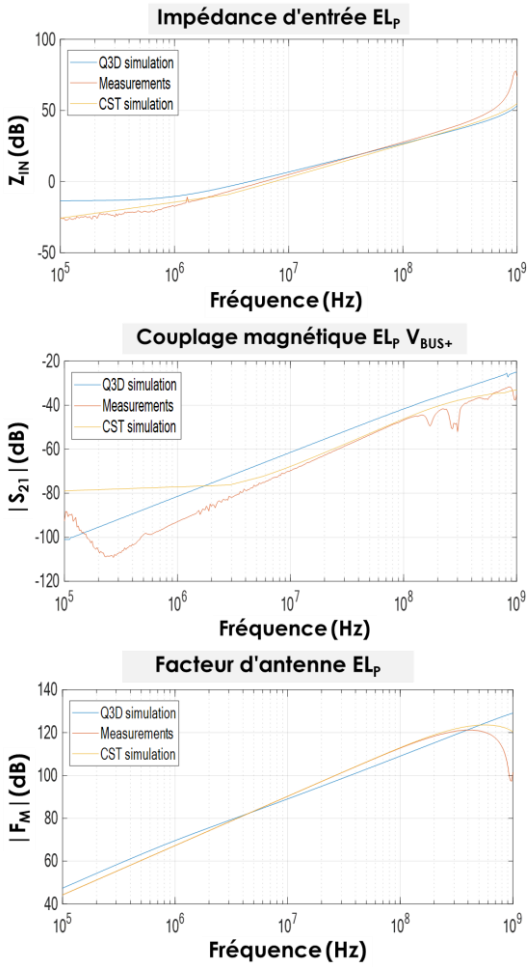


Fig. 9 : Comparaison mesures-simulations des paramètres S de la sonde ELp coté V_{BUS} +

Le démonstrateur DJIM_II est destiné à alimenter des charges statoriques dans des conditions particulières. Ses caractéristiques nominales sont les suivantes : tension de bus V_{DC} 1200 V, puissance 3kW, fréquence de découpage Fsw > 250 kHz, fréquence de modulation Fmod < 20 kHz. Nous avons donc mis en charge le système, puis caractérisé et stocké les informations électriques, notamment par les sondes intégrées. Dans ce cadre, l'appareil de mesure connecté aux antennes est un oscilloscope numérique HF (TEK. MS56), comportant des outils d'analyses de haut niveau, tels que l'évaluation des puissances, des $\frac{dV}{dt}$ et un module d'acquisition spectrale intégré. Pendant l'activité nominale du système, et en paramétrisant les conditions d'excitation et de charge, nous obtenons des réponses fréquentielles représentatives de l'activité nominale des commutations des composants, jusqu'aux gammes de fréquence du GHz (Fig. 10). Cette signature est particulièrement pertinente sur certaines fréquences (résonnances) autour de 4, 20, 70 et 150 MHz, et permet également de surveiller les dérives issues de variations d'impédances lors d'une activité intensive (vieillissement, défauts de fiabilité)[5][20].

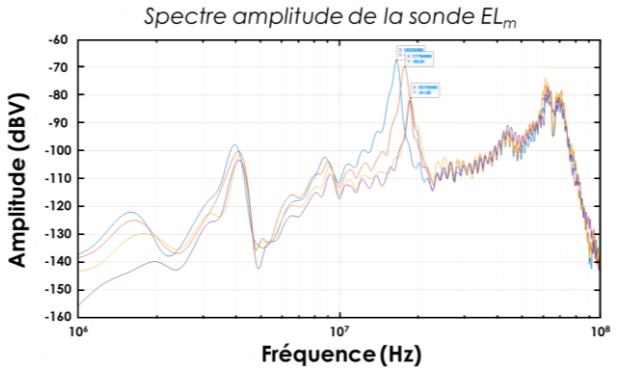


Fig. 10 : Variations spectrales du champ mesuré en fonction de différents modes de défaut.

III.2. Réponses temporelles du module industriel

Pour le module de puissance industriel (LV100), les enjeux d'application et de caractérisation des sondes intégrées sont différents du démonstrateur précédent. Même si des évaluations spectrales permettraient aussi d'indiquer les modes fréquentiels prépondérants liés à l'activité du module, la sonde est dédiée à la mesure du courant et à sa surveillance. Les variations de courants et de tensions étant significatives, et la sensibilité du capteur ayant été optimisée, les mesures peuvent être obtenus avec un oscilloscope numérique de bande passante < 1GHz, en place d'un analyseur de spectre ou receiver. Ceci permet une alternative pour une mise en œuvre et une surveillance de l'activité du module à moindre cout d'implémentations expérimentales.

Un des tests choisis est la détection du courant de circuit (I_{CC}), dont les caractéristiques liées aux semi-conducteur SiC sont importantes, et les impacts tels que l'élévation de température critique. Les essais en court-circuit consistent en une série de tests en mono coup avec des phases de court-circuit [17]. La méthode de validation des modules de puissance mono coup utilisée au sein d'Alstom consiste à alimenter les modules avec la tension nominale et de charger une inductance (L_{charge}) jusqu'à la valeur de courant nominale du module puis déclencher une commutation sur l'un des étages. Pour ces essais, nous avons testé la réponse des tores de Rogowski lors de leur utilisation avec deux modules de puissance connectés en parallèle. Les cas testés sont illustrés en Fig. 11 et Fig. 12. Pour réaliser ces essais nous avons appliqué une tension d'alimentation V_{DS} de 2000 V pour la phase de commutation haute et 1000 V pour la phase de court-circuit.

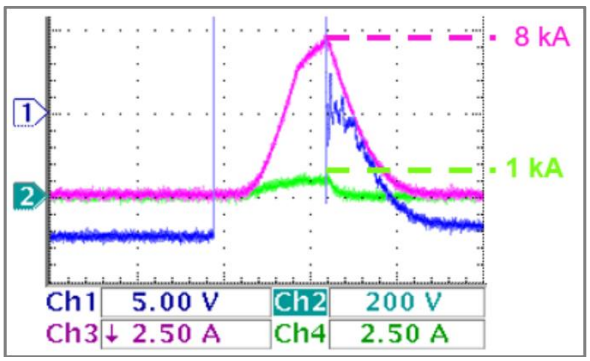


Fig. 11 : Mesures de courant et tension du module en activité nominale

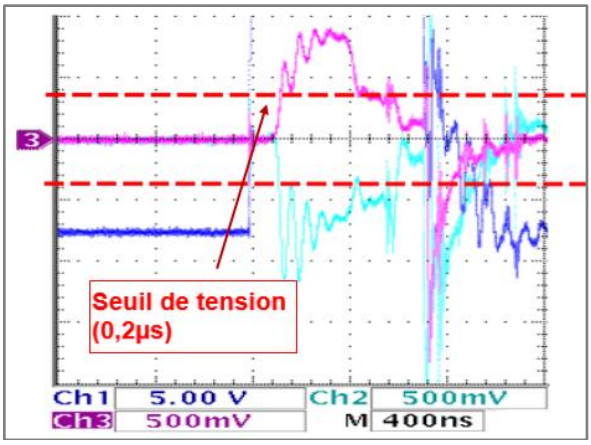


Fig. 12 Mesures de tension induite lors d'une phase de court-circuit.

Les résultats pertinents de ces essais ont validé, en temporel, la capacité de ce tore à détecter une phase de court-circuit sur un module de puissance en moins de 200 ns, comme représenté à la Fig. 12. Ces résultats permettent d'envisager l'implémentation d'une fonction de protection du module efficace et réactive lors de l'apparition de ce type de défaut ou autres modifiant les réponses et la signature électrique et électromagnétique du circuit [4][16].

IV. CONCLUSION

Nous avons directement intégré des sondes de champ proche sur des modules de puissance à base de MOSFET SiC, à des endroits spécifiques représentatifs des spectres d'amplitude des courants traversant les plans de puissance du module. Ceci nous a permis d'avoir accès

aux caractéristiques internes hautes fréquences provenant des différents éléments constituant l'ensemble des boucles de puissance, et d'envisager des méthodes de diagnostics et de protection de ces modules. Une application obtenue est par exemple la détection avant destruction (<200ns) de l'augmentation de courant représentative d'un défaut dans le module de puissance (court-circuit). Des applications futures permettront de mieux appréhender les variations d'émissions électromagnétiques lors de l'activité nominale et intensive des modules de puissance durant leurs missions.

REFERENCES

[1] A. K. Agarwal, "An overview of SiC power devices," in Proc. *2010 Int. Conf. ICPCES*, pp 1-4, Allahabad, India, 2010.doi: 10.1109/ICPCES.2010.5698670.st

[2] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, and J. W. Kolar, "SiC versus Si-Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC–DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 58, no 7, pp. 2872-2882, Jul. 2011.doi: 10.1109/TIE.2010.2072896.

[3] S. Buetow, R. Herzer, G. Koenigsmann, M. Rossberg, and A. Maul, "High power, high frequency SiC-MOSFET system with outstanding performance, power density and reliability," in Proc. of the 29th Int. Symp. on Pow. Sem. Dev. and IC's (ISPSD), pp. 419-422, Sapporo, Japan, 28 May-01 June, 2017. doi: 10.23919/ISPSD.2017.7988973

[4] A. E. Awwad and S. Dieckerhoff, "Short-circuit evaluation and overcurrent protection for SiC power MOSFETs," *in Proc. 17th Europ. Conf. on Pow. Electr. and Appl. (EPE'15 ECCE-Europe)*, pp. 1-9, Geneva, Switzerland, 08-10 Sept., 2015. doi: 10.1109/EPE.2015.7311701. .

[5] C. Zoeller, M. Vogelsberger, T. Wolbank, and H. Ertl, "Impact of SiC semi-conductors switching transition speed on insulation health state monitoring of traction machines, " *in IET Power Electronics*, vol. 9, issue 15,pp. 2769-2775, Dec. 2016. doi : 10.1049/iet-pel.2015.0988

[6] J.M. Dienot, "The rise of Electromagnetic pollution and interactions in mobile and transport applications using new electronic chips and energy devices." *in Proc. of the European Sciences Open Forum*, ESOF'2018, Toulouse, France, July 11-14, 2018

[7] X. Jiang, J. Wang, J. Chen, H. Yu, Z. Li and Z. J. Shen, "Investigation on Degradation of SiC MOSFET under Accelerated Stress in PFC Converter," *in IEEE Journ. of Emerg. and Select. Topics in Pow. Electr.*, vol. 9, issue 4, pp. 4299-4310, Aug. 2021. doi: 10.1109/JESTPE.2020.2988447.

[8] J.M. Larbaig, J.M. Dienot, R. Ruscassie, I. Ramos, "The Challenges for Electromagnetic Diagnosis and Control of Power Devices using Wide-Band Gap Semi-conductors", *in Proc. Of the 7th IEEE International Workshop on Metrology for Aerospace*, pp. 205-210, MAS 2020, Pisa, Italy, 22-24, June 2020. doi: 10.1109/MetroAeroSpace48742.2020.9160314

[9] Y. Dumollard, E. Batista, L. Pecastaing, J.M. Dienot, "Modeling and simulation methodology for considering delamination and bonding pull-out in a SiC MOSFET chip during the short-circuit phase," *in Proc. of the IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*,Chicago, USA, June 28 – July 1rst, 2021. ISBN : 978-1-6654-0465-5

[10] W. Rogowski and W. Steinhaus in "Die Messung der magnetischen Spannung", Archiv für Elektrotechnik, 1, Pt.4, pp.141-150, 1912.

[11] E. Batista and al, "Alstom Multi-physics modelling methodology for railway electrical system", UGM ANSYS conference, Nov. 2011.

[12] J. Yamada, E. Thai, "SiC Power Modules for a Wide Application Range", Bodo's Power Systems, p20-27, Sept. 2017.

[13] C. F. M. Carobbi and A. Bonci, "Electromotive Force Induced in and Inductance of an Electrically Small Circular Loop Antenna," *in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, no. 4, pp. 780-783, Aug. 2014.

[14] J.M. Larbaig, R. Ruscassie, J.M. Dienot, I. Ramos, "*Non-invasive Electromagnetic Diagnosis as close as new Wide Band-Gap Semi-conductors*", 8th Euro-Asian Pulsed Power Conference, In Abstract Book of the EAPPC-BEAMS-MEGAGAUSS'2020, pp.157, Biarritz, France, August 29 – September 02, 2021.

[15] J. A. Schrock et al., "Failure Analysis of 1200-V/150-A SiC MOSFET Under Repetitive Pulsed Overcurrent Conditions," *in IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 31, no. 3, pp. 1816-1821, March 2016. doi: 10.1109/TPEL.2015.2464780.

[16] S. Mocevic and al., "Phase Current Sensor and Short-Circuit Detection based on Rogowski Coils Integrated on Gate Driver for 1.2 kV SiC MOSFET Half-Bridge Module," *in IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*,pp. 393-400, Portland, USA, 23-27 Sep., 2018. doi:10.1109/ECCE.2018.8558403.

[17] P. Hofstetter and M. Bakran, "The Two-Dimensional Short-Circuit Detection Protection for SiC MOSFETs in Urban Rail Transit Application," *in IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 6, pp. 5692-5701, June 2020. doi: 10.1109/TPEL.2019.2950966.

[18] ANSYS, "Q3D Extractor : extraction haute performance des éléments parasites ". https://www.ansys.com/fr-fr/products/electronics/ansys-q3d-extractor.

[19] Logiciel d'analyse et de simulation électromagnétique (EM) 3D, CST Studio Suite, Dassault Systems.

[20] Z. Fang, D. Jiang, et Y. Zhang, "Study of the characteristics and suppression of EMI of inverter with SiC and Si devices ", Chin. J. Electr. Eng., vol. 4, no 3, p. 37-46, sept. 2018.

[21] Series MSO Mixed Signal 8 Channel Oscilloscope | Tektronix ». https://fr.tek.com/oscilloscope/5-series-mso-mixed-signal-oscilloscope.

[22] "Analyseurs de spectre en temps réel série RSA500 ", *Tektronix*. https://fr.tek.com/spectrum-analyzer/rsa500-series.

[23] "Analyseur de réseaux-TTR500 ", https://fr.tek.com/vna/ttr500.

Remerciements

Les auteurs remercient les sociétés ALSTOM Tarbes et NOVATEM S.A pour leurs contributions et apports technologiques de haut niveau et de qualité sur ces travaux.

COMPARAISON DES PERFORMANCES CEM D'UN CONVERTISSEUR DC-DC UTILISANT DIFFERENTES TECHNOLOGIES DE SEMICONDUCTEURS

Ayawo EKON[1, 4], François. COSTA[1, 2], François BOUVET[4], Mickael PETIT[1, 3], Eric DUPUY[4]
[1]Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS, SATIE, 91190 Gif-sur-Yvette, France
[2]Université Paris Est Créteil, INSPE, 94000 Créteil, France
[3]Le CNAM, 75011 Paris, France
[4]Synchrotron SOLEIL, 91190 Gif-sur-Yvette, France

Résumé. La mise en œuvre des électro-aimants de type correcteur pour l'anneau de stockage de quatrième génération du synchrotron SOLEIL nécessite des alimentations à découpage compactes ayant une forte dynamique dans les phases de transition, une faible ondulation résiduelle en sortie, des performances CEM irréprochables et un bon rendement. Pour se faire, l'étude d'un convertisseur DC-DC bipolaire à faible puissance et à fréquence de découpage élevée est en cours. Une comparaison technologique entre les composants actifs potentiellement utilisables dans cette structure (HEMT GaN et MOSFET Si) est proposée au regard des différents critères du cahier des charges et en particulier la CEM.

I. INTRODUCTION

Le passage à la quatrième génération de synchrotrons exige que toutes les machines actuelles de troisième génération soient structurellement modifiées pour une amélioration de la brillance. Cette métamorphose se traduit par une augmentation significative du nombre total d'électroaimants. Nécessaires pour, la déviation, la focalisation et surtout la correction de la trajectoire du faisceau de particules, leur nombre sera presque triplé. Ceci conduit à la recherche de la compacité [1] de ces derniers et de leurs alimentations associées. De plus, la dynamique lors des phases transitoires et la faible ondulation résiduelle du courant de sortie sont primordiales. Dans ce contexte, l'étude d'une alimentation bipolaire DC-DC de faible puissance destinée à alimenter les électro-aimants de type correcteur du synchrotron SOLEIL est en cours. Les exigences du cahier des charges ont conduit à envisager une augmentation de la fréquence de commutation afin de réduire la valeur des composants passifs et leur volume. En outre, cela permettra d'augmenter la bande passante sans détériorer la faible ondulation résiduelle souhaitée à la sortie. D'un autre côté, le rendement sera détérioré par une augmentation des pertes par commutation et des éléments de filtrage. L'utilisation de composants à base de nitrure de gallium (GaN), dont la vitesse de commutation est plus rapide que celle du silicium (Si), est donc essentielle Fig. 1. Cependant, les performances de compatibilité électromagnétique (CEM) du système développé risquent d'être compromises.
Afin de faire un choix technologique sûr et fiable, une comparaison du rendement, des performances CEM et de la mise en œuvre est effectuée entre un dispositif HEMT-GaN et un MOSFET au silicium d'une tension nominale comparable d'environ 40 V.

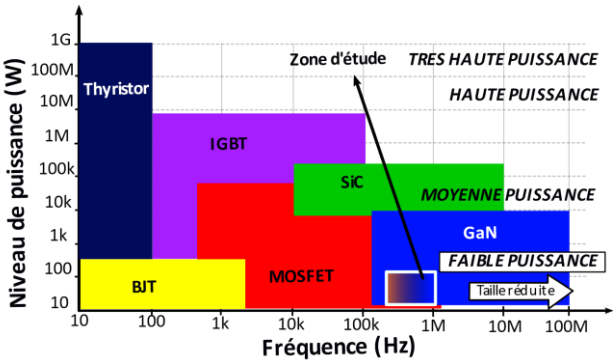


Fig. 1:classification des technologies de composants de puissance en fonction de la fréquence de commutation et du niveau de puissance montrant notre zone d'étude

Certains travaux ont déjà abordé cette comparaison technologique, notamment en termes de mécanisme de commutation [2],[3] et rendement [3], [4]. Les travaux de [5] comparent ces technologies en termes de CEM en tenant compte de certains paramètres comme la résistance de grille. Dans cet article une sélection de transistors GaN et Si est présentée dans une première étape. Une deuxième partie montre une comparaison des composants sélectionnés en termes rendement et de performances CEM sur une plage de 150 kHz à 30 MHz. Un point particulier est mis sur l'importance du routage.

II. TOPOLOGIE ET CHOIX TECHNOLOGIQUE

II.1. Topologie des convertisseurs bipolaire

Plusieurs topologies de convertisseurs bipolaires pour l'alimentation des électro-aimants sont présentées dans [1], [6]. Parmi elles, le convertisseur DC-DC bipolaire de faible puissance le plus utilisé est le convertisseur en pont complet à quatre quadrants, en raison de sa simplicité. Ainsi, le convertisseur en pont complet filtré à la sortie par une cellule LC est utilisé dans cette étude Fig. 2. Les paramètres et les caractéristiques du convertisseur et du filtre associé sont indiqués dans la Table 1. Une diode Schottky FSV2050V est placée en antiparallèle avec chaque transistor. Les transistors GaN sont pilotés par le composant LMG1205 et les MOSFET Si par le LM5101AMX. Ce sont tous des drivers qui permettent de piloter chaque bras de transistor en mode Bootstrap (Fig. 3). L'électroaimant est remplacé dans cette étude par un rhéostat modélisé par une résistance de 1 Ω en série avec une inductance de 3 µH.

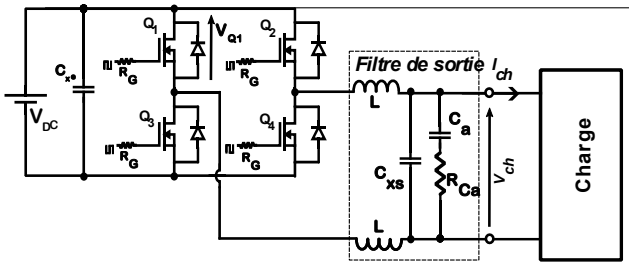


Fig. 2: Topologie du convertisseur bipolaire mis en œuvre

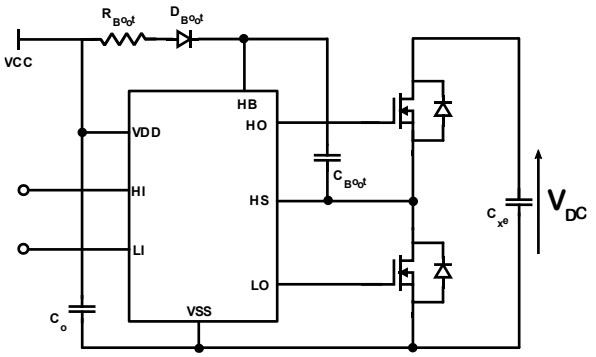


Fig. 3: Mode de commande des transistors

Table 1:Caractéristiques des éléments du convertisseur

V_{DC}	R_G	L	C_{xs}	Ca	R_{Ca}	C_{xe}
24V	2 Ω	5 µH	2 µF	22 µF	2 Ω	4X22µF

II.2. Les composants de puissance

L'utilisation de figures de mérite (FOM en anglais) a permis la sélection des composants de puissance. Deux figures de mérite ont été utilisées. Ces FOM ont été utilisés pour identifier un HEMT GaN et un MOSFET Si, dans la base de données des fondeurs EPC pour le GaN et Infineon pour le Si. Leurs caractéristiques sont présentées dans la Erreur ! Source du renvoi introuvable.. Le premier FOM (Eq (1)) prend en compte les caractéristiques électriques des composants et est une pseudo-image des pertes de commutation et de conduction. Le second (Eq 2) est l'image de la densité des pertes.

$$FOM1 = R_{DSON} * Q_G \quad (1)$$

$$FOM2 = 1/S * R_{thjc}\sqrt{R_{DSON} * Q_{DG}} \quad (2)$$

Table 2: Caractéristique des composants de puissances

	HEMT GaN	MOSFET Si
V_{DSmax} (V)	40	40
R_{DSON} (mΩ)	3.6	2
Q_G (nC)	6.6	34
Q_{gd} (nC)	0.7	6.7
S (mm²)	3,75	30,4
R_{thjc} (°C/W)	1	2
C_{oss} @ 24 V (pF)	400	580
Q_{rr}(nC)	0	15
Boitier	LGA	TDSON-8

En plus des paramètres électriques, le FOM2 est fonction de la surface d'échange S du composant et de sa résistance thermique jonction-case R_{thjc}. La comparaison entre les FOM des composants est donnée à la Fig. 4 (normalisée à celle du MOSFET Si).

La comparaison entre les empreintes des différents dispositifs est donnée dans la Fig. 5. La référence GaN est le EPC2055et le MOSFET Si est IAUC100N04S6L020.

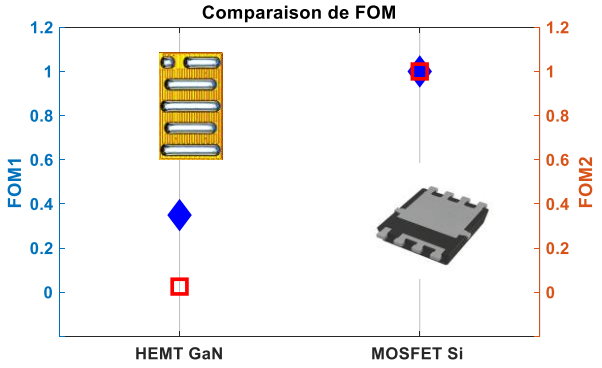


Fig. 4:FOM des transistors normalisés par rapport au MOSFET Si

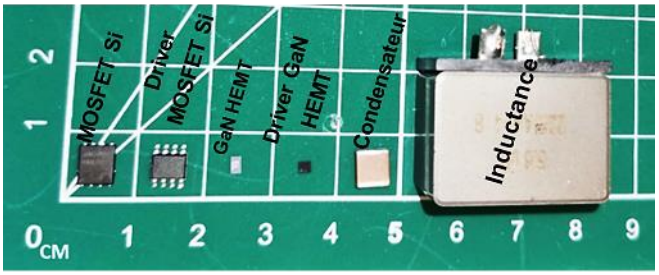


Fig. 5 : Empreinte des composants de puissances

II.3. Mise en œuvre des composants de puissances

Pour la mise en œuvre, des précautions doivent être prises pour concilier les contraintes CEM et thermiques dans la phase de routage. Si la CEM nécessite un rapprochement des composants afin de minimiser les inductances parasites, notamment celles de la maille de commutation, les contraintes thermiques imposent de les éloigner les uns des autres afin d'éviter le couplage thermique et de favoriser une meilleure dissipation. L'ensemble est routé sur un PCB (Printed Circuit Board) à 4 couches. Les deux composants de puissance sont en CMS (Composant Monté en Surface) et sont montés sur la couche supérieure. Ils sont refroidis par un dissipateur thermique placé sous la couche inférieure. Pour mieux évacuer le flux de chaleur, des vias sont placés en dessous. Ces vias sont connectés à la couche inférieure par des plans de croissance thermique (PCT) qui sont séparés du dissipateur thermique par un matériau d'interface thermique (MIT) Fig. 6 et Fig. 7. Les PCT sont reliés au drain quel que soit le composant. Le MOSFET Si a en moyenne 35 vias d'un diamètre de 100 µm, contre 7 pour les HEMT en GaN. Le GaN étant quasiment une puce nue permettant directement au substrat un refroidissement par le haut ou double face. Le refroidissement par le haut est mis en œuvre dans la section IV.3.

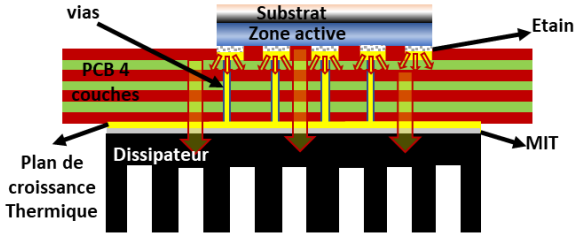


Fig. 6: Schéma de dissipation du HEMT GaN

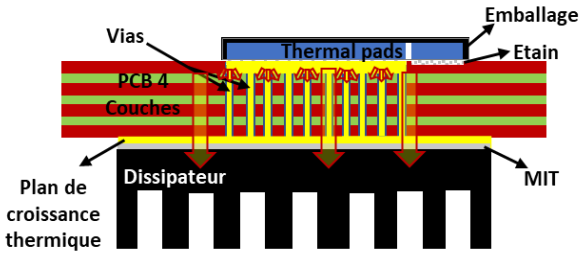


Fig. 7: Schéma de dissipation du MOSFET Si

Pour la CEM, les règles de routage suivies sont présentées dans [7]. En effet, un effort a été fait pour minimiser l'inductance parasite de la boucle de commutation par rapport à la partie puissance. Les drivers et les composants associés sont placés au plus près possible des composants de puissance afin de réduire les inductances parasites de la boucle de commande.

II.4. Mise en évidence des vitesses de commutation

Les Fig. 8 et Fig. 9 comparent l'évolution de la tension $V_{Q1}(t)$ pour deux points de fonctionnement différents : fonctionnement quasiment à vide et pour un courant de sortie I_{ch} = 10 A.

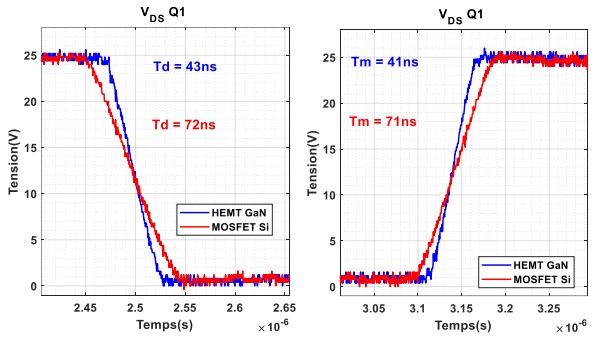


Fig. 8 : Comparaison des vitesses de commutation des composants de puissance à vide : temps mort = 150ns

En fonctionnement quasiment à vide, les vitesses de commutation du transistor au silicium est d'environ 75 ns. Compte tenu de sa faible capacité de sortie C_{oss} à 24 V (Table 2), le transistor GaN est 44 % plus rapide (42 ns). De même, sous un courant de 10 A, le transistor GaN commute à l'ouverture en 4,5 ns environ. Le transistor Si commute à la fermeture en 12 ns. Ces vitesses sont directement liées aux valeurs des capacités C_{gd} des composants. Une oscillation de la tension V_{Q1} au niveau du composant GaN est remarquée dans la conduction de Q1 à 10 A. Ces oscillations sont un facteur défavorable pour les performances CEM à haute fréquence mais peuvent être réduites en améliorant le routage.

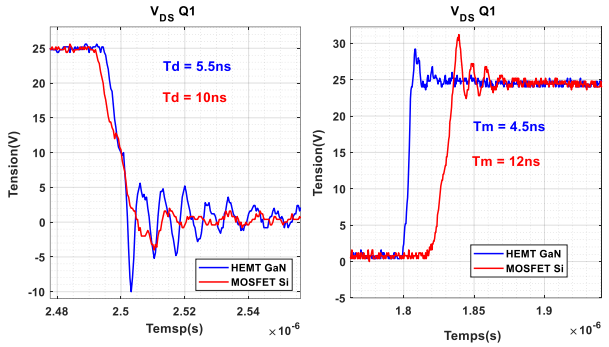


Fig. 9: Comparaison des vitesses de commutation des composants de puissances à 10A : temps mort =50ns

III. ANALYSE DU RENDEMENT

Cette analyse repose sur des résultats expérimentaux. Ils sont basés sur l'approche de la mesure de la puissance DC en amont et en aval du convertisseur de puissance associé au filtre. Une comparaison du rendement en fonction du courant de charge pour une fréquence de commutation F_{dec} égale à 400 kHz, 800 kHz et 1,2 MHz est présentée à la Fig. 10.

- Pour Fdec = 400 kHz, les rendements obtenus avec le GaN et le MOSFET Si sont comparables au-delà de 10 A. Le convertisseur à base du MOSFET Si présente des rendements plus faibles à cette fréquence pour un courant de charge inférieur à 10 A. Au-delà de cette valeur, les deux courbes convergent vers la même valeur asymptotique. Cela s'explique par un équilibrage entre pertes par conduction et commutation au-delà de 10 A.
- À 800 kHz, le convertisseur GaN est clairement dominant pour des courants de charge inférieurs à 12 A. Au-dessus de cette valeur, les rendements du système Si et GaN tendent vers une même valeur asymptotique comme précédemment.
- À 1,2 MHz, le convertisseur à base de GaN reste nettement dominant, quel que soit le courant de charge. Dues à une augmentation significative des pertes par commutation du MOSFET Si par rapport au GaN.

Dans l'ensemble, le rendement chute pour les faibles courants de charge d'au moins 20 % entre 400 kHz et 1,2 MHz, quel que soit le composant de puissance. En outre, le convertisseur à base de GaN surpasse la structure MOSFET Si à des fréquences supérieures au Mégahertz.

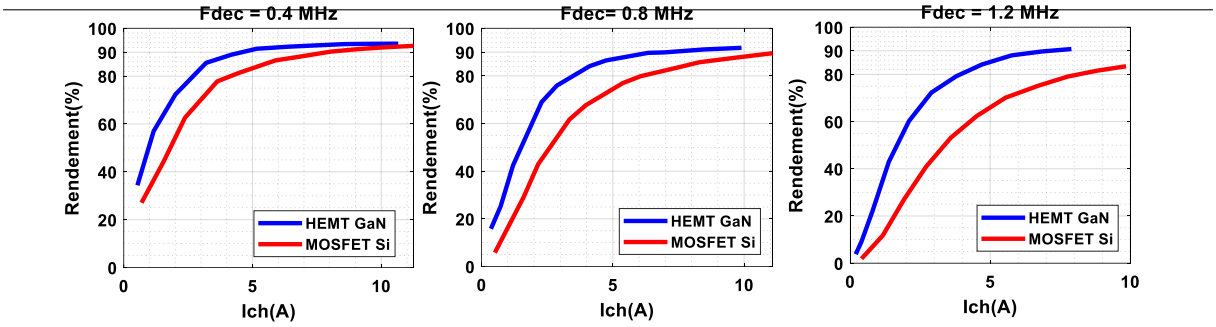


Fig. 10: Comparaison du rendement des convertisseurs en fonction de la fréquence et du courant de charge

IV. ANALYSE CEM EN MODE CONDUIT

IV.1. Caractérisation des convertisseurs

L'approche consiste à garantir un routage similaire pour les deux technologies afin de mieux interpréter les résultats respectifs. Pour ce faire, des surfaces identiques de PCT et de dissipateur ainsi que des surfaces identiques aux points milieu à potentiels variables de chaque bras ont été routées. Toutefois, toute chose n'étant pas égal partout, une différence est à noter entre les deux routages. Cela se reflète dans la différence entre les capacités C_{p1} et C_{p2} indiquées dans le Table 3.

Table 3: Comparaison des capacités parasites dues au routage sur les deux cartes

	C_{p1}	C_{p2}	C_{y+}	C_{y-}	C_x	C_{o1}	C_{o2}
GaN	150	139	145	120	95	29	27
Si	250	210	150	145	131	29	27

Le schéma équivalent incluant les capacités parasites dues au routage du convertisseur (en rouge) est présenté à la Fig. 11. L'évolution fréquentielle des impédances de mode commun des deux convertisseurs est présentée à la Erreur ! Source du renvoi introuvable.. Quelques méthodes de mesures des impédances sont présentées à la Fig. 14 Les cartes sont caractérisées à l'aide de l'analyseur d'impédance KEYSIGHT, référence E4990A, préalablement calibré en Open/Short/Load 50 Ω.

IV.2. Résultats CEM

Les mesures sont effectuées dans une chambre anéchoïque conformément à la norme CISPR11 classe A sur une bande de fréquence de [150 kHz – 30 MHz]. Le réseau de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL) utilisé est le MN2053. Les courants de mode commun sont mesurés à l'aide d'une sonde de courant Pearson placée entre le convertisseur et le RSIL. Un récepteur de mesure en mode de détection quasi-crête est utilisé. La résolution de la bande passante (RBW) est réglée sur 10 kHz, la bande passante du filtre vidéo (VBW) est réglée sur 30 kHz pour un temps de balayage (SWT) de 7,6 s. La *Fig. 14* montre les résultats aux bornes du RSIL à 400 kHz et 1,2 MHz. Les mesures sont effectuées pour un point de fonctionnement de rapport cyclique de 0,6.

- Pour F_{dec} = 400 kHz, les spectres de tension V_{RSIL} du convertisseur à base de GaN et celui du convertisseur à base de Si restent très comparables (Fig. 14 a). Néanmoins le spectre des courants de mode commun du GaN reste inférieur d'au moins 5 dB sur la toute la bande fréquentielle, voir Fig. 15 a.
- Les spectres obtenus à F_{dec} de 1,2 MHz sont présentés à la Fig. 14 b et Fig. 15 b. Pour toutes les technologies, ils sont au moins 10 dB plus élevés que ceux obtenus à 400 kHz, ce qui est probablement la conséquence de la translation en fréquence du spectre des sources d'émission à mêmes impédances de couplage en mode commun [8]. Cependant, à F_{dec} = 1,2 MHz, le spectre généré par le dispositif GaN est toujours inférieur à celui du MOSFET Si.

En général, malgré une vitesse de commutation de tension plus rapide, le GaN génère moins de perturbations que les dispositifs au silicium, en particulier en mode commun. Cela s'explique par la différence entre les capacités de point médian Cp1 et Cp2. Cela montre qu'avec un routage approprié, les systèmes basés sur des HEMT GaN peuvent atteindre de meilleures performances CEM que les MOSFET Si, malgré leur dV/dt plus élevés.

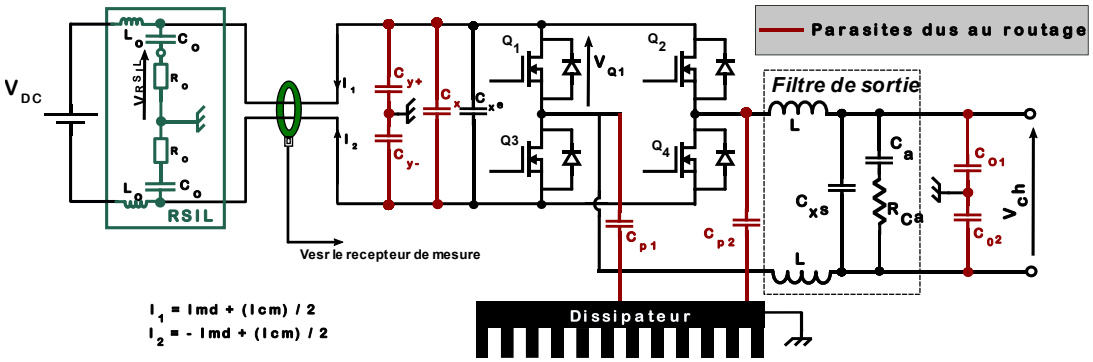


Fig. 11: Modèle équivalent CEM des convertisseurs

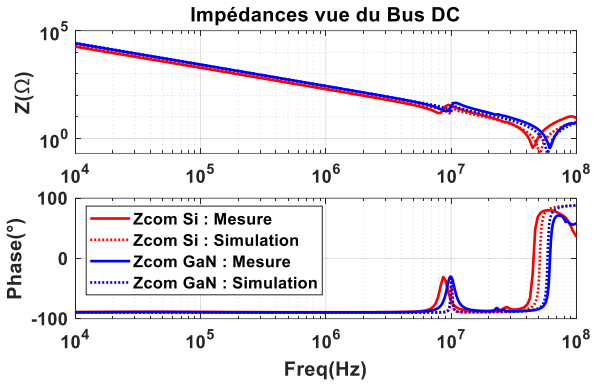


Fig. 12:Impédance de mode commun et de mode différentiel des convertisseurs

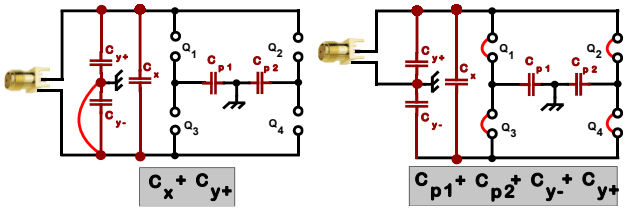
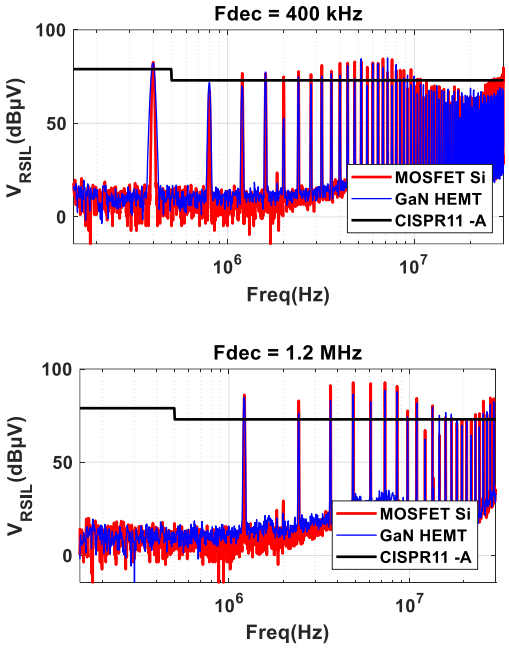


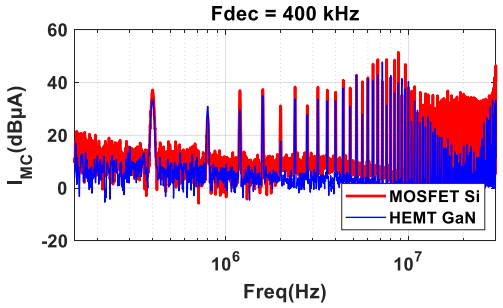
Fig. 13: Mesure des capacités parasites



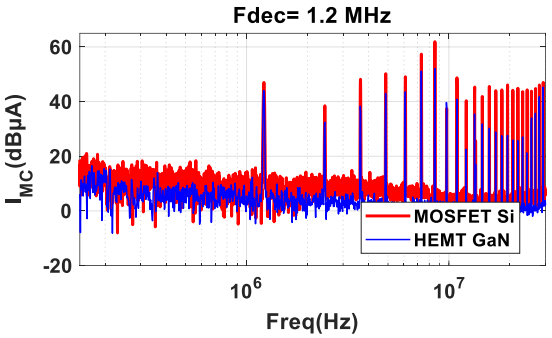
(a)

(b)

Fig. 14 : Les spectres de la tension du RSIL



(a)



(b)

Fig. 15: Spectres des courants de mode commun

IV.3. Impact du mode de refroidissement

Les composants HEMT GaN étant des composants quasiment réduits à une puce, il est possible de les refroidir par le haut comme le montre la Fig. 16. Ce mode de refroidissement est donc mis en œuvre. Les effets sur les courants de mode commun sont montrés aux Fig. 17. Les composants Si sont toujours refroidis par le bas. Aucune différence flagrante n'est à noter avec ce mode de refroidissement comparativement au refroidissement par le bas.

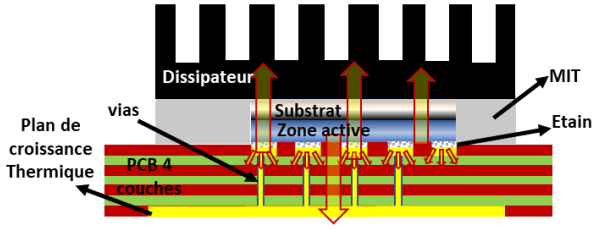


Fig. 16: Schéma de dissipation du HEMT GaN par le haut

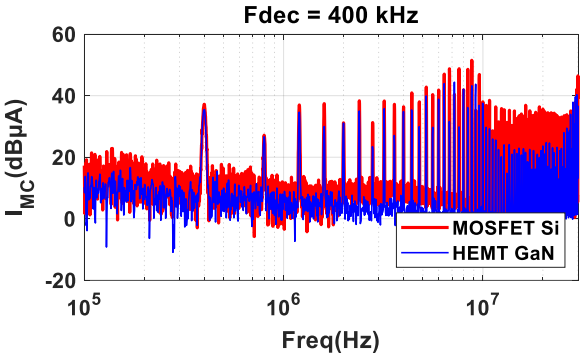


Fig. 17:Comparatif entre les courants de mode commun de la carte GaN refroidie par le haut et celle du MOSFET Si

IV.4. Mise en évidence de l'amélioration du routage

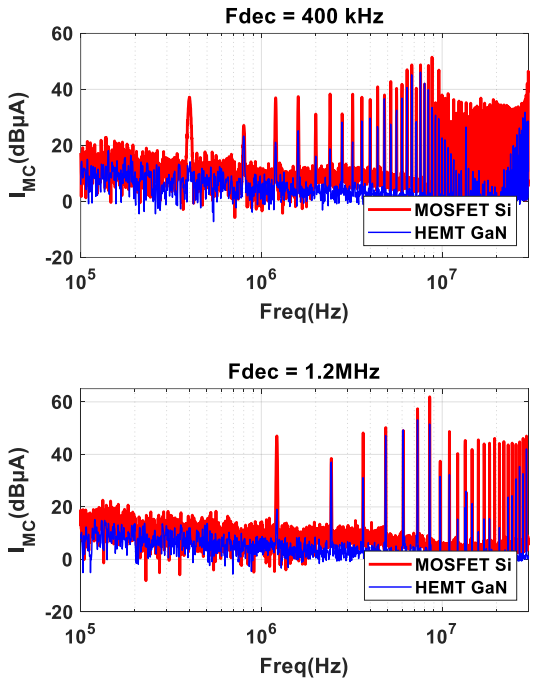
Les résultats précédents montrent clairement l'effet du routage sur les performances CEM conduites du convertisseur. Afin d'attester cela, une amélioration du routage du convertisseur GaN est proposée. Cela se traduit par une diminution des capacitances C_{P1} et C_{P2} et une augmentation des C_y^+ et C_y^-. La Table 4 présente les nouvelles valeurs de ces capacités parasites. Le refroidissement se fait par le bas dans ce cas. La courbe

d'impédance de MC de cette nouvelle carte a la même allure que celle de l'ancienne. Néanmoins une dissymétrie entre des capacités C_y^+ et C_y^-de la nouvelle carte est à noter. Ceci sera une source de transfert de mode qui ne fera pas l'objet de cet article.

Table 4: comparaison des capacités parasites des deux versions de la carte GaN

	C_{p1}	C_{p2}	C_{y+}	C_{y-}	C_x	C_{o1}	C_{o2}
GaN 1	150	139	145	120	95	29	27
GaN 2	90	80	265.5	548.5	311	29	27

Les résultats en termes de spectres des courant de mode commun sont présentés aux Fig. 18. Comme attendu, les spectres des courants de mode commun de la nouvelle carte GaN sont améliorés. Une différence d'au moins 15 dB est à noter à l'avantage du GaN quelle que soit F_{dec}.



(a)

(b)

Fig. 18: Comparatif entre les courants de mode commun de la carte GaN améliorée et celle du MOSFET Si

V. CONCLUSION

Une comparaison selon les critères de rendement / CEM entre deux technologies de composants actifs (GaN HEMT et Si MOSFET de même calibre en tension) est proposée. Ces composants sont implémentés dans des convertisseurs DC-DC dédiés aux électroaimants qui seront utilisées dans l'anneau de stockage de quatrième génération du synchrotron SOLEIL. Sur le plan du rendement, le convertisseur à base des GaN donne des résultats meilleurs que les MOSFET Si surtout pour des fréquences de découpages supérieures au Mégahertz. Les analyses CEM en mode conduit ont montré qu'avec un routage maitrisé et optimisé, les composants GaN peuvent atteindre de très bonnes performances notamment en mode commun et ce malgré leur vitesse de commutation au moins deux fois plus rapide que les composants Si avec lesquels ils ont été confrontés.

VI. REFERENCES

[1] C. A. Martins, A. Beuret, J.-P. Burnet, et F. Bordry, « A 4-quadrant 300kW-peak high precision and bandwidth switch mode power converter for particle accelerator magnets supply », in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, Denmark: IEEE, 2007, p. 1-10. doi: 10.1109/EPE.2007.4417432.

[2] P. Palmer, X. Zhang, E. Shelton, T. Zhang, et J. Zhang, « An experimental comparison of GaN, SiC and Si switching power devices », in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing: IEEE, oct. 2017, p. 780-785. doi: 10.1109/IECON.2017.8216135.

[3] L. Zhu, H. Bai, A. Brown, et M. McAmmond, « Transient Analysis When Applying GaN + Si Hybrid Switching Modules to a Zero-Voltage-Switching EV Onboard Charger », *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, vol. 6, nº 1, p. 146-157, mars 2020, doi: 10.1109/TTE.2020.2966915.

[4] J. Lautner et B. Piepenbreier, « Comparing Switching Performance of Gallium Nitride HEMT and Silicon Power MOSFET », p. 8, 2015.

[5] L. Middelstaedt, B. Strauss, A. Chupryn, et A. Lindemann, « Investigation of the Root Causes of Electromagnetic Noise of an Interleaved DC–DC Converter With GaN or Si Transistors and Corresponding Optimization Strategies », *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 8, nº 3, p. 2759-2774, sept. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2917067.

[6] P. Espinosa, L. Huber, F. C. Lee, et W. A. Tabisz, « Study of topologies for high-current bipolar magnet power supplies », in *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94*, Orlando, FL, USA: IEEE, 1994, p. 869-875. doi: 10.1109/APEC.1994.316306.

[7] A. R. Ekon, M. Petit, F. Costa, F. Bouvet, et E. Dupuy, « Impact of routing on the EMC behavior of a GaN HEMT-based full bridge DC-DC converter », in *2022 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe*, Gothenburg, Sweden: IEEE, sept. 2022, p. 415-420. doi: 10.1109/EMCEurope51680.2022.9900951.

[8] F. Costa et D. Magnon, « Graphical Analysis of the Spectra of EMI Sources in Power Electronics », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, nº 6, p. 1491-1498, nov. 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.857564.

CONCEPTION D'UNE MICROSTRIP A ANNEAU RESONANT POUR L'ANALYSE ET LA CARACTERISATION DES PROPRIETES DIELECTRIQUES HAUTE FREQUENCE DES BOBINAGES STATORIQUES DE MOTEUR ELECTRIQUE

S. Coutin[1,3], V. Gavrilenko[1], A. Petre[1], I. Ramos[3], R. Ruscassié[1], J.-M. Dienot[1,2]

[1]Université de Pau et des Pays de l'Adour/E2S UPPA, Laboratoire SIAME – Fédération IPRA, EA4581, 64000 Pau, France
[2]Université de Toulouse III, Laboratoire Labceem, 65000 Tarbes, France
[3] NOVATEM SAS, 31400 Toulouse, France

Résumé. Dans les systèmes mécatroniques et de puissance actuels, les convertisseurs utilisant des composants grand-gap ont amené des performances indéniables mais aussi de nouvelles problématiques de fiabilité et de compatibilité électromagnétique (EM). Nous nous intéressons aux propriétés des matériaux diélectriques utilisés en génie électrique, notamment pour l'isolation des bobinages, qui subissent des vieillissements accélérés avec ces nouvelles contraintes EM. Différentes techniques basées sur des antennes permettent de caractériser ces matériaux. Les variations de leur permittivité relative peuvent notamment être déterminées et servir d'indicateur de vieillissement. Dans cette étude, un circuit de type Microstrip à Anneau Résonant (MAR) est utilisé pour déterminer la permittivité relative d'un échantillon de résine époxy, dans la bande des ultras hautes fréquences (300 MHz – 3 GHz). Les éléments théoriques permettant de dimensionner la MAR sont détaillés. Les mesures servant de référence dans cette étude sont présentées. Enfin, les résultats de simulation obtenus à l'aide du logiciel CST sont analysés et confrontés aux mesures. Ces premiers résultats valident la faisabilité de cette approche, et pourront être approfondis notamment sur différentes gammes de matériaux, ainsi qu'avec des adaptions de prototypes MAR suivant les besoins en matière de caractérisation.

I. INTRODUCTION

Dans les actionneurs électriques actuels, les bobinages statoriques alimentés par des convertisseurs fonctionnant avec des semi-conducteurs à grand gap font face à des contraintes électromagnétiques et électroniques plus sévères que celles rencontrées jusqu'alors. Les puissances commutées et les fréquences de commutation pouvant être atteintes justifient toutefois l'utilisation de ces semi-conducteurs [1]. Cependant, ces nouvelles conditions de fonctionnement haute fréquence induisent de nouvelles problématiques d'émission en mode conduit et rayonné proche, et peuvent induire un vieillissement prématuré des bobinages.

Le suivi de « l'état de santé » de ces actionneurs électriques lié à cette forte activité électromagnétique permet d'anticiper d'éventuels défauts, ponctuels ou irréversibles, et d'augmenter la fiabilité électromagnétique de ces structures. Ce suivi reste néanmoins difficile à réaliser en service [2]. Parmi ces méthodes, la caractérisation fréquentielle des propriétés des matériaux diélectriques semble pouvoir fournir des informations permettant de définir des indicateurs de vieillissement [3]. Cette caractérisation peut notamment se faire à l'aide d'antennes [4], qui permettent de diagnostiquer les variations de champ électromagnétique issues des variations des paramètres physiques et électriques de nos structures durant leur activité.

Par exemple, une technique utilisant un design d'antenne champ proche dite « microstrip à anneau résonant » (MAR) (Figure 1) est proposée par [5] pour la mesure des propriétés diélectriques. Ces structures sont fréquemment utilisées pour caractériser la permittivité relative ε_R d'échantillons de matériaux diélectriques [6] [7]. Cette caractéristique est sensible et peut fortement évoluer lorsque les matériaux diélectriques sont soumis à des contraintes thermo-oxydatives [8].

A partir de différentes méthodes développées pour déterminer la permittivité relative d'échantillons à l'aide d'une MAR [9] [10], nous proposons un design et une conception de ce type d'antenne adaptée à la caractérisation de permittivité relative de matériaux diélectriques utilisés pour la conception de nouveaux bobinages innovants.

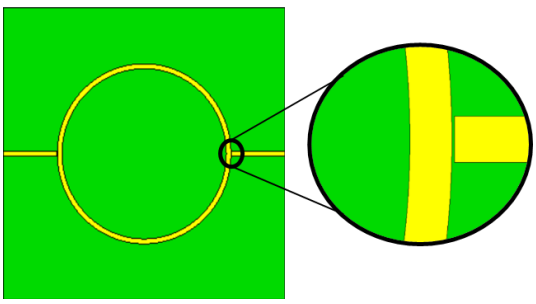


Figure 1: Vue de dessus de la conception de la microstrip à anneau résonant

Les aspects théoriques du dimensionnement de la MAR, la mise au point des simulations et les résultats obtenus seront présentés et discutés. Cette étude s'intègre dans une étude plus large sur le vieillissement thermo-oxydatif d'échantillons de résine époxy, qui permettra d'assurer un meilleur suivi de la fiabilité électromagnétique de nos actionneurs électriques hautes-performances.

II. PRINCIPE DE CARACTERISATION

II.1. La MAR comme outil de mesure de propriétés diélectriques

Parmi les structures connues de microstrip, celle à anneau résonant présente une plus grande précision que la structure de base microstrip line [11]. La MAR est composée d'une piste conductrice en forme d'anneau, séparée de pistes rectangulaires par un « gap » où prend place le couplage électromagnétique (Figure 1). Des connecteurs coaxiaux haute fréquence (SMA) à impédance adaptée sont soudés à chaque extrémité sur les pistes conductrices, ce qui constitue un dispositif d'essai à deux ports. À l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel (VNA), il est alors possible d'exciter la structure par une onde électromagnétique afin d'en étudier la réponse fréquentielle. En considérant la MAR comme un quadripôle, la définition des paramètres S correspondants [12] permet d'extraire les informations sur les variations d'impédances et de transmissions significatives du dispositif testé. En effet, lorsqu'une onde traverse cette structure, on peut observer des résonances sur la mesure des paramètres S. Elles sont activées lorsque la longueur d'onde λ est un multiple entier n de la circonférence de l'anneau (proportionnel à son rayon R), comme illustré dans l'équation suivante [11] :

$$2\pi R = n\lambda \qquad (1)$$

Avec λ la longueur d'onde, définie telle que :

$$\lambda = \frac{c}{f_r * \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \qquad (2)$$

où c est la célérité de la lumière, f_r la fréquence de résonance fondamentale et ε_{eff} la permittivité relative effective. Cette dernière est définie pour prendre en compte la permittivité des différents milieux traversés lors de la mesure. Dans le cas où il n'y a pas d'échantillon placé sur la MAR (Figure 2), les milieux impliqués sont le substrat et l'air ambiant. Une expression de la permittivité effective correspondant à cette configuration a été développée par Schneider [13] :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \qquad (3)$$

Elle fait intervenir la permittivité relative ε_r du substrat, h l'épaisseur du substrat et w la largeur des pistes.

En plaçant un échantillon sur la MAR (Figure 3), un troisième milieu va intervenir dans la permittivité effective. Si la permittivité relative de cet échantillon est supérieure à celle de l'air, la permittivité effective résultante sera également supérieure au cas sans échantillon. Cette insertion entrainera alors un décalage des fréquences de résonances observées lors de la mesure des paramètres S. Différentes méthodes ont été étudiées pour extraire la valeur de permittivité relative de l'échantillon étudié par l'intermédiaire de la variation de permittivité effective mesurée [9] [10]. Dans ce travail, l'objectif est de reproduire l'évolution fréquentielle de manière numérique en faisant varier la permittivité relative de l'échantillon testé pour ajuster la simulation aux mesures effectuées.

Dans cette étude, la permittivité complexe n'a pas été caractérisée. En effet, seule la permittivité relative de l'échantillon placé sur la MAR est à l'origine du décalage fréquentiel que l'on souhaite observer. Cependant, la superposition de cet échantillon modifie également le facteur de qualité de la MAR. Certains auteurs [7] [14] proposent alors des méthodes pour déterminer le tanδ de l'échantillon étudié à partir de cette modification du facteur de qualité.

Du point de vue des simulations réalisées sur le logiciel de simulation CST, les matériaux ont été définis conformément aux données des fabricants, notamment concernant les propriétés diélectriques. Seule la permittivité relative des matériaux a ensuite été modifiée pour ajuster les simulations par rapport aux mesures.

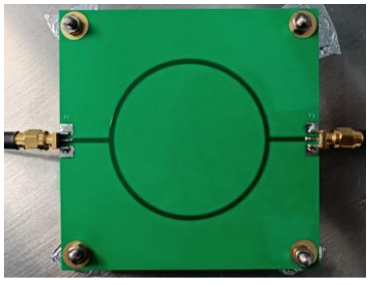


Figure 2: MAR à vide, connecteurs SMA soudés aux pistes conductrices

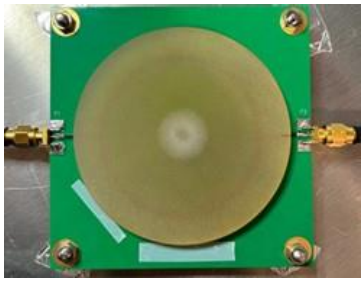


Figure 3: MAR et échantillon de résine époxy caractérisé

II.2. Dimensionnement des MAR et protocole de caractérisation

a - Adaptation de l'impédance

Pour maximiser le transfert d'énergie électromagnétique entre les différents composants de la chaîne de mesure, ceux-ci doivent avoir une impédance identique sur la plage de fréquence étudiée, pour éviter les réflexions et les ondes stationnaires. L'impédance des appareils de mesure étant généralement fixée à 50 ohms, l'impédance de la MAR doit alors être similaire. Une expression de l'impédance d'une microstrip a été développée par Wheeler[15]:

$$Z = \frac{42.4}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} \ln\left\{1 + \left(\frac{4h}{w'}\right)\left[\left(\frac{14 + \frac{8}{\varepsilon_r}}{11}\right)\left(\frac{4h}{w'}\right) + \sqrt{\left(\frac{14 + \frac{8}{\varepsilon_r}}{11}\right)^2 \left(\frac{4h}{w'}\right)^2 + \frac{1 + \frac{1}{\varepsilon_r}}{2}\pi^2}\right]\right\} \quad (4)$$

où w' est la largeur effective de la piste, fonction de la largeur réelle et de l'épaisseur de la piste [15]. Cette expression peut être améliorée en utilisant la permittivité effective de Schneider à la place de la permittivité relative du substrat [13]. L'épaisseur du substrat, la largeur de la piste et la permittivité relative du substrat sont donc les paramètres permettant de fixer l'impédance de la MAR à 50 ohms.

b - Contraintes de réalisation et du matériel de mesure

La fréquence maximale de notre analyseur de réseaux vectoriel étant de 3 GHz, un compromis doit être trouvé entre le diamètre de l'anneau de la MAR, les dimensions des échantillons testés et le nombre de résonances pouvant être observées. En effet, plus l'anneau est large, plus la fréquence de résonance fondamentale sera à basse fréquence mais plus les échantillons devront être larges pour modifier significativement les lignes de champ électrique. En tenant compte des contraintes de fabrication des PCB, deux configurations de MAR sont proposées. Le Tableau 1 reprend les différents paramètres et propriétés de chacune d'elles.

Tableau 1: Données de conception des MAR

	MAR30 (Figure 2)	MAR10
Matériau substrat	Rogers RO4350B	
Permittivité relative du substrat ε_r (@10 GHz)	3,48	
Épaisseur du substrat : h	0,762 mm	
Épaisseur de la piste : w	1,683 mm	
« Gap » de couplage : g	100 µm	
Rayon de l'anneau : R	30 mm	9,75 mm

Les dimensionnements des MAR ont été validés par calcul numérique 3D à l'aide du logiciel de simulation par éléments finis CST.

c - Protocole de caractérisation

La méthode développée ici consiste à ajuster les simulations numériques par rapport aux mesures effectuées. Deux types de matériaux sont caractérisés. Le premier est un échantillon de résine époxy dont on cherche à déterminer la permittivité relative. Celui-ci est produit à partir d'une matrice Bisphenol A Diglycidyl Ether (DGEBA) et d'un durcisseur anhydride carboxylique. C'est un disque de 80 mm de diamètre et de 5 mm d'épaisseur. Le second matériau est un SIL PAD BERGQUIST TSP K900, dont les propriétés diélectriques sont fournies par le fabricant. Ces échantillons se présentent sous forme de pavés de 80 mm de côté et de 0.15 mm d'épaisseur.

Les mesures de paramètres S des MAR présentées précédemment ont été réalisées avec un analyseur de réseaux KEYSIGHT E5061B, calibré avec le kit de calibration KEYSIGHT 85033E. Une calibration complète à 2 ports de l'ensemble composé du VNA, des connecteurs et des câbles a été réalisée, ce qui permet de corriger les douze termes d'erreur du modèle d'erreur à 2 ports [16]. Pour des raisons de symétrie entre S12 et S21 (qui correspondent respectivement aux paramètres S de transmission du port 2 vers le port 1 et inversement), seul ce dernier est utilisé pour déterminer les fréquences de résonance. Afin d'améliorer la stabilité de la mesure, le filtre « Intermediate Frequency BandWidth » (IFBW) a été réglé à 30 kHz et le signal a été moyenné sur 5 balayages.

Les travaux de simulation, réalisés sur CST à l'aide du module « High Frequency », ont été divisés en deux parties. La première a consisté à ajuster les simulations des MAR à vide, sans échantillon placé sur l'anneau (Figure 2). Ceci a permis d'ajuster et de fixer les propriétés diélectriques du substrat. Les deux types de solveur disponibles (temporel et fréquentiel) ont été utilisés [17] . Les résultats obtenus seront présentés dans la suite et justifieront le choix de retenir le solveur temporel pour la deuxième partie de l'étude menée sur CST. Cette dernière consiste à ajuster les simulations aux mesures réalisés lorsqu'un échantillon est placé sur l'anneau de la MAR (Figure 3), ceci en modifiant la permittivité relative de l'échantillon testé.

III. ANALYSE DES RESULTATS

III.1. Ajustement de la simulation à vide

Une mesure des paramètres S, dite de référence, c'est à dire avec les MAR sans échantillon placé sur l'anneau, est réalisée pour les deux configurations, MAR30 et MAR10. En comparant aux simulations effectuées pour le dimensionnement (avec le solveur temporel et la permittivité relative de substrat $\varepsilon_r = 3{,}48$), un décalage

important des fréquences de résonance a été observé. Par itérations successives, il a été possible d'ajuster la simulation de MAR30 avec le solveur temporel en fixant la valeur de permittivité relative du substrat à 3,70. Cette configuration a ensuite été utilisée pour MAR10. Les résultats sont visibles sur la Figure 4. Les écarts fréquentiels observés à chaque résonance sont résumés dans le Tableau 2 pour chaque MAR, en faisant la différence entre la fréquence mesurée et la fréquence simulée. On peut noter que le paramétrage utilisé pour MAR30 ne permet pas d'obtenir une aussi bonne précision pour MAR10. De légères différences de fabrication (tolérance sur la largeur du « gap » de couplage) ou de connexion des connecteurs SMA peuvent cependant expliquer ce type d'écarts.

Un travail identique a été réalisé avec le solveur fréquentiel. Les résultats obtenus avec la permittivité relative du substrat fixée à 3,70 sont visibles sur la Figure 5. Les écarts fréquentiels sont donnés dans le Tableau 3. Ces résultats sont donnés à titre indicatif. Ils auraient pu être optimisés pour MAR30 en augmentant légèrement la permittivité relative du substrat. Cependant, les résultats étant très dépendants du maillage utilisé, il semble difficile de statuer sur leur pertinence. En effet, des maillages plus précis n'ont pas permis de converger vers une solution satisfaisante, contrairement au cas du solveur temporel. De plus, l'écart observé sur MAR10 semble confirmer que la configuration utilisée n'est pas suffisamment robuste. C'est pourquoi le solveur fréquentiel n'a pas été retenu pour la suite de l'étude.

III.2. Ajustement de la simulation avec échantillon « Epoxy »

a - Mesure de référence

Un seul échantillon de résine a été caractérisé. Quatre séries de cinq mesures ont été réalisées avec MAR30, en modifiant d'une rotation de 90° la position de l'échantillon entre chaque série par rapport à la position initiale de 0° choisie arbitrairement.

Tableau 2: Écart fréquentiel aux résonances entre mesure et simulation (solveur temporel)

	1ère résonance	2ème résonance	3ème résonance
MAR30	-2 MHz	+2,5 MHz	-3 MHz
MAR10	-11 MHz		

Tableau 3: Écart fréquentiel aux résonances entre mesure et simulation (solveur fréquentiel)

	1ère résonance	2ème résonance	3ème résonance
MAR30	-2,2 MHz	-3,1 MHz	-1,5 MHz
MAR10	-58,5 MHz		

Un écart maximal de 1,5 MHz sur la fréquence de résonance fondamentale a été obtenu entre la position 0° et 180° (Tableau 4). Cela donne ainsi une idée de la précision avec laquelle il est nécessaire d'ajuster les simulations à la mesure. La mesure de référence utilisée dans la suite sera celle correspondant à une orientation de 90°.

b - Ajustement de la simulation

Le point de départ pour la permittivité relative de l'échantillon de résine époxy a été fixé à 3,6 sur l'intervalle [500 MHz ; 3 GHz]. Cette valeur correspond aux propriétés d'une résine pouvant être obtenue à partir des mêmes composants que l'échantillon étudié. Une surestimation de la permittivité effective a été observée.

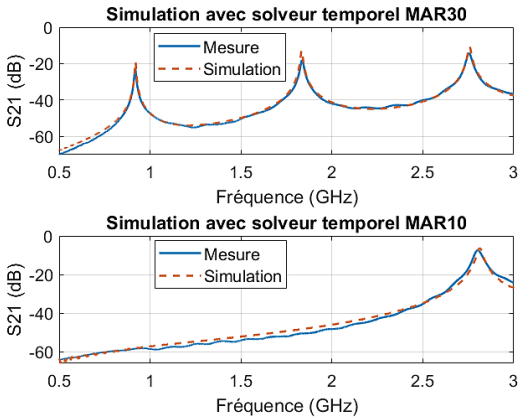


Figure 4: Ajustement de la simulation pour MAR30 et MAR10 avec $\varepsilon_{r_substrat}$=3,70 (solveur temporel)

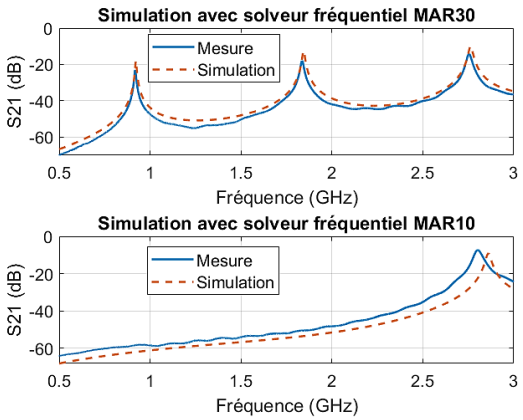


Figure 5: Ajustement de la simulation pour MAR30 et MAR10 avec $\varepsilon_{r_substrat}$=3,70 (solveur fréquentiel)

Tableau 4: Fréquence de résonance fondamentale selon orientation de l'échantillon « Epoxy »

0°	90°	180°	270°
861,4 MHz	860,9 MHz	859,9 MHz	860,9 MHz

En réduisant successivement la permittivité relative de l'échantillon, l'écart fréquentiel à la première résonance a pu être réduit à 4 MHz pour MAR30 et à -1 MHz pour MAR10 (Figure 6). Ceci a été obtenu en fixant $\varepsilon_{r_EPOXY} = 2{,}3$.

Le Tableau 5 présente l'influence d'une modification de permittivité relative de l'échantillon de 2,4 à 2,3 sur la fréquence de résonance fondamentale simulée.

Tableau 5: Pourcentage d'erreur selon la permittivité relative spécifiée

		$\varepsilon_{r_EPOXY} = 2{,}4$	$\varepsilon_{r_EPOXY} = 2{,}3$
MAR30	f_{res}	0,86%	0,46%
MAR10	f_{res}	0,39%	0,04%

III.3. Ajustement de la simulation avec échantillon « Sil Pad »

a - Mesure de référence

Trois mesures des paramètres S de MAR30 ont été réalisées puis moyennées, avec cinq échantillons différents. Les permittivités effectives associées à la moyenne de ces mesures sont données dans le Tableau 6. Elles sont obtenues à partir des équations (1) et (2) en fonction des fréquences de résonance mesurées. On peut ainsi remarquer la bonne répétabilité des mesures, indépendamment de l'échantillon utilisé. En effet, en termes de fréquence, les écarts maximums mesurés sur les permittivités effectives conduisent à un décalage de la fréquence fondamentale d'environ 0,7 MHz. Ainsi, un seul échantillon a été conservé pour la suite de l'étude. Une rotation de 90° de cet échantillon n'ayant pas induit d'écart significatif, la mesure de référence retenue est celle de l'échantillon 1.

b - Ajustement de la simulation

Selon le fabricant, la permittivité relative du « Sil Pad » est de 5 à 1000 Hz. Pour la première itération, elle a été fixée à 4 sur l'intervalle [500 MHz ; 3 GHz] afin de tenir compte des phénomènes de relaxation. Cela a conduit à une surestimation de la permittivité.

Tableau 6: Permittivités effectives mesurées avec les échantillons « Sil Pad »

N° échantillon	MAR30		
	1ère résonance	2ème résonance	3ème résonance
1	3,178	3,180	3,177
1 (90°)	3,179	3,178	3,178
2	3,177	3,177	3,177
3	3,180	3,178	3,178
4	3,182	3,181	3,179
5	3,179	3,178	3,177

Par itérations successives, un résultat satisfaisant a pu être obtenu en spécifiant $\varepsilon_{r_SILPAD} = 3$ (Figure 7). L'écart de fréquence de résonance fondamentale alors observé est de 2 MHz pour MAR30 et 7 MHz pour MAR10.

IV. DISCUSSION

Les ajustements de simulation réalisés pour les échantillons de résine époxy et « Sil pad » ont permis de caractériser leur permittivité relative. Il est intéressant de noter la cohérence des résultats obtenus pour les deux échantillons avec les deux configurations de MAR.

Un écart sur la fréquence de résonance fondamentale de 4 MHz a été obtenu lors de la caractérisation de la résine époxy, ce qui correspond à moins de 1% d'erreur par rapport à la mesure. Dans le cadre d'études sur le vieillissement thermo-oxydatif de matériaux diélectriques, une variation de permittivité relative de 5% peut être observée [18], ce qui correspond aux cas simulés.

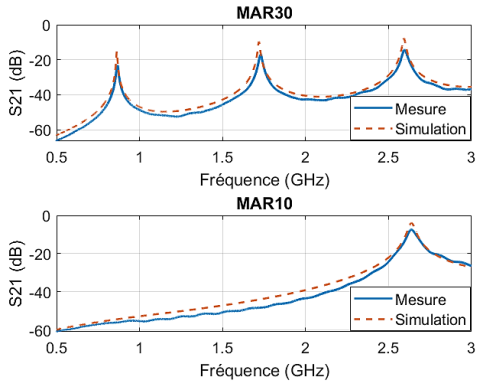


Figure 6: Ajustement de la simulation avec « Epoxy » ε_{r_EPOXY}=2,3

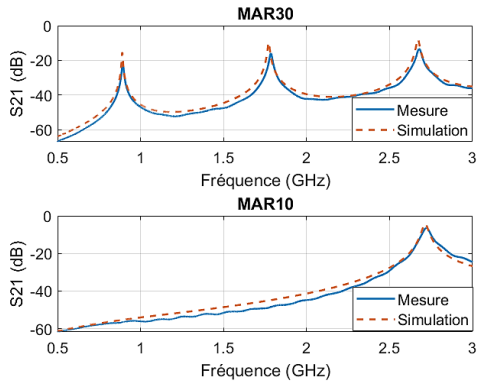


Figure 7: Ajustement de la simulation avec « Sil Pad » ε_{r_SILPAD}=3

La caractérisation réalisée avec le « Sil Pad » a permis de mettre en évidence certaines limites de la technique proposée. Premièrement, la souplesse du matériau n'a pas pu être fidèlement prise en compte lors de la modélisation. Une variation maximale de fréquence de résonance fondamentale de 2 MHz a été observée selon les différentes géométries d'échantillon étudiées. Ceci correspond toutefois à l'ordre de grandeur de l'erreur liée au placement de l'échantillon lors de la mesure. Ensuite, la permittivité relative du matériau n'étant pas spécifiée sur la plage de fréquence d'étude, il est difficile de juger de l'exactitude de la caractérisation. Il serait donc intéressant de valider cette méthode avec un échantillon non souple dont la permittivité relative est connue dans la bande des ultras hautes fréquence.

V. CONCLUSION

La caractérisation de la permittivité relative d'un échantillon de résine époxy à l'aide d'une MAR s'est avérée concluante, du point de vue de la précision obtenue et de la répétabilité des mesures. Une caractérisation d'un échantillon non souple dont la permittivité relative est bien connue dans la bande des ultras hautes fréquences pourrait cependant permettre de valider complètement la méthode proposée. Ainsi, nous pouvons envisager une caractérisation fine et des simulations prédictives des variations de la permittivité pour servir d'indicateur aux effets de dégradation électromagnétiques haute fréquences de ces matériaux. Ceci, afin d'améliorer la prévision de leur durée de vie dans les nouvelles conditions d'excitation des systèmes de puissances actuels.

REFERENCES

[1] M. Kilper, S. Fickel, H. Naumoski, et K. Hameyer, « Effects of Fast Switching Semiconductors Operating Variable Speed Low Voltage Machines », in *2019 9th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, Esslingen, Germany: IEEE, déc. 2019, p. 1-7. doi: 10.1109/EDPC48408.2019.9011884.

[2] A. Decner, M. Baranski, T. Jarek, et S. Berhausen, « Methods of Diagnosing the Insulation of Electric Machines Windings », *Energies*, vol. 15, nº 22, p. 8465, nov. 2022, doi: 10.3390/en15228465.

[3] S. Savin, « Nouvel indicateur de vieillissement de l'isolation inter-spires des machines électriques utilisées en aéronautique », Thèse de doctorat, Université d'Artois, 2013.

[4] J. M. Larbaig, J. M. Dienot, R. Ruscassie, et I. Ramos, « The Challenges For Electromagnetic Diagnosis And Control of Power Devices using Wide-Band Gap Semi-conductors », in *2020 IEEE 7th International Workshop on Metrology for AeroSpace (MetroAeroSpace)*, Pisa, Italy: IEEE, juin 2020, p. 205-210. doi: 10.1109/MetroAeroSpace48742.2020.9160314.

[5] K. Saeed, M. F., M. B., et I. C., « Planar Microwave Sensors for Complex Permittivity Characterization of Materials and Their Applications », in *Applied Measurement Systems*, Md. Z. Haq, Éd., InTech, 2012. doi: 10.5772/36302.

[6] J.-M. Heinola, K.-P. Latti, J.-P. Strom, M. Kettunen, et P. Silventoinen, « A strip line ring resonator method for determination of dielectric properties of printed circuit board material in function of frequency », in *The 17th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society, 2004. LEOS 2004.*, Boulder, CO, USA: IEEE, 2004, p. 692-695. doi: 10.1109/CEIDP.2004.1364344.

[7] A. Rashidian, M. Aligodarz, et D. Klymyshyn, « Dielectric characterization of materials using a modified microstrip ring resonator technique », *IEEE Trans. Dielect. Electr. Insul.*, vol. 19, nº 4, p. 1392-1399, août 2012, doi: 10.1109/TDEI.2012.6260016.

[8] P. Rain, « Etude des précurseurs de la rupture diélectrique des isolations composites à matrice époxyde en électrotechnique. », HDR, p. 70, 2011.

[9] M. Joler et A. N. J. Raj, « Relaxing the Variational Method-based Measurement Configuration for the Evaluation of Permittivity using a Microstrip Ring Resonator », in *2021 International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, Split, Hvar, Croatia: IEEE, sept. 2021, p. 1-6. doi: 10.23919/SoftCOM52868.2021.9559054.

[10] S. Sofin R. G. et R. C. Aiyer, « Measurement of dielectric constant using a microwave microstrip ring resonator (MMRR) at 10 GHz irrespective of the type of overlay », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 47, nº 1, p. 11-14, oct. 2005, doi: 10.1002/mop.21066.

[11] K. Chang et L.-H. Hsieh, *Microwave Ring Circuits and Related Structures*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2004. doi: 10.1002/0471721298.

[12] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, 4e éd. John Wiley & Sons, Inc., 2011.

[13] M. V. Schneider, « Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits », *Bell System Technical Journal*, vol. 48, nº 5, p. 1421-1444, mai 1969, doi: 10.1002/j.1538-7305.1969.tb04274.x.

[14] W. M. S. C. Samarasinghe, J. R. S. S. Kumara, M. A. R. M. Fernando, et A. U. A. W. Gunawardena, « Aging assesment of transformer pressboard insulation by micro-strip ring resonator at GHz frequencies », *IEEE Trans. Dielect. Electr. Insul.*, vol. 24, nº 3, p. 1923-1930, juin 2017, doi: 10.1109/TDEI.2017.006322.

[15] H. A. Wheeler, « Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 25, nº 8, p. 631-647, août 1977, doi: 10.1109/TMTT.1977.1129179.

[16] A. Rumiantsev et N. Ridler, « VNA calibration », *IEEE Microwave*, vol. 9, nº 3, p. 86-99, juin 2008, doi: 10.1109/MMM.2008.919925.

[17] T. Weiland, M. Timm, et I. Munteanu, « A practical guide to 3-D simulation », *IEEE Microwave*, vol. 9, nº 6, p. 62-75, déc. 2008, doi: 10.1109/MMM.2008.929772.

[18] X. Chi, J. Li, M. Ji, W. Liu, et S. Li, « Thermal-Oxidative Aging Effects on the Dielectric Properties of Nuclear Cable Insulation », *Materials*, vol. 13, nº 10, p. 2215, mai 2020, doi: 10.3390/ma13102215.

CEM des systèmes complexes. Déclinaison des contraintes

MODELISATION EM D'UN SYSTEME ANTENNAIRE COMPLEXE EN CONFIGURATION OPERATIONNELLE : APPLICATIONS DREP/DAS

S. Leman[1], A. Alcaras[1], V. Bresson[1], T. Vu[1], E. Yalcin[1], J. Drouet[2]

[1]THALES SIX, 4 avenue des Louvresses – 92622 - Gennevilliers, samuel.leman@thalesgroup.com
[2]DGA-TA, 47, rue Saint-Jean – 31131 BALMA, julien.drouet@intradef.gouv.fr

Résumé. Les systèmes radioélectriques atteignent des sommets de complexité. L'évaluation des **D**angers des **R**ayonnements **E**lectromagnétiques sur les **P**ersonnes (DREP) devient compliquée notamment aux bandes HF, V-UHF empruntées par les militaires. Les modèles et démarches traditionnels peuvent conduire à sur-dimensionner les risques et de facto à des non-conformités non effectifs en réalité. Il est pourtant critique de pouvoir garantir l'absence de dangers sur l'humain. Pour cela, la DGA a mis en place en 2019 l'accord-cadre OPTIDREP avec THALES SIX. Ce papier présente les avancées du projet portant sur la « Modélisation DREP des antennes utilisées dans les programmes d'armement ». L'objectif du papier est de présenter la démarche de modélisation multi-outils d'un système antennaire comportant sa structure rayonnante, sa **B**oite d'**A**ccord (BA) et son rayonnement dans son environnement ElectroMagnétique (EM) proche (porteur, personne). L'application finale visée est l'estimation du DAS (**D**ébit d'**A**bsorption **S**pécifique) sur un fantôme placé à proximité de l'antenne.

I. INTRODUCTION

Les nouveaux systèmes radioélectriques ne cessent de se complexifier pour atteindre de meilleures performances fonctionnelles sur des couvertures fréquentielles plus étendues (du MHz au GHz). Les marges de manœuvre pour concevoir ces systèmes, les exploiter de façon optimisée pour répondre aux missions opérationnelles, tout en garantissant la protection du personnel vis-à-vis des rayonnements EM, s'amenuisent. Il devient incontournable de maîtriser leurs complexités, ce qui constitue un réel challenge technique en particulier pour les matériels sur étagère dont le fonctionnement n'est pas parfaitement maitrisé. Cela implique plus d'évaluations par le calcul, plus de précisions, et par conséquent un besoin de modélisation fine et fiable pour maitriser les phénomènes physiques multi-échelles et multi-paramètres engagés. Cet article présente la méthodologie de prototypage virtuel appliquée à une antenne VHF (Very High Frequency) sur la bande 30-88 MHz. Il s'agit de présenter comment décomposer l'analyse du système, comment utiliser et alimenter les modèles analytiques et numériques par des mesures de caractérisation tout en maîtrisant les sources d'imprécisions.

II. ANALYSE PRÉLIMINAIRE DU SYSTÈME

II.1. Décomposition du système antennaire

Le système étudié est décomposé en trois sous-systèmes :

- La structure rayonnante et ses composants localisés
- La Boite d'Accord (BA)
- L'environnement EM proche (porteur, fantôme)

L'antenne VHF illustrée *Fig.1* est constituée d'un monopole à deux brins, modulable en une antenne courte et une antenne longue. Une capacité est formée par le contact vissé entre les 2 brins. La BA est représentée *Fig.1* en pied d'antenne.

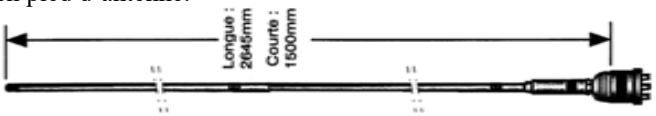


Fig.1. Description de l'antenne VHF

L'antenne est positionnée sur un plan de masse représentant un toit factice de véhicule illustré *Fig.2*.

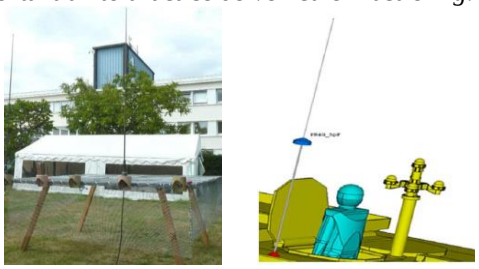


Fig.2. Description de l'environnement EM proche de l'antenne VHF

Le DAS est estimé sur un fantôme ISO homogène pour plusieurs configurations opérationnelles standards.

II.2. Analyse des données et de leurs incertitudes

La première étape d'analyse du système consiste à réaliser l'inventaire des caractéristiques et performances de l'antenne, issues de documentations techniques, de mesures localisées et/ou de simulations EM. Il s'agit en particulier d'identifier l'ordre de grandeur (a minima) de l'incertitude associée à chacune des données d'entrées.
C'est le cas par exemple des paramètres géométriques (dimensions) et électriques (matériaux) de la structure de l'antenne VHF. Les longueurs des brins de l'antenne : Lsup = 1.5m et Linf = 1.145m sont supposées connues (incertitude faible ~1%). Les diamètres des brins ne sont pas constants le long de l'antenne. Ils sont respectivement fixés à dinf=5mm et dsup=3.5mm avec une certaine incertitude (~10%). Les paramètres supposés mal connus sont par exemple l'épaisseur des matériaux, les paramètres diélectriques de l'isolant et la capacité entre les deux brins.
L'analyse des données est réalisée au même titre sur les éléments de circuits de la BA, la CAO du porteur, jusqu'aux caractéristiques des tissus constituants le fantôme.

S'agissant des incertitudes de mesure, il est supposé par exemple que la mesure du paramètre S_{11} non-invasive en pied d'antenne illustré *Fig.3*, est suffisamment maitrisée pour considérer son incertitude comme « faible ». On vérifie la répétabilité de la mesure en bande VHF (courbe orange) et en bande élargie de 1 à 300 MHz en bleu. L'incertitude de la mesure S_{ij} de la BA est plus élevée (accès difficile car non connectorisé côté antenne).

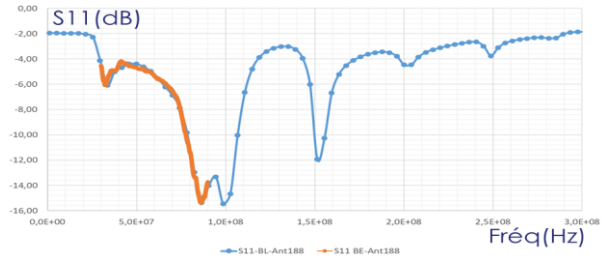


Fig.3. Mesures S_{11} de l'antenne VHF et de sa BA

Cette analyse préliminaire est d'autant plus nécessaire lorsque le système antennaire est mal connu, voire inconnu (confidentialité des données, CAO et circuits d'accord non disponibles, fonctionnement mal connu…). Ces données dont les incertitudes peuvent être élevées sont examinées sur une bande de fréquences plus large que la bande utile pour évaluer leurs influences sur la réponse de chaque sous-système par rapport à une observable (courant, champ EM, DAS) pour en comprendre les mécanismes physiques dans et hors de la bande utile.

II.3. Réflectométrie pour l'analyse des données

A l'instar de la détection des défauts dans les systèmes de câblages, la réflectométrie permet par mesure non invasive de réduire certaines incertitudes liées à la constitution de ce type d'antenne. La *Fig.4* illustre la simulation **M**éthode des **Mo**ments (MoM) de la réflectométrie (**T**ime **D**omain **R**éflectométrie en Ohm) de la structure rayonnante de l'antenne VHF. La résolution spectrale est configurée pour une fréquence maximale de 5 GHz afin d'obtenir une résolution spatiale de l'ordre de d=λ/2=3cm. En abscisse, la propagation selon l'axe de l'antenne est exprimée en mètre en fixant la vitesse de propagation $v=3{\cdot}10^8 m/s$. 4 configurations de connexion entre les deux brins sont simulées : Circuit-Ouvert, Court-Circuit (CC), C_{brin}=2pF et C_{brin}=4.7pF illustrées *Fig.4*.

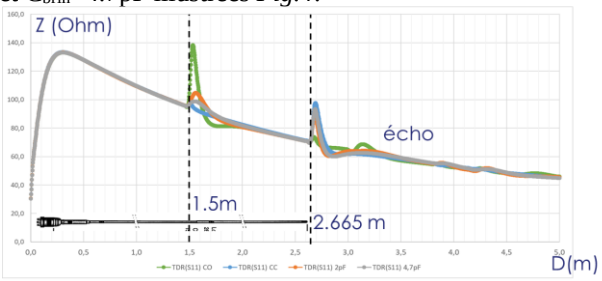


Fig.4. Réflectométrie de l'antenne VHF simulée (MoM)

La réflectométrie permet de détecter la présence de la capacité « C_{brin} » entre les deux brins rayonnants à L=1.5m. La longueur totale est retrouvée à L=2.665m. Dans le cas où les dimensions sont connues, il est possible d'estimer la vitesse de propagation et de remonter aux caractéristiques diélectriques de l'isolant.

En configuration CC (courbe bleue), la discontinuité à L=1.5m est liée à la réduction du diamètre du brin. Des indications majeures concernant la nature capacitive ou inductive des éléments de circuit sont détectables sur l'antenne (capacité, self de blocage, protections EM, matériaux). La *Fig.5* présente quelques signatures EM caractéristiques des discontinuités identifiables.

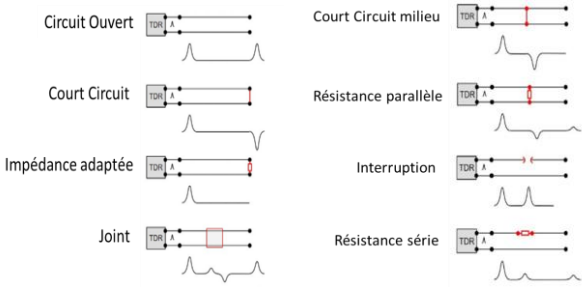


Fig.5. Réflectométrie : Analyse des discontinuités

III. METHODOLOGIE DE MODÉLISATION EM

L'étude de la propagation des incertitudes nécessite de disposer d'une librairie de modèles EM riches et diversifiés pour décrire la grande variété des phénomènes physiques, et réaliser des analyses paramétriques rapides sur les données sensibles.

Pour chacun des trois sous-systèmes, il s'agit d'identifier le modèle analytique ou numérique approprié en terme de phénomènes physiques, de compromis entre précision et ressources de calcul, et de budget d'incertitude.

Il existe une grande variété de méthodes numériques souvent distinguées par le type de résolution temporelle et fréquentielle, et par le type de maillage filaire, surfacique ou volumique utilisé. Chaque méthode « full-wave » présente des avantages et des limitations propres à un problème EM donné. C'est le cas par exemple de la nature des phénomènes physiques à représenter (agression EM transitoire/permanente, pertes sol, effet de peau, couplages forts/faibles), des dimensions du système vis-à-vis de la longueur d'onde, de la nature dispersive des matériaux conducteurs et/ou diélectriques. Ces outils nécessitent une grande maitrise des outils de traitement de CAO et d'une attention particulière lors de la création du maillage. Les ressources de calcul peuvent parfois être très importantes.

Les modèles analytiques présentent de nombreux avantages en particulier lorsque des études paramétriques rapides sont attendues.

La conjugaison de ces méthodes numériques et analytiques parfois alimentées par des mesures permet de constituer une « boite à outils » adaptée à l'analyse EM du système complexe.

Les paragraphes suivants présentent la démarche de modélisation EM appliquée au système antennaire VHF sur porteur supposé mal connu pour examiner en particulier l'impact des incertitudes sur les paramètres critiques par des analyses paramétriques.

IV. MODÉLES DE LA STRUCTURE RAYONNANTE

Trois types de modélisation d'antenne sont comparés : modèle analytique (sans perte) basé sur la Théorie des Lignes non homogène (TL à 21 inconnues), modèle à maillage « surfacique » dans le domaine fréquentiel (**M**ethod **o**f **M**oments à 2000 inconnues), modèle à maillage « volumique » dans le domaine temporel (**F**inite **I**ntegration **T**echnique à 3.10^6 inconnues) illustrés *Fig. 6.*

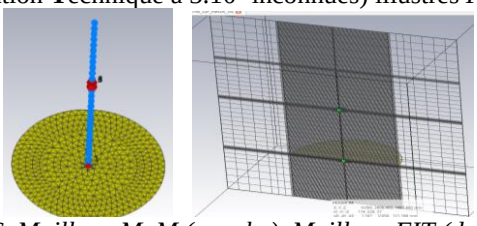


Fig.6. Maillage MoM (gauche), Maillage FIT (droite)

Les trois simulations du paramètre S_{11} sont illustrées *Fig.7*. Les résultats fournis par la MoM et la FIT sont en très bon accord en amplitude. Seul un léger écart est constaté sur la troisième résonance. L'usage des fils minces pour la MoM et par les cylindres minces dans la FIT semble équivalent. La prise en compte de la capacité entre brins de 4pF dans le modèle 3D pour la FIT et le modèle circuit pour la MoM pourrait expliquer le faible écart sur la 3eme résonance. S'agissant du modèle TL, l'ajout de pertes résistives du conducteur permet facilement de réduire les écarts en amplitude observés par rapport aux 2 modèles 3D. Par ailleurs, le plan de masse du modèle TL est supposé infini et parfaitement conducteur contrairement au plan de masse à pertes en cuivre de 2 m de diamètre utilisé dans les modèles MoM et FIT expliquant les écarts observés.

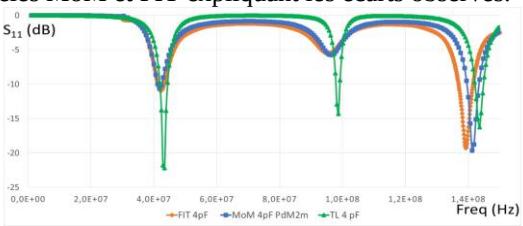


Fig.7. Simulation S_{11} de la structure rayonnante seule : Comparaison entre TL, MoM, FIT

L'analyse paramétrique rapide (TL ou MoM) permet par exemple d'analyser l'impact de l'incertitude de la capacité C_{brin} (supposée mal connue) sur le S_{11} pour une bande de fréquence élargie à 300 MHz *Fig.8* pour mieux analyser le fonctionnement hors bande des antennes.

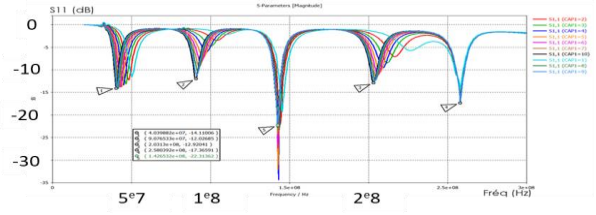


Fig.8. Simulation MoM du S_{11} : Impact de la variation de la capacité entre brins

Notons que la variation de C_{brin} entre 1pF et 10pF n'influe pas de manière similaire sur les résonances de la structure rayonnante en particulier pour les fréquences en (2N+1).λ/4 (3eme et 5eme) illustrées *Fig.8*. La capacité C_{brin} est alors localisée sur des « trous » de courants.
Le modèle de type TL illustré *Fig.9* permet par ailleurs d'établir l'expression analytique (1) de la capacité C_{brin} entre le brin inférieur et le brin supérieur d'impédance caractéristique respective Z_{c1} et Z_{c2}, en fonction du coefficient de réflexion noté X_r. L'expression (1) permet d'apprécier les dépendances entre les paramètres physiques engagés (ε_r, *d*, *h*) et permet de vérifier la valeur de C_{brin} =*4.7pF*.

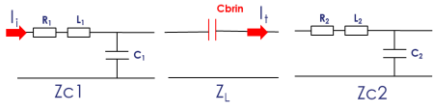


Fig.9. Modèle TL à la discontinuité entre les 2 brins de l'antenne VHF

$$C_{brin} = \frac{1-Xr}{(1+Xr).j\omega} \cdot \frac{2\pi}{ln\left(\frac{4.h}{d}\right)} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r}{\mu_0\mu_r}} \quad (1)$$

V. MODELES DE BOITE D'ACCORD

Deux types de modélisation sont identifiés pour représenter le circuit d'accord de l'antenne.

a - Modèle mesuré de type « boite noire »

Le modèle de type « boite noire » issu par exemple de la mesure de paramètres S_{ij} de l'antenne VHF illustrée *Fig.11* (en impédance) est facile à utiliser. Il permet de s'affranchir de la complexité des éléments de circuits, des composants parasites hors bande, et de préserver la confidentialité des données. Les incertitudes liées au banc de mesure nécessitent une attention particulière lorsque l'ajout de connecteurs, d'éléments filaires ou de pinces d'accès aux 2 ports de la BA est nécessaire. Des traitements par 'de-embedding' réduisent ces incertitudes.

b - Modèle circuit de type « boite grise »

Les modèles circuits permettent d'analyser plus finement le comportement, le fonctionnement et la sensibilité de la BA avec une précision suffisante pour améliorer par exemple le ROS et le rendement de l'antenne. Un modèle de circuit « générique » réaliste illustré *Fig.10* permet de représenter les phénomènes d'ordre supérieur jusqu'à 200 MHz. Les éléments du circuit (supposés mal connus) sont affinés à partir des mesures vectorielles en Z_{ij}.

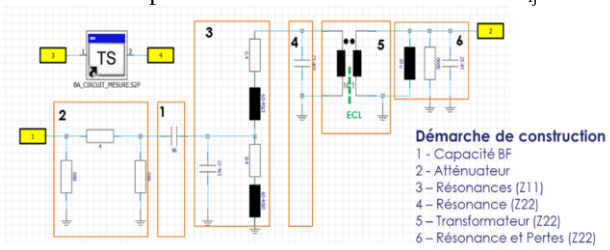


Fig.10. Modèle circuit comportemental reconstruit à partir de [Z]

La *Fig.11* compare la mesure et la simulation (courbes superposées) des paramètres Z_{ij} du circuit d'accord de la *Fig.10* de l'antenne VHF.

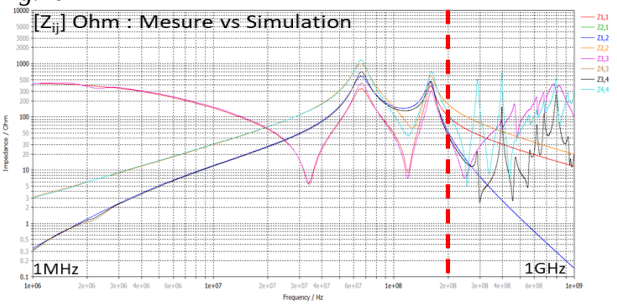


Fig.11. Comparaison mesure et simulation du circuit « générique » de la BA de l'antenne VHF

La démarche de construction suivante permet de comprendre le fonctionnement et d'apprécier la sensibilité de chaque élément constituant le circuit d'accord :
1-La capacité de *96pF* est déduite de la pente du Z_{11} en Basses Fréquences (BF) ;
2-Le pont diviseur représente les pertes en BF (880/2 Ohm = 440 Ohm à 1 MHz) et limite les amplitudes des pics de résonance à Z = 2 Ohm ;
3&4&6-Les résonances sont retrouvées une à une par les circuits résonants LC séries et/ou parallèles successifs ;
5-Le transformateur idéal (T=0.85) permet notamment d'ajuster l'impédance Z_{22} = 3 Ohm à 1 MHz.
Les résultats montrent *Fig.11* que le modèle de BA est parfaitement maitrisé jusqu'à 200 MHz et offre de nombreux avantages. Il est représentatif des phénomènes physiques engagés. Il permet l'analyse fonctionnelle du circuit d'accord. L'analyse des paramètres sensibles devient accessible. De cette manière, l'incertitude du modèle de circuit d'accord peut significativement être réduite en ajustant les éléments du circuit critiques.
L'exercice est facilement transposable à d'autres structures « génériques » de circuits d'accords (autres antennes VHF et UHF) tant que les paramètres S_{ij} de la BA mesurés sont accessibles et maitrisés.

VI. MODÈLE D'ANTENNE COMPLÈTE

Les paramètres S_{11} de l'antenne VHF complète (structure et BA) sont présentés *Fig.12*.

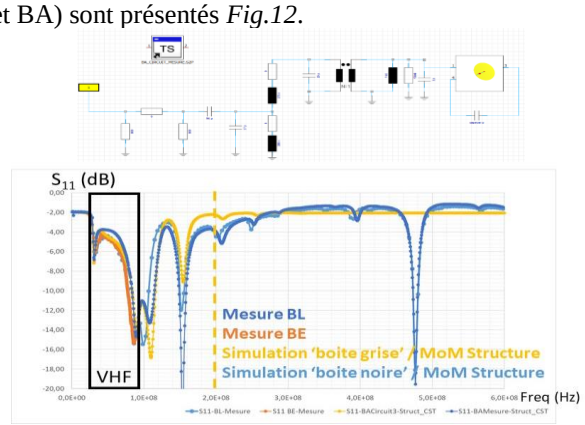


Fig.12. Comparaison mesure/simulation des S_{11} de l'antenne VHF complète (structure rayonnante et BA)

Les mesures en Bande Etroite (« BE » ou bande utile VHF) et en hors bande (Bande Large « BL ») sont comparées aux simulations MoM de la structure et pour 2 configurations de BA : Modèle « boite noire » et modèle circuit « boite grise ». Les comparaisons des S_{11} dans la bande VHF sont cohérentes et en très bon accord.
Le circuit « comportemental » topologique (courbe jaune) permet d'accéder à un niveau de précision élevé dans la bande VHF. Il permet de réduire l'incertitude introduite notamment par la mesure de la BA (cf. courbe bleue foncée). Le modèle circuit « boite grise » est précis et valide jusqu'à 200 MHz due à la limitation du circuit d'accord illustrée *Fig.11*.
Le modèle comportant la BA en « boite noire » (courbe bleue foncée) permet de retrouver les phénomènes de résonances en hors bande (autour de 150 MHz et 480 MHz). Ce modèle hors bande est très utile pour les applications de radio-compatibilité et coexistence.

VII. MODÈLE DE L'ENVIRONNEMENT EM

Le rayonnement EM généré par l'antenne VHF est analysé dans les zones de Rayleigh et Fresnel (Champ Proche CP). La présence du porteur (véhicule) impacte la répartition des ondes EM. La *Fig.14* illustre l'impact de l'environnement EM sur le S_{11} de l'antenne VHF en présence d'un plan de masse parfait, un plan de masse circulaire (dia=2m) en cuivre, et le toit factice en aluminium (représentatif d'un véhicule).

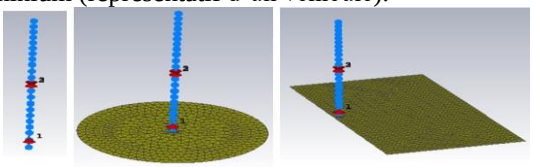


Fig.13. Maillage MoM de l'Antenne VHF sur 3 différents plan de masse

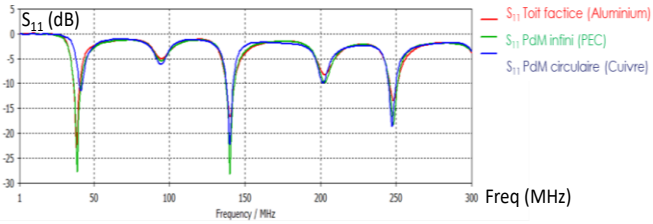


Fig.14. Simulation du S_{11} en pied d'antenne VHF pour les 3 différents plans de masse

Les plans de masse finis à pertes influencent particulièrement la 1^{ére} fréquence de résonance et les amplitudes des pics dans la bande utile VHF.

VII.1. Modèle de rayonnement EM

Les comparaisons mesures/simulations du rayonnement EM en CP fournies par les méthodes numériques temporelles FIT, et fréquentielles MoM, sont analysées en portant une attention particulière à l'environnement EM proche. L'objectif est d'estimer l'ordre de grandeur des incertitudes générées par l'utilisation des modèles de type sources équivalentes [1] (Modèle dipolaire, boite de

Huygens) dans des configurations d'environnement EM réelles (plan de masse circulaire, toit factice, véhicule).
Le paragraphe présente la faisabilité de modéliser l'antenne VHF par une méthode rapide et adaptée (MoM), d'en générer son modèle équivalent de rayonnement EM en boite de Huygens, et de l'importer dans un solveur FIT (domaine temporel) notamment approprié pour modéliser le DAS dans les tissus d'un fantôme.
16 points de fréquences (30MHz à 88MHz), 11 points en hauteur (10cm à 210cm) et 5 points en distance (10cm à 80cm) sont mesurés et simulés à chaque configuration.

a - Modèle « 3D » : Impact de l'environnement

La *Fig.15* présente un des résultats de comparaison entre la mesure et la simulation FIT normalisée du rayonnement de l'antenne VHF sur le plan de masse circulaire de 2 m. Les champs électriques sont affichés selon la fréquence et la hauteur de l'antenne pour une distance fixe de 10 cm. Une bonne concordance des résultats est constatée. Comme sur le S_{11}, la 1ere résonance est identifiée autour de 42 MHz.

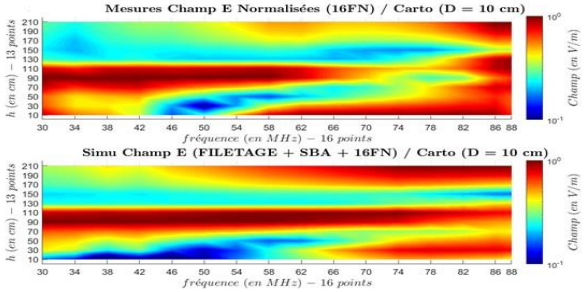


Fig.15. Simulation du champ E (V/m) de l'antenne VHF sur plan circulaire : Comparaison Mesure / Simulation FIT

L'écart moyen des cartographies 2D selon les 11 hauteurs h et les 5 distances d calculés pour chaque fréquence est illustré *Fig.16*. La moyenne des écarts moyens (sur tous les points de fréquence) est de 2.7 dB. Les écarts types maxima sont de 6 dB à 38 MHz et 5.8 dB à 74 MHz correspondant aux 2 fréquences de résonance de la structure de l'antenne VHF.

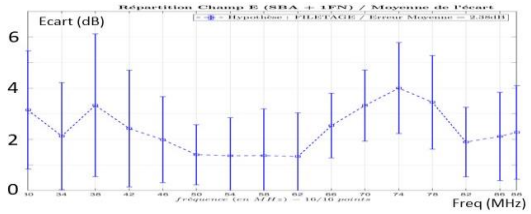


Fig.16. Ecart moyen entre Simulations FIT et Mesure

L'ensemble des résultats de comparaison mesures et simulations MoM et FIT sur les différentes configurations de porteurs est cohérent et du même ordre de grandeur que les résultats présentés.

b - Modèle de type « Boite de Huygens »

Le choix et la configuration des modèles de rayonnement repose sur les données disponibles (E, H), le format (Amplitude/Phase), les conditions de frontières (CP et CL), les fréquences, la nature de l'environnement (fantôme, structure) et la nature de l'antenne source [2]. Une boite de Huygens de 14 cm de côté est retenue illustrée *Fig.17* pour le modèle MoM de l'antenne VHF.

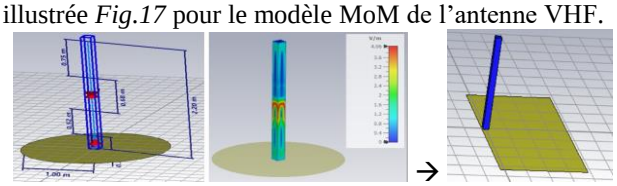


Fig.17. Modèle MoM de source équivalente : Description de la boite de Huygens (gauche) - Champ E @ 30 MHz (milieu) - Import de la boite sur toit factice (droite)

Une comparaison entre la simulation MoM de référence sur plan circulaire et la simulation MoM par boite de Huygens sur toit factice, est présentée *Fig 18.*

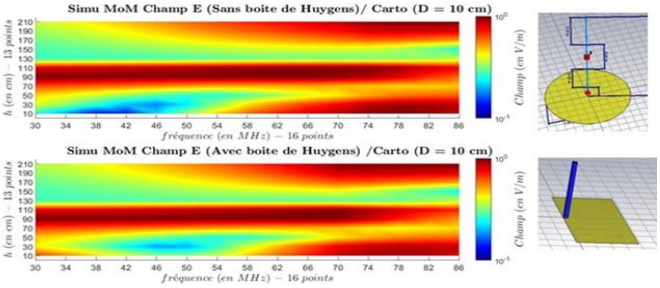


Fig.18. Comparaison Simulation MoM /Simulation Boite de Huygens sur toit factice

Les écarts moyens des cartographies 2D selon les 11 hauteurs et les 5 distances calculés pour chaque fréquence sont illustrés *Fig.19*.

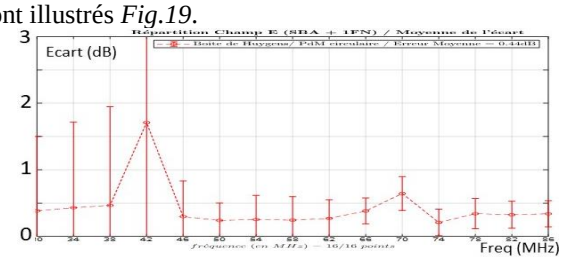


Fig.19. Ecarts entre simulations MoM : Antenne sur plan de masse circulaire et modèle de Huygens sur toit factice.

La moyenne des écarts moyens est de 0.44 dB. L'écart type maximal de 3 dB est observé sans surprise autour de 42 MHz reflétant l'impact du porteur observé sur la 1ere résonance.
Le tableau suivant synthétise les résultats des « pires cas » obtenus sur les écarts types maxima par la campagne de simulation en configuration de plan de masse infini, plan de masse circulaire, et toit factice :

Modèle de Huygens \ Référence Huygens	PdM Inf	PdM 2m Cu	Toit Factice
PdM Inf - HUY	1,9 dB	2,1 dB	3,2 dB
PdM 2m Cu- HUY	NA	2,0 dB	3,0 dB

L'étude montre qu'une faible incertitude de 0.44 dB de moyenne, et un écart type maximale de l'ordre de 3 dB localement à la résonance, est introduite par le modèle de boite de Huygens en configuration toit factice.

Enfin, les incertitudes liées à l'hybridation des modèles MoM pour la structure 3D et le modèle FIT pour l'environnement EM sont quantifiées. Le modèle de boite de Huygens généré par le modèle MoM fréquentiel d'antenne est importé dans un modèle FIT temporel comportant le même plan de masse circulaire. Le résultat de la cartographie spatiale est illustré *Fig.20* et la synthèse des écarts moyens illustrés *Fig.21*. La moyenne des écarts à 30MHz est de 1.33 dB.

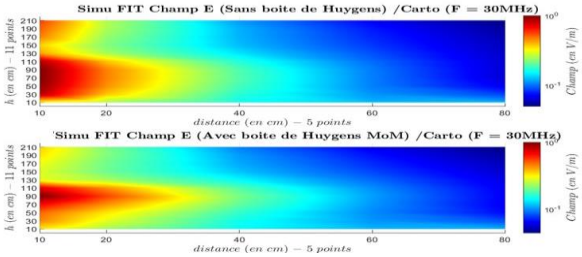


Fig.20. Comparaison Simulation FIT / Modèle de Huygens MoM importé dans un modèle FIT

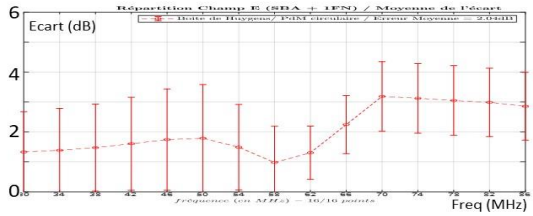


Fig.21. Ecart entre simulations de référence FIT et modèle de Huygens MoM importé dans un modèle FIT

VII.2. Modèle de fantôme pour le calcul du DAS

Deux types de modèles de DAS sont examinés.

a - Modèle analytique DAS de fantôme

Le couplage entre une onde plane et un fantôme homogène est modélisé analytiquement [3] en assimilant le fantôme à un dipôle épais équivalent illustré *Fig. 22*. Le courant calculé le long du corps permet d'estimer la densité de courant axial *J(r)* dans le tissu du fantôme. Le DAS est enfin estimé à partir des densités de courant axial par les expressions (2).

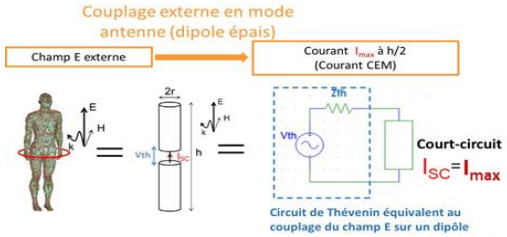


Fig.22. Modèle équivalent DAS

$$DAS_{10g} = \frac{x\pi}{4(R-x)0.01\sigma} \int_{z=z_1}^{z_1+\delta z} \left|J_{z(cw)}\right|^2 dz \int_{r=R-2x}^{R} \left|J_0(\tau r)\right|^2 r dr$$

$$DAS_{CE} = \frac{1}{M}\sum_{z=0}^{H}\left(\frac{\pi}{\sigma}0.01\left|J_{z(cw)}\right|^2 \int_{r=0}^{R}\left|J_0(\tau r)\right|^2 r dr\right) \quad (2)$$

M masse du corps
H taille du corps
J densité de courant calculée par les courants induits
X,δz dimensions du volume de 10 g
R rayon de la section du fantôme

b - Modèle numérique 3D

La méthode FIT permet de modéliser les tissus du fantôme par un maillage volumique. Les estimations du DAS sont illustrées *Fig.23* pour 4 positions de fantôme entre 20 cm et 80 cm de l'antenne VHF.

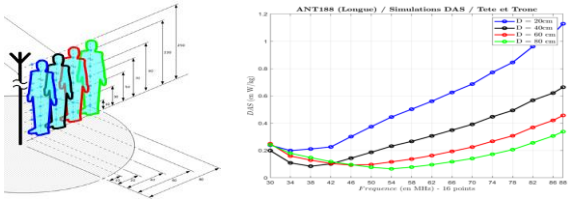


Fig.23. Simulation DAS « Tête et Tronc » (FIT)

Basées sur des études complémentaires autour de l'incertitude de simulation DAS sur tissu de fantôme [3] une incertitude autour de 3 dB est proposée.

VIII. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

L'analyse menée dans le cadre d'OPTIDREP sur l'antenne VHF dans son environnement EM illustre la complexité de la problématique ; les données d'entrée non disponibles et leurs incertitudes peuvent être nombreuses et variées. Cela peut constituer une véritable entrave à la modélisation du rayonnement des antennes et donc à l'évaluation des dangers sur les personnes. Les travaux présentés dans ce papier, ont permis d'évaluer différents types de modélisation adaptés pour la structure rayonnante VHF, la boîte d'accord, puis de l'implantation de l'antenne sur le porteur. Ces travaux mettent en regard des méthodes analytiques (TL), numériques (FIT et MoM), de sources équivalentes (Huygens) et de type circuit en « boîte grise » et « boite noire » parfois issus de mesures localisées.
Les résultats de ces travaux permettent d'esquisser des scénarios de méthodologie de modélisation pour viser le bon compromis entre le niveau d'incertitude sur les données d'entrées et la précision des résultats fournis par chaque élément du système. Dans une prochaine étape, il s'agira d'élaborer une procédure industrielle d'évaluation des non-conformités DREP/DAS des systèmes antennaires complexes en configuration opérationnelle, applicable à des antennes de natures et de fréquences variées, et installées en divers environnements opérationnels (fantassins, véhicule).

REFERENCES

[1] X. Romeuf & al « *Evaluation de l'implantation et du découpage d'antennes large bande sur porteur par des modèles équivalents implantés dans une méthode FDTD* », CEM 2018, juillet 2018 Le CNAM, PARIS

[2] S. Leman & al, *"Prediction of Electronic Board Radiated Emissions from Near Field Characterization"*, 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), Amsterdam

[3] J. Frere, *"Caractérisation numérique et expérimentale de l'exposition électromagnétique des personnes en bandes HF, VHF et UHF"*, Thèse CIFRE le 28 juin 2017 – Université Rennes 1.

ANALYSE DES CONTRAINTES LIEES A L'INTEGRATION D'UNE ARCHITECTURE ELECTRIQUE DE PROPULSION

M. Ridel[1], H. Chebbi[1], I. Junqua[1], S. Bertuol[1]

[1] ONERA / DEMR, Université de Toulouse, F-31055, Toulouse, France, Michael.ridel@onera.fr

Résumé. Ce papier a pour objectif d'analyser l'impact des contraintes liées à l'intégration d'une architecture électrique de puissance. A partir de la description d'un des processus industriels permettant de définir et d'évaluer les caractéristiques d'une architecture électrique, les effets multidisciplinaires des différentes contraintes d'intégration (Electromagnétique, Thermique …) liées à la montée en puissance sont identifiés. A partir de ces constatations, une pré-analyse multi-physique est réalisée pour évaluer les effets des choix d'installation sur la réponse électromagnétique. Des pistes de réflexion pour améliorer cette intégration seront proposées.

I. INTRODUCTION

Depuis quelques années, l'utilisation de l'énergie électrique pour la propulsion des aéronefs fait partie d'une des voies à explorer pour réduire les impacts environnementaux de l'aviation. Ainsi, l'électrification totale ou partielle de la propulsion se traduit par l'introduction de charges électriques propulsives de puissance nettement supérieure à celles non propulsives embarquées jusqu'alors, de l'ordre de la centaine de kilowatts pour un aéronef léger [1][2] et du mégawatt pour un avion court-courrier [3]. La mise en œuvre de ces fortes puissances électriques, via une montée en tension et en courant dans un environnement extrêmement contraint, remet en cause les solutions d'architectures électriques actuelles et les règles d'installation qui en découlent.



Fig.1. Concept AMPERE issu de [1].

Pour aborder cette problématique, il est particulièrement pertinent de s'intéresser à l'EWIS (Electrical Wiring Interconnection System), à savoir l'ensemble des dispositifs d'assemblages des fils électriques installés dans l'aéronef (torons et faisceaux de câbles), y compris la connectique associée, les dispositifs de protection passifs de type blindages électromagnétiques et les dispositifs de retour de courant identifiés (ESN – Electrical Structural Network).

Dans les architectures d'aéronefs plus électriques, voire tout électriques, où les câblages tendent à se multiplier, l'EWIS devient en effet un système de plus en plus critique du point de vue de la sécurité : il doit permettre de faire cohabiter d'une part des courants de forte intensité à des tensions qui pourraient monter jusqu'à un millier de volts, voire au-delà, et d'autre part des signaux de faible niveau nécessaires à la commande de l'ensemble des systèmes, tout en mettant en interaction physique l'intégralité du système électrique avec l'intégralité de la structure de l'aéronef (via notamment l'ESN).

Au vu de ces évolutions, il est clair que les règles actuelles de conception et d'installation des systèmes de câblages électriques (ségrégation courant fort - courant faible, distances d'éloignement entre faisceaux de câbles...) devront être revisitées pour minimiser les risques de défauts pouvant conduire à un départ de feu, au dysfonctionnement d'un équipement critique ou encore à un endommagement des structures, et continuer ainsi à garantir la sécurité de l'aéronef et de ses systèmes.

Pour élaborer ces nouvelles règles sur des bases solides, il apparaît essentiel d'une part de mieux comprendre les phénomènes physiques (courants induits, échauffements, décharges et arcs électriques sur les faisceaux de câbles...) à l'origine de ces événements redoutés, et d'autre part de prendre en compte, à travers une approche multidisciplinaire, l'ensemble des contraintes rencontrées (compatibilité électromagnétique, gestion thermique...) lors des phases de définition et d'intégration des réseaux de câbles.

II. LES ARCHITECTURES DE CÂBLAGES ÉLECTRIQUES

Comme introduit précédemment, l'apparition de nouveaux aéronefs à propulsion électrique nécessite de gérer, d'embarquer et donc d'intégrer encore plus d'énergie électrique à bord. La gestion et l'intégration de cette énergie passent obligatoirement par la définition d'une architecture électrique qui devra être à la fois reconfigurable, sûre et optimisée du point de vue des contraintes d'intégration (masse, volume, tenue aux divers environnements).

II.1. Processus d'analyse d'une architecture électrique

Tout d'abord, la sécurité des aéronefs repose sur la séparation des systèmes et du routage des harnais électriques associés. Ainsi, au minimum deux différents routages électriques doivent être définis afin d'éviter une panne qui affecterait simultanément deux canaux d'un système redondant.
A partir de ces considérations, la définition et l'intégration des architectures électriques nécessitent de mettre en œuvre plusieurs étapes d'analyse qui sont :

- L'identification de l'ensemble des liaisons fonctionnelles dites « point à point » (liaison portant un signal utile entre deux équipements) permettant ainsi de décrire l'architecture électrique globale à déployer.
- L'identification de la « criticité » de chacune de ces liaisons fonctionnelles en prenant en compte tout d'abord le niveau de « criticité » des équipements qui leur sont associés (notion de DAL – Design Assurance Level), de la nature du support physique et des signaux associés (alimentation, communication, signaux discrets…) permettant ainsi de catégoriser des routes de cheminement (puissance, sensible, communication…).
- La projection dans une géométrie 3D de l'aéronef des supports physiques identifiés (câblages, canaux de propagation...) de ces liaisons fonctionnelles tout en respectant à la fois les exigences de sécurité préconisées (redondance, ségrégation entre routes) et l'espace disponible au niveau de la structure de l'aéronef.
- Le regroupement des ensembles de câbles ayant un cheminement similaire dans la structure et de même catégorie en un harnais électrique. L'ensemble des harnais électriques constitue alors l'EWIS.

II.2. Définition des caractéristiques d'un harnais électrique

L'identification du support physique est tout d'abord liée à la nature du signal fonctionnel à transporter et à ses principales caractéristiques électriques (tension / courant / impédances de charge, plage de fonctionnement), comme par exemple un câble bifilaire ou un câble tri-filaire pour une ligne d'alimentation DC ou AC, un câble bifilaire torsadé blindé pour une ligne de communication numérique, …
Après avoir identifié le type de câble, ses caractéristiques doivent être définies. Pour cela, plusieurs étapes doivent être considérées :

- La première étape est d'évaluer la section (« gauge » en anglais) des conducteurs constituant le câble. Une des méthodes généralement utilisées est celle que l'on retrouve dans les spécifications [4]. Ces spécifications s'appuient essentiellement sur des abaques permettant d'évaluer la section d'un conducteur à partir d'un courant admissible et de la température que l'on ne veut pas dépasser sur ce conducteur.
- La deuxième étape est de prendre en compte la limitation des courants admissibles en fonction du nombre de conducteurs composant un toron de câbles. Comme précédemment, un abaque est proposé permettant d'identifier la pondération à appliquer en fonction du nombre de conducteurs.
- La troisième étape est de considérer l'environnement d'installation des câbles ou des harnais. En effet, si les harnais de câbles sont installés en zone non pressurisée alors la pression extérieure de l'air environnant joue un rôle important en termes de refroidissement de ceux-ci. Un abaque est, là aussi, proposé pour évaluer la pondération à appliquer en fonction de l'altitude de vol.
- Enfin, les systèmes ou équipements acceptent généralement d'être alimentés dans une plage de fonctionnement ce qui nécessite de vérifier la chute de tension en ligne ΔV du câble mis en œuvre. Cette chute de tension est calculée à partir de la résistance ohmique du câble qui est modifiée en considérant la température présente au niveau de sa section (modification de la résistivité en fonction de l'effet Joule issu du courant nominal) et de la longueur totale du câble au niveau de l'installation (notion d'aller – retour à considérer). Notons qu'en première approximation, la température que l'on ne veut pas dépasser sur un conducteur peut être par exemple une température dite de « toucher » imposée par le manuel de maintenance ou bien la température maximale admissible du matériau de l'âme conductrice (cuivre, aluminium).

$$\Delta V = R_{20} * \left(1 + \alpha(\theta - 20)\right) * L_{installation} * I \qquad (1)$$

Avec R_{20} la résistance à la température 20 ° C et α le facteur de température qui est fonction du matériau de l'âme.

Dans le cas où cette chute de tension n'est pas compatible, il est alors nécessaire de prendre une section de câble plus importante.

- Toujours à partir des spécifications, il est possible de pré-évaluer une épaisseur de diélectrique autour du conducteur. Cette évaluation utilise la tension d'apparition de l'effet Corona en lien avec la tension de Paschen. Ainsi, à partir d'une tension de travail, d'une température et d'une altitude d'exposition, un abaque est proposé reliant une épaisseur équivalente de diélectrique en fonction d'une tension d'apparition de l'effet Corona. Notons que certaines hypothèses de calcul de cette tension « Corona » ne sont pas explicites dans les documents de spécification.

Il est à noter que, dans le cadre d'un aéronef conventionnel (sans propulsion électrique), les intégrateurs utilisent leurs bases technologiques de câbles qui ont été validées à partir

d'un ensemble de tests normatifs (mécanique, électrique…). Dans le cas des nouvelles applications liées à l'électrification des systèmes propulsifs, la caractérisation de nouveaux câbles permettant de considérer autant des forts courants (augmentation de la section de câble) que des nouvelles tensions dites HVDC (High Voltage Direct Current) ou HVAC (High Voltage Alternating Current) est à réaliser.

Après avoir identifié l'ensemble des supports physiques et leur routage dans l'aéronef, les harnais de câbles sont alors définis et fabriqués. Ainsi pour rassembler les câbles entre eux, sont habituellement utilisés des frettes et /ou des tyraps autour des torons de câbles afin de réduire l'encombrement. Certains de ces harnais peuvent être enrubannés afin de répondre à des contraintes électromécaniques à l'aide de rubans de polymères hautes températures. D'autres parties peuvent être blindées, préférentiellement par sur-tressage, afin de les protéger contre les perturbations de type foudre ou les agressions hautes fréquences.



Fig.2. Exemple de harnais de câbles.

II.3. Installation des harnais électriques

Le dernier point important est l'installation de ces supports physiques dans l'aéronef. Une première analyse de ces règles d'installation montre que celles-ci couvrent un ensemble de contraintes de natures différentes, tant mécanique (vibration…), thermique, électrique, électromagnétique, sécuritaire…

Afin d'assurer une bonne protection contre les arcs électriques et les interférences électromagnétiques entre les différents harnais électriques et/ou entre un harnais électrique et une partie structurale, les principales solutions sont :

- La mise en place d'une règle de ségrégation qui définit des distances à respecter entre routes. Ces distances peuvent être réalisées à partir d'accessoires de fixation (Fig.3) qui devront respecter un espacement défini entre eux pour éviter un court-circuit avec une pièce structurale si une partie du harnais devait être sectionnée.
- Dans le cas où il n'est pas possible de respecter la ségrégation des harnais électriques, il est nécessaire de mettre en œuvre une protection spécifique qui permet de limiter les conséquences d'un arc électrique, comme des câbles dont la tenue à l'arc électrique est renforcée, l'utilisation de collier métallique (renfort élastomère) relié à la structure métallique ou bien de mettre une barrière appropriée entre les harnais / parties structurales (blindage métallique, goulotte métallique, barrière PTFE …).

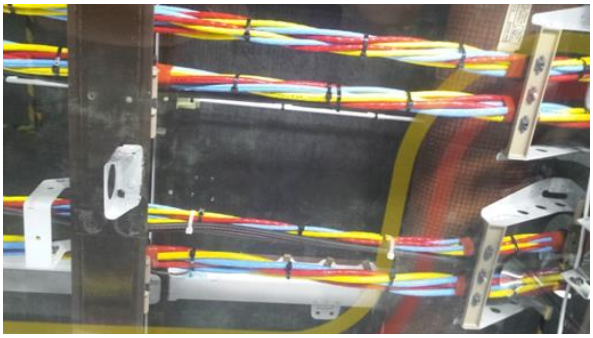


Fig.3. Exemple d'installation de harnais de câbles.

Les aspects thermiques sont quant à eux reportés soit sur le choix de la gaine diélectrique du câble (classe de température), d'une gaine de protection au niveau du harnais électrique, d'accessoires de fixation pour garder une distance suffisante par rapport à des sources de hautes températures (moteur, nouvelles sources d'énergie) et/ou sur la mise en œuvre d'un moyen de refroidissement de la zone d'installation (fuselage, zone cargo…).

Lors de l'installation d'autres facteurs sont à considérer comme le rayon de courbure du harnais, son débattement lors de son montage pour réduire la variation de la position du toron entre deux points de fixation…

En raison de l'augmentation soit des systèmes non propulsifs (actuateurs électriques, conditionnement d'air…) ou des systèmes propulsifs (drones, e-VTOL, aviation de loisir …), des nouvelles gammes de tension (230V HVAC, 270V HVDC, ± 270V HVDC, 800V HVDC, ± 400V HVDC) sont apparues dans le domaine aéronautique. Le développement des tensions HVDC a l'avantage de réduire le dimensionnement des sections de câbles qui se traduit par une réduction de la masse des câbles pour un même échauffement. Cependant, l'accroissement de la tension à bord des aéronefs génère plusieurs inconvénients qu'il est indispensable de prendre en compte :

- Le premier est l'augmentation des perturbations électromagnétiques (conduites et rayonnées) liées à la mise en œuvre de systèmes de conversion de puissance [5].
- Le second est la considération de l'environnement aéronautique ; le taux d'humidité, la pression et la température sont des grandeurs physiques qui déterminent l'apparition des phénomènes de décharges partielles.

Comme nous pouvons le constater, la prise en compte d'une architecture de câblage, et plus particulièrement de puissance, nécessite de connaître et d'évaluer un ensemble de contraintes physiques interdépendantes.

III. APPROCHE MULTIDISCIPLINAIRE

A partir des constatations faites précédemment, une pré-analyse multi-physique est proposée pour évaluer les effets

de l'intégration d'une architecture électrique de propulsion sur la réponse électromagnétique.

III.1. Description du cas test d'étude

Pour évaluer l'influence des choix d'intégration sur la réponse électromagnétique d'une architecture électrique de propulsion, le cas test d'étude suivant est défini :

- Plusieurs lignes de puissance composée de deux câbles type DR de gauge 4 permettant de faire circuler un fort courant nominal. Ces câbles seront positionnés à 5 cm au-dessus d'un plan de masse et alimentés par une tension différentielle soit alternative soit par un modèle équivalent reproduisant la réponse d'un IGBT de puissance.
- Deux câbles « test » répartis de part et d'autre du harnais de puissance pour évaluer le couplage induit par diaphonie. Ces deux câbles seront court-circuités à chacune des extrémités.
- La topologie d'étude sera décomposée en deux zones d'étude : une zone dite « pressurisée (fuselage) » et une autre « non pressurisée ». On appliquera à chacune de ces zones des contraintes environnementales propres (pression, température, humidité).

L'ensemble des configurations sera modélisé dans l'outil CRIPTE de l'ONERA pour évaluer les couplages induits entre les différents câbles et identifier l'influence des contraintes environnementales.

III.2. Les effets thermiques

Il est à noter que l'aspect « propulsion » implique qu'au moins une partie de l'architecture électrique est sollicitée tout au long de la mission de l'aéronef et de son nombre de vols journaliers, d'où la nécessité de bien considérer les effets thermiques.
En effet, la montée et la descente en température des câbles se font de manière progressive sur un temps beaucoup plus long que les effets électromagnétiques. Par conséquent, l'hypothèse qui est faite dans notre analyse est de considérer le régime dit « stabilisé ».
A partir de la méthodologie développée à l'ONERA pour évaluer les températures sur un faisceau de câbles [6], nous évaluerons les effets de la température dans le cadre de notre cas test.

III.3. L'environnement d'installation

L'intégration de l'architecture électrique de propulsion nécessite de faire cheminer l'EWIS dans les différentes zones de l'aéronef dont la partie « aile » qui est considérée comme une zone non-pressurisée. Cela implique que les caractéristiques physiques de cet environnement, comme la pression, la température et l'humidité, peuvent modifier les caractéristiques d'un faisceau de câbles.
Une pré-analyse des diélectriques utilisés dans la fabrication des isolants des câbles montre par exemple que le taux d'humidité peut modifier dans certains cas la valeur de la permittivité relative et de sa tangente de perte associée de ceux-ci [7].

Dans le cadre de ce papier, nous prendrons en considération la modification des caractéristiques diélectriques des câbles cheminant en zone non pressurisée dans notre cas test et évaluerons les effets sur la réponse électromagnétique.

IV. CONCLUSION

L'objectif de cette étude a été d'évaluer l'influence des contraintes liées à l'intégration d'une architecture électrique de puissance. A partir de l'analyse d'un processus de définition d'architecture électrique, les différents paramètres à considérer ont été identifiés. Ceux-ci ont été ensuite déclinés pour être pris en compte dans le cadre d'une modélisation de couplage EM principalement par diaphonie.

REMERCIEMENTS

Ces travaux ont été financés par la DGAC via la convention de recherche PHYCIEL (Contraintes d'Intégration Electrique) (DGAC/DTA/SDC n° 2020-35).

REFERENCES

[1] J. Hermetz and all, "Electric Distributed Propulsion for Small Business Aircraft – A Concept-Plane ", MEA 2015, 3 - 5 May 2015, Toulouse, France.

[2] M. Ridel and all, "A Concept Plane using electric distributed propulsion Evaluation of advanced power architecture", MEA 2015, 3 - 5 May 2015, Toulouse, France.

[3] P. Schmollgruber and all, "Multidisciplinary Exploration of DRAGON: an ONERA Hybrid Electric Distributed Propulsion Concept", AIAA_SCITECH 2019, 7 - 11 January, San Diego, California.

[4] Aerospace Standard AS50881 – Rev B. Wiring Aerospace Vehicle. SAE Aerospace. 2003.

[5] J. Genoulaz, "Contribution à l'étude du rayonnement des câbles soumis aux signaux de l'électronique de puissance dans un environnement aéronautique », Thèse Université des sciences et technologie de Lille, 2008.

[6] H. Chebbi, M. Ridel, P. Reulet, « Modélisation du couplage CEM – Thermique dans les installations des lignes de transmission dans les aéronefs électriques », CEM 2023, 13 – 15 juin 2023, Toulouse, France.

[7] Dupont Kapton, www.kapton.com.

CEM des systèmes spatiaux

METHODOLOGIE POUR L'ESTIMATION DE LA SENSIBILITÉ DES PERFORMANCES DE FILTRAGE DE CHAINE DE DÉTECTION

Laurent PATIER[1], Sébastien LALLÉCHÈRE[2], Olivier MAURICE[3], François DE DARAN[2]

[1] CNES, 18 avenue Edouard Belin, 31401 Toulouse Cedex, France

[2] Safran Tech, Rue des jeunes Bois, 78117 Châteaufort, France

[3] ArianeGroup, 51-61 route de Verneuil, 78133 Les Mureaux Cedex, France

Résumé. Ce travail propose d'évaluer les performances de filtrage d'une chaîne de détection opto-électronique pour des applications spatiales. Une attention particulière est portée sur l'intégrité de signal de la chaîne de détection (et en particulier ici le circuit intégré de décalage en tension), qui fait partie de la compatibilité électromagnétique (CEM) du sous-système imageur embarqué sur les sondes spatiales et les satellites. La méthodologie proposée vise deux objectifs majeurs : premièrement l'évaluation de l'efficacité du filtre (FE) en fonction de paramètres variables (comprenant l'aménagement du filtre et ses effets de couplages parasites) ; deuxièmement quantifier l'importance relative des grandeurs électriques équivalentes représentatives, par le biais d'analyses de sensibilité. Ce dernier point est crucial compte tenu de la versatilité attendue de tels systèmes. La méthodologie proposée (pouvant être adaptée à d'autres domaines d'application) est validée sur deux exemples applicatifs.

I. INTRODUCTION

Le spatial, contrairement à d'autres domaines comme les applications grand public, l'automobile ou l'aéronautique, a l'habitude de se qualifier « d'artisanal ». En effet, encore aujourd'hui, la majorité des missions conduisent à la fabrication d'un seul modèle de vol (ou éventuellement un seul de rechange).

Cela signifie que la contrainte financière première n'est pas causée par les composants (bien que très coûteux), mais par le *temps ingénieur*. Aussi, contrairement aux autres domaines cités plus haut, le temps d'occupation des ingénieurs (modèle à développer, choix d'un logiciel commercial sur lequel saisir la simulation, …) est un critère fort, voire même prépondérant devant le *temps de calcul* (critère de premier choix, pour les outils de simulation, pour une précision donnée).

Par ailleurs, un deuxième aspect concerne le nombre limité de maquettes pouvant être réalisées, du fait de la justification toujours plus difficile de financer des coûts expérimentaux : le développement historique « EM[1] → QM[2] → FM[3] » a été remplacé par des développements à flux plus tendus (« EM → PFM[4] », « EQM[5] → FM », ou encore l'intermédiaire « EQM → PFM »).

Aussi, les validations expérimentales n'arrivent qu'en toute fin de processus, ce qui nécessite d'appréhender au maximum toutes les incertitudes qui peuvent entrer en jeu dans le design de la chaîne (chaînes de détection notamment).

I.1. Réjection du bruit sur les détecteurs

Les missions spatiales étatiques regroupent 6 thèmes principaux, dont la Science et l'Observation de la Terre sont les deux thématiques les plus abondantes [9]. Pour ces deux thèmes, les détecteurs optiques[6] constituent des instruments de première importance, pour la charge utile principale du satellite, le déplacement autonome des rovers (lune, mars, …), la sélection du site d'atterrissage des sondes, ou encore la surveillance de l'espace [10] à proximité du satellite.

Garantir l'intégrité du signal est un challenge pour les détecteurs, en imagerie notamment, et en particulier pour les bandes infra-rouges, puisque la faible énergie des photons se traduit par des tensions analogiques très faibles, donc plus facilement susceptibles aux perturbations électromagnétiques. Le signal est d'ailleurs si faible que les premières technologies de dispositif à transfert de charges (CCD[7]) restent toujours d'actualité, avec notamment une technologie hybride : le CCD-in-CMOS[8] [11]. En effet, la technologie CCD permet de réaliser de manière directe une détection à report de charge (TDI[9]) [12], indispensable pour augmenter le rapport signal à bruit pour des applications à faibles flux lumineux.

Comme souvent, les voies d'alimentations restent un chemin de couplage névralgique ; c'est également le cas au sein des chaînes de détection. Aussi, une attention particulière est apportée à la sélection des composants, afin d'assurer la meilleure efficacité de filtrage (FE[10]) pour l'intégrité du signal de télédétection, étant donné les incertitudes d'intégration futures (dispersion des composants, couplages dus à l'aménagement du filtre). Ce filtre est inséré en amont du circuit de décalage en tension, nécessaire à l'alimentation des CCD.

[1] Engineering Model = Modèle d'ingénierie
[2] Qualification Model = Modèle de qualification
[3] Flight Model = Modèle de vol
[4] Proto-Flight Model = Modèle prototype vol
[5] Engineering / Qualification Model = Modèle d'ingénierie/qualification
[6] L'optique inclue ici le proche-infra-rouge (NIR : Near Infra-Red)
[7] CCD = Charge Coupled Device
[8] CMOS = Complementary Metal Oxide Semi-conductor
[9] TDI = Time Delay Integration
[10] FE = Filter Efficiency, exprimée en dB

I.2. Configurations testées

Le modèle proposé dans ces travaux s'appuie sur la configuration illustrée dans la Figure 1 concernant le modèle électrique équivalent d'un filtre en pi.

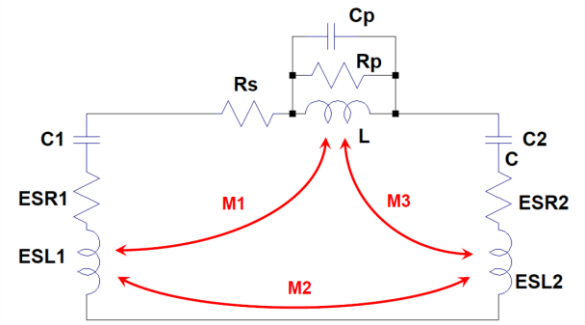


Figure 1. Illustration du modèle électrique équivalent du filtre en pi considéré à partir de [1].

Pour ce faire, on s'appuie sur la méthode de Kron étendue pour la CEM [2] à travers le développement d'un outil Matlab comprenant les paramètres globaux suivants :

- Le nombre de composants (ici nb_comp=3),
- La nature des composants : inductance ou condensateur,
- Le mode de connexion des composants (parallèle ou série),
- Les éléments permettant de décrire le comportement de l'inductance (Rs, L, Cp et Rp), soit 4 composants indexés dans la suite de 1 à 4,
- Les éléments décrivant le comportement des condensateurs (C1, C2, ESL1, ESL2, ESR1, ESR2), indexés dans la suite pour le filtre de 5 à 10,
- Les coefficients de couplage (exprimés en % et notés k_i ; i={1, 2, 3} dans la suite) sont indexés de 11 à 13 ; ils sont relatifs au couplage entre :
    - le condensateur 1 et l'inductance : $M1 = k1 * \sqrt{L * ESL1}$;
    - les deux condensateurs : $M2 = k2 * \sqrt{ESL1 * ESL2}$;
    - enfin, le condensateur 2 et l'inductance : $M3 = k3 * \sqrt{L * ESL2}$;

où M_1, M_2 et M_3 sont les mutuelles illustrées Figure 1.

Le détail du formalisme (méthode de Kron) a été développée par le passé dans différentes publications ; on pourra se référer à [1] ou [2] pour plus de détails. Le papier final rappellera les étapes constitutives du modèle.

Le Tableau 1 donne le détail des deux configurations utilisées dans ces travaux :

- La configuration de test #1 permet de valider l'outil développé basé sur la méthode de Kron à partir des données nominales proposées dans [1].
- La configuration de test #2 illustre la problématique spatiale, retenue dans ces travaux, à travers une configuration réelle de filtrage (capteur opto-électronique).

Tableau 1. Détail des configurations de test proposées: valeurs nominales reprenant l'exemple [1] pour le cas test #1 et le cas du détecteur spatial pour le cas test #2.

Index	Param.\Config.	Test #1	Test #2
1	Rs (mΩ)	600	5,6
2	L (µH)	1,6	1,0
3	Cp (pF)	1,3	450
4	Rp (kΩ)	10	3
5	C1 (µF)	0,47	4,7
6	C2 (µF)	1	4,7
7	ESL1 (nH)	10	0,3
8	ESL2 (nH)	20	0,3
9	ESR1 (mΩ)	30	30
10	ESR2 (mΩ)	30	30
11	k1 (%)	3 à 7	18
12	k2 (%)	0,05 ou 23,3	0,05
13	k3 (%)	3,5 à 10	15

Dans la suite, on considérera des variations sur les valeurs nominales exprimées dans le Tableau 1 selon :

- ±5% sur les termes parasitiques de l'inductance (Rs, Cp, Rp) et des condensateurs (ESL1 et ESL2) ;
- ±10% sur les valeurs ''nominales'' : l'inductance L, les capacités C1 et C2 ;
- ±30% sur les termes parasitiques résistifs des condensateurs (ESR1 et ESR2) ;
- ±25% sur les coefficients de couplages k1/k2/k3.

En cela, on s'appuie sur la quantification des incertitudes (ici essentiellement la tolérance des composants) proposée dans [3] et centrée sur la modélisation des condensateurs.

Dans ces travaux, on considérera l'indépendance des paramètres d'entrée. Ce point peut être argumenté en considérant que, pour une position donnée des composants, nous pouvons admettre l'indépendance par exemple des inductances et des coefficients de couplage dans la mesure où les incertitudes ne portent pas sur une variation de position des composants mais plus en pratique sur des variations de mises en place aux positions fixées. Toutefois, il est important de noter que, dans le cas où les variables considérées ne répondent pas à cette hypothèse d'indépendance, des solutions existent [5].

II. METHODOLOGIE PROPOSEE

Dans ce résumé, on propose de tirer parti du modèle analytique du filtre en pi (issu d'une modélisation par la méthode de Kron des performances de filtre), décrit dans la Figure 1, pour estimer sa sensibilité aux variations des paramètres d'entrée. Nous proposons ici de coupler le logiciel développé sous environnement Matlab à la suite UQLab [5].

II.1. Principes

a - Indices de Sobol

Les indices de Sobol [5] sont basés sur l'idée de définir une expansion du modèle de calcul (via sa variance) en somme de termes décrivant la variance des paramètres pris un à un, puis deux à deux, etc. Ainsi, la variance totale du modèle est décrite selon une décomposition des variances impliquant les paramètres d'entrée. Cette dernière ne vaut que pour des *variables d'entrée indépendantes* et cette méthode est souvent appelée ANOVA[11].

L'évaluation classique de ces indices reposent sur un *plan d'expérience* nécessitant une répartition astucieuse des tirages aléatoires, incluant l'ensemble des paramètres incertains. Dans la pratique, il est souvent nécessaire de se donner arbitrairement un nombre *Nmc* donné de réalisations (suffisamment grand, classiquement plusieurs milliers, dizaines de milliers, etc .) aléatoires, approchant cette formulation des principes de tirage Monte-Carlo (MC). Ce sujet a été illustré avec succès par le passé pour des problèmes de lignes de transmission [6] ; l'apport de méthodes stochastiques a permis, à l'époque, d'optimiser le plan d'expérience. On notera enfin concernant l'approche MC que des techniques de plans d'expériences bien choisies peuvent permettre d'accéder rapidement à la sensibilité des modèles [13]. Ainsi, on notera que la méthode MC est une approche parmi d'autres.

Si la suite UQLab [5] autorise le calcul de ces indices de sensibilité de type MC-Sobol, il est également possible de profiter d'une approche basée sur la détermination d'un méta-modèle. On considérera ici un formalisme dit LRA[12], similaire à une approche de type *polynôme chaos*. L'utilisation de méta-modèle a montré récemment un intérêt particulier en électronique de puissance [4].

b - Sensibilité locale

La fourniture d'une fonction analytique (via le modèle électrique équivalent tiré du modèle de Kron proposé) autorise un accès très rapide aux informations de *sensibilité locale* [5], i.e. issues de variations élémentaires autour des paramètres nominaux définis. Ainsi, il suffit d'estimer les gradients selon chaque direction du modèle (ici selon chaque paramètre d'entrée) pour obtenir des informations sur la sensibilité du modèle « localement » autour des données initiales. Cette démarche sera illustrée dans la suite de ces travaux dans la section III.3.

Le papier final détaillera les principes de calculs suivis pour l'analyse de sensibilité locale.

II.2. Validation du modèle et premiers résultats

a - Figure de mérite – Cas test #1

L'intégrité du signal analogique d'un photo-détecteur nécessite donc la réjection des bruits sur une bande large (supérieure à une décade à partir de la fréquence de l'échantillonnage pixel). Étant donné que le signal avant la conversion analogique-numérique (ADC[13]) résulte de l'*intégration* des charges électriques (via le rendement quantique du détecteur), il semble alors naturel de définir une figure de mérite cohérente pour la susceptibilité, prenant en compte l'*intégrale* de toutes les contributions de perturbations.

Il a donc semblé pertinent de définir une figure de mérite permettant de quantifier objectivement la performance du FE pour le filtrage associé à un détecteur donné (la fréquence pixel étant ici de 10 MSps[14]), en introduisant un gabarit $G_N(f)$ tel que :

$$G_N(f) = 40 * Log_{10}\left(\frac{f}{F_{min}}\right) - N \qquad (1)$$

où *N* est le niveau (arbitraire, car non influent sur le résultat d'une optimisation ultérieure) en ordonnées à l'origine du gabarit. Ce gabarit en 40 dB/déc, permettant de statuer sur la qualité du SNR[15], contribue par la même occasion à la définition de la figure de mérite $S_N(f)$ décrite ci-après :

$$S_N(f) = \int_{F\,min}^{F\,max} [\, G_N(f) - FE(f) \,]\, df \qquad (2)$$

F_{min} correspond à la fréquence minimale d'intérêt (fréquence fondamentale de l'échantillonnage des pixels, ici de 10 MHz), F_{max} à la fréquence maximale utilisée pour la bande passante de l'ADC, 200 MHz ici) et $S_N(f)$ est la surface intégrant la différence entre le gabarit $G_N(f)$ et l'efficacité de filtrage FE(f) du filtre. On notera que le choix de la figure de mérite permet de témoigner de l'efficacité du filtre. Des efforts de conception (du filtre) supérieurs permettent tout en modérant le gain d'un écart supérieur qui peut être obtenu mais au prix d'efforts de conception éventuellement supérieurs aussi.

b - Modèle déterministe

Dans cette section, on s'intéresse à la présentation des données déterministes obtenues à l'aide du modèle de circuit équivalent tiré de [2]. Pour cela, on s'intéresse au cas test proposé dans [1] qui avait permis de mettre en avant l'intérêt de modèles analytiques précis, prenant en compte les effets de couplages inductifs, lors du pré-dimensionnement des filtres. Ceci permet également de montrer la généralisation possible à d'autres domaines en dehors des applications spatiales, avec la méthodologie proposée.

[11] ANOVA = ANalysis Of VAriance (''analyse de la variance'' en Fra.)
[12] LRA = Low-Rank Approximation
[13] ADC = Analog to Digital Conversion
[14] Sps = Sample per second (échantillons par seconde)
[15] SNR = Signal to Noise Ratio (Rapport Signal à Bruit)

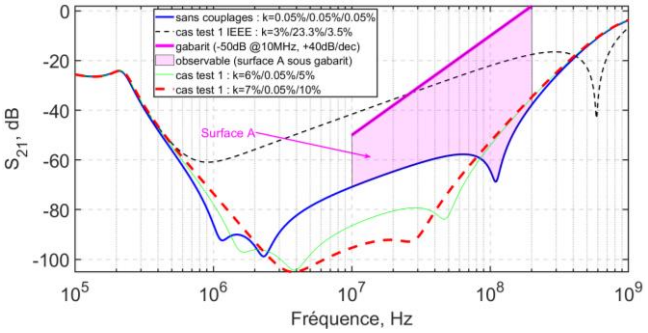


Figure 2. Figure de mérite (observable) décrite par la surface S_{50}, différence entre le gabarit G_{50} et l'efficacité de filtrage sans couplage (courbe bleue). Efficacités de filtrage pour le cas test #1 (littérature) pour différents couplages k_1 / k_2 / k_3 : 3% / 23.3% / 3.5% (en noir [1]), 6% / 0.05% / 5% (en vert) et 7% / 0.05% / 10% (en rouge).

La Figure 2 est en excellente adéquation avec les résultats présentés dans [1], spécifiquement concernant les deux configurations :

- Avec couplages (ici via les coefficients de couplage k_1=3%, k_2=23.3%, k_3=3.5%), en trait continu bleu ;
- Sans couplage (ici avec k_i=0.05%, i={1,2,3}), en trait discontinu noir.

Dans la suite, on propose de qualifier la performance du filtrage sur une bande de fréquence choisie (ici entre 10 et 200 MHz en raison des besoins conditionnés par l'ADC). La Figure 2 illustre l'observable retenue (voir la zone en magenta) ; on s'intéressera dans la suite à l'intégrale de la surface délimitée par un gabarit-seuil (ligne magenta) et la courbe du S_{21} obtenu selon la relation (2).

Si, comme évoqué dans [1], le modèle équivalent (Figure 1) offre une grande flexibilité pour tenir compte des contraintes de positionnement des composants (voir courbe discontinue noire dans la Figure 2) ; il permet également d'optimiser les performances du filtrage. Ainsi, on propose deux configurations alternatives (voir les courbes verte et rouge dans la Figure 2).

S'il est bien connu que ce type de modèles offre des possibilités intéressantes en termes d'optimisation [2], cela est possible au prix d'une connaissance extrêmement fine des conditions de placement et de définition des composants. Le thème de l'optimisation des filtres à quant à lui été traité par des approches dédiées dans [7] par un algorithme de *colonie de fourmis*. On pourrait naturellement envisager de coupler ces approches pour obtenir le jeu de paramètres optimal en lien avec l'efficacité du filtre.

Dans ces travaux, on propose d'évaluer la sensibilité de deux configurations arbitrairement choisies, faisant varier les niveaux de couplage :

- Configuration (a) : $k_1/k_2/k_3$ = 6% / 0.05% / 5%,
- Configuration (b) : $k_1/k_2/k_3$ = 7% / 0.05% / 10%.

Si les résultats déterministes fournis dans la Figure 2 sont sensiblement les mêmes (figure de mérite définie dans la relation (2)), l'examen de l'influence des différents paramètres mis en jeu (voir Figure 3) montre une très bonne correspondance entre les données issues des *indices de Sobol*, obtenus par MC et par LRA. On notera un gain substantiel en termes de nombre de simulations (x75) à l'aide de la formulation LRA.

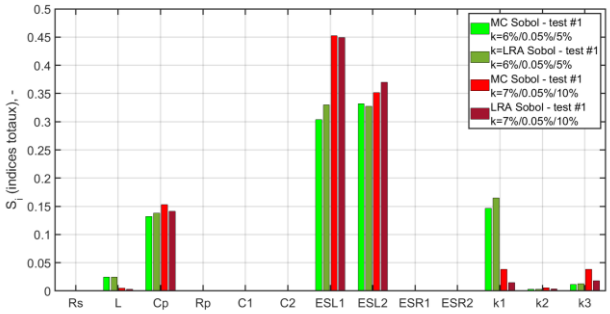


Figure 3. Indice de sensibilité (totaux) Sobol pour les configurations (a) et (b) du cas test #1 (respectivement en vert et rouge) via : une approche MC (15 000 simulations, vert clair et rouge clair) et la formulation LRA (200 simulations, vert foncé et rouge foncé).

Enfin, un point intéressant concerne la faible influence des paramètres de couplages dans le cas de la configuration (b) : voir les histogrammes rouges dans la Figure 3. Dans la limite des niveaux d'incertitudes définis dans la section I.2, ce point peut s'avérer particulièrement intéressant pour limiter l'influence des incertitudes, liées par exemple au positionnement des composants.

III. RESULTATS – CONFIGURATION TEST #2

Cette partie est dédiée au cas test spatial (filtrage dans une chaîne de détection incluant le détecteur opto-électronique). On s'intéressera au cas test #2 défini dans le Tableau 1.

III.1. Figure de mérite – Cas test #2

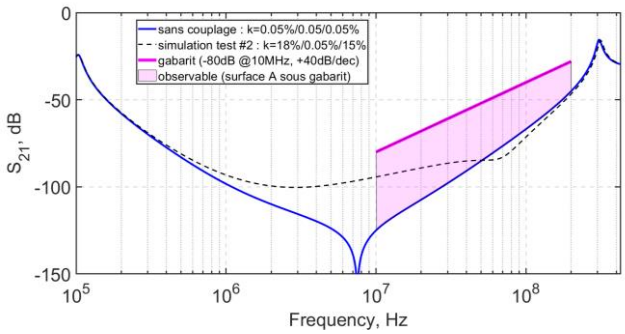


Figure 4. Figure de mérite (observable) décrite par la surface S_{80}, différence entre le gabarit G_{80} et l'efficacité de filtrage sans couplage (courbe bleue). Efficacités de filtrage pour le cas test #2 avec des niveaux de couplage $k_1/k_2/k_3$: 18% / 0.05% / 15% (en noir, estimation à partir de la mesure, données non représentées dans ce résumé).

La Figure 4 illustre le comportement du filtre, modélisé à l'aide du logiciel sous environnement Matlab développé dans ces travaux. Comme dans le cas test #1, on s'intéresse à l'évaluation de la figure de mérite attachée à la relation (2) et à l'influence relative des 13 paramètres considérés. Par la suite, on propose une sélection de résultats obtenus pour des analyses de sensibilité *globale* (Figure 5) et *locale* (Figure 6).

III.2. Sensibilité globale : comparaison MC / LRA pour l'estimation des indices de Sobol

La Figure 5 traduit la qualité de l'analyse de sensibilité obtenue à partir du méta-modèle de type LRA. En effet, on constate que les paramètres prépondérants sont :

- les termes parasitiques ESL1 et ESL2 (capacités), Cp (inductance) ;
- les coefficients de couplages k_1 et k_3 uniquement.

Les indices de sensibilité (Sobol) obtenus sont prédits avec une très bonne qualité par le formalisme LRA, comparativement à MC, ceci avec un gain (x75) en nombre de simulations nécessaires.

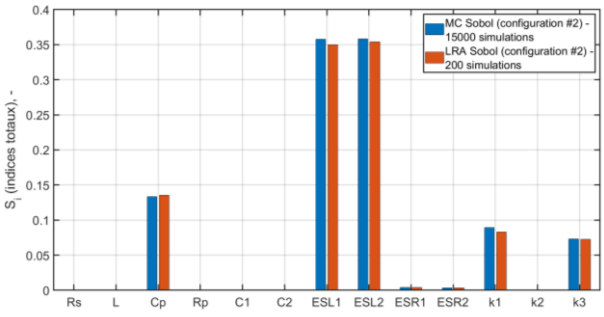


Figure 5. Comparaison des résultats de sensibilité globale (indices de Sobol) via une approche de type MC (en bleu) et LRA (en rouge).

III.3. Sensibilité locale : influence des paramètres sur toute la gamme de fréquence

Dans cette section, on présente les résultats basés sur l'utilisation du modèle électrique équivalent, tiré de l'exploitation du modèle de Kron précédent. La Figure 6 montre les facteurs d'importance (normalisé ici entre 0 et 1) de *sensibilité locale* du modèle de filtre.

Comme attendu, le comportement du filtre (Figure 4) se scinde en trois gammes de fréquences bien distinctes, permettant d'assimiler le filtre à l'effet majoritaire :

- Capacités et inductance nominales aux basses fréquences (de 100 kHz à quelques MHz),
- Résonances dues aux grandeurs parasitiques résistives aux moyennes fréquences (de quelques MHz à 50 MHz),
- Grandeurs parasites réactives (ESL 1 & 2, Cp) aux hautes fréquences (au-delà de 50 MHz).

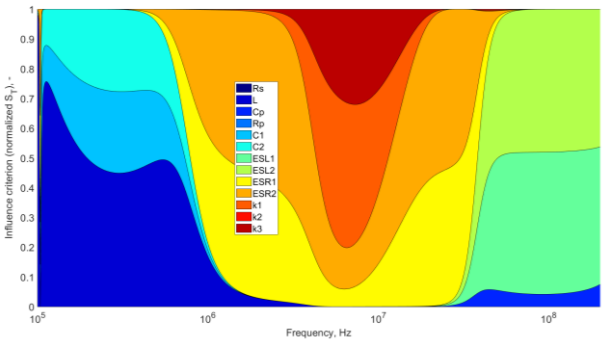


Figure 6. Indice de sensibilité locale (effets des variations des paramètres localement autour de leurs valeurs nominales) du paramètre S21 en fonction de la fréquence (cas test #2).

La méthodologie proposée permet d'obtenir très rapidement une quantification fine des effets de chaque paramètre en fonction de la fréquence. On constate ainsi (Figure 6) que, pour une sensibilité locale, dans la gamme des moyennes fréquences (s'étendant de quelques MHz à 50 MHz environ), les paramètres de couplages (k_1 et k_3 en particulier) jouent un rôle prépondérant, en plus des grandeurs parasitiques précédemment identifiées (ESR1 et ESR2). Ce point est compatible avec les conclusions de la section précédente, concernant l'importance relative des termes k_1 et k_3. De la même manière, on évalue l'effet des facteurs parasitiques (Cp d'une part, ESL1 et ESL2 d'autre part) comme étant prépondérant en hautes fréquences, au-delà de 50 MHz.

Le papier final proposera des résultats de simulations complémentaires, notamment concernant les alternatives possibles (voir [8]) dans le cadre d'une analyse de sensibilité globale.

REFERENCES

[1] M. Stojanovic, F. Lafon, R. Perdriau and M. Ramdani, "Accurate Analytical Prediction of EMI Filter Attenuation by Considering Intercomponent Coupling Phenomena," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 61, no. 4, pp. 1042-1051, Aug. 2019.

[2] M. Stojanovic, "Application de la méthode de Kron à la résolution de problèmes de CEM", Ed. Bookelis, 2017, ISBN 979-10-227-5838-3.

[3] K. Loudiere, F. Lafon, P. Fernandez-Lopez, M. Stojanovic and J. -F. Léon, "EMC Methodology to Optimize Application of Electronic Component Multisourcing," 2021 13th International Workshop on the Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo), 2022, pp. 139-144.

[4] A. Bréard, R. Moulla and C. Vollaire, "Metamodel of Power Electronic Converters Using Learning SVR Method Coupling With Wavelet Compression," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 58, no. 2, pp. 588-598, April 2016.

[5] S. Marelli, and B. Sudret, UQLab: A framework for uncertainty quantification in Matlab, Proc. 2nd Int. Conf. on Vulnerability, Risk Analysis and Management (ICVRAM2014), Liverpool, United Kingdom, 2014, 2554-2563.

[6] P. Bonnet, C. Chauvière, S. Lalléchère, Analyse de sensibilité globale par une méthode non intrusive de collocation stochastique, CEM 2018, Paris, Juillet 2018.

[7] A. Reineix, C. Guiffaut, Fittage de fonctions complexes pour codes temporels par algorithme de colonie de fourmis, CEM 2014, Clermont-Ferrand, Juillet 2014.

[8] S. Cotter, A screening design for factorial experiments with interactions. Biometrika 66, pp. 317_320, 1979.

[9] https://cnes.fr/fr/fiches_mission_theme%20 (en date de Décembre 2022)

[10] https://air.defense.gouv.fr/cde/le-commandement-de-lespace (en date de Décembre 2022)

[11] S.B. Mahatoa, P. Boulenca, "Optimization of a CCD-in-CMOS TDI detector's operating clock voltages by Taguchi based Grey relational analysis", arXiv 2110.00299v1, physics.ins-det, Oct 2021.

[12] A. Materne, O. Puig, P. Kubik, "Capteur d'images avec correction de bougé par recalage numérique de prises de vue fractionnées" – Brevet, publication n° FR 2 976 754 -A1, n° enregistr. 11 55214 (2011).

[13] M. Breant, O. Maurice, G. Duchamp and T. Dubois, "To improve the variability of one complex system with the MKME," *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2012, pp. 1-6.

CEM des composants

METHODE DE PRE-SCAN POUR ACCELERER LES TEMPS DE MESURE DU SCAN CHAMP PROCHE EN IMMUNITE

A. Boyer[1], F. Caignet[1]

[1] LAAS-CNRS, Univ. de Toulouse, INSA-Toulouse, Toulouse, France, alexandre.boyer@laas.fr, fcaignet@laas.fr

Résumé. L'article présente une approche de "pré-scan", basée sur l'utilisation d'un générateur de peigne, pour accélérer les temps de mesure du scan champ proche en immunité appliquée sur carte et composant électronique.

I. INTRODUCTION

Le scan champ proche en immunité (ou *Near Field Scan Immunity* - NFSI) est un formidable outil de diagnostic pour détecter et localiser les défaillances liées aux perturbations électromagnétiques (EM) sur carte et circuit intégré [1]. Récemment, il a été montré comment cette méthode pouvait être utilisée pour évaluer l'immunité rayonnée [2] [3]. La Fig.1 décrit un banc NFSI typique injectant sur un dispositif sous test (DST) une perturbation harmonique (CW). La méthode souffre cependant d'un défaut majeur qui limite son utilisation industrielle : le temps de mesure excessif, selon la surface à scanner, la plage de fréquence à analyser, le nombre de points spatiaux et fréquentiels.

Afin de réduire le temps de scan, il serait nécessaire d'identifier au préalable les zones et les fréquences d'intérêt, où le DST présente des minima d'immunité. Un scan en injection CW pourrait ensuite se concentrer avec un pas de recherche plus fin sur ceux-ci. Dans cet article, nous proposons une méthode de scan basée sur une injection large bande pour identifier rapidement les points d'intérêt pour le NFSI en injection CW. Ce type d'injection large bande peut s'apparenter, dans une certaine mesure, au développement récent des essais de perturbations multi-tons [4], pour étudier l'immunité d'équipements électroniques sous des perturbations complexes, plus représentatives des environnements EM modernes. La grande versatilité des générateurs multi-tons, qui s'accompagne d'un coût élevé, est surdimensionnée par rapport au seul besoin d'évaluer rapidement l'immunité d'un équipement sur une large bande de fréquence. Dans ce contexte, un générateur de peigne, capable de produire une perturbation composée de plusieurs harmoniques de même amplitude et phase, répond plus facilement et à moindre coût à ce besoin.

Le but de cet article est de démontrer que l'utilisation d'un tel générateur constitue un moyen de pré-scan rapide capable d'accélérer considérablement la méthode NFSI en injection CW. Après une rapide illustration du problème de temps de mesure du NFSI, la troisième partie de l'article décrit les caractéristiques du générateur de peigne utilisé dans cette étude, suivi de la présentation de la chaine d'injection utilisée. La cinquième partie montre à travers un cas d'étude (un test d'immunité conduite sur une référence de tension) la corrélation existante pour ce circuit entre des tests d'immunité CW et large bande. Enfin, le même cas d'étude est réutilisé pour montrer le gain de temps apporté par ce type de pré-scan dans la mise en œuvre du NFSI.

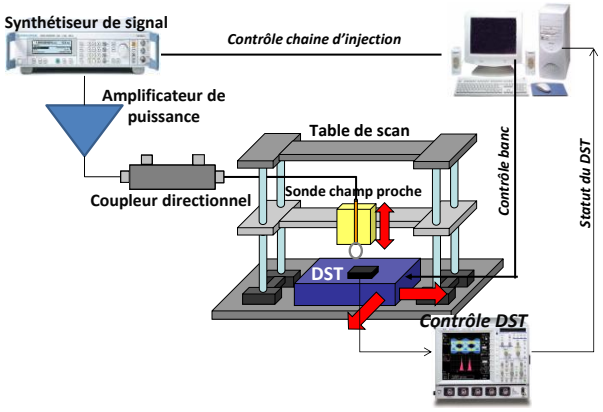


Fig.1. Principe du banc de scan champ proche en immunité

II. TEMPS DE MESURE DU NFSI EN INJECTION HARMONIQUE

L'extraction de la cartographie d'immunité en champ proche est un processus nécessitant un grand nombre d'itérations. Il consiste à répéter, pour différentes positions de la sonde d'injection au-dessus du dispositif sous test (DST) une recherche du seuil de susceptibilité de ce dernier pour différentes fréquences de perturbation. L'équation (1) donne le nombre maximal N d'itérations de recherche de défaillance, où N_P est le nombre de positions spatiales de la sonde d'injection, N_f le nombre de fréquences testées et N_e le nombre de valeurs données à l'excitation de la sonde d'injection, s'incrémentant au cours du test entre une puissance minimale et maximale.

$$N = N_P N_f N_e \quad (1)$$

Par exemple, pour une zone de scan de 200 points, une bande de test constituée de 20 fréquences et 20 points d'excitation, 80000 itérations sont requises pour reconstituer complètement la cartographie NFSI. La durée de l'essai est principalement dominée par le temps d'application de la perturbation, de configuration des instruments de mesure et de récupération des résultats de mesure. En supposant la durée d'une itération égale à 3 s, la durée totale de l'essai est alors égale à 66 h soit presque 3 jours. Cette durée est excessive et constitue un frein majeur à l'utilisation de cette méthode de diagnostic de l'immunité. Réduire la durée de l'essai revient à limiter le nombre d'itérations N en diminuant un ou

plusieurs termes de (1). Dans un premier temps, l'utilisateur peut élargir le pas de scan pour réduire N_p, diminuer N_f et élargir le pas de recherche du seuil de susceptibilité pour diminuer N_e. Cependant, cette stratégie a ses limites puisqu'elle peut conduire à manquer des fréquences sensibles, et donnera une estimation grossière du seuil d'immunité. Une autre approche consiste à réaliser un pré-scan pour identifier rapidement les zones sensibles du DST et réduire ainsi N_p pendant la phase de scan proprement dite. L'expérience montre qu'en raison du caractère locale de l'injection champ proche, le DST ne présente aucune défaillance pour de nombreuses positions de la sonde d'injection. Le pré-scan peut se faire à un niveau de perturbation constante (N_e = 1) en appliquant pour les différentes fréquences N_f le niveau d'excitation maximale. En reprenant l'exemple ci-dessus, le nombre d'itérations du pré-scan est limité à 4000, mais la durée du pré-scan reste longue (> 3 h).

Pour accélérer le pré-scan, il conviendrait aussi de réduire N_f. Une autre solution consiste à utiliser une source de perturbation large bande, capable de générer simultanément un grand nombre d'harmoniques réparties sur toute la bande de test avec un écart suffisamment faible pour éviter de manquer une bande de fréquence sensible. Un générateur de peigne constitue une telle source. En reprenant l'exemple précédent, le nombre d'itérations serait limitée à 200. Au bout de 10 minutes, le pré-scan fournirait à l'utilisateur tous les points de scan où le DST est vulnérable, lui permettant de limiter le scan final à ces points.

III. CARACTERISTIQUES DU GENERATEUR DE PEIGNE

Le pré-scan précédemment décrit repose sur l'utilisation d'un générateur de peigne générant une perturbation composée de plusieurs harmoniques sur plusieurs décades. Dans cette étude, le générateur de peigne utilisé est le modèle TBCG2 développé par Tekbox [5] Ce générateur abordable (environ 100 € selon les distributeurs) fournit un signal large bande relativement plat entre 1 MHz et 2.5 GHz, à partir d'une excitation sinusoïdale de fréquence comprise entre 1 MHz et 350 MHz. La puissance de sortie est comprise entre 10 et 20 dBm. La Fig.2 présente le profil temporel typique de l'impulsion émise par le générateur excité en entrée par un signal sinusoïdal à 10 MHz. Il s'agit d'une impulsion courte d'environ 400 ps répétée toutes les 100 ns. L'analyse fréquentielle du signal montre que son spectre est constitué d'un grand nombre d'harmoniques. L'amplitude des raies est quasi constante (à 6 dB près) jusqu'à environ 1.6 GHz et leur phase est quasi-constante.

L'utilisation de ce générateur dans une chaine d'injection nécessite de garantir que la puissance moyenne, mais surtout la puissance crête du signal, n'excède pas la puissance d'entrée maximale de l'amplificateur de puissance. Une caractérisation du générateur de peigne est donc requise.

La Fig.2 présente l'évolution de la puissance de sortie du générateur de peigne en fonction de la puissance du signal sinusoïdal d'entrée (F = 10 MHz), exprimée en puissance moyenne (P_{moy}) et crête (P_{crete}). Entre 8 et 20 dBm, la distribution spectrale n'évolue quasiment pas. La puissance de sortie n'évolue pas linéairement en fonction de la puissance d'entrée. Son excursion est de 30 dB pour une plage exploitable de 12 dB en entrée. L'ajout d'un atténuateur réglable peut être requis pour accroitre la plage de puissance fournie en entrée de l'amplificateur de puissance placée en sortie du générateur de peigne. L'écart entre les puissances crête et moyenne (facteur de crête) est constant pour une fréquence donnée (25 dB à 10 MHz).

Afin de simplifier l'utilisation du générateur de peigne, un modèle de signal à bande passante limitée et à spectre plat est considéré. Celle-ci est définie comme la plage de fréquence où l'amplitude des harmoniques ne s'éloigne pas de plus de 6 dB de l'harmonique la plus élevée. Selon la fréquence d'excitation du générateur, la bande passante est comprise entre 1.6 et 2 GHz. La puissance moyenne par harmonique $P_{harmoBW}$ peut être calculée. A partir de ce modèle, la puissance moyenne du signal est recalculée à l'aide de l'égalité de Parseval (2), ainsi que la puissance crête (3) où P_i est la puissance moyenne en mW de l'harmonique de rang i et N est le nombre d'harmoniques comprises dans la bande passante du signal. Le facteur de crête CF est déterminé par (4). Avec une bande passante de 1.6 GHz et une fréquence d'excitation de 10 MHz, CF est estimé à 25 dB, ce qui est conforme avec la mesure. Les puissances moyennes et crêtes prévues par ce modèle sont en accord avec celles mesurées, comme le montre la Fig.2.

$$P_{moyBW}(dBm) = 10log\left(\sum_{i=1}^{N} P_i\right) = P_{harmoBW} + 10log(N) \quad (2)$$

$$P_{creteBW}(dBm) = P_{harmoBW} + 20log(N) + 3 \quad (3)$$

$$CF(dB) = 10\log(N) + 3 \quad (4)$$

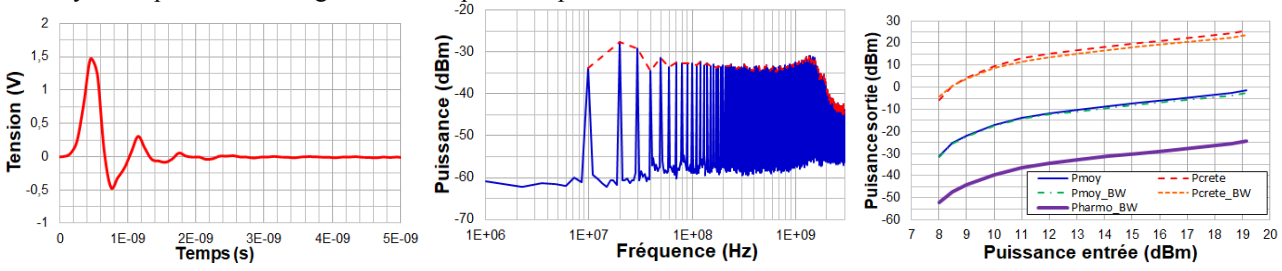


Fig.2. Profil temporel (gauche) et spectre (centre) du signal généré par le générateur de peigne (F = 10 MHz, P =13 dBm) - Evolution de la puissance moyenne et crête en fonction de la puissance du signal d'entrée (F = 10 MHz) (droite)

IV. CHAINE D'INJECTION LARGE BANDE

Pour un niveau de puissance donnée en entrée, P_{crete} est quasi constante avec la fréquence. Il en résulte que la puissance moyenne est inversement proportionnelle au nombre d'harmoniques. L'utilisation d'un grand nombre N permet de tester l'immunité sur une large bande de fréquence ou de garantir un pas fréquentiel suffisamment faible, mais au détriment d'un CF plus élevé. La saturation arrive pour une puissance moyenne plus faible, limitant ainsi la capacité de l'approche à identifier des défaillances sous de forte puissance moyenne, sauf à utiliser un amplificateur de forte puissance. Il convient donc de définir un nombre N acceptable pour limiter le CF. Deux solutions sont envisageables : utiliser une fréquence d'excitation suffisamment grande, et/ou ajouter un filtre passe-bas/bande pour limiter N. Une stratégie possible est de réaliser des tests limités à une bande de fréquence. Elle présente aussi l'avantage d'une identification rapide des bandes de fréquence d'intérêt, sur lesquelles le DUT est le plus vulnérable. Afin de mettre en œuvre cette stratégie, la chaine d'injection décrite à la Fig.3 est proposée. Selon le découpage en bande de fréquence de test, un filtre peut être connecté en sortie du générateur de peigne, par exemple à l'aide d'un switch RF. La fréquence d'excitation peut être adaptée pour garantir un CF acceptable. Un atténuateur peut aussi être connecté en sortie du générateur de peigne pour ajuster la puissance en entrée de l'amplificateur de puissance. Un coupleur directionnel et un wattmètre peuvent être placés en sortie d'amplificateur pour mesurer la puissance moyenne délivrée.

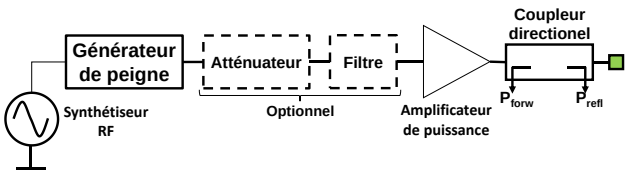


Fig.3. Chaine d'injection large bande

V. EQUIVALENCE ENTRE RESULTATS D'ESSAI D'IMMUNITE CW ET LARGE BANDE

L'utilisation du générateur de peigne comme moyen de pré-scan pour un test de susceptibilité CW, notamment pour estimer le niveau moyen de susceptibilité sur une bande de fréquence donnée, nécessite de vérifier au préalable l'équivalence entre les résultats fournis par les essais d'injection CW et large bande. Cette question est primordiale dans le cas de la perturbation d'un circuit non linéaire, où l'injection d'une perturbation sinusoïdale conduira à la génération de multiples harmoniques qui pourraient se mélanger. Le théorème de superposition ne s'appliquant plus, on peut se demander si la réponse à la superposition de plusieurs harmoniques injectées en entrée d'un circuit est équivalente à la somme des réponses individuelles à chacune de ces harmoniques. Il faut souligner que cette équivalence n'est pas acquise, comme l'exemple présenté dans [4], et mérite donc d'être vérifiée sur le cas étudié.

Dans cet article, nous proposons de tester la susceptibilité d'un circuit de type référence bandgap (LT1798 de Linear Technology), qui délivre une tension de référence de 2.5 V sous une alimentation de 5 V. Un test de susceptibilité conduite est réalisé sur la broche d'entrée, selon le standard IEC62132-4 [6], pour rapidement comparer et corréler les résultats de test en perturbation CW et large bande. Soumis à une perturbation EM, un offset de tension apparait en sortie. Le circuit est considéré comme défaillant dès que l'offset dépasse 20 mV. La susceptibilité est testée entre 10 MHz et 1 GHz, avec une puissance incidente maximale fixée à 33 dBm. La Fig.4 présente le seuil de susceptibilité mesuré en injection CW. Le circuit est très peu susceptible en-dessous de 100 MHz, mais présente une vulnérabilité marquée autour de 300 MHz.

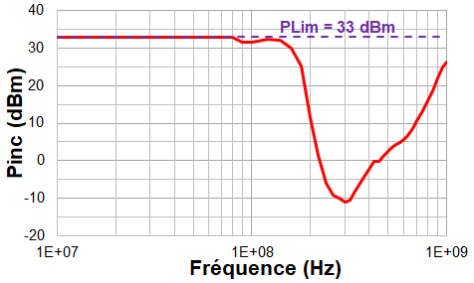


Fig.4. Seuil de susceptibilité conduite à une perturbation harmonique de la référence de tension

Le test est refait en insérant le générateur de peigne entre le synthétiseur de puissance et l'amplificateur de puissance, selon différentes configurations : le générateur de peigne est excité à 5, 10 et 20 MHz. Les essais sont aussi réalisés en plaçant un filtre passe-bas de fréquence de coupure 100 MHz (MiniCircuit VLF-50+), ou un filtre passe-haut de fréquence de coupure 120 MHz (MiniCircuit SHP-150+). Les résultats sont résumés sur la Fig.5. Des défaillances sont observées dans toutes les configurations, sauf celle avec un filtre passe-bas. De plus, les niveaux de susceptibilité sont quasi-identiques lorsque la perturbation couvre les bandes 10-1000 MHz et 120-1000 MHz. Ce résultat est en accord avec le seuil de susceptibilité sous perturbation CW, montrant une très faible susceptibilité sur la bande 10-150 MHz. Les deux graphes de gauche présentent les seuils de susceptibilité exprimés sous la forme de $P_{harmoBW}$ ou P_{moy}. Les résultats montrent que la défaillance apparait pour la même puissance moyenne quelle que soit la fréquence d'excitation, alors que $P_{harmoBW}$ requis pour induire un défaut augmente de 3 dB quand on double la fréquence d'excitation (N est divisé par 2). La défaillance apparait donc sous une puissance d'excitation moyenne constante.

Pour vérifier l'équivalence entre les résultats en injections CW et large bande sur cette référence bandgap, nous testons l'application du théorème de superposition. S'il se vérifie, la défaillance est le résultat de la superposition des différentes harmoniques composant le signal de perturbation. Pour cela, nous introduisons le coefficient d'interférence I [7], donné par (5), où E_i est l'amplitude de l'harmonique de rang i composant la perturbation et S_i le seuil de susceptibilité du DST à la fréquence F_i. L'impact d'une harmonique sur la génération du défaut est pondéré par le niveau de susceptibilité CW du DST à cette fréquence. Dans le cas où le théorème de superposition s'applique, la défaillance apparait dès que $I \geq 1$.

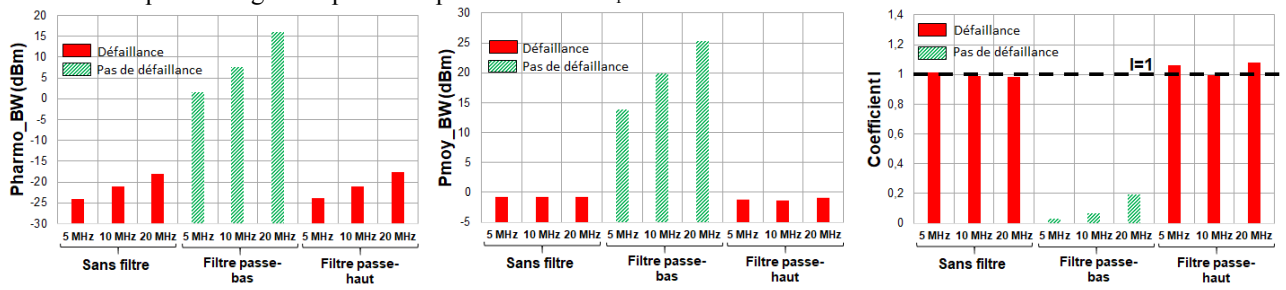


Fig.5. Seuil de susceptibilité conduite à une perturbation large bande de la référence de tension

$$I = \sum_{i=1}^{N} \frac{E_i}{S_i} \quad (5)$$

Comme l'indique la colonne de droite de la Fig.5, les défaillances apparaissent lorsque le coefficient I est proche de 1, quelle que soit la fréquence d'excitation. Dans le cas du filtre passe-bas, aucun offset n'est visible et le coefficient I est largement plus petit que 1. Ce résultat montre que le théorème de superposition peut s'appliquer dans la génération du défaut observé sur ce composant. En outre, bien que l'injection large bande ne permette pas de retrouver exactement le seuil de susceptibilité CW, ce résultat fournit aussi un moyen de l'estimer. L'amplitude des harmoniques produites par le générateur de peigne étant supposée constante et égale à $P_{harmoBW}$, le seuil d'immunité minimale du DST en injection CW P_{immun_min} est bornée par deux situations extrêmes :

- P_{immun_min} = $P_{harmoBW}$ si le DST présente une susceptibilité accrue sur une bande très étroite, de largeur égale à la fréquence fondamentale de l'excitation.
- P_{immun_min} = P_{moyBW}, si le DST présente un seuil de susceptibilité constant sur la bande de fréquence couverte par le générateur de peigne.

Ainsi, le résultat du test large bande avec un filtre passe-haut et une fréquence d'excitation de 10 MHz montre que le seuil d'immunité minimum sur la bande 120-1000 MHz est compris entre -21 et -1.5 dBm. Cette plage est en accord avec le seuil d'immunité CW minimum mesuré à -11 dBm à 300 MHz. De même, celui sur la bande 10-100 MHz doit être supérieur à une limite comprise entre 16 et 25 dBm, ce qui est cohérent avec le résultat d'injection CW.

VI. MISE EN ŒUVRE DU PRESCAN

Le générateur de peigne est maintenant testé dans le cas d'un essai NFSI, pour vérifier sa capacité à identifier rapidement les zones de vulnérabilité, mais aussi les bandes de fréquences d'intérêt et une première estimation du seuil de susceptibilité en injection CW. La référence de tension LT1798 est réutilisée. Un scan en champ magnétique tangentiel est réalisé. La sonde d'injection est placée à 2 mm au-dessus de la carte de test et parcourt une zone de 14×10 mm centrée sur le LT1798. Le pas de scan est de 2 mm le long de l'axe X et 1 mm le long de l'axe Y, conduisant à 88points spatiaux. Le test est réalisé à l'aide de l'amplificateur de puissance TESEQ-1G-070, de 48 dB de gain et délivrant des puissances moyenne et crête maximales de 49 et 52 dBm entre 10 et 1000 MHz.

VI.1. Injection harmonique

L'essai a été réalisé dans un premier temps en injection CW sur 28 points fréquences : de 10 à 90 MHz par pas de 10 MHz, puis de 100 MHz à 1 GHz par pas de 50 MHz. La recherche du seuil de défaillance est faite avec une puissance incidente comprise entre 10 et 36 dBm augmentant par pas de 2 dB. Une description plus détaillée de cet essai peut être trouvée dans [3], qui indique qu'une injection sous 32 dBm est suffisante pour estimer l'immunité de ce composant sous une onde plane de 1000 V/m d'amplitude.

La Fig.6 présente trois cartographies d'immunité en champ proche du composant à trois fréquences différentes. Elles indiquent des zones de forte susceptibilité au-dessus des broches d'entrée, de sortie et de masse du LT1798, dont la répartition spatiale évolue avec la fréquence. Quelle que soit la fréquence et le point d'injection, la défaillance est liée à la génération d'un offset négatif en sortie. La Fig.7 à gauche présente le seuil d'immunité au point de plus forte susceptibilité. Le résultat indique que le composant est susceptible principalement sur la bande 100 – 1000 MHz, avec une sensibilité plus marquée autour de 300 MHz. La réalisation du scan complet requiert 31993 itérations, soit près de 27 h. A l'issue du test, il apparait que la mesure détaillée sur la bande 10-100 MHz n'était pas utile puisque le composant ne présente pas de sensibilité

majeure. En outre, aucune défaillance n'est enregistrée pour un grand nombre de points. Pour l'illustrer, la Fig.7 à droite présente la cartographie du niveau d'immunité minimale du circuit. Cette cartographie indique pour chaque point l'excitation minimale de la sonde pour induire une défaillance quelle que soit la fréquence testée. Ainsi, aucune défaillance n'est observée pour une puissance inférieure à 32 dBm sur 27 points, et sur 59 points pour une puissance inférieure à 25 dBm. L'identification préalable des points et des bandes de fréquence pour lesquels le composant n'est pas susceptible aurait permis un gain de temps considérable.

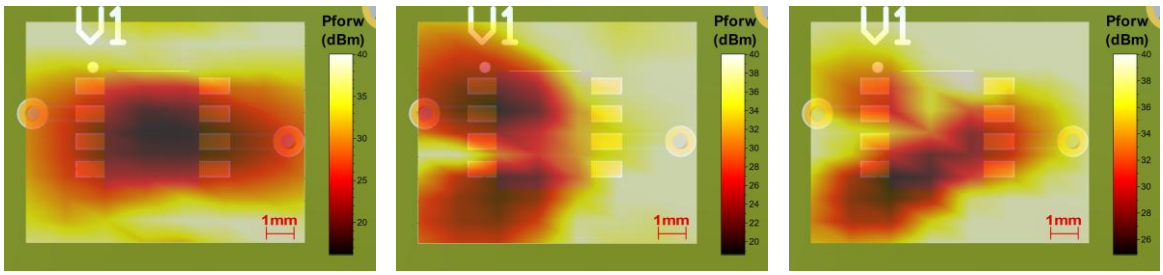


Fig.6. Cartographie de l'immunité champ proche du LT1798 – Injection harmonique à : 300 MHz (gauche), 600 MHz (centre), 1 GHz (droite)

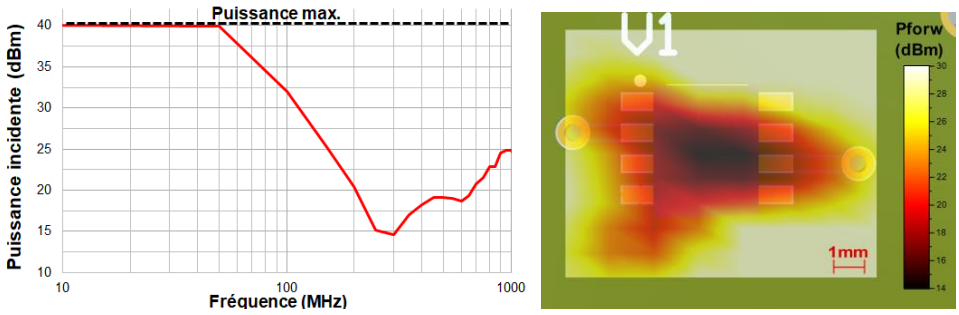


Fig.7. Seuil d'immunité champ proche du LT1798 en injection harmonique mesuré au point le plus sensible du circuit (gauche) – Cartographie de l'immunité minimum du circuit (droite)

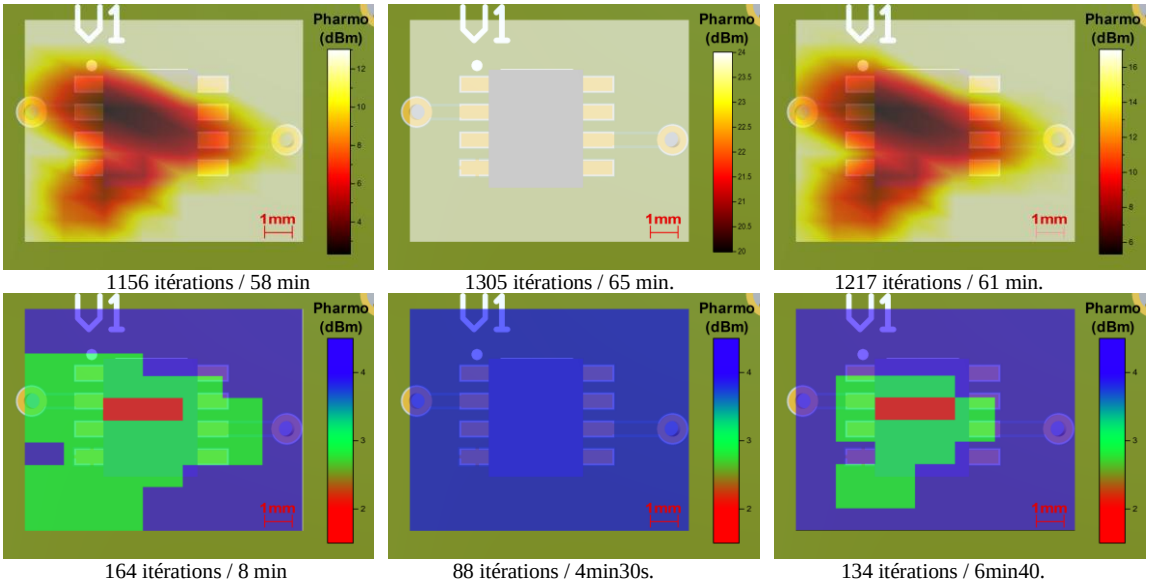


Fig.8. Cartographie de l'immunité champ proche du LT1798 en injection large bande : seuil de susceptibilité (ligne du haut), tenue à un niveau cible (ligne du bas) – Configurations 1 (gauche), 2 (centre), 3 (droite)

VI.2. Injection large bande

Dans un second temps, des essais en injection large bande ont été réalisés, selon trois configurations :

- Configuration 1 : la fréquence d'excitation du générateur de peigne est de 10 MHz, sans filtre de sortie. Le signal émis en sortie d'amplificateur couvre la bande 10 – 1000 MHz (N=101

harmoniques). La puissance moyenne par harmonique maximale est de 13 dBm.

- Configuration 2 : un filtre passe-bas coupant à 100 MHz est placée en sortie du générateur de peigne. Le signal émis en sortie d'amplificateur couvre la bande 10 – 100 MHz (N=10 harmoniques). La puissance moyenne par harmonique maximale est de 24 dBm.
- Configuration 3 : un filtre passe-haut coupant à 120 MHz est placée en sortie du générateur de peigne. La fréquence d'excitation est réglée à 20 MHz. Le signal émis en sortie d'amplificateur couvre la bande 120 – 1000 MHz (N=45 harmoniques). La puissance moyenne par harmonique maximale est de 17 dBm.

Les essais sont réalisés selon deux modes différents :

- Recherche de seuil de susceptibilité précise : la puissance de sortie est incrémentée par pas de 2 dB jusqu'à la puissance maximale. Pour les 3 configurations, 15 points de puissance sont réglés.
- Recherche de la tenue à un niveau cible : le composant est testé sous 3 niveaux de puissance, séparés de 10 dB. Par exemple, dans la configuration 1, si le composant supporte le niveau de puissance maximal (12 dBm), le niveau cible 4 est attribué au point testé. S'il est susceptible pour un niveau de puissance compris entre 2 et 12 dBm, son niveau cible est de 3 … Ainsi, pour chaque position de test, jusqu'à 3 niveaux de puissance sont testés.

La première ligne de la Fig.8 présente les cartographies de seuil de susceptibilité du LT1798 pour les 3 configurations, exprimées en puissance moyenne par harmonique. Le nombre d'itérations et la durée des essais sont ajoutées sous les cartographies. Aucune défaillance n'est enregistrée en configuration 2, indiquant l'absence de défaillance sur la bande 10-100 MHz en-dessous d'une puissance incidente moyenne comprise entre 24 et 34 dBm en injection CW. Cette estimation est cohérente avec le seuil de susceptibilité présentée à la Fig.7. Les cartographies produites à l'issue des configurations 1 et 3 sont très similaires et permettent d'identifier les trois broches sensibles du LT1798. Elles sont très similaires à la cartographie d'immunité CW minimum, présentée sur la Fig.7 de droite. L'écart entre les niveaux d'immunité est de l'ordre de 3 dB, qui s'explique par le rapport proche de 2 entre le nombre de fréquences testées. Dans la configuration 3, la puissance minimale pour induire un défaut est de l'ordre de 5 dBm par harmonique. On peut estimer que le niveau d'immunité minimum en injection CW est compris entre 5 et 21.5 dBm sur la bande 120-1000 MHz, ce qui est accord avec le seuil présenté sur la Fig.7.

La durée des essais en mode de recherche de seuil est de l'ordre d'une heure, ce qui représente un gain de temps majeur par rapport aux essais CW. La seconde ligne de la Fig.8 présente les cartographies de la tenue du LT1798 aux niveaux cibles pour les 3 configurations. Ce mode de recherche permet de repérer plus facilement les points les plus sensibles de la zone à scanner, puisque la durée de ces essais ne dépasse pas 8 minutes.

Plutôt que de réaliser uniquement l'essai en configuration 1, qui test toute la bande 10-1000 MHz, il est plus avantageux de tester les configurations 2 et 3 pour mieux cibler les configurations d'un test en injection CW. La durée totale de l'essai est de l'ordre de 11 minutes, mais il permet d'éliminer l'analyse sur la bande 10-100MHz, sur laquelle le LT1798 ne présente pas de susceptibilité marquée. En ne réalisant les essais d'injection CW que sur les points d'intérêt repérés par l'injection large bande (par exemple, les points de niveau cible 2 et 3, soit 23 points sur 88) et en démarrant la recherche de puissance à 14 dBm, des cartographies précises des seuils de susceptibilité seraient obtenues après 3600 itérations, soit 3 h de test, soit une division par un facteur 9 de la durée totale de l'essai par injection CW complet. Une sélection plus stricte des points d'intérêt permettrait de réduire davantage le temps de mesure en injection CW.

VII. CONCLUSION

Afin d'accélérer le NFSI, l'article a présenté une approche de pré-scan basée sur un générateur de peigne. Celui-ci permet d'identifier rapidement les points et fréquences d'intérêt et de fournir une première estimation du niveau de susceptibilité avant le scan final en régime harmonique. Le nombre d'itérations requises lors du NFSI en injection CW pour diagnostiquer complètement l'immunité rayonnée d'une carte électronique peut ainsi être réduit. Son utilisation nécessite une caractérisation préalable, pour connaitre l'occupation spectrale et déterminer la configuration qui optimisera la puissance maximale d'injection sans risque de saturation de l'amplificateur de puissance. Dans le cas d'un scan sur une large surface (carte entière), la durée du pré-scan pourrait devenir importante. Des méthodes avancées de sélection de points pourraient être couplées au pré-scan pour limiter davantage le nombre de positions à scanner, comme les méthodes de scan adaptatif présentées dans [8].

REFERENCES

[1] IEC TS 62132-9, IC – Measurement of electromagnetic immunity – Part 9: Measurement of radiated immunity – Surface scan method, IEC, 2014.

[2] A. Boyer, N. Nolhier, F. Caignet, S. Ben Dhia, "On the Correlation between Near-Field Scan Immunity and Radiated Immunity at Printed Circuit Board Level - Part I", IEEE Trans. on EMC, vol. 64, no. 2, pp. 1230-1242, 10.1109/TEMC.2022.3169183.

[3] A. Boyer, N. Nolhier, F. Caignet, S. Ben Dhia, "On the Correlation between Near-Field Scan Immunity and Radiated Immunity at Printed Circuit Board Level - Part II", IEEE Trans. on EMC, vol. 64, no. 5, pp. 1493-1505, Oct. 2022.

[4] Q. M. Khan et al., “Experimental Characterization of Multitone EM Immunity of Integrated Oscillators Under Thermal Stress”, IEEE Access, vol. 10, Aug. 2022, 10.1109/ACCESS.2022.3197659.

[5] TBCG2 Comb Generator/Frequency Multiplier, Tekbox, www.tekbox.com.

[6] IEC62132-4, IC– Measurement of electromagnetic immunity – Part 9: Measurement of electromagnetic immunity 150 kHz to 1 GHz - Part 4: Direct RF power injection method, IEC, 2014.

[7] A. Boyer, "Méthode de prédiction de la compatibilité électromagnétique des systèmes en boîtier", Thèse de doctorat, INSA Toulouse, France, 2007.

[8] S. Serpaud, A. Boyer, S. Ben Dhia, F. Coccetti, “Fast and Accurate Near-Field Measurement Method Using Sequential Spatial Adaptive Sampling (SSAS) Algorithm”, IEEE Trans. on EMC, vol. 63, no. 3, pp. 858-869, June 2021, 10.1109/TEMC.2020.3025547.

CARACTERISATION DES ETATS SAINS ET DEFAILLANTS DES BOITIERS DISCRETS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE PAR LES PARAMETRES S

A. Gopishetti[1], P-E Vidal[1,2], S. Baffreau[3]

[1] Université de Pau et des Pays de l'Adour (UPPA), Pau, France, anusha.gopishetti@univ-pau.fr
[2] Université de Toulouse, INP-ENIT, Tarbes, France, paul-etienne.vidal@enit.fr
[3] IUT-Tarbes GEII, Tarbes, France, stephane.baffreau@iut-tarbes.fr

Résumé. Cette étude a pour objectif de mettre en œuvre une nouvelle méthode de contrôle non destructif en vue de détecter les mécanismes de défaillance des assemblages des interrupteurs utilisés en électronique de puissance. L'application de la méthode est faite sur un composant discret dont la géométrie interne est a priori inconnue. La méthode consiste à solliciter sur une large bande de fréquences le composant, puis à tracer les paramètres *S* avant et après défaillance. Sur la base de la transformation possible pour un quadripôle entre paramètres *S* et impédances, un modèle de type circuit électrique équivalent est utilisé, tant pour caractériser la défaillance que pour prédire son influence. Les éléments parasites de l'assemblage qui sont impactés sont alors pointés. Des résultats de simulation et d'expérience sont présentés. Ces résultats sont confrontés à des méthodes de contrôle non destructif classiques.

I. INTRODUCTION ET CONTEXTE

Dans le domaine de la conversion d'énergie électrique, les convertisseurs statiques permettent, par la disposition d'interrupteurs à matériau semi-conducteur et leur commande, de gérer les échanges d'énergie entre une source d'énergie électrique (batterie, alternateur, etc.) et un récepteur (organe consommant de l'énergie électrique pour la transformer (mouvement, lumière, etc.)). Les dispositifs d'électronique de puissance sont largement utilisés dans les applications pour le transport, où leur fiabilité est essentielle. Les interrupteurs à matériaux semi-conducteurs sont susceptibles de fonctionner dans des environnements difficiles, et donc sujets à défaillance. Les mécanismes de défaillance usuels sont connus [1]. L'enjeu des études actuelles réside dans la capacité à prédire ou diagnostiquer l'initiation d'une défaillance au sein de l'assemblage.

Notre étude porte sur le développement d'un contrôle non destructif (CND) pour la surveillance de l'état de santé. La méthode décrite ci-après est basée sur l'analyse et la caractérisation sur une large bande de fréquences. L'hypothèse de départ est que l'apparition d'un défaut, modifie l'impédance. L'article présentera dans un premier temps la méthode de caractérisation, puis dans un second temps le test de vieillissement accéléré. Dans une troisième section, l'application de la méthode de caractérisation à un assemblage de puissance sera illustrée avant que les résultats d'analyse soient donnés dans la quatrième section. Des résultats expérimentaux seront ensuite présentés. Enfin l'article sera conclu et des perspectives seront données.

La méthodologie utilisée ainsi que certains de nos premiers résultats seront présentés et analysés. En effet, l'utilisation des paramètres *S* sera détaillée et illustrée pour identifier les paramètres R, L, C et G des boîtiers IGBT et MOSFET TO-220 et TO-247. Ces résultats seront discutés et comparés à une caractérisation C(V). Ensuite, la méthode sera appliquée afin de détecter l'apparition d'un défaut par la mise en œuvre d'une mesure reposant sur les paramètres *S*. Sur la base d'un substrat céramique AMB, où un IGBT de puissance est brasé et équipé de cinq fils de liaison, il sera mis en évidence comment le soulèvement successif des fils de liaison modifie la caractérisation de l'impédance sur une large bande de fréquences. La prédiction de ce mode de défaillance sera discutée sur la base d'un modèle de circuit électrique équivalent.

II. DESCRIPTION DE LA METHODE DE CARACTERISATION

La méthode de caractérisation s'effectue en trois étapes, comme illustré Fig. 1.

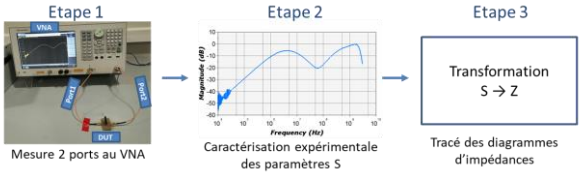


Fig. 1. Étapes de la méthode de caractérisation

Les échantillons, qu'ils soient sains ou défaillants, sont caractérisés par une mesure deux ports à l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) E5061B, sur la gamme de fréquence 100 kHz – 3 GHz. La procédure de mesure consiste à caractériser les quatre paramètres *S*. Deux sont liés à la réflexion du signal : S_{11} et S_{22}, et deux sont liés à la transmission du signal : S_{21} et S_{12}. Les amplitudes et les phases des paramètres *S* sont utilisées pour l'étape qui suit. Insistons en pointant le fait que pour les quatre équations de conversion suivantes (Eq. 1), S_{11}, S_{22}, S_{21} et S_{12} sont des nombres complexes et Z_0 correspond à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission mise en œuvre lors de la mesure, soit 50 Ω.

$$\begin{cases} Z_{11} = Z_0 \dfrac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \\ Z_{21} = Z_0 \dfrac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \\ Z_{12} = Z_0 \dfrac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \\ Z_{22} = Z_0 \dfrac{(1+S_{22})(1-S_{11})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \end{cases} \quad \textit{Eq. 1}$$

Quatre impédances équivalentes complexes sont donc déterminées. Les impédances Z_{11}, Z_{22}, Z_{21} et Z_{12} lient les tensions de chacun des ports 1 et 2, V_1 et V_2, aux courants d'entrée de ports I_1 et I_2. Ainsi, l'équation de liaison est :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad \textit{Eq. 2}$$

A l'issue des caractérisations expérimentales, les éléments R-L-C-G qui constituent les impédances équivalentes pourraient être extraites par identification. Si les impédances Z_{12} et Z_{21} sont strictement égales, alors un schéma équivalent peut être obtenu (Fig. 2). Il est constitué de trois impédances à identifier : Z_A, Z_B, et Z_C.

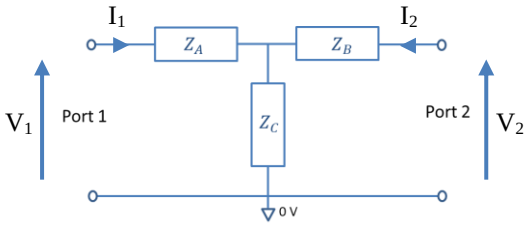


Fig. 2. Schéma électrique équivalent à base d'impédances

Dans ce cas, connaissant les impédances Z_{11}, Z_{22} et Z_{12} :

$$\begin{cases} Z_A = Z_{11} - Z_{12} \\ Z_B = Z_{22} - Z_{12} \\ Z_C = Z_{12} = Z_{21} \end{cases} \quad \textit{Eq. 3}$$

Par la suite, il sera vérifié par des mesures expérimentales que $Z_{12} = Z_{21}$, et qu'en conséquence le schéma de la Fig. 2 peut être obtenu.

Enfin, dans le cas d'un assemblage défaillant, l'élément à l'origine de cet état pourra être identifié puis localisé selon l'impédance qui sera modifiée.

III. DESCRIPTION DU TEST DE VIEILLISSEMENT ACCELERE

Afin d'activer des mécanismes d'endommagement des assemblages, un test de vieillissement accéléré a été retenu. Il s'agit d'un vieillissement par cyclage actif. Le principe, décrit Fig. 3, est de provoquer l'échauffement périodique du composant par la circulation d'un courant dont l'intensité et la durée sont initialement ajustées, afin d'obtenir une variation maîtrisée de la température mesurée au niveau de l'assemblage.

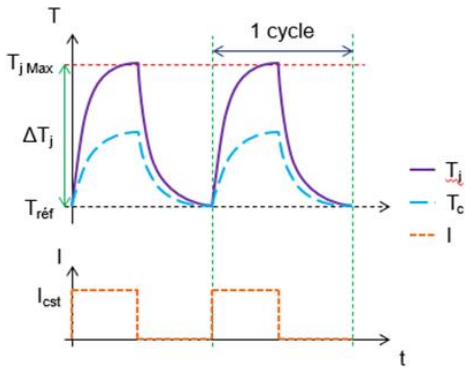


Fig. 3. Principe du test de vieillissement actif [2]

Les valeurs appliquées pour le vieillissement accéléré du composant sont résumées Table 1.

Table 1. Valeurs appliquées au test de vieillissement

Paramètre	Valeur
Intensité de courant	20 A
T_{Jmax}	150 °C
T_{Jmin}	20 °C

La variation de température souhaitée, $\Delta T_J = 120\,°C$, permet de solliciter fortement les éléments d'interconnexion internes au boîtier, tels que les fils de bonding et les brasures [6], [7]. Le test mis en œuvre sollicite la diode de puissance interne du composant : le composant n'est pas polarisé par une tension de grille. La valeur de courant appliquée est conforme aux spécifications du constructeur pour la référence choisie. Le composant retenu pour les tests est un MOSFET SiC assemblé en boitier TO-247, dont la référence est C2M0160120D.

IV. APPLICATION DE LA METHODE DE CARACTERISATION

Une interface de mesure spécifique est utilisée pour permettre la caractérisation au VNA, mais également pour permettre de caractériser le composant sans altérer son assemblage, avec un traceur de courbes C(V) : le Keysight B1505A. Ainsi, les valeurs des capacités équivalentes avant et après vieillissement pourront être comparées. À l'état sain, les quatre paramètres S sont mesurés. L'algorithme qui permet de transformer les paramètres S en une représentation d'impédances équivalentes, obtenues selon l'équation Eq. 1 [3], lorsque la chaine de mesure est adaptée 50 Ω, est appliqué. À titre d'exemple, l'amplitude et la phase du paramètre Z_{11} sont données à la Fig. 4.

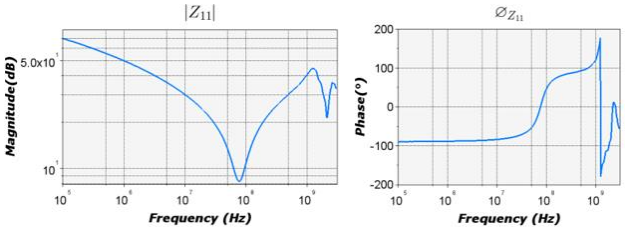


Fig. 4. Impédance complexe extraite

Une lecture de ce graphique, tant au niveau de l'amplitude que de la phase permet de dire que l'impédance Z_{11} serait équivalente à un circuit R-L-C série, au moins jusqu'à 500 MHz. Cette méthode permet de calculer les inductances, résistances et capacités équivalentes selon le principe illustré *Fig. 5*.

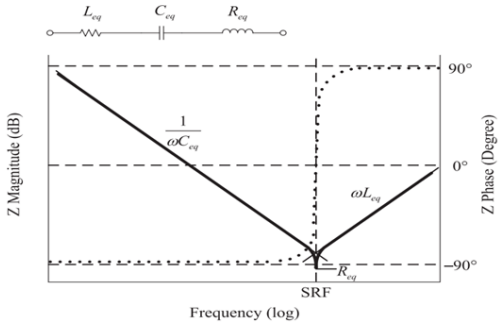


Fig. 5. Diagramme d'impédance pour un circuit R-L-C série [5]

Suite à la caractérisation par les paramètres S du composant, puis la conversion analytique appliquée, les impédances sont tracées.

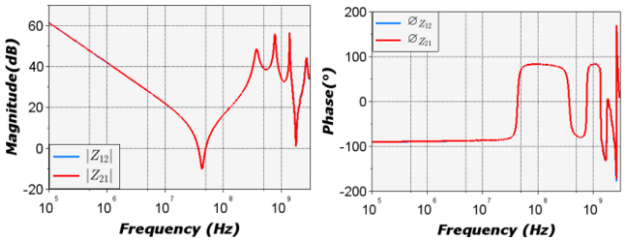


Fig. 6. Comparaison des amplitudes et phases des impédances mesurées Z_{12} et Z_{21}.

Les deux impédances Z_{12} et Z_{21} étant égales, le modèle simplifié de la Fig. 2 peut être identifié. Les éléments parasites équivalents sont obtenus en utilisant des formules mathématiques permettant de calculer les impédances Z_A, Z_B, et Z_C. En pratique, selon la méthodologie adoptée par Liu [4], cela consiste à considérer que les éléments parasites du MOSFET sont distribués sur les trois broches du composant : Gate, Drain et Source, respectivement, selon l'illustration Fig. 7. La configuration présentée à la Fig. 7 est faite lorsque la Gate est reliée à la référence pour la mesure. Au total, trois configurations sont donc possibles. Quelle que soit la configuration choisie, le composant est maintenu à l'état ouvert, c'est-à-dire que le niveau de tension appliqué entre Gate et Source n'est pas suffisant pour provoquer la fermeture de l'interrupteur, selon les données du fabriquant.

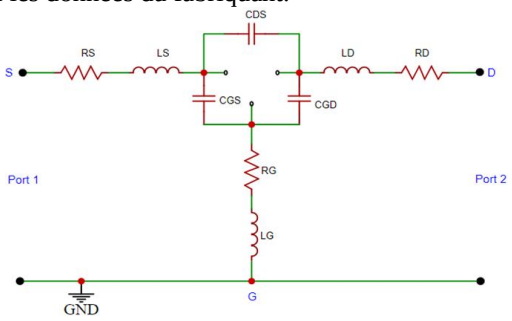


Fig. 7. Distribution des éléments parasites

À basses fréquences, 100 kHz − 10 MHz, le comportement est principalement capacitif. Le circuit équivalent peut être simplifié pour ne prendre en compte que trois capacités C_{DS}, C_{GS} et C_{GD}, couplées en triangle. Des manipulations mathématiques [4], permettent finalement d'extraire les trois capacités parasites. Ces dernières sont comparées aux données issues de la note technique, ainsi qu'à celles mesurées par le traceur de courbe, Table 2.

Table 2. Valeurs des capacités parasites (pF)

Capacités	Valeurs obtenues @ 1 V, 1 MHz	Valeurs issues de la note technique @ 1 V, 1 MHz	Valeurs issues de la mesure par B1505A @1 V, 100 kHz
C_{GS}	552.05	580	547.36
C_{DS}	522.53	490	433.1
C_{GD}	240.67	220	233.53

Cette comparaison permet de constater une bonne adéquation entre les différentes données et donc la performance de la méthode d'identification.
À partir de ce principe d'identification, il est possible de réaliser une simulation circuit illustrée Fig. 8.
La sollicitation utilisée pour V_1 est une source sinusoïdale de fréquence variable (100 kHz − 3 GHz) avec une amplitude de 1 V. Cette source de tension est ainsi comparable à celle mise en œuvre par l'analyseur de réseau vectoriel.

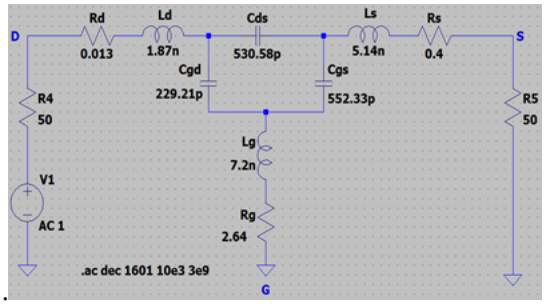


Fig. 8. Circuit équivalent simulé par LTSPICE

Finalement, une comparaison entre les résultats obtenus par la simulation ou l'expérience est réalisée, comme illustrée Fig. 9.

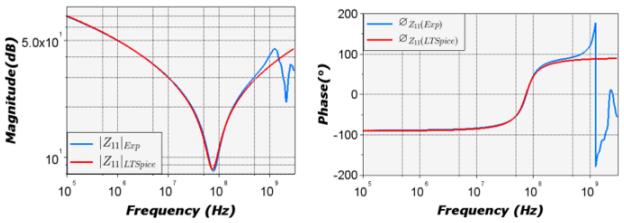


Fig. 9. Comparaison des impédances Z_{11} entre simulation et expérience

Les résultats attestent de l'intérêt de cette méthode qui permet, sans connaissance initiale de la constitution interne du composant, de déterminer un modèle équivalent, valable sur une large bande de fréquences. Les autres courbes, Z_{22}, Z_{21} et Z_{12}, non représentées ici, conduisent aux mêmes résultats.

V. APPLICATION A DES ECHANTILLONS VIEILLIS

Cette méthode est appliquée à des échantillons vieillis dont certains sont complétement défaillants (circuit ouvert) et d'autres pas.

Dans un premier temps, la figure Fig. 10 illustre la caractérisation à l'état initial des trois échantillons qui subiront le vieillissement. Il est remarquable que les tracés se superposent quasi parfaitement. La phase n'est pas représentée, mais est conforme à celles illustrées précédemment (Fig. 9). Ce qui atteste de la reproductibilité de la méthode, mais aussi du fait que bien que sollicitant des éléments dépendants de la fréquence, cette méthode est robuste sur la gamme de fréquence d'intérêt.

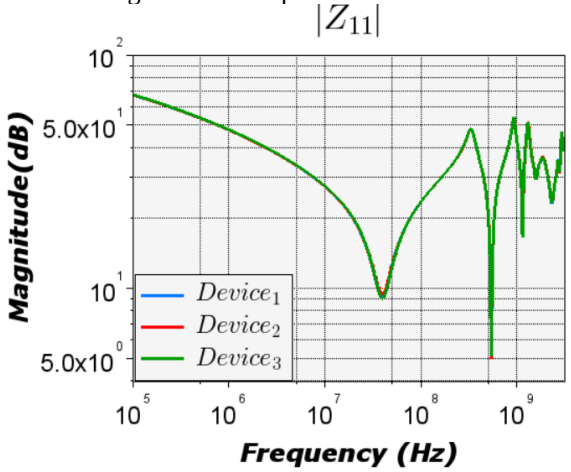


Fig. 10. Comparaison des impédances Z_{11} pour 3 échantillons avant vieillissement

Les figures suivantes illustrent la superposition du tracé des paramètres *S* expérimentaux entre état initial et état vieillis, soit après plusieurs dizaine de milliers de cycles. La figure Fig. 11 correspond à un échantillon toujours fonctionnel après 22 830 cycles de vieillissement. Il est intéressant de vérifier à nouveau que les tracés se superposent, témoignant là encore de la robustesse de la méthode. Effectivement les deux caractérisations ont été obtenues à quelques jours d'intervalles.

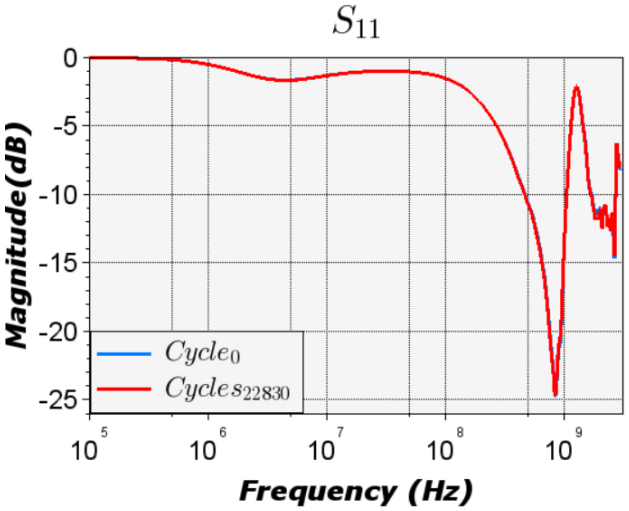


Fig. 11. Paramètre S_{11} pour un composant toujours opérationnel après 22 830 cycles

La figure Fig. 13 illustre les tracés des paramètres S_{11}, S_{22} et S_{12} pour un composant à l'état initial puis défaillant après 19 790 cycles. Le paramètre S_{21} est identique au S_{12}. Précisons que les configurations utilisées pour la mesure sont conformes aux schémas électriques Fig. 7 et Fig. 8, où la Gate est connectée à la masse, le drain au port 1 et la Source au port 2 du VNA. Considérons la bande de fréquences 500 kHz – 200 MHz. Pour le paramètre S_{22}, le composant défaillant présente une forte réflexion au niveau de la Source. De plus, pour cette même bande de fréquences, le paramètre S_{12}, qui correspond à la transmission, présente une diminution supérieure à 30 dB. Par ailleurs, en considérant le paramètre S_{11}, le comportement du composant défaillant reste proche du composant sain. En conséquence, cela tend à montrer que la terminaison côté Source a été nettement plus impactée que celle coté drain et qu'elle se comporte encore plus comme un circuit ouvert. En procédant à une inspection visuelle d'un composant ouvert mécaniquement, il est possible d'émettre quelques hypothèses. Au préalable, il est fait le constat que le drain est relié à la terminaison externe par brasage. La terminaison Source est reliée à la métallisation supérieure de la puce par 4 fils de bonding. La terminaison Gate est reliée à la grille du composant par un unique fil de liaison. Compte tenu du vieillissement retenu, seules les impédances entre le Drain et la Source, vue des ports externes au boitier ont pu être affectées. Si des fils de connexions sont défaillants, et que dans le même temps, le composant ne se trouve pas à l'état passant, ce sont essentiellement des sollicitations vues du port 2 qui permettront de signer la défaillance.

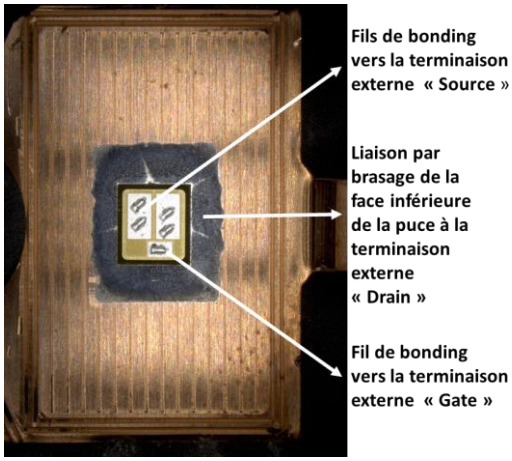


Fig. 12 Inspection visuelle d'un composant sain

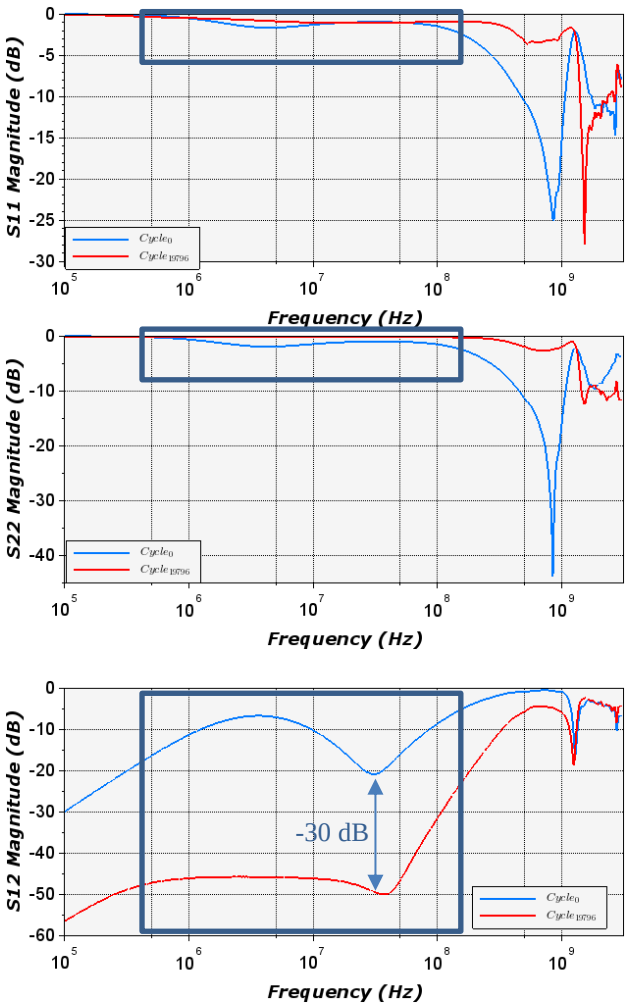


Fig. 13. Paramètres S_{11}, S_{22} et S_{12} pour un composant défaillant après 19 790 cycles

Le passage en impédance (Fig. 13) permet de cibler la zone où le mécanisme de défaillance est apparu. Effectivement, sur la bande de fréquences 50 MHz – 500 MHz, l'impédance Z_{22}, correspondant à la terminaison de la Source, montre un changement radical de comportement en fonction de la fréquence. L'analyse de la courbe de phase montre que le comportement inductif du composant sain devient capacitif pour le composant défaillant. Cette perte de comportement inductif à de telles fréquences permet de déduire que les fils de bonding présents dans le composant sain sont alors rompus dans le composant défaillant.

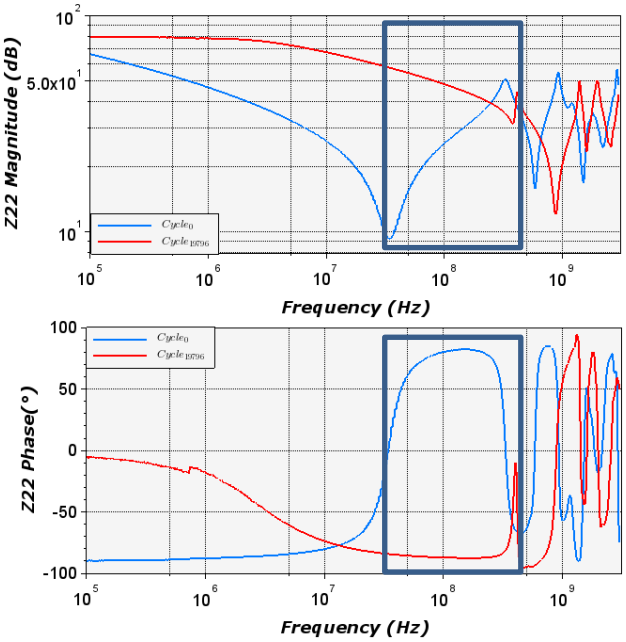


Fig. 14. Comparaison du paramètre Z_{22} d'un composant sain puis défaillant après 19 790 cycles

L'analyse de la surveillance de la tension V_{on} pendant le vieillissement est caractéristique d'un vieillissement des fils de bonding, avec des augmentations successives par palier de la tension, jusqu'à la rupture totale. À ce moment, le banc de cyclage cesse de solliciter l'interrupteur. La figure (Fig. 15) illustre les augmentations par palier de V_{on} puis l'arrêt du test à 19 790 cycles pour le composant numéroté I24.

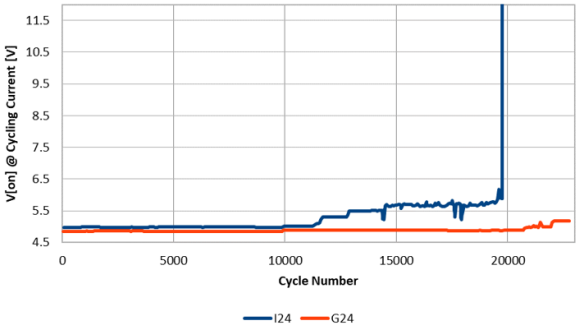


Fig. 15. Évolution de V_{on} durant le test de vieillissement

Une autre méthode de CND, l'analyse acoustique de la zone d'interface entre métallisation supérieure de la puce et pied de fil de bonding ne fait apparaitre qu'une seule déconnexion alors que, si l'on en croit le banc de cyclage, l'échantillon est en circuit ouvert. Effectivement, l'analyse faite au préalable sur des échantillons sains montre qu'ils sont constitués de 4 fils de bonding pour la puissance,

associé à un cinquième pour la commande. La défaillance constatée par l'analyse acoustique diffère de celles qui peuvent être obtenues en conclusion des analyses électriques. Ceci pourrait être expliqué par une fissuration des pieds de fils de bondings ou un soulèvement de l'extrémité connecté sur la broche du boîtier. Ainsi, la connexion électrique ne serait plus assurée, et ne pourrait pas être visible au microscope acoustique. Effectivement, cette dernière méthode ne permet de visualiser que les interfaces entre matériaux.

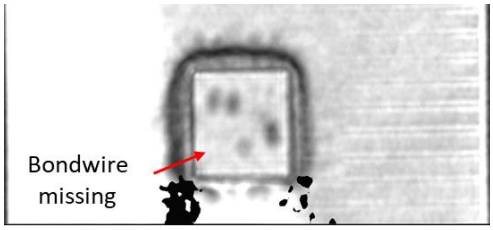


Fig. 16. Image de l'analyse acoustique du composant défaillant après 19 790 cycles

VI. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Cette étude propose une méthode de contrôle non destructif innovante basée sur la mesure des paramètres *S* sur une large bande de fréquences. Après défaillance, suite à des tests de vieillissement accélérés, la méthode permet de caractériser le chemin d'impédance défaillant. Les perspectives des travaux concernent l'amélioration de la signature des défaillances ainsi que l'exploitation des données lors de défaillances partielles.

VII. REMERCIEMENTS

Ce travail est soutenu par le projet E2S (Solutions et Energie pour l'Environnement) de l'UPPA et s'effectue dans le cadre la chaire partenariale EFICIENCE PIA-ANR-16-IDEX-0002.

REFERENCES

[1] M. Bouarroudj-Berkani, L. Dupont, "Fatigue des composants électroniques de puissance - Physique de défaillance", 10 novembre 2010, Techniques de l'ingénieur, Réf. : D3126 V1.

[2] G. Parent, "Méthode expérimentale pour estimer la fiabilité des modules électroniques de puissance à grand gap", février 2017, thèse de l'Université de Toulouse.

[3] Test & Measurement Application Note 95-1 S-Parameter Techniques, accessible en ligne le 19/12/2022 : www.ieee.li/pdf/viewgraphs/s_parameter_techniques.pdf.

[4] T. Liu, T. T. Y. Wong, and Z. J. Shen "A New Characterization Technique for Extracting Parasitic Inductances of SiC Power MOSFETs in Discrete and Module Packages Based on Two-Port S-Parameters Measurement", IEEE Transactions on Power Electronics DOI 10.1109/TPEL.2017.2789240, 2018

[5] Keysight Technologies Impedance Measurement Handbook A guide to measurement technology and techniques 4th Edition Application Note

[6] Z. Sarkany, Weikun He and M. Rencz, "Temperature change induced degradation of SiC MOSFET devices," 2016 15th IEEE Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm), 2016, pp. 1572-1579, doi: 10.1109/ITHERM.2016.7517736.

[7] J. Goehre, M. Schneider-Ramelow, U. Geißler and K. -D. Lang, "Interface degradation of Al heavy wire bonds on power semiconductors during active power cycling measured by the shear test," 2010 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, 2010, pp. 1-6.

MODELING OF TRANSFORMER FOR COMMUNICATION BUS IMMUNITY PERFORMANCE PREDICTION

A. Doridant[1], N. Baptistat[1], K. Abouda[1]

[1] NXP Semiconductor, Inc. Toulouse, France
adrien.doridant@nxp.com
nicolas.baptistat_1@nxp.com
kamel.abouda@nxp.com

Résumé. High level of accuracy is mandatory for models when designers are performing EMC simulations to predict emission and immunity performances of electronic systems. This appears critical to reduce cycle time while guaranteeing compliancy of integrated circuits to applicable EMC standards.

In some cases, models of external components provided by manufacturers do not able to reach this required level of confidence in simulation results. To overcome this issue, modelling flows of components have to be developed to improve accuracy of simulation results.

This is illustrated in this paper with the modelling and the validation of transformers used in automotive communication bus.

I. INTRODUCTION

Growth of safety feature, power management and infotainment in Automotive business is significant in the last decade [1]. Electrification and autonomous transportation are also the future paradigm shift of population mobility.

All these trends are made possible by increasing the complexity of network within the car. It makes common sense that the quality of the communication between different Electronic Control Units (ECU) and satellites is an essential stake. Different data-communication protocols were developed to ensure a certain level of safety and performances even when data rates are increasing (LIN, CAN, TPL, …).

Transformer Physical Layer (TPL) is a high-speed differential isolated communication that is achieved through the use of transformers [2]. TPL can be used in Battery Monitoring System applications. The benefits of such a transformer based solution are :

- more robust Electromagnetic Compatibility (EMC) characteristics (intrinsic transformer common mode rejection)
- greater high-voltage isolation
- lower cost

TPL bus communication must fulfill EMC requirements to be put into market. Qualification is then a critical step in the product lifetime : immunity tests are performed to prove compliancy in regard of customer specification.

To optimize the EMC performance of TPL communication bus under development, a design phase optimizing the circuit to increase immunity level is achieved with great care in order to anticipate possible issues which may slow down the qualification of the products.

Nevertheless, Transformers are required to filter interferences [3]. This allows to be qualified for the automotive sector. Design-level solutions and verification tools requiring very precise models of external components must be provided to allow for a very good correlation between measurements and simulations.

As available Transformer models (RLCk or S-parameters) did not allow to reach high level of accuracy results between simulation and lab measurements, a Transformer modelling flow has been developed to reach a satisfactory level of model precision when transient simulations are performed.

This paper is presenting the modeling and validation work that was carried out on a transformer reference, Pulse HM2106NL, used in TPL communication bus. The modelling flow is based on S-parameters and impedance measurements from DC to 1 GHz in order to take into account mixed-mode conversion between common and differential modes.

II. TRANSFORMER MODELLING

II.1. Transformer basics

Magnetic components are used in electronic circuits for their ability to limit sudden changes in current. They consist of a coil which surrounds a magnetic core, it is in the latter that the magnetic flux is flowing. In these magnetic components there are coils, which are the best known, but also transformers or common mode chokes.

Transformers are used to isolate one electrical circuit from another [4]. Filtering and isolation transformers provide galvanic isolation between these two circuits. This means that there is no direct current path between the two windings.

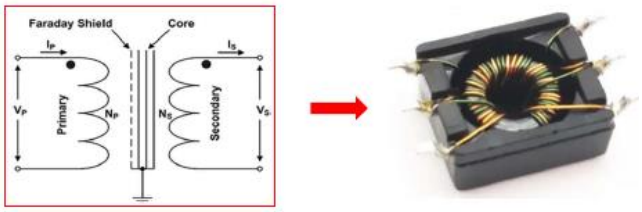


Fig.1. Schematic and picture of considered transformer.

Whatever its number of windings, the transformer is characterized by its coupling magnetic field, its electrostatic coupling, and the losses it induces.

$$K = \frac{|M|}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (1)$$

Equation 1 presents the relation between these parameters. With L1 and L2 primary and secondary inductors, M mutual inductance and K electrostatic coupling. For an ideal transformer, K is equal to 1.

To characterize this type of components, mixed mode S-parameters must be introduced as notion of common mode and differential mode is essential due to the topology of the transformer. Table 1 presents the mixed mode matrix.

Table 1. Mixed-mode S-parameters matrix

			Stimulus			
			Differential Mode		Common Mode	
			Port 1d	Port 2d	Port 1d	Port 2d
Answer	Differential Mode	Port 1d	S_{11}^{dd}	S_{12}^{dd}	S_{11}^{dc}	S_{12}^{dc}
		Port 2d	S_{21}^{dd}	S_{22}^{dd}	S_{21}^{dc}	S_{22}^{dc}
	Common Mode	Port 1d	S_{11}^{cd}	S_{12}^{cd}	S_{11}^{cc}	S_{12}^{cc}
		Port 2d	S_{21}^{cd}	S_{22}^{cd}	S_{21}^{cc}	S_{22}^{cc}

The mixed-mode S-parameter matrix is an extension of the classical S-parameters which represents the set of S-parameters in differential mode, common mode and the conversion terms between the two modes.

Accurate modelling of such a component is a key factor during the design phase of TPL communication bus : it will allow good precision of immunity prediction enabling designers to detect potential EMC issues before the tape-out of the circuit.

Models provided by Transformer manufacturer do not allow to perform accurate transient simulation as physical and electric asymmetries of the component generating mode conversion are not included in these kind of models.

II.2. Modelling flow introduction

The characterization of the component is a crucial step which allows to model all the properties of a circuit. A dedicated modelling flow has been defined to generate accurate transformer models. Two sets of measurements are needed in the first place. A RFM conversion has to be done in the second place.

It is important to have a characterization over a frequency range that starts from very low frequencies (down to DC) and goes up to a few Gigahertz. A VNA allows S-parameter measurements to be made at high frequencies but not the low frequency range, below a few tens of kilohertz. To measure the low-frequency part of the considered characterization range, an impedance meter is used.

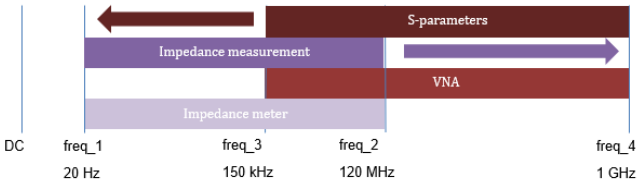
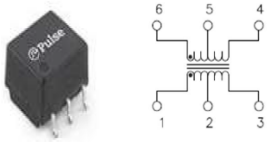


Fig.2. Measurement and associated frequency range of transformer modelling flow.

Thus, these two measurement devices will enable very precise measurements to be carried out, and then form a single S-parameter file on the desired band as shown in fig. 2. To illustrate this modelling flow, HM2106NL from Pulse is considered for this study. This type of transformers are mainly used to provide isolation in power electronics circuits to separate source and load. Because of its magnetic core and its winding inductors it provides common mode rejection. Datasheet information is presented in fig. 3.



PARAMETER	SPECIFICATIONS
QUALIFICATION	PER AEC-Q200
DESIGN CONSTRUCTION	BASIC INSULATION PER ISO6469/IEC60664
CREEPAGE DISTANCE	> 11mm
OPERATING TEMPERATURE	-40°C TO +125°C
TURNS RATIO	1.00 ± 2%
POLARITY	PER SCHEMATIC
DC RESISTANCE	0.45 OHMS MAX
INDUCTANCE (OCL) AT 100 kHz, 100 mV	135 uH MIN, 370 uH MAX (-40°C≤T≤-30°C) 150 uH MIN, 370 uH MAX (-30°C<T≤125°C)
LEAKAGE INDUCTANCE	0.50 uH MAX @ 100 kHz
INSERTION LOSS	0.25 dB MAX @ 4 MHz
RETURN LOSS (Z OUT = 100 OHM ±1%)	20 dB MIN @ 4 MHz
INPUT – OUTPUT ISOLATION	4300 VDC FOR 60 SECONDS WITH 1.0 mA MAX OF LEAKAGE CURRENT
INSULATION RESISTANCE	400 MEGAOHMS MINIMUM
WORKING VOLTAGE	1000 VDC FOR 15 YEARS

Fig.3. Pinout and datasheet of transformer considered for this study.

II.3. Impedance and S-parameters measurement

The first required data set is the characterisation of Common mode and Differential mode impedance at low frequency. The two circuits used to make the measurements are shown in fig. 4. An impedance measurement can be performed from DC to about 100 MHz with impedance meter.

This measurement set will allow the model to be accurate at low frequency in terms of impedance and phase. Accurate DC point modeling is critical.

The second set is the measurement of S-parameters. This measurement provides information on the power transfers between the 4 different ports of the component. Through the measurement of the single ended S-parameters, the mixed- mode S-parameter matrix can be calculated. A 4 port VNA is used to perform this measurement from 150 kHz up to 1 GHz.

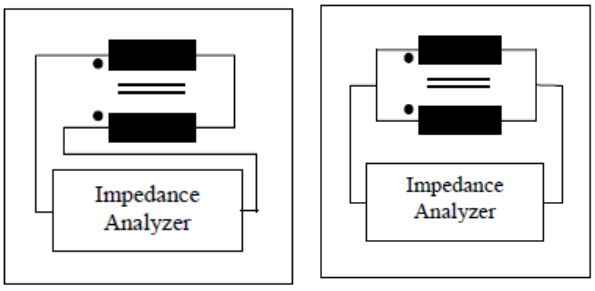


Fig.4. CM and DM measurement with impedance meter.

II.4. Data processing

Once all the measurements have been carried out, the data must be processed in order to obtain the required characterization, i.e. an S-parameter file over the entire frequency range.

The first step is to convert the S-parameter measurements into impedance measurements to have impedance measurements over the entire frequency range. Switching from S-parameter to impedance will allow the two measurements to be compared and observe if there is any consistency.

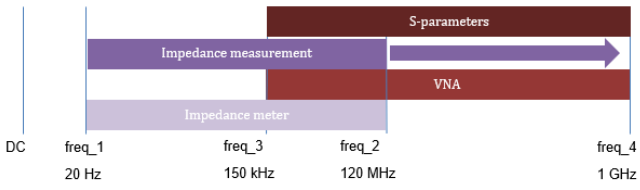


Fig.5. Conversion of S-parameters measurement into Impedance.

In order to perform this conversion, it is necessary to transform the single-ended S-parameters into mixed-mode S-parameter matrix which represents the different modes of an electrical component. This step is done using equation 2, which uses the pass matrix M to perform the conversion.

$$Smm = M * Sn * M^{-1} \; with \; M = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

The resulting S_{mm} matrix is then cut into 4 2x2 matrices which represent the 4 different circuit modes: S_{dc}, S_{cd}, S_{dd} and S_{cc}.

In this section, only the S_{cc} and S_{dd} matrices will be used, the CM to CM and DM to DM matrices respectively. These two matrices will be transformed into the impedance of CM and DM in order to correlate with the impedance meter measurements. They are transformed into an ABCD matrix using the equations 3. Thus the matrix S_{dd} becomes $ABCD_{dd}$ and S_{cc} becomes $ABCD_{cc}$.

$$\begin{aligned} A &= \frac{(1+S11)(1-S22)+S12*S21}{2*S21} \\ B &= Z0\frac{(1+S11)(1+S22)-S12*S21}{2*S21} \\ C &= \frac{1}{Z0}\frac{(1-S11)(1-S22)-S12*S21}{2*S21} \\ D &= \frac{(1-S11)(1+S22)+S12*S21}{2*S21} \end{aligned} \quad (3)$$

By identification, equation 4 shows that the coefficient B of ABCD matrix of a series impedance is equal to the impedance of the circuit. Thus B_{dd} which is the coefficient B of the matrix $ABCD_{dd}$ is equal to the impedance of the DM circuit of the transformer. In the same way for the CM circuit, B_{cc} the coefficient of the $ABCD_{cc}$ matrix is equal to the impedance of the transformer CM circuit.

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

Fig. 6 shows the different coefficients of the $ABCD_{cc}$ matrix. As expected, A_{cc} and D_{cc} coefficients are close to 1. Similarly, C_{cc} coefficient is close to 0 as expected by the theory.

Coefficients B_{cc} and B_{dd} are then compared respectively to the CM and DM measurements made with the impedance meter. Over the crossover range (between 150 kHz and 120 MHz), it can be seen that the two curves are very close to each other and have the same variations. With a dedicated Matlab program, the two curves are merged to obtain only one by assembling them according to the criteria of derivative and amplitude difference between the two curves. Same operation is done for DM data.

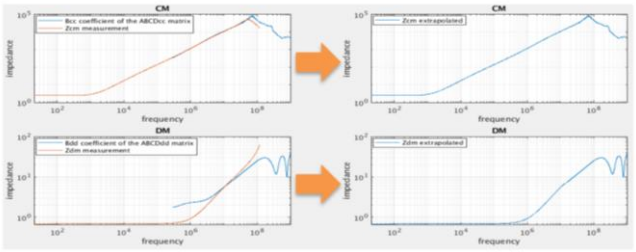


Fig.6. Comparison between measured impedance and calculated B coefficient. Extrapolation of Z_{CM} and Z_{DM} of transformer.

This first step has shown the expansion of the impedance data with the S-parameter measurements of the VNA. It also shows that the measurements are consistent and close to each other.

The second step is to do the reverse path, i.e. to use the impedance files from CM and DM and transform it into the S_{cc} and S_{dd} matrices. Since the CM and DM measurements are extended from 20 Hz to 1GHz, it is now possible to extend the S_{cc} and S_{dd} parameters in the same frequency range as shown in Fig. 7.

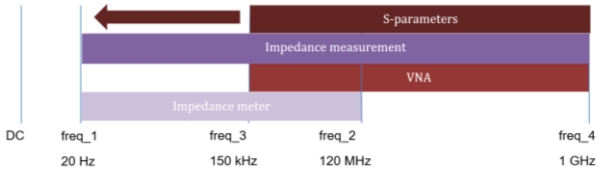


Fig.7. Conversion of Impedance data into S-parameters.

ABCD to S matrix transition equations are used again. As seen in the previous section, A and D coefficient are equal to 1, C coefficient is equal to 0 and B coefficient is known over the whole considered frequency range for the CM and DM circuit. It is therefore possible to convert impedance data to S_{cc} and S_{dd} matrices.

$$S11 = \frac{A + \frac{B}{Z0} - \frac{C}{Z0} - D}{A + \frac{B}{Z0} + \frac{C}{Z0} + D}$$

$$S12 = \frac{2 * (AD - BC)}{A + \frac{B}{Z0} + \frac{C}{Z0} + D} \quad (5)$$

$$S21 = \frac{2}{A + \frac{B}{Z0} + \frac{C}{Z0} + D}$$

$$S22 = \frac{-A + \frac{B}{Z0} - \frac{C}{Z0} + D}{A + \frac{B}{Z0} + \frac{C}{Z0} + D}$$

Fig. 8 shows the result of the conversion using equations 5. In blue is displayed the result of the calculation and in orange the VNA measurements. It can be seen that the curves obtained give the same result when the 2 data sets are available. This step enables the expansion of S-parameter data below the frequency range measured with the VNA.

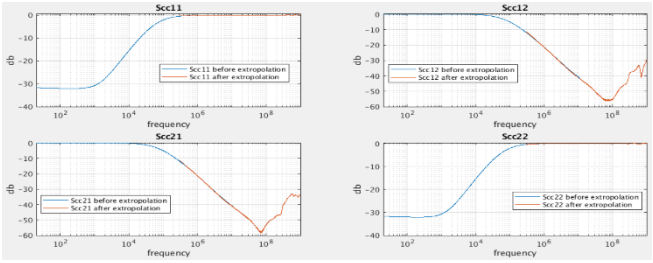


Fig.8. Expansion of S-parameter data after calculation using impedance data.

Now that mixed-mode S_{cc} and S_{dd} data is available in the whole frequency range, final step is to extrapolate the conversion mode S_{dc} and S_{cd} measurements up to 20Hz to have the complete S-parameter matrix.

At this step, we have impedance measurement data on a frequency range from 20 Hz to 1 GHz, but also S_{cc} and S_{dd} matrices on the same frequency range. Simple extrapolation using pass matrices on the lower part of the frequency range is performed to obtain complete S-parameter data set.

This step is done with a Matlab program using a polynomial of degree 20 to have a fairly high accuracy. The latter uses the matrices S_{dc} and S_{cd} over the frequency range from 150kHz to 1GHz to calculate all its coefficients. The extrapolation is then performed by calculating the values of the coefficients from 20Hz to 150kHz. Fig. 9 presents the results for the S_{dc} matrix.

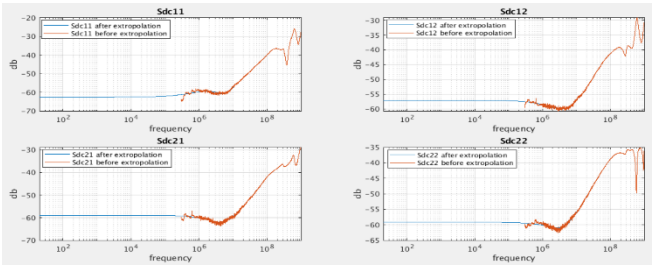


Fig.9. Expansion of conversion mode S-parameter data after polynomial extrapolation in the 20 Hz – 150 kHz frequency range.

With all the previous steps described, S-parameters of a transformer are obtained accurately over a frequency range from 20 Hz to 1 GHz. This flow only requires 3 measurements, 2 with impedance meter measurements for the CM and DM between 20 Hz and 120 MHz, and the third one is a S-parameters measurement with a 4 ports VNA. This method allows to quickly characterize a component thanks to the automation of the calculations

with a Matlab script that uses the 3 measurements and returns an .s4p file between 20 Hz and 1 GHz.

III. MODEL VALIDATION IN TPL COMMUNICATION BUS SIMULATION BENCH

III.1. TPL communication bus investigation

To operate an electric vehicle, an enormous amount of power thousand times stronger than that of a smart phone is required. That is why electric vehicles (EV) need from dozens of battery cells up to as many as thousands. A battery cell is a basic unit of a lithium ion battery that exerts electric energy by charging and discharging [5]. In order to monitor the state of the cells and manage this battery network, Battery Management System (BMS) components are needed is this type of application. NXP developed its own specific communication bus to connect several BMS components in daisy chain. It is a differential bus called TPL. Fig.10 shows a standard use case : battery cells controller (for example NXP MC33771) is connected to microcontroller by using a TPL transceiver (for example MC33664). Communication are based on TPL passive electrical bus.

High-speed differential isolated communication is achieved through the use of transformers.

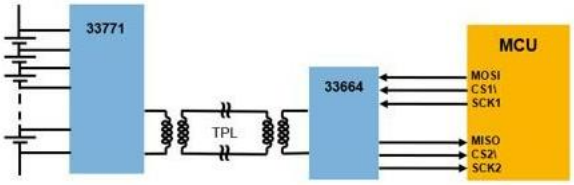


Fig.10. TPL communication bus use case.

To perform electrical simulations in order to predict and validate system performances, a lumped model of transformer presented in fig.11 is used for EMC simulations.

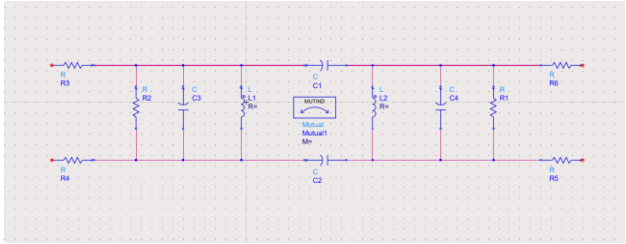


Fig.11. Topology of transformer lumped model.

Different signals are observed during injection of interference on TPL bus (nodes (3)-(4)) shown in fig. 12 :

- signals battery cell controller (emitter) (1) – (2)
- transceiver signals to achieve MCU link (5) – (6)

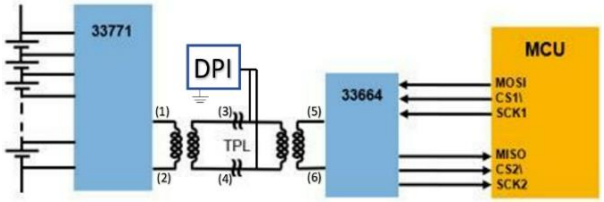


Fig.12. DPI setup on TPL communication bus.

For Direct Power Injection (DPI) [x] simulations on TPL communication bus (fig.12), common mode injection is performed from 150 kHz up to 1 GHz, for a level of power of 39 dBm.

In this case, transformers model behave like an ideal filter over the whole frequency range considered. As a result, the common mode noise is totally rejected at transceiver level (5)-(6) for the full frequency range considered as shown in fig.13.

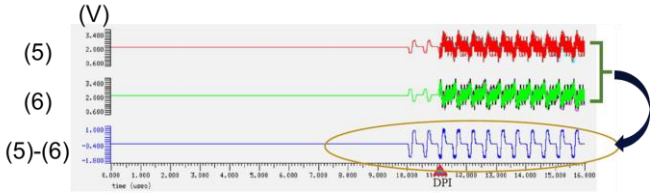


Fig.13. Signal waveforms during DPI on TPL communication bus.

Even at a level of power of 39 dBm, interference injected in the communication bus is not seen on (5)-(6) signal. The transformer model is behaving like an ideal filter which raises questions about the predictability of results we will observe during measurements campaign at the laboratory.

In a next step, lumped mode is replaced by the new model obtained with flow described in section II. The aim is to compare the signal (5)-(6) with our new transformer model based on the previous calculations and the lumped transformer model.



Fig.14. Signal waveforms during DPI on TPL communication bus with new transformer model.

We observe that our model seems more sensitive to the DPI interference, the signal (5)-(6) is less filtered (fig.14). High frequency interference is observed in the common mode curve.

The main limitation of using a lumped transformer model is to perform a false prediction. A communication issue for example could appear in the real application because the lumped models seems to behave like an ideal filter.

The next step is to compare our results with laboratory measurements in order to conclude on the effectiveness of our model.

IV. CONCLUSION

During the electrical characterization of systems designed for automotive market, EMC simulations are performed by designers to predict and improve EMC performances of systems in order to guarantee compliancy of integrated circuits to applicable EMC standards.

To have a high degree of confidence in EMC simulation results, accurate models are needed to predict emission and immunity performances of electronic systems.

In some cases, models of external components provided by manufacturers do not able to reach this required level of confidence in simulation results. To overcome this issue, modelling flows of components have to be developed to improve accuracy of simulation results.

This is illustrated in this paper with the modelling and the validation of transformers used in automotive communication bus, TPL.

Transformers models provided by manufacturers behave like an ideal filter over the whole frequency range considered. As a result, simulations do not reflect what will be observed during measurements campaign at the laboratory. If an issue is detected afterward, cycle time will be heavily impacted.

When lumped mode is replaced by the new model obtained with internal flow, interference can be observed in the communication bus signals after transformer filtering when high frequency waveforms are injected in the bus. This simulation setup will be more inclined to represent realistic EMC behavior of system. Internal modelling flow dedicated to external components must be developed to improve accuracy of EMC simulation results.

REFERENCES

[1] A. Ahmad, *"Automotive Semiconductor Industry - Trends, Safety and Security Challenges,"* 2020 8th International Conference on Reliability, Infocom Technologies and Optimization (Trends and Future Directions) (ICRITO), 2020, pp. 1373-1377.

[2] NXP community website, *"What does TPL stands for"*, https://community.nxp.com/t5/Power-Management/What-does-TPL-stand-for/m-p/1025504

[3] F. de Leon and A. Semlyen, "*Complete transformer model for electromagnetic transients*," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 9, no. 1, pp. 231-239, Jan. 1994, doi: 10.1109/61.277694.

[4] Ellingson, Steven W, *"Electromagnetics, Vol. 1."* Blacksburg, VA: VT Publishing. https://doi.org/10.21061/electromagnetics-vol-1 CC BY-SA 4.0, 2018

[5] Samsung website, *"The Composition of EV Batteries: Cells? Modules? Packs? Let's Understand Properly! "*, https://www.samsungsdi.com/column/all/detail/54344.html

[6] J. Loeckx and G. Gielen, *"Assessment of the DPI Standard for Immunity Simulation of Integrated Circuits,"* 2007 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2007, pp. 1-5, doi: 10.1109/ISEMC.2007.160.

UNE ETUDE COMPARATIVE DES NIVEAUX DPI SUR UN CI BMS AVEC UN MODELE ANALYTIQUE DES RESONANCES

B. Guendouz[1,2], K. Abouda[2], A. Boyer[2,3], S. B. Dhia[2,3], H. Mediouni[2], J. Dietsch[2]

[1]LAAS-CNRS
[2]NXP semiconducteurs
[3]Univ. De Toulouse, INSA, UPS, LAAS

Résumé. En ce qui concerne l'immunité contre les interférences électromagnétiques (IEM) d'un circuit intégré de management de batteries (CI BMS), les pistes de PCB (Printed Circuit Board), les composants externes et l'impédance présentée par le BMS ont un rôle majeur. Dans la plupart des cas, les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) sont rapportés dans les dernières phases de tests d'un produit ce qui peut engendrer des changements de conception augmentant ainsi les couts et le temps de lancement du produit dans le marcher. Dans ce contexte, ce travail propose de montrer l'impact des composants externes, pistes de PCB et architecture de protection Hot-Plug (HP) sur le bruit couplé au niveau du CI BMS. Un model analytique basé sur la théorie des réseaux à échelle (ladder networks) est utilisé afin de formuler les fréquences de couplage maximal de bruit sous un choix moins couteux de composants externes. Ce modèle est ensuite utilisé dans la comparaison de deux architectures de protection HP en termes de bruit couplé sur le CI BMS.

I. INTRODUCTION

Les batteries Lithium-Ion ainsi que les circuits de gestion de batterie, en anglais Battery Management System BMS [1], font toujours sujet de recherche afin de développer les nouvelles générations de voitures électriques (VE). Un aspect majeur de ce développement, par exemple, est la caractérisation des IEM conduites provenant de l'onduleur de puissance actionnant le moteur (inverter [2]) qui constitue une des sources d'agression du CI BMS. Dans ce chemin de bruit, les pistes PCB et l'impédance présentée par le CI BMS sont cruciaux pour une caractérisation appropriée du spectre des interférences [2][3]. Ainsi, ce travail aborde l'impact de tous ces composants pendant des simulations de CEM du CI BMS . En effet, durant la conception du CI BMS, la CEM des circuits est simulée à travers des approches standards telle la direct power injection (DPI)[6] afin d'effectuer des changements de conception et des optimisations en amont de la phase de test pour réduire les couts et anticiper les défauts. Ainsi, choisir le bon modèle de front-end analogique du CI BMS joue un rôle majeur par rapport aux niveaux d'injection. Encore plus important est la façon par laquelle les composants externes sont placés comme les capacités de protection HP. Donc, avoir un modèle analytique simple qui prédit les fréquences de couplage maximal de bruit et niveaux d'injections dans les premières phases de conception s'avère vital afin de correctement caractériser l'immunité du CI BMS mais aussi pour optimiser le système en termes de cout de filtres, capacités etc. Additionnellement, bien que la théorie des échelles fut déjà une approche pour aborder les lignes de transmission [4], ce travail en fait usage de façon simple afin d'extraire les fréquences de couplage maximal de bruit dans un environnement de CI BMS. Du côté du CI BMS, l'architecture de diodes de protection contre les décharges électrostatiques contribue à l'impédance présentée par celui-ci influençant ainsi les niveaux d'injections. Deux architectures de protection HP sont distinguées: une architecture centralisée [8] et une architecture différentielle [7]. Ainsi, avoir un modèle analytique simple qui prédit les fréquences de coulage maximal de bruit avec l'inclusion de l'architecture de protection HP peut s'avérer nécessaires dans les premières phases de conception. Non seulement ceci guide le choix de l'architecture de protection HP en termes de niveaux d'injections, mais aussi met en place un guide de conception de celle-ci afin de réduire le bruit couplé. Dans ce travail, ce modèle est proposé, validé par simulations et utilisé dans la comparaison de deux architectures de protection HP en termes de niveaux d'injection pendant la DPI. Ce papier est organisé comme suit : en premier, des concepts de front-end du CI BMS sont donnés. Deuxièmement, la modélisation des pistes PCB, CI BMS et d'injection DPI est présentée. Troisièmement, l'effet de la configuration de la capacité de protection sur la DPI est visualisé et le modèle analytique des fréquences de résonances est élaboré. Enfin, la comparaison entre deux architectures de protection HP est abordée ainsi qu'un modèle analytique.

II. FRONT-END TYPIQUE DE CI BMS

Le but principal d'un CI BMS est d'assurer un fonctionnement sécurisé et optimisé de la batterie. Deux fonctions principales d'un CI BMS sont la mesure à grande précision de la tension des cellules de la batterie et l'équilibrage passive de ces cellules (cell balancing [1]). Fig. 1 montre une vue système du front-end du CI BMS et son environnement externe où S_i est le switch d'équilibrage passive , C_d sont les capacités de protection HP (47 nF) et R_b est la résistance d'équilibrage passive.

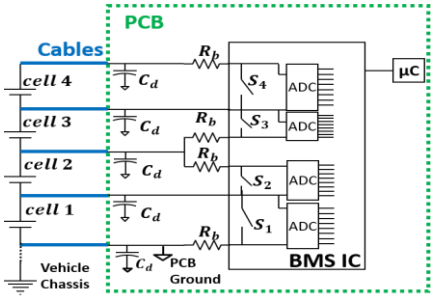


Fig. 1. Vue système d'un frontend typique de CI BMS

III. MODELISATION DE L'ENVIRONNEMENT DU CI BMS

Le but de cette section est d'élaborer les modèles de pistes PCB, CI BMS et injection DPI afin de lancer des simulations réalistes d'une part, mais aussi formuler les résonances.

III.1. Modèle du CI BMS

Afin de simplifier l'approche, le switch d'équilibrage passif est considéré comme contributeur majeur dans l'impédance présentée par CI BMS. En effet, ces switches sont conçus pour avoir une large surface et une dissipation minimale de la chaleur dans le CI pendant l'équilibrage passif des cellules, ainsi, ils présentent un effet capacitif considérable étant ouverts. En simulant les capacités parasites d'un switch existant, une valeur de capacité de 30 pF a été choisie pour le représenter (C_L sur la Fig. 2).

III.2. Pistes PCB et Modèle DPI

Sur la Fig. 1, les pistes PCB sont modélisées en fonction de leurs longueurs. La longueur maximale est celle des câbles (20cm) provenant de la batterie (en bleu dans Fig. 1). Un modèle RLC a été utilisé pour modéliser les pistes PCB et les câbles. En présence d'une capacité C_d (47 nF) et d'une résistance R_b d'une valeur de 15 Ω, l'effet capacitif et résistif des pistes PCB et des câbles est négligé. Ainsi, seules des inductances sont utilisées pour modéliser les pistes PCB et les câbles. L_0 dans la Fig. 2 modélise le câble de 20 cm alors que L_1 modélise les différentes sections des pistes PCB. Additionnellement, un modèle réaliste de la capacité C_d qui inclut son comportement résistive et inductive a été utilisé. Concernant la DPI, une injection en mode commun (MC) a été implémentée avec une puissance de 30 dBm (V_i dans la Fig.2) couplée aux pistes PCB à travers R_i et C_i (6.8nF) comme le requiert les standards. Vues les valeurs de L_0 et C_d, l'intervalle de fréquences considérée à ce stade est [150 kHz; 100 MHz] car l'ordre de grandeur des résonances introduites par ces composants sera en dessous de 100MHz.
En se basant sur le setup de la Fig. 2, deux configurations seront considérées dans la comparaison des niveaux d'injections:

- Config A: C_d connectée à la masse.
- Config B: C_d connectée en différentiel (Fig.2).

Enfin, afin d'extraire la valeur crête-à-crête (peak-to-peak) de la tension différentielle sur la charge (C_L), des simulations transitoires ont été élaborées dans un environnement SPICE pour 4 cellules où:

- Suffisamment de périodes ont été considérées afin d'extraire les tensions crête à crête en régime permanent (minimum de 500 périodes).
- La tension crête-à-crête, noté $V_{pk2pk}(C_{Li})$, a été moyenné pour chaque fréquence injectée sur les 50 dernières périodes du signal.
- Enfin, suffisamment de points par décade ont été considérés dans l'intervalle [150 kHz; 100 MHz] (500 pts/décades).

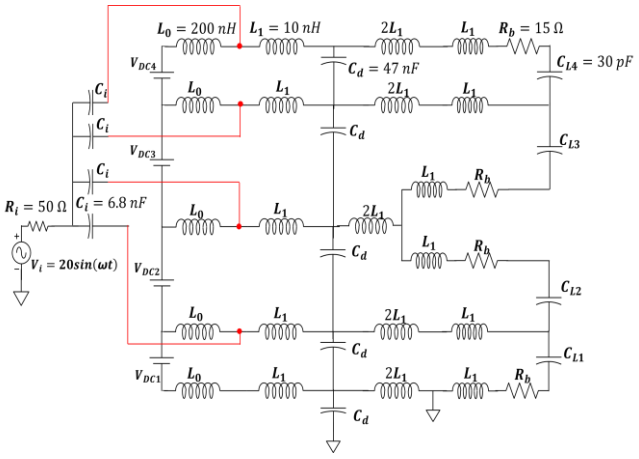


Fig. 2. Modélisation des pistes PCB et de l'injection MC en Config B.

IV. EFFETS DE LA CAPACITE C_D SUR LES NIVEAUX D'INJECTION DPI ET MODELE ANALYTIQUE

Dans cette section, les config A et B seront comparées en termes de valeur crête-à-crête de la tension différentielle générée aux bornes des condensateurs C_{L1}, C_{L2}, C_{L3}, C_{L4}. Cette valeur sera notée $V_{pk2pk}(C_{Li})$. Ensuite, un modèle analytique basé sur la théorie des réseaux à échelle sera présentée afin de formuler les fréquences de couplage maximale de bruit.

IV.1. Résultats de Simulations

Quand C_d est connectée à la masse (config A), les pistes PCB présentent une impédance symétrique sur chaque branche. Et puisque l'injection est en mode commun, la conversion du mode commun en différentiel est minimale. En effet, selon les Fig.3b,3c,3d, la config A montre des niveaux d'injection considérablement réduits. Pour la cellule du bas (modélisée par C_{L1}), puisqu'une de ses branches est connectée à la masse, l'injection DPI est pratiquement en mode différentiel, présentant ainsi des niveaux d'injection supérieurs à ceux des autres cellules. Concernant la config B, placer C_d en différentiel entraine une conversion mode commun en différentiel plus importante. En effet, comme le montre la Fig.3, des fréquences de résonances ont été introduites due au couplage entre les pistes PCB. Ainsi, ces dernières constituent des fréquences de susceptibilité du CI BMS. Bien que la config A permet d'avoir moins de niveaux d'injection et de fréquences de résonances, la capacité C_d doit présenter une tenue en tension supérieure dans la config B (de l'ordre de 100V). En conséquences, la config A entraine un prix supérieur de la capacité C_d spécialement dans un pack avec un grand nombre de cellules. Alternativement, des niveaux d'injection supérieurs et des fréquences de résonances sont présents dans la config B. Cependant, puisque C_d est placée en différentiel, elle sera alors évaluée pour une tension plus basse (de l'ordre du 5V), permettant ainsi un prix réduit.

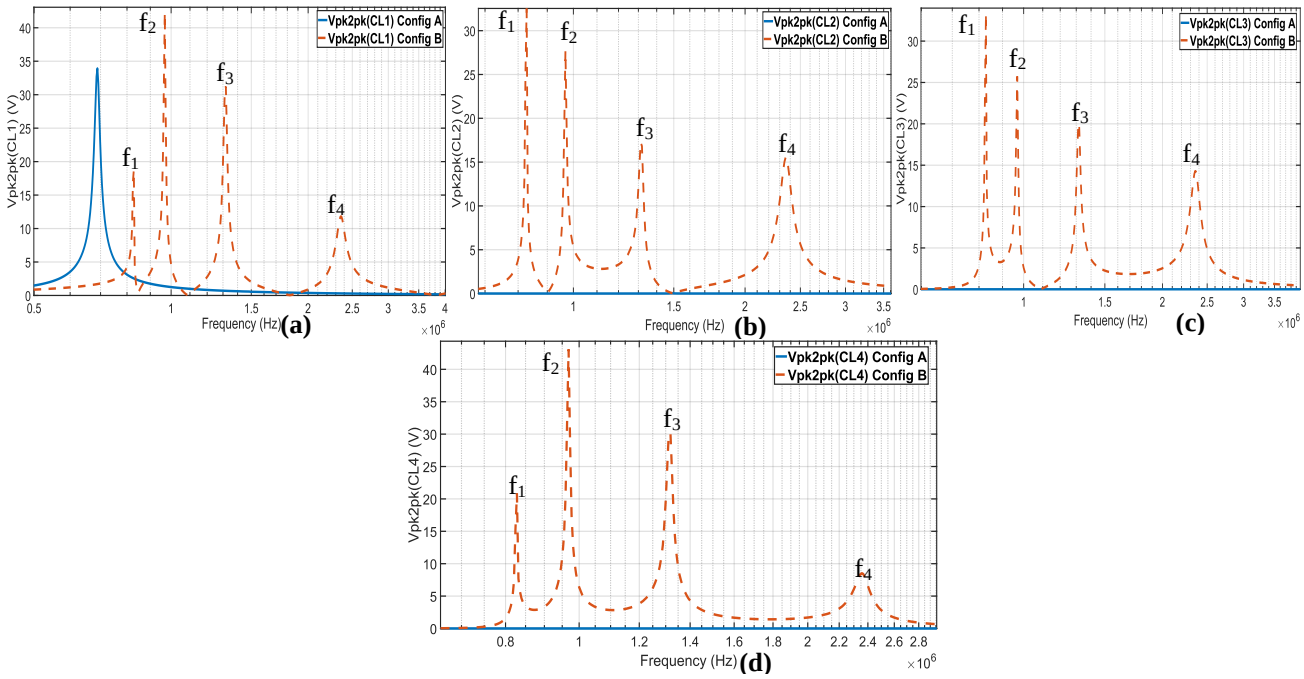


Fig. 3 $V_{pk2pk}(C_{Li})$ en fonction de la fréquence d'injection pour comparer la Config A et B. A l'exception des fréquences montrées, les deux graphes sont identiques. ***(a)*** *$V_{pk2pk}(C_{L1})$ dans la Config A et B.* ***(b)*** *$V_{pk2pk}(C_{L2})$ dans Config A et B.* ***(c)*** *$V_{pk2pk}(C_{L3})$ dans la Config A et B.* ***(d)*** *$V_{pk2pk}(C_{L4})$ dans la Config A et B.*

IV.2. Modèle Analytique Des Fréquences De Couplage Maximal de Bruit

Pour la config B, due au large ratio entre C_d et C_L, l'effet du CI BMS peut être négligé en dessous de 100MHz. Deuxièmement, puisque la source de tension idéale ne présente aucune impédance, celle-ci est considérée comme un court-circuit en AC. La Fig. 4 illustre ce modèle. Afin de faciliter l'approche, une injection DPI différentielle sur la cellule du haut est considérée (Fig. 4a).

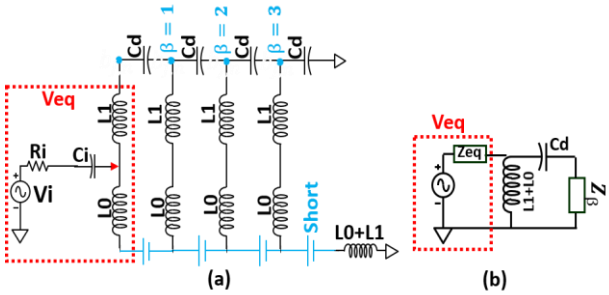


Fig. 4. Simplification du modèle PCB de la Config B. (a) C_L et R_b sont enlevés. (b) modèle simplifié en utilisant Z_β.

De la Fig. 4a, le modèle des pistes PCB est dorénavant un réseau à échelle C-L avec une entrée V_{eq}. Les sorties considérées sont les tensions différentielles sur les capacités C_d. En se basant sur [4], l'équation suivante donne une approximation des niveaux d'injection:

$$V(C_d) = \frac{\sum_{j=0}^{n-\beta+1} c_{j,n-\beta+1}\left(\frac{1}{s^2(L_0+L_1)C_d}\right)^{j+1}}{\sum_{j=0}^{n} b_{j,n}\left(\frac{1}{s^2(L_0+L_1)C_d}\right)^{j}} V_{eq} \qquad (1)$$

Où Cj,n-β+1 et bj,n sont en fonction des coefficients binomiaux [5] et β le nœud d'intérêt (Fig. 4a). Afin de prouver (1), une formule récursive de l'impédance vue de chaque nœud β vers la droite entre deux nœuds consécutifs doit être établie . Cette impédance [5] s'écrit comme suit.

$$Z_\beta(s) = \frac{\sum_{j=0}^{n-\beta} b_{n-\beta,j}\left(\frac{1}{s^2(L_0+L_1)C_d}\right)^{j}}{\sum_{j=0}^{n-\beta+1} c_{n-\beta+1,j}\left(\frac{1}{s^2(L_0+L_1)C_d}\right)^{j+1}} \qquad (2)$$

En utilisant l'équation (2), les pistes PCB dans la Fig. 4a peuvent être simplifiées comme sur la Fig. 4b quand β=1. De la Fig. 4b, un couplage maximal de bruit est établie quand l'impédance est maximale. Sous cette condition, Z_β est maximale sur des fréquences de résonances. De [4], les racines du dénominateur de l'équation (2) peuvent s'écrire comme suit pour β=1:

$$f_{Ncells}^{(i)} = \frac{1}{4\pi\sqrt{(L_0+L_1)C_d}\,Sin\left(\frac{i}{2(N_{cells}-\beta+2)}\pi\right)} \qquad (3)$$

Où Ncells est le nombre des cellules dans le pack et 'i' est l'indice des fréquences de résonance appartenant à [1; Ncells]. Afin de valider (3), les 4 fréquences de résonances ont été calculées et comparées à leurs valeurs respectives simulées de la Fig. 5e,f,g,h (sous la Config B).

Tableau 1. Résonances calculées et simulées.

	Simulation Config B	***Equation (3)***
f_1	826.116 kHz	842 kHz
f_2	968.481 kHz	990 kHz
f_3	1.319 MHz	1.36 MHz
f_4	2.366 MHz	2.59 MHz

Du Tableau .1, les valeurs des résonances simulées (avec la totalité du modèle des pistes PCB dans la Fig.2) restent proches des valeurs calculées par (3) (une différence relative inférieure de 10%). Ceci confirme, jusqu'à un certain degré, l'ensemble des considérations qui ont été prises au début de cette section. Ainsi, on peut prédire les fréquences de couplage maximale de bruit en fonction de

si une capacité est placée en différentielle entre les pistes PCB. En plus, ceci permet d'estimer l'impact des choix de layout des pistes PCB sur le bruit couplé dans les premières phases de conception. Enfin, la config B sera retenue pour le reste de l'article car elle constitue le choix le moins cher.

V. COMPARAISON DES ARCHITECTURES DE PROTECTION HP EN TERMES DE NIVEAUX D'INJECTION DPI ET MODELE ANALYTIQUE

L'architecture de protection HP est activée lors d'un premier branchement du CI BMS pour rediriger le courant vers la masse. Elle est aussi conçue pour ne pas s'activer lors des tests DPI. Cependant, l'effet capacitif des diodes a toujours un impact sur le niveau d'immunité du CI BMS. Dans cette section un modèle hautes fréquences (HF) des diodes est élaboré et validé par simulations d'une part. D'autre part, la comparaison entre les deux architectures de protections HP est présentée selon différents cas de résistance d'équilibrage (R_b).

V.1. Modèle HF De Diodes

Afin de profiter de la théorie des réseaux à échelle utilisée dans la section précédente, un modèle HF des diodes est considéré dans les calculs.

a - Architecture Centralisée

L'architecture centralisée [8] fait usage de diodes pour rediriger le courant vers une structure ESD (clamp). Une telle architecture est montrée sur la Fig.5a, :

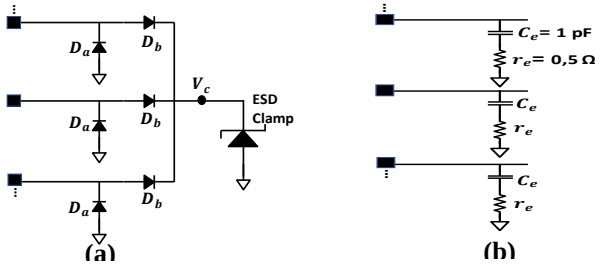


Fig. 5. (a) Architecture de protection HP centralisée.(b) Modèle HF de l'architecture de protection HP centralisée.

Par rapport à [8], les diodes Da sont rajoutées pour une approche plus réaliste, au cas où une branche part en négatif. Comme le nœud Vc est polarisé autour de la tension du pack, la tension aux bornes Da augmente alors que celle sur D_b diminue en allant du bas vers le haut. Puisque la capacité de jonction d'une diode est inversement proportionnelle à son voltage, la capacité de Da diminue alors que celle de D_b augmente en allant du bas vers le haut. Le clamp ESD, lui, présente une plus grande capacité comparé à Da et D_b directement à la masse. En plus, les diodes présentent une faible résistance due la région quasi-neutre sur le chemin du signal AC. Fig.5b montre le modèle considéré. Afin de valider ce modèle, des simulations DPI ont été faites avec 15dBm seulement pour empêcher D_a de la première cellule de s'activer maintenant ainsi un effet capacitif. 18 cellules ont été considérées avec l'architecture centralisée d'une part, puis avec le modèle HF d'autre part sans l'inclusion de R_b afin de visualiser les résonances dans l'intervalle [150 kHz; 1 GHz]. Des simulations transitoires ont été effectuées avec 1000 points par décade.

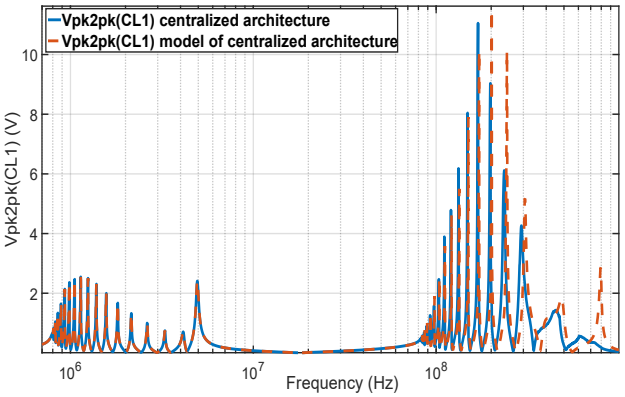


Fig. 6. Validation du modèle HF de l'architecture HP centralisée.

De la Fig.6, le modèle HF montre un accord convenable avec l'architecture centralisée et sera ainsi retenu pour le reste de l'analyse. Enfin, les résonances en basses fréquences sont causées par C_d alors que celles en hautes fréquences sont causées par le réseaux à échelle C-L constitué de {3L1, CL}. Ainsi, le reste des simulations sera effectué dans l'intervalle [70 MHz ; 1 GHz].

b - Architecture Différentielle

L'architecture differentielle dans [7][8] fait usage de diodes Zener différentielles afin de rediriger le courant vers la masse. Avec la même approche de l'architecture centralisée, le modèle HF suivant est proposé.

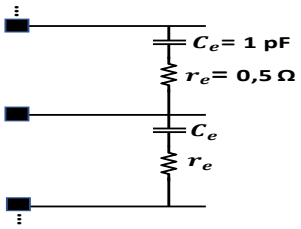


Fig. 7. Modèle HF de l'architecture de protection HP différentielle.

Le modèle HF de l'architecture différentielle a été validé dans l'intervalle [70 MHz; 1GHz].

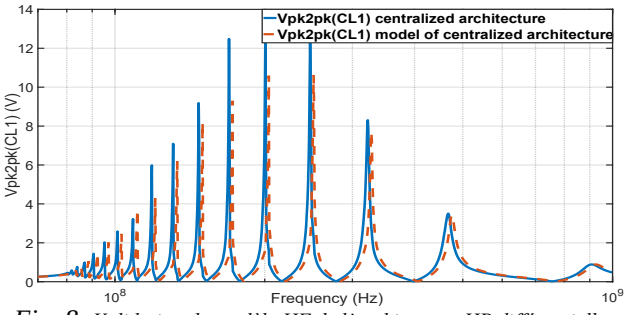


Fig. 8. Validation du modèle HF de l'architecture HP différentielle.

De la Fig.8, le modèle HF montre un accord convenable avec l'architecture centralisée et sera ainsi retenu pour le reste de l'analyse.

V.2. Comparaison Entre l'Architecture Centralisée et Différentielle sans R_b

Afin de clairement visualiser l'effet de chaque architecture, R_b n'est pas incluse dans un premier temps. Pour faciliter cette approche, les pistes PCB sont considérées comme dans la Fig.9 pour 18 cellules. Des simulations DPI ont été faites pour les deux types d'architectures et la valeur crête-à-crête de la tension générée coté CI BMS a été extraite avec 1000 points par décade.

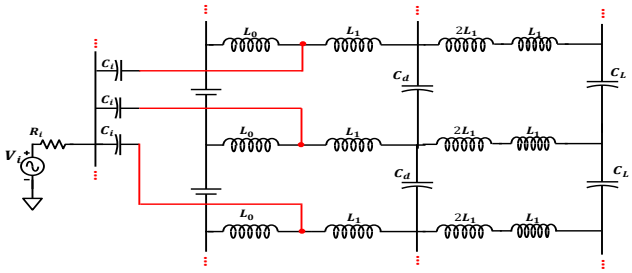


Fig. 9. Layout des pistes PCB considéré dans la comparaison entre les architectures de protection HP pour 18 cellules.

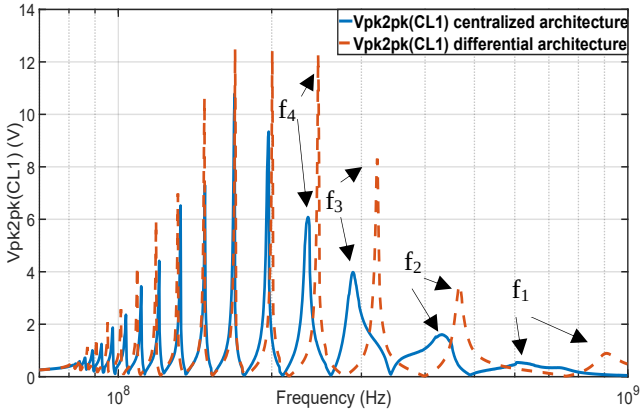


Fig. 10. Comparaison entre les architectures de protection HP en termes de niveaux d'injections sur C_{L1} sans R_b.

De la Fig.10, l'architecture centralisée montre un niveau d'injection supérieur en hautes fréquences de f_4 à f_1. Additionnellement, l'architecture centralisée entraine un décalage fréquentiel plus important que l'architecture différentielle pour les fréquences (f_4, f_3, f_2, f_1). Afin de valider davantage l'approche analytique présentée dans la section précédente, celle-ci sera utilisée dorénavant avec l'inclusion de l'architecture de protection HP centralisée et différentielle. Et puisque les résonances en hautes fréquences sont d'intérêt, C_d (47nF) montre alors une faible impédance et peut être considérée comme un court-circuit conduisant ainsi aux modèles suivants.

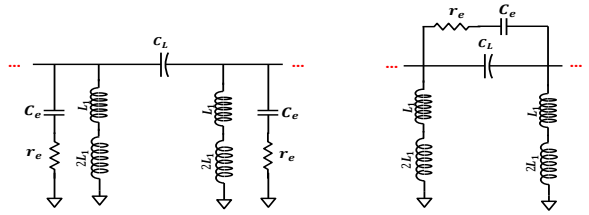


Fig. 11. Modèle des pistes PCB avec les architectures de protection HP. (a) Centralisée. (b) Différentielle.

Afin d'extraire les fréquences de résonances, l'équation (2) est exprimée dans le cas de la Fig.11a et la Fig.11b. Ainsi ces résonances constituent les racines des polynômes suivants.

- Dans le cas de l'architecture centralisée:

$$D(s) = 1 + C_e r_e s + 3L_1(C_e + a_{n,i}C_L)s^3 + a_{n,i}C_L 3L_1 C_e r_e s^3 \quad (4)$$

Où "i" est l'index de résonance, $a_{n,i} = 4\sin\left(\frac{i}{2(N_{cell}-\beta+2)}\pi\right)^2$, $\beta = 1$, et $N_{cell} = 18$.

- Dans le cas de l'architecture différentielle:

$$D(s) = 1 + C_e r_e s + 3L_1 a_{n,i}(C_e + C_L)s^3 + a_{n,i}C_L 3L_1 C_e r_e s^3 \quad (5)$$

Où "i" est l'index de résonance, $a_{n,i} = 4\sin\left(\frac{i}{2(N_{cell}-\beta+2)}\pi\right)^2$, $\beta = 1$, et $N_{cell} = 18$.

Chacun de ces polynômes a 3 racines dont une est réelle et les deux autres sont des complexes conjugués . La racine réelle est un pôle présents dans les THz et qui est introduit par l'architecture de protection HP. Cependant, les racines complexes impactent directement les réseaux à échelle (Fig.11). Plus précisément, la partie réelle de ces racines reflète l'atténuation du signal. Plus cette dernière sera plus importante, plus le signal sera atténué. Concernant la partie imaginaire, celle-ci représente la fréquence de résonance. Pour les fréquences d'intérêt, la valeur calculée par le modèle est présentée dans le Tableau .2.

Tableau 2. Valeurs simulées et calculées de f_1, f_2, f_3, f_4.

	Centralisée		Différentielle	
	Simulées [MHz]	**Equation (4)** [MHz]	**Simulées** [MHz]	**Equation (5)** [MHz]
f_4	236.1	248.695	246.7	254.136
f_3	289.1	320.271	322.2	336.142
f_2	433.6	445.672	466.8	501.340
f_1	613.9	682.434	920.7	999.257

Depuis le Tableau 2, le modèle analytique montre un accord convenable avec la simulation. En outre, ceci confirme que l'architecture centralisée place ces résonances plus basse fréquence que l'architecture différentielle. Cette approche analytique peut être utile dans les premières phases de conception afin d'évaluer l'impact du layout des pistes PCB et architecture de protection HP. De plus, cette approche permet potentiellement de repérer les fréquences de susceptibilité du CI BMS dans les premières phases de conception du produit. Concernant la partie réelle des racines complexes, la Fig.12 compare l'atténuation calculée des deux architectures.

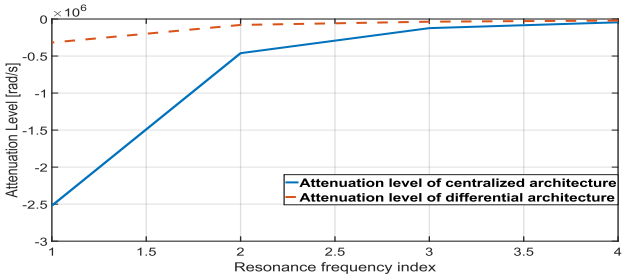


Fig. 12. Comparaison des niveaux d'atténuation entre les architectures de protection HP centralisée et différentielle.

La Fig.12 montre que l'architecture centralisée entraine une meilleure atténuation pour les résonances en haute fréquences. Ensuite, Rb est rajoutée et la comparaison entre les architectures est présentée.

V.3. Comparaison entre l'Architecture Centralisée et Différentielle avec R_b

Avec l'inclusion de R_b, un scenario plus réaliste d'injection est obtenu. R_b est rajoutée sur chaque branche sur la Fig.9 avec une valeur de 7.5 Ω. Sachant que R_b est dorénavant la source majeure d'atténuation, la comparaison entre les deux architectures est présentée sur la Fig.13.

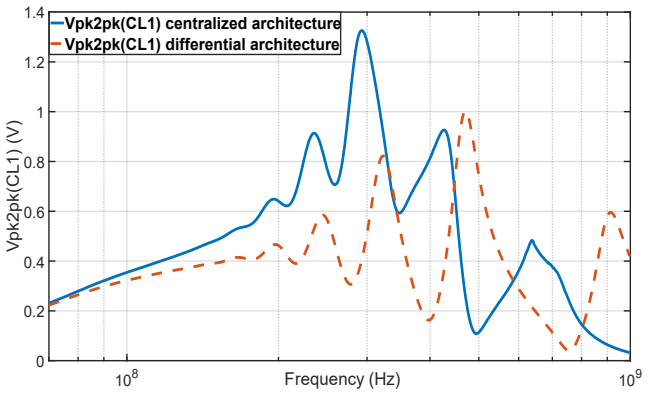


Fig. 13. Comparaison entre les architectures de protection HP en termes de niveaux d'injections sur C_{L1} avec R_b.

De la Fig.13, l'architecture centralisée montre un niveau d'injection et un décalage fréquentiel des résonances vers les basses fréquences plus important. Cependant, des niveaux légèrement plus élevés sont remarqués pour l'architecture centralisé autour de 260 MHz. En effet, après introduction de Rb, le facteur de qualité des résonances est drastiquement réduit. Ainsi, les allures des résonances et antirésonances sont plus larges et plus susceptible de se compenser. Puisque l'architecture centralisée introduit un décalage plus important des résonances vers les basses fréquences, l'amplitude augmente due à une compensation non précise entre les résonances et antirésonance (pôles et zéros de l'équation (2) formulés en présence de l'architecture HP et de Rb). En outre, il serait plus intéressant de comparer les deux architectures si la différentielle est conçus pour présenter un effet capacitif Ce de 100 pF et la centralisée de 10 pF. De ce fait, le modèle HF des architectures HP est utilisé avec ces valeurs de Ce et le layout PCB de la Fig.9.

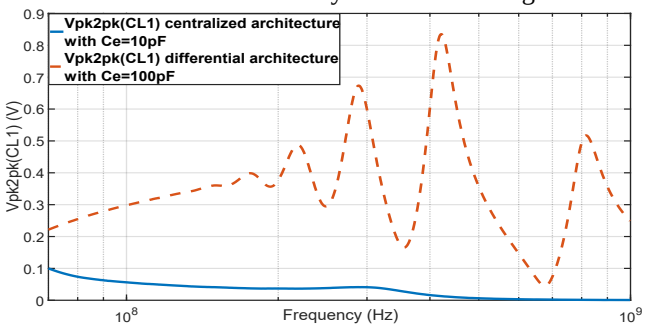


Fig. 14 Comparaison entre les architectures de protection HP avec des différentes conceptions.

De la Fig.14, l'architecture centralisée présente une atténuation plus importante que la différentielle avec une valeur de capacité plus faible. Ainsi, l'architecture centralisée permet de mieux filtrer comparé à l'architecture différentielle avec une surface réduite. En d'autres termes, l'architecture centralisée permet une meilleure intégration des condensateurs dans le CI. Enfin, ce travail présente une approche de conception de l'architecture de protection HP qui prend en compte l'aspect immunité du CI BMS.

VI. CONCLUSION

Ce travail a présenté des résultats de prédiction concernant la conception du PCB, composants externes, et architecture de protection Hot-Plug pour une performance optimale du CI BMS face aux perturbations électromagnétiques. En effet, un compromis entre le prix de la capacité externe de protection HP et le bruit couplé sur le CI BMS est présenté. Ensuite, une approche basée sur les réseaux à échelle C-L est utilisée pour formuler les fréquences de couplage maximale de bruit sur le CI BMS. Une comparaison entre deux architectures de protection Hot-Plug en termes de niveaux d'injection DPI est présentée, où le modèle analytique fut utilisé pour déterminer les résonances et les niveaux d'atténuations. Les futurs travaux auront pour but de valider expérimentalement les résultats présentés.

VII. REFERENCES

[1] *D. Andrea, Battery management systems for large Lithium-Ion Battery Packs, norwood: Artech house, 2010.*

[2] *M. T. F. M. R. M. Y. Zaatar, "High Frequency Battery Impedance Measurements for EMI Prediction," EMC, pp. 763-767, August 2013.*

[3] *S. T. W. K. M. Reuter, "Influence of a Traction Battery's Input Impedance on Conducted Emissions of an Automotive HV Inverter," in International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2013), Brugge, 2013..*

[4] *G. F. Giulio Antonini, "A New Approach for Closed-Form Transient Analysis of Multiconductor Transmission Lines," IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 46, NO. 4, pp. 523-543, 2004.*

[5] *G. F. A. D. M. Faccio, "A new fast method for ladder networks characterization," IEEE Transactions on circuits and systems, VOL.38, NO. 11, pp. 1377-1382, 1991.*

[6] *IEC 62132-4 – edition 1.0: Integrated circuits - Measurement of electromagnetic immunity - Part 4: Direct RF power injection method, 2006-02-21.*

[7] *V. D'Angelo, S. Cannavacciuolo, S. Lecce, V. Bendotti and O. Pennisi, "Enhanced hotplug protection in BMS applications. Part I: Theoretical Aspects and Practical Issues," 2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE), 2019, pp. 1-5.*

[8] *V. D'Angelo, S. Cannavacciuolo, S. Lecce, V. Bendotti and O. Pennisi, "Enhanced hotplug protection in BMS applications. Part II: Enhanced Solution Development," 2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE), 2019, pp. 1-6.*

CEM et cybersécurité

21ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2023)

Bus Spy: Récupération d'informations d'un SoC FPGA par le biais des émanations électromagnétiques du bus AXI interne.

M.-M.Thu[1], M. Méndez Real[1], M. Pelcat[1], P. Besnier[1]

[1]Univ Rennes, INSA Rennes, Nantes Université, CNRS, IETR-UMR 6164, F-35000 Rennes, France
May-Myat.Thu@insa-rennes.fr

Résumé

Dans cet article, nous démontrons une vulnérabilité en termes de protection de données potentiellement confidentielles dans les circuits intégrés de type "system-on-chip" (SoC) / "field programmable gate array" (FPGA). En particulier, nous montrons que les émanations électromagnétiques d'un bus interne de transmission de données de type "Advanced eXtensible Interface" (AXI) sont exploitables. Cette vulnérabilité est illustrée dans le cadre d'une application de traitement et de classification d'images. Un traitement approprié est appliqué au signal capturé par une sonde de champ magnétique pour reconstituer l'information transmise.

I INTRODUCTION

Ces dernières années, une tendance s'est développée vers l'accélération automatisée des algorithmes d'intelligence artificielle sur du matériel dédié. Les réseaux de type "convolutional neural network" (CNN) sont l'une des formes les plus populaires d'implémentation d'une intelligence artificielle (IA). Ils ont fait preuve d'une grande adaptabilité dans une variété d'applications telles que la vision par ordinateur, la reconnaissance d'objets, la surveillance du trafic et l'imagerie médicale. En raison de leur utilisation répandue, de nombreux CNN traitent désormais de données sensibles et confidentielles.

Au cours du processus d'inférence par le réseau neuronal, des signaux provenant de canaux auxiliaires tels que la consommation d'énergie ou les émanations électromagnétiques en champ proche ou en champ lointain peuvent être observés et exploités pour compromettre des informations secrètes du système, notamment la structure du réseau neuronal ou les données traitées. À notre connaissance, cet article est le premier à démontrer la vulnérabilité des bus de communication internes sur les SoC FPGA quelle que soit l'application traitée. Cette démonstration porte sur la récupération des images d'entrée de l'inférence sur FPGA à partir d'émanations électromagnétiques en champ proche.

L'article est organisé comme suit. L'état de l'art est brièvement restitué en section II. Les sections suivantes sont consacrées à l'exposé du scénario d'attaque (section III), l'étude des signaux d'intérêt (section IV), puis à la description de l'algorithme de restitution des données (section V). Enfin, la section VI présente les résultats obtenus avant de conclure en section VII.

II ETAT DE L'ART

Peu de travaux antérieurs se concentrent sur l'attaque de réseaux de neurones basés sur FPGA par canal auxiliaire. Leur objectif est d'identifier les entrées secrètes [1, 2], les poids [3, 4], ou encore l'architecture du modèle [4, 5, 6, 7], en exploitant et en analysant divers canaux secondaires (puissance, électromagnétique, timing, etc.). La majorité des publications se concentre sur les canaux secondaires de puissance [1, 2, 3, 6] tandis que seules quelques unes ciblent les canaux secondaires électromagnétiques [4, 5, 7]. Ces dernières se concentrent sur la récupération de l'architecture ou des paramètres du modèle, et aucun travail n'a pris en compte la vulnérabilité des bus AXI pendant la transmission des données sur SoC FPGA.

III SCENARIO D'ATTAQUE

L'attaque, dénommée ici Bus Spy, peut s'appliquer par exemple à l'espionnage d'une caméra de vidéosurveillance dans un lieu public où des images vidéo en temps réel sont transmises entre différents composants de la caméra pour être traitées et classées. Elle est perpétrée en analysant les signaux émis en champ proche du bus AXI. Ces traces électromagnétiques sont collectées via un oscilloscope par le biais d'une sonde de champ proche. Cette attaque suppose donc un accès physique au système ou une intervention par une personne ayant un accès légitime mais dont les intentions sont malveillantes. Les traces sont ensuite analysées en n'ayant qu'une connaissance très partielle de la vic-

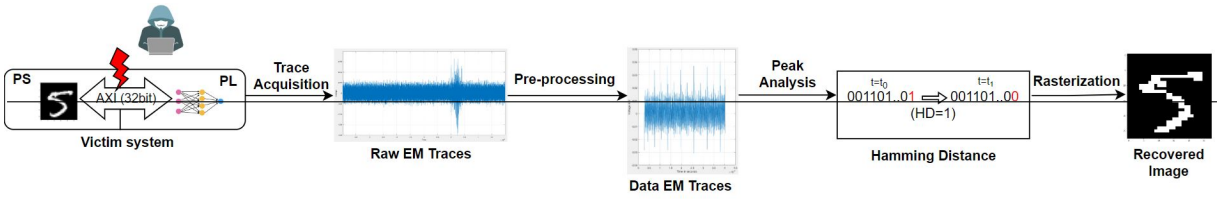


Figure 1: Vue schématique de l'attaque Bus Spy.

time si ce n'est la largeur du bus et une idée générale du codage de l'information transmise. Dans le cas présent, l'information connue porte sur le fait que l'information recherchée concerne une image codée en échelle de gris sur 8 bits dont le nombre de pixels est connu. Par ailleurs, contrairement à la majorité des travaux de l'état de l'art, Bus Spy ne nécessite pas d'interagir avec le CNN, ni de déclencher les inférences de ce dernier. Les entrées d'inférence, les poids, les couches et les neurones du CNN sont inconnus de l'attaquant.

L'attaque est représentée schématiquement en Fig. 1. L'acquisition des signaux est déclenchée par le protocole de transmission de données lui-même lorsque la sonde est placée dans la zone d'intérêt. La forme d'onde de la trace permet de déceler des signaux transitoires polarisés positivement ou négativement. Cette forme d'onde est alors corrélée à la distance de Hamming entre séquences binaires successives sur le bus. Cette information est suffisante pour reconstituer au moins approximativement l'image transmise. Nous en détaillons le principe ci-après dans le cadre d'une application sur une cible SoC FPGA particulière.

IV SIGNAUX D'INTERET

1 Le banc d'essai

L'attaque de type Spy Bus est appliquée sur une carte cible Pynq Z1 comprenant un SoC FPGA Zynq-2020. C'est également l'une des cartes supportées par défaut par le framework FINN, framework Xilinx populaire pour la génération et l'implémentation de CNN pré-entrainés sur cible FPGA. Le SoC inclut un processeur ARM (PS pour processing system), et un FPGA (PL pour programmable logic). Parmi les accélérateurs FINN fournis [8], nous utilisons LeNet-5 qui est entraîné sur la base de données MNIST [9]. Il s'agit d'un réseau neuronal à quantification binaire ou "binarized neuron network" (BNN). Le Pynq Z1 est un dispositif conçu pour les applications IoT et possède l'avantage de ne pas avoir nativement de dissipateur thermique, ce qui facilite les mouvements d'une sonde à la surface de la puce. Les ports AXI haute performance entre le PS et le PL sont configurés avec une largeur de données de 32 bits pour accéder directement du PL au contrôleur mémoire DRAM du PS. Le banc de test est illustré en Fig. 2.

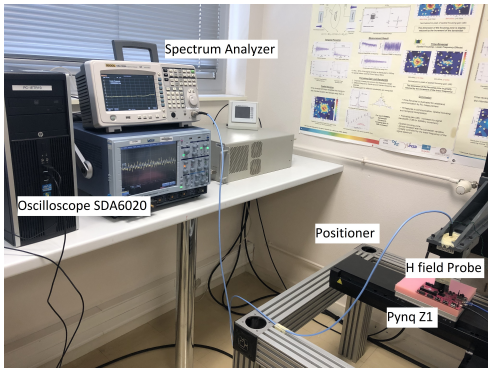


Figure 2: Banc d'essai.

2 Identification du signal d'intérêt

Tout d'abord, l'attaquant explore la cartographie EM de la puce en identifiant la ou les zones où les transferts de données par les bus AXI se produisent. Pour ce faire, la surface du SoC FPGA est parcourue par une sonde de champ magnétique fabriquée maison et gravée sur un substrat diélectrique (Fig. 3) afin de localiser les zones d'intérêt.

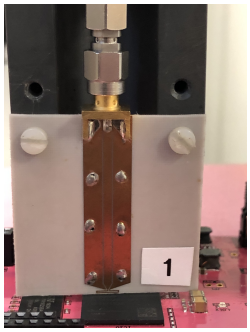


Figure 3: Photo de la sonde de champ proche magnétique utilisée.

Selon la documentation du Xilinx Zynq-7000 [10] le bus AXI assurant la communication entre la partie système de traitement (PS) et la partie logique (PL) du FPGA est cadencé à la fréquence d'horloge de 525 MHz, une analyse spectrale des signaux captés permet de formuler l'hypothèse de localisation du bus. La Fig. 4 présente une signature typique des signaux collectés dans une zone d'intérêt. La fenêtre temporelle choisie illustre la différence de comportement en l'absence et en présence de la transmission d'images transmises périodiquement. En l'absence de transmission, les signaux enregistrés sont proches du plancher de bruit.

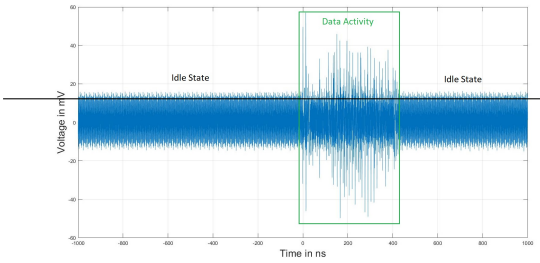


Figure 4: Signaux observés en sortie de la sonde magnétique de champ proche lorsque la cible est en veille (idle) ou en activité.

3 Cartographie

Une cartographie électromagnétique est produite avec une résolution spatiale de 0,5 mm. à partir de la sonde magnétique en position verticale (voir Fig. 3). En prenant comme référence la Fig.5, les compostantes de champ H_y et H_x sont mesurées pour une orientation horizontale ou verticale de la boucle magnétique, respectivement . L'amplitude de la différence de potentiel à l'entrée de l'oscilloscope correspond à la moyenne des signaux crêtes positifs lorsqu'une image en forme de damier (distance de Hamming maximale entre deux séquences binaires) est transmise pour inférence. La trace mesurée est en effet alors constituée d'un peigne régulier d'impulsions brèves. La Fig. 6 représente la cartographie selon H_y dans la zone délimitée par l'encadré rouge de la Fig.5. Il a été vérifié que le champ selon H_x était globalement bien plus faible. Il en résulte que les niveaux de différence de potentiel les plus élevés sont localisé sur un axe horizontal qui, au vu des données constructeur, correspond à la localisation du bus AXI.

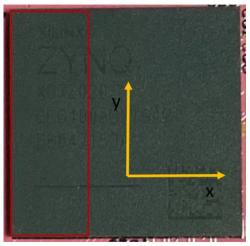


Figure 5: Encadré délimitant la zone cartographiée de la Fig. 6.

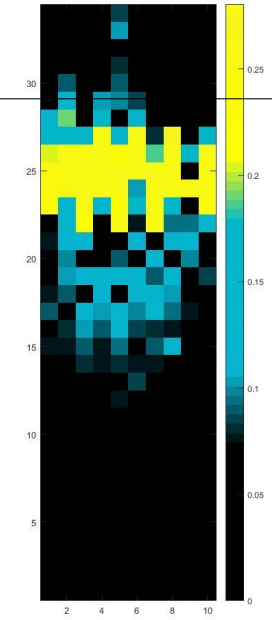


Figure 6: Cartographie en différence de potentiel en sortie de la sonde de champ magnétique orientée horizontalement et donc senbible à la composante Hy en référence à la Fig. 5.

Ces signaux indiquent le début et la fin du transfert des données du bus du PS vers le PL avant de commencer l'opération d'inférence dans le PL.

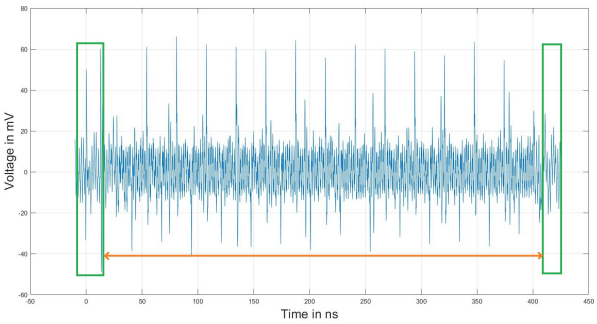


Figure 7: Signal acquis par l'oscilloscope en sortie de la sonde de champ proche lors du transfert de l'image sur le bus AXI. Le trait orange délimite le signal associé aux données. Les rectangles verts indiquent le préambule et le postambule. Cette illustration correspond à la transmission d'une image alternant des lignes blanches et noires.

V TRAITEMENT DES SIGNAUX

1 Acquisition et pré-traitement des signaux

Les signaux mesurés comportent un préambule et un postambule avant puis après transmission des données. Les traces sont synchronisées à l'aide des signaux indépendants des données *Preamble* et *Post-amble*, comme illustré à la Fig. 7. Ce préambule permet donc un déclenchement systématique de l'acquisition de l'oscilloscope sans recours à un signal de synchronisation extérieur.

2 Interprétation des traces et recouvrement partiel des données d'information

La largeur de données du bus AXI définit le nombre de données d'entrée X envoyées simultanément sur un seul cycle d'horloge. La distance de Hamming (DH) entre deux groupes de données X transférés entre deux cycles d'horloge consécutifs représente le nombre de positions de bits pour lesquels une transition apparaît (de $0 \rightarrow 1$ ou de $1 \rightarrow 0$). La DH fournit donc des informations importantes sur les données transférées.

Les impulsions de la trace enregistrée

représentent la DH entre deux groupes successifs de données X. Plus l'amplitude d'une impulsion est élevée, plus la valeur de la DH est grande. De plus, la polarité de l'impulsion renseignée permet de différencier le sens global de la transition, c'est-à-dire de type $0 \rightarrow 1$ ou $1 \rightarrow 0$. Par conséquent, pour une orientation particulière de la sonde de champ magnétique, si les valeurs binaires des pixels transmis au cours du cycle *t+1* sont supérieures aux valeurs binaires du cycle précédent *t*, on peut émettre l'hypothèse qu'un signal impulsionnel positif représente la transition ascendante parmi les X bits envoyés. A l'inverse, si les valeurs binaires des pixels envoyés dans le cycle *t+1* sont inférieures aux valeurs du cycle *t*, un signal transitoire négatif est produit ce qui s'interprète comme une transition descendante. Une transition de bit positive (respectivement négative) sur une ligne de bus correspond à la charge (respectivement la décharge) de la capacité de la porte de sortie et de la capacité parasite de la ligne de bus. Il a par ailleurs été vérifié que la rotation de la sonde de 180° inverse la polarisation des impulsions, ce qui parait confirmer la détection d'un flux magnétique à travers la boucle. Cette distance de Hamming signée est sensible aux variations des pixels successifs et non aux valeurs des pixels directement ; ainsi, des informations sont perdues dans le processus d'interception. Malgré cette perte, d'importantes informations sont déduites et peuvent être exploitées.

La détection des impulsions positives et négatives exige la sélection d'un seuil approprié pour chaque cas. Ces seuils ont été fixés empiriquement après observation d'un grand nombre de traces à 40% de la valeur maximale des impulsions positives et à 25% de la l'amplitude maximale des impulsions négatives. Ces choix assurent une bonne discrimination entre signal et bruit et permet de diminuer le risque de fausses détections. Ces seuils sont à définir une fois avant l'attaque, et ne dépendent pas de l'application sur la PL visée.

3 Algorithme de reconstruction partielle des données d'information

Nous proposons ici une méthode permettant de reconstruire une version binarisée d'une image originale. Sachant que les transitions sur les bits les moins significatifs ne peuvent pas être distinguées des transitions sur les bits les plus significatifs, la binarisation permet d'extraire une bonne partie de l'information présente pour une complexité limitée. La reconstruction de l'image s'effectue en séquence, pixel par pixel jusqu'à l'obtention de la matrice image dans son intégralité. Cette matrice est d'abord initialisée à une couleur de fond (par exemple noire). La dimension de cette matrice est supposée connue a priori. Soit X le nombre de pixels transmis simultanément ($X = 4$ pour un bus 32 bits). L'amplitude de la trace à chaque instant est enregistrée dès transmission de l'image. Une fois qu'une impulsion positive est détectée la valeur du pixel dans cette position spécifique ainsi que les $X - 1$ pixels suivants dans l'ordre de balayage de la trame de l'image sont affectés à la couleur blanche. Jusqu'à la lecture d'un nouveau seuil négatif, tous les groupes suivants de X pixels sont également affectés à la couleur blanche. Lorsqu'un seuil négatif est détecté, le pixel correspondant dans la matrice et les $X - 1$ pixels suivants sont mis en noir et ainsi de suite jusqu'à la prochaine impulsion positive. Cette procédure est répétée jusqu'à la fin de la trace EM. Ainsi, tous les pixels de de l'image sont assignés à une couleur noire ou blanche.

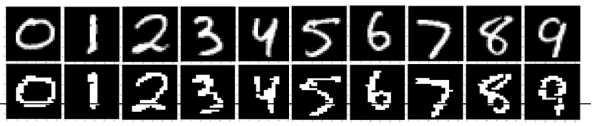


Figure 8: Première rangée : images originales issues de la base de données MNIST telles que transmises pour inférence. Seconde rangée : images reconstituées à partir de l'attaque Bus Spy sur la base de 200 traces moyennées.

VI RÉSULTAT ASSOCIE A LA TRANSMISSION D'UNE IMAGE EN NIVEAUX DE GRIS

Les résultats d'expériences présentés dans cet article ont été obtenus à partir d'images de 8 bits et de 28×28 pixels. Comme les ports AXI sont configurés à une largeur de données de 32 bits, un groupe de 4 pixels est envoyé par le bus par cycle d'horloge. Chacune des impulsions détectées représente donc la DH de deux groupes consécutifs de 4 pixels chacun, envoyés entre deux cycles d'horloge. La matrice d'image 2D de 28×28 est tout d'abord initialisée à une valeur de pixel noir.

Les tests ont été réalisés à l'aide d'un jeu d'images de la base de données MNIST constituée de chiffres écrits à la main, formant une base d'apprentissage pour le BNN implémenté sur FPGA. Un exemple de résultats obtenus avec Bus Spy est présenté en Fig. 8. La première ligne de chiffres correspond aux images transmises au FPGA par le bus AXI. La seconde ligne de chiffres correspond à la reconstitution des images à l'aide de l'algorithme exposé ci-dessus. Cependant, il faut préciser qu'une même image a été transmise 200 fois consécutivement afin d'augmenter le signal à bruit, ce qui correspond par exemple à une image stable pendant 8 secondes pour une caméra à 24 images par secondes. Dans ces conditions, la restitution des informations portées par les images est quasi-parfaite. Différentes images de la base MNIST ont ainsi été traitées, reconstituées puis classifiées avec un taux de succès important.

VII CONCLUSION

Ce travail a démontré que les bus AXI internes sur SoC-PFGA peuvent faire l'objet d'une exploitation malveillante à partir de l'analyse des signaux électromagnétiques captés en champ proche audessus du composant. Un algorithme simple a permis d'illustrer qu'une reconstitution d'une image en niveau de gris peut-être approximativement reconstituée dans le cadre de la transmission d'images issues de la base de données MNIST. Puisque la vulnérabilité exploitée porte sur un bus de communication AXI sur puce, cette attaque est susceptible de ne pas se limiter au Zynq-7000 et d'être applicable à d'autres plateformes matérielles, tant qu'elles contiennent des bus internes pour la transmission de données. Les contre-mesures pour lutter contre cette attaque Bus Spy existent mais elles ont un impact sur la complexité, le coût ou encore la consommation énergétique du système. Même si les données d'entrée sont chiffrées avant transmission sur le réseau hors puce afin de renforcer la sécurité du système, une fois que les données sont à l'intérieur de la puce, elles sont déchiffrées et circulent de manière transparente (*i.e.*, non chiffrées) dans le PS, avant d'être envoyées et traitées par le PL. Les travaux futurs seront consacrés à la mise en œuvre de l'attaque sur différents matériels (SoC) afin de prouver que la menace existe dans un large ensemble de systèmes et de bus.

References

[1] Lingxiao Wei, Bo Luo, Yu Li, Yannan Liu, and Qiang Xu. I know what you see: Power side-channel attack on convolutional neural network accelerators. In *Proceedings of the 34th Annual Computer Security Applications Conference*, ACSAC '18, 2018.

[2] Shayan Moini, Shanquan Tian, Daniel Holcomb, Jakub Szefer, and Russell Tessier. Remote power side-channel attacks on bnn accelerators in fpgas. In *2021 Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition (DATE)*, 2021.

[3] Kota Yoshida, Takaya Kubota, Shunsuke Okura, Mitsuru Shiozaki, and Takeshi Fujino. Model reverse-engineering attack using correlation power analysis against systolic array based neural network accelerator. In *2020 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2020.

[4] Ville Yli-Mäyry, Akira Ito, Naofumi Homma, Shivam Bhasin, and Dirmanto Jap. Extraction of binarized neural network architecture and secret parameters using side-channel information. In *2021 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2021.

[5] Yukui Luo, Shijin Duan, Cheng Gongye, Yunsi Fei, and Xiaolin Xu. Nnrearch: A tensor program scheduling framework against neural network architecture reverse engineering. *CoRR*, 2022.

[6] Vincent Meyers, Dennis Gnad, and Mehdi Tahoori. Reverse engineering neural network folding with remote fpga power analysis. In *2022 IEEE 30th Annual International Symposium on Field-Programmable Custom Computing Machines (FCCM)*, 2022.

[7] Honggang Yu, Haocheng Ma, Kaichen Yang, Yiqiang Zhao, and Yier Jin. Deepem: Deep neural networks model recovery through em side-channel information leakage. In *2020 IEEE International Symposium on Hardware Oriented Security and Trust (HOST)*, 2020.

[8] Yaman Umuroglu. Xilinx finn. https://github.com/Xilinx/finn, 2020.

[9] Li Deng. The mnist database of handwritten digit images for machine learning research. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2012.

[10] Xilinx. Zynq-7000 soc data sheet: Overview, 2018. https://docs.xilinx.com/v/u/en-US/ds190-Zynq-7000-Overview, Last accessed on 2022-09-12.

Intégrité de signal

MICROSTRIP STRUCTURE RESONANCE NGD-EQUALIZATION

H. Du[1], F. Wan[1], M. Guerin[2], F. Haddad[2], W. Rahajandraibe[2], G. Fontagalland[3], B. Ravelo[1]

[1]NUIST, Nanjing, Jiangsu 210044, China, mail: blaise.ravelo@nuist.edu.cn
[2]AMU, CNRS, University of Toulon, IM2NP UMR7334, Marseille, France
[3]Federal University of Campina Grande, Applied EM and Microwave Lab., Campina Grande/PB, 58429, Brazil

Abstract. This paper is devoted on the feasibility study of negative group delay (NGD) equalization method against resonance effect. The proof-of-concept (POC) is a microstrip ring resonator structure cascaded with LNA and RLC-series network NGD circuit. The synthesis formulas enabling to determine the NGD circuit parameters are elaborated in function of resonance frequency, transmission coefficient peak and group delay (GD). The equalization result is confirmed with 14 mm microstrip ring resonator having 1.958 GHz resonance frequency and 11.9 ns GD. Thanks to the NGD equalization, the improved signal integrity (SI) and EMC performance of electronic circuits with GD flatness less than 1.6 ns and transmission coefficient 1 dB within the working frequency from 1.91 GHz to 1.99 GHz.
Keywords: Resonance, Signal integrity, Negative group delay (NGD) method, Equalization

I. INTRODUCTION

With the increase of printed circuit board (PCB) design complexity, the EMC and SI issues become a challenging task [1-2]. The crosstalk [2-3], resonance [4-5] and GD [6] effects notable in RF frequencies are one most degrading factors of electronic PCB performances. Relevant model and technical solution against RF range resonances as EMC and SI perturbation is necessary. EMC models [2,5,7] are developed in order to predict such EMC effects. Minimization [8] and suppression [9] methods were proposed against the crosstalk effect. But few methods enable to deal simultaneously with both resonance and GD effect. For this reason, we are introducing an innovative NGD-equalization method which was verified with low-frequency (LF) resonance lumped [10] and EM cavity [11]. The equalization is using non-familiar bandpass (BP) type NGD circuit as identified by circuit theory elaborated from analogy with filter function [12]. By considering an RF MRR effect, the NGD-equalization feasibility is investigated in the present paper.

II. RESONANCE EFFECT MODELLING

The present section describes the elaboration principle of the resonance NGD-equalization. The analytical concept of the present study is based on S-parameter approach with reference impedance R_0=50 Ω.

II.1. Resonance effect parameters

Due to undesired EMC issues, the resonant circuit effect on RF pulse SI degradation is illustrated by time diagram of Figs. 1. The resonant effect implies the delay and signal envelope deformation of output v_{out} compared to the corresponding input signal v_{in} as depicted by enveloped diagram of Fig. 1(b).

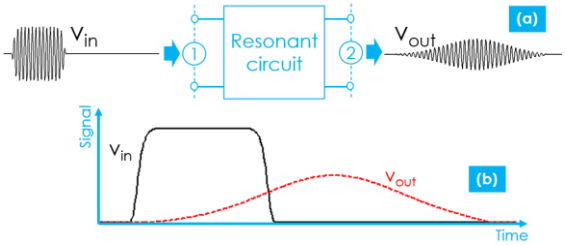


Fig. 1. Resonant effect illustration with input/output signal transient representation.

To study such effect, the present RF analysis is focused on *f*-frequency dependent transmission coefficient which can be denoted $S_{21r}(jf)$. The behaviour of $|S_{21r}(jf)|$ magnitude and GD defined by:

$$GD_r(f) = -\partial \arg[S_{21r}(jf)] / \partial(2\pi f) \qquad (1)$$

responses highlighted by Fig. 2(a) and 2(b), respectively affects the SI issue caused by the resonance effect.

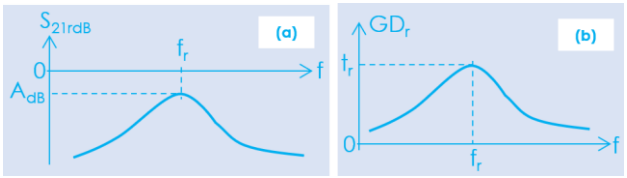


Fig. 2. Resonance (a) S_{21} magnitude and (c) GD typical responses.

The main resonance parameters considered in this study are frequency f_r, magnitude peak $A=S_{21r}(f_r)$ and maximal GD $t_r=GD_r(f_r)$.

II.2. Resonance circuit model

Fig. 3 depicts the $R_rL_rC_r$-network based circuit model representing the resonance effect perturbation.

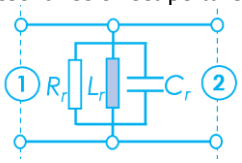


Fig. 3. Resonant RLC-parallel network model.

Acting as a symmetrical circuit, the analytical modelling of this $R_rL_rC_r$-network is performed by f-frequency dependent S-parameter calculation:

$$[S_r(jf)] = [S_{11r}(jf) \quad S_{21r}(jf); \quad S_{21r}(jf) \quad S_{11r}(jf)] \tag{2}$$

It can be demonstrated that the parameters affecting the SI degradation through a such circuit are:

- the resonance frequency: $f=f_r=1/[2\pi(L_rC_r)^{1/2}]$
- the resonance magnitude peak $|S_{21r}(f_r)|$:

$$A = 2R_r / (R_0 + 2R_r) \tag{3}$$

- and the resonance GD $GD_r(f=f_r)$:

$$t_r = 2R_0R_rC_r / (R_0 + 2R_r) \tag{4}$$

The equivalent RLC-circuit model components are determined from these equations. It yields the following formulas:

- the resonance magnitude peak $|S_{21r}(f_r)|$:

$$R_r = R_0A / [2(1-A)] \tag{5}$$

- and the resonance GD $GD_r(f=f_r)$:

$$C_r = t_r(R_0 + 2R_r) / (2R_0R_r) \tag{6}$$

- the resonance frequency:

$$L_r = 1/(4\pi^2 f_r^2 C_r) \tag{7}$$

To equalize the resonance effect shown by Figs. 2, we need to design BP-NGD circuit as introduced in the following section.

III. RESONANCE EFFECT NGD-EQUALIZATION THEORY

The present section explains how to design an NGD-equalizer.

III.1. NGD-equalization formulation

The NGD equalization consists in cascading the perturbation (connected between port ①-port ②) and BP-NGD (connected between port ②-port ③) circuit as illustrated by Fig. 4.

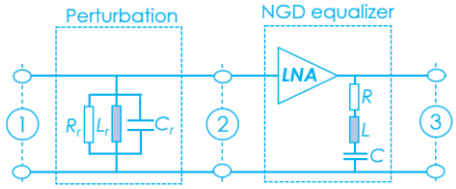


Fig. 4. NGD-equalized resonant circuit.

The analytical model of the BP-NGD circuit composed of LNA and series RLC-network is also based on S-parameter:

$$[S_n(jf)] = [S_{11n}(jf) \quad S_{21n}(jf); \quad S_{21n}(jf) \quad S_{11n}(jf)] \tag{8}$$

The analytical objective of the overall equalized circuit is to operate around f_r under the analytical relations [9-10]:

$$\begin{cases} |S_{21r}(jf_r)| \times |S_{21n}(jf_r)| \approx 1 \\ GD_r(f_r) + GD_n(f_r) \approx 0 \end{cases} \tag{9}$$

The last equation justifies why NGD circuit ($GD_n(f_r)<0$) constitutes a solution of equalization because $t_r>0$.

III.2. BP-NGD circuit parameter synthesis

As reported in [10-12], the BP-NGD circuit is ideally specified by its NGD center frequency $f_n=1/[2\pi(LC)^{1/2}]$, NGD value $t_n=GD_n(f_n)<0$, and NGD bandwidth delimited by cut-off frequencies f_1 and f_2 defined by $GD_n(f_{1,2})=0$. Then, acting as RF circuit, the constraints of transmission $|S_{21n}(f_n)|=1/A$ and reflection $|S_{22n}(f_n)|=r$ magnitudes should be taken into account. One assumes that the LNA is unilateral and perfectly matched, $S_{11LNA}=S_{12LNA}=S_{22LNA}=0$ and $S_{21LNA}=G$. The real positive r (mostly better than -10 dB) is the expected matching of the NGD circuit. By means of condition (9), the BP-NGD equalizer is synthesized from synthesis formulas for calculating ideal:

- Resistor:

$$R = R_0(1-r) / (2r) \tag{10}$$

- Inductor:

$$L = R_0t_r(1-r) / (4r^2) \tag{11}$$

- Capacitor (by assuming $f_n=f_r$):

$$C = r^2 / [\pi^2 f_r^2 R_0 t_r (1-r)] \tag{12}$$

- And LNA gain:

$$G = 1/[A(1-r)] \tag{13}$$

These formulas constitute the NGD-equalizer design basis.

III.3. Methodology of NGD-equalizer design

The design methodology of the BP-NGD equalizer can be performed by the following steps:

- **Step 1**: Resonance effect specifications (center frequency, bandwidth, peak of magnitude)
- **Step 2:** Resonance circuit equivalent modelling
- **Step 3:** BP-NGD topology identification (for the present study we consider RLC-series network-based cell)
- **Step 4:** BP-NGD equalizer synthesis
- **Step 5:** Proof of concept (POC) design after optimization of BP-NGD circuit parameters
- **Step 6:** Verification of resonance effect reduction

The following section is dedicated to the verification of the NGD equalization effectiveness.

IV. VERIFICATION RESULTS

To confirm the effectiveness of the NGD-equalization previously introduced, verification results are investigated in this section.

IV.1. POC description

The MRR implemented on substrate relative permittivity ε_r=3.78, tested in Fig. 5(a) is our POC.

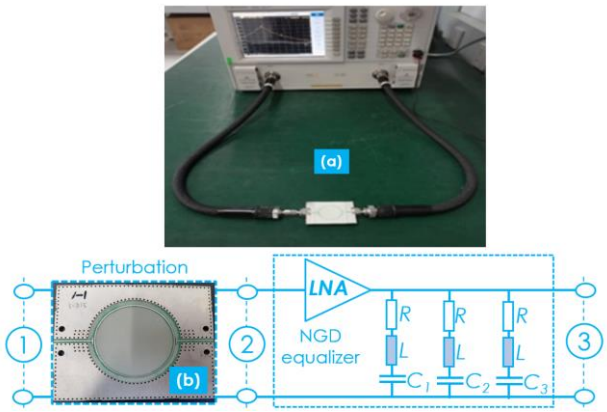


Fig. 4. (a) Experimental setup and (b) NGD-equalized MRR.

The MRR structure has physical size length×width=57.34×46.2 mm, conductor length=5 cm, width=0.56 mm and ring resonator radius=14 mm with gap=0.1 mm with access lines. The measured S-parameters are obtained by using Agilent AV3672B-S 10 MHz-40 GHz VNA. The measured MRR parameters are f_r=1.95 GHz, A=-25.36 dB and t_r=11.9 ns. The RLC_1, RLC_2 and RLC_3 networks were considered to constitute the NGD-equalizer as depicted by Fig. 5(b). Table 1 indicates the values of the synthesized and optimized BP-NGD circuit components.

Table 1. Parameters of resonance equivalent circuit and NGD-equalizer POC

Role	Component	Name	Value
Equivalent circuit	Resistor	R_c	1.43 Ω
	Inductor	L_c	1.5 pH
	Capacitor	C_c	4.43 nF
NGD	Resistor	R	149 Ω
	Inductor	L	1.77 µH
	Capacitor	C_1	3.75 fF
		C_2	3.77 fF
		C_3	3.74 fF
LNA	Gain	G	27.9 dB

IV.2. Discussion on resonance effect reduction result with NGD-equalization

It is noteworthy that remarkably large value of inductor L and small values of capacitors C_1, C_2 and C_3 are needed to perform the NGD-equalization of the considered resonator. Our research group is currently developing 180-nm CMOS BP-NGD circuit as introduced in [13] to fabricate a prototype fulfilling the expected performance of resonance reduction. The resonance reduction verification results studied from 1.91 GHz to 1.99 GHz are discussed in the following paragraphs.

a - Magnitude performance

Fig. 6(a) represents the measured ("Res.$_{mea.}$" in red dashed line) and simulated ("Res.$_{sim.}$" in blued dotted line) resonator, NGD ("NGD" in pink solid line) and equalized ("Eq." in black solid line) transmission magnitude responses. The modelled and measured resonator S_{21} are very well-correlated in the considered working frequency band. As depicted in Fig. 6(b) and 5(c), thanks to the NGD-equalization, the S_{21r} flatness in 3-dB bandwidth f_1=1.937 GHz to f_2=1.965 GHz, we obtain the following results:

- The S_{21} maximum peak of resonator in $\max[S_{21r}(f_r)]$=-25.36 dB is reduced into $\max[S_{21}(f_r)]$=-0.5dB @ f=f_r.
- The S_{21} flatness of resonator in $\Delta S_{21r}=\max[S_{21r}(f_1\leq f\leq f_2)]-\min[S_{21r}(f_1\leq f\leq f_2)]$=3 dB bandwidth f_1=1.937 GHz to f_2=1.965 GHz is reduced into $\Delta S_{21}=\max[S_{21}(f_1\leq f\leq f_2)]-\min[S_{21}(f_1\leq f\leq f_2)]$=1 dB.

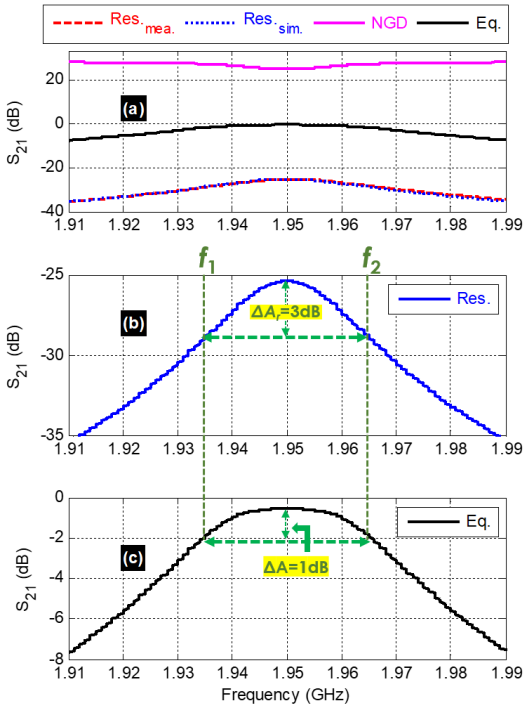


Fig. 6. Transmission magnitudes: (a) resonator, NGD and equalized responses comparison, (b) resonator and (c) equalized response specifications.

b - GD performance

Figs. 7 highlight results of resonance effect NGD-equalization feasibility. The comparison of GDs of resonator, NGD and both circuits combined are sketched in Fig. 7(a). It can be underlined from Fig. 7(b) and 7(c) that the GD flatness is reduced from $\Delta t_r=\max[GD_r(f_1\leq f\leq f_2)]-\min[GD_r(f_1\leq f\leq f_2)]$=7 ns into $\Delta t=\max[GD(f_1\leq f\leq f_2)]-\min[GD(f_1\leq f\leq f_2)]$=7 1.6 ns in the resonator 3-dB bandwidth f_1=1.937 GHz to f_2=1.965 GHz.

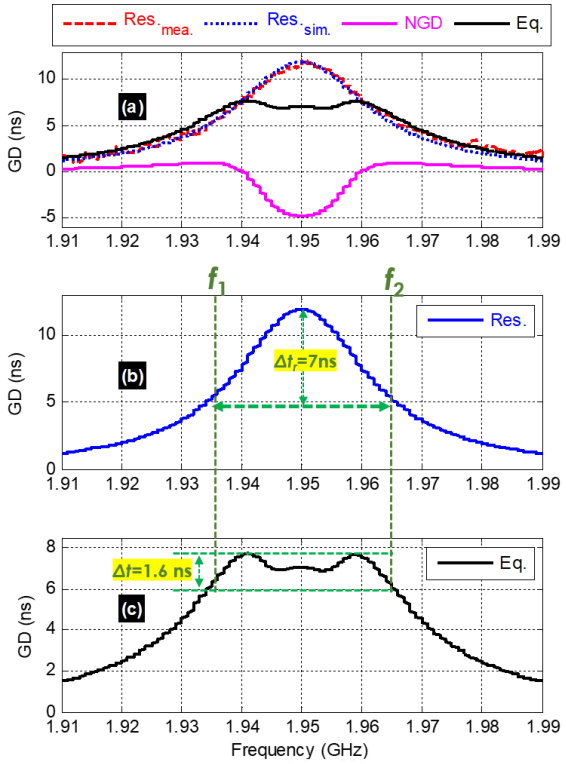


Fig. 7. GDs: (a) resonator, NGD and equalized responses comparison, (b) resonator and (c) equalized response specifications.

V. CONCLUSION

An innovative feasibility study of microstrip structure resonance equalization with BP-NGD circuit is developed. The equalization principle is analytically introduced. The BP-NGD parameter formulation in function of resonance frequency, transmission coefficient peak and GD is introduced. The validity of the NGD-equalization method is verified with a POC of microstrip circuit. The equalization result is confirmed with frequency responses of transmission coefficient and GD flatness.

REFERENCES

[1] F. Jun, Y. Xiaoning, J. Kim, B. Archambeault, and A. Orlandi, *"Signal integrity design for high-speed digital circuits: Progress and directions"*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 52, pp. 392-400, May 2010.

[2] S. Roy and A. Dounavis, *"Efficient Delay and Crosstalk Modeling of RLC Interconnects Using Delay Algebraic Equations"*, IEEE Trans. VLSI, Vol. 19, pp. 342-346, Feb. 2011.

[3] R. P. Agarwal, R. C. Joshi Brajesh, K. Kaushik and S. Sarkar, *"Crosstalk analysis and repeater insertion in crosstalk aware coupled vlsi interconnects"*, Microelectronics International, Vol. 23, pp. 55-63, 2006.

[4] M. Bertocco and A. Sona, *"Analysis and mitigation of EMC effects of electric resonances in circuits"*, Proc. Int. Symp. EMC EUROPE, Amsterdam, The Netherlands, Aug. 2018, pp. 930–934.

[5] S. Leman, B. Demoulin, O. Maurice, M. Cauterman, P. Hoffmann, *"New approaches in electromagnetic compatibility: Use of the circuit approach to solve large EMC problems"*, C. R. Physique, Vol. 10, pp. 70–82, 2009.

[6] X. Lei, Y. Song, X. Yao, B. Dong, and M. Jin, *"Effect of group delay on channel estimation performance in OFDM system"*, Appl. Math. Inf. Sci., Vol. 6-3S, pp. 1037–1045, 2012.

[7] O. Maurice, Elements of Theory for Electromagnetic Compatibility and Systems. Aix en Provence, France: Bookelis, 2017.

[8] J. E. Rayas-Sanchez, *"A Frequency-Domain Approach to Interconnect Crosstalk Simulation and Minimization"*, Microelectronics Reliability Journal, Vol. 44, pp. 673–681, Apr. 2004.

[9] T. Kasuga and H. Inoue, *"A study on suppression of crosstalk between parallel transmission lines at high frequency band"*, Proc. of 2007 IEEE Int. Symp. on EMC, Honolulu, HI, USA, 9-13 July 2007, pp. 1- 6.

[10] B. Ravelo, F. Wan, J. Nebhen, W. Rahajandraibe, S. Lalléchère, *"Resonance Effect Reduction with Bandpass Negative Group Delay Fully Passive Function"*, IEEE Trans. on CAS II: Express Briefs, Vol. 68, pp. 2364-2368, 2021.

[11] B. Ravelo, S. Lalléchère, W. Rahajandraibe, and F. Wan, *"Electromagnetic Cavity Resonance Equalization with Bandpass Negative Group Delay"*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 63, pp. 1248-1257, 2021.

[12] B. Ravelo, *"Similitude between the NGD function and filter gain behaviours"*, Int. J. Circ. Theor. Appl. 42, 10, pp. 1016-1032, 2014.

[13] F. Wan, T. Gu, B. Li, B. Li, W. Rahajandraibe, M. Guerin, S. Lalléchère, and B. Ravelo, "*Design and Experimentation of Inductorless Low-Pass NGD Integrated Circuit in 180-nm CMOS Technology*", IEEE Trans. on CADICS, Vol. 41, pp. 4965 - 4974, Nov. 2022.

Analyse et propagation des incertitudes, vérification des codes

MACHINE LEARNING POUR LA REPRESENTATION CONJOINTE DES INCERTITUDES ALEATOIRES ET EPISTEMIQUES

A. Reineix, C. Guiffaut

Institut XLIM Université de Limoges, 123 Avenue Albert Thomas, Limoges

Résumé. La résolution de problèmes électromagnétiques nécessite le renseignement de paramètres qui ne sont pas toujours connus avec précision. Cette imprécision peut provenir d'incertitudes liées à l'aspect aléatoire du problème ou à un manque d'informations (incertitudes épistémiques). Nous présentons plusieurs approches traitant ces deux types d'incertitudes dans un même problème dans le cas où elles interviennent simultanément ou sur des paramètres différents. La technique dite α-cut et les polynômes du chaos polymorphiques dans le cas où une (ou plusieurs) variable présente les deux caractères à la fois seront ainsi introduits. La représentation d'intervalles en coordonnées barycentriques permettra l'interpolation entre différentes largeur intervalles. De même, le traitement en temporel par Vector Fitting associé aux polynômes du chaos sera évoqué. Des exemples simples traitant de la diaphonie entre lignes monofilaires illustreront ces approches.

I. INTRODUCTION

Lorsque l'on veut résoudre numériquement un problème de couplage d'ondes électromagnétiques sur un système, on se retrouve confrontés au renseignement de données incertaines qu'elles soient géométriques ou électriques. Ainsi, la plupart du temps, les choix sont laissés à l'appréciation de l'ingénieur qui réalise une simulation avec des valeurs nominales ; ce qui conduit à une analyse de grandeurs physiques basées sur des observables qui sont tracées sous forme de courbes, en fonction du temps ou de la fréquence, et de cartographies. L'ingénieur agit en qualité d'expert capable de juger des valeurs les plus pertinentes de ces paramètres. Or, le fait d'avoir une incertitude sur les paramètres d'entrée se traduit par une incertitude sur les observables ; ceci sans oublier les erreurs supplémentaires introduites par le processus de numérisation du problème et sa résolution numérique (discrétisation, modèles,..). Ainsi, la présence de barres d'erreurs devient une nécessité permettant de juger de la variabilité du résultat observé. Les incertitudes se propageant via les codes de calcul peuvent être classées en deux catégories : aléatoires et épistémiques. Ces dernières sont liées au manque d'information et ont pour origine une certaine méconnaissance de la valeur des paramètres d'entrée. Toutefois, notre ingénieur expert cité plus haut doit pouvoir définir un intervalle de variation, c'est-à-dire donner une borne inférieure et une borne supérieure. En ce qui concerne le second type d'incertitudes appelées aléatoires il est inhérent aux paramètres et irréductible. Les variations aléatoires d'un paramètre s'expriment autour d'une valeur moyenne : par exemple la hauteur d'un câble par rapport à un plan de masse le long de son parcours parcours ou la valeur de la résistance choisie dans un lot qui fluctue autour d'une valeur nominale.

Une autre manière de voir les choses est de se placer du point de vue du concepteur d'un circuit : par exemple, la définition de pistes couplées placées sur un circuit imprimé. Dans ce cas, on a des grandeurs qui présentent deux types d'incertitudes : des incertitudes systématiques de design que l'on est capable de borner et que l'on peut diminuer en améliorant le processus de fabrication et des incertitudes aléatoires. De ce fait, on peut désirer définir un modèle capable de rendre compte de paramètres intégrant ces deux types de variations. Intuitivement, il apparaît que leur prise en compte peut se traduire de façon identique au formalisme couplant l'épistémique et l'aléatoire défini plus haut.

Ainsi, dans cet article nous présentons plusieurs approches permettant de considérer les deux types d'incertitudes supposées présentes soit en même temps sur un paramètre donné, soit de façon dissociées sur différents paramètres au sein d'un système. Il s'agit de mixer leur influence dans un même formalisme. La première approche dite α-cut permet d'encadrer la CDF de l'observable [1], elle peut être appliquée lorsque les incertitudes épistémiques et aléatoires ne sont pas présentes en même temps sur un paramètre donné mais chaque paramètre sera impacté par l'une ou l'autre de façon séparées. A ce formalisme nous allons associer une représentation originale de type simplexe permettant de réaliser une régression dans un espace borné adapté au traitement d'intervalles. La seconde basée sur des polynômes du chaos spécifiques attachés à la loi de distribution déduite du mélange des variables. Cette approche permet d'établir un métamodèle dans le cas où un paramètre présente simultanément les deux caractères. Ces techniques développées au départ pour des études en fréquentiel, nous présenterons une approche permettant de passer dans le domaine temporel et de donner un encadrement de la variation temporelle de réponses.

Après avoir abordé les principes théoriques, nous les appliquons sur des exemples simples traitant de la diaphonie entre lignes couplées permettant d'illustrer nos propos.

II. APPROCHES THEORIQUES DE PRISE EN COMPTE DES INCERTITUDES

II.1. Représentation des incertitudes

Comme nous l'avons vu plus haut, on peut classifier les incertitudes en deux catégories : aléatoires et épistémiques. Comme détaillé dans l'article [2], il existe un cadre général initialement proposé par Demster et Schafer appelé théorie des croyances [3] permettant leur analyse. Le formalisme se réfère à la théorie des ensembles dans lesquels sont définis des sous-ensembles auxquels des poids sont affectés. Dans ce cadre, deux cas particuliers nous intéressent ici : lorsque ces sous-ensembles sont constitués de singletons, le poids est simplement la probabilité d'occurrence de chaque élément ; on retrouve la théorie de probabilités classique non développée dans cet article car elle est bien connue. Un autre cas particulier est celui où les sous-ensembles sont imbriqués, ce qui permet de définir les incertitudes dites épistémiques pour lesquelles on parle alors de fonction de possibilité. A la différence de la fonction de probabilité, celle-ci n'est pas normalisée. Ce type d'incertitude est lié à une méconnaissance du ou des paramètres en question. Ainsi, si on suppose les bornes de variation connues, et si on n'a aucune idée de la valeur vraie de ce paramètre dans l'intervalle considéré, alors on choisit une fonction porte égale à l'unité dans cet intervalle et nulle partout ailleurs. Comme pour la distribution de probabilité, on définit dans le cas général, une distribution de possibilité notée π et définie par :

$$\pi : \mathbb{R} \to [0,1] \text{ tel que : } \sup_{x\in\mathbb{R}} \pi(x) = 1 \qquad (1)$$

Dans le cas présent, si un paramètre peut se trouver dans un intervalle $[a,b]$, alors :

$$\begin{cases} \pi(x) = 1 & \text{si } x \in [a,b] \\ \pi(x) = 0 & \text{sinon} \end{cases} \qquad (2)$$

Si maintenant on suppose qu'une expérience numérique (ou expérimentale) permet d'acquérir une meilleure connaissance de la valeur du paramètre sur cet intervalle, alors on peut dans certains cas, réduire la taille de l'intervalle en question ou bien définir une fonction triangle (au lieu du rectangle) dont le maximum (égal à 1) est situé au centre de l'intervalle. Cela permet de donner plus de poids à la valeur centrale sur l'intervalle. La figure 1 montre des représentations des deux densités de possibilité définies plus haut. Outre, ces lois de variation suivant des fonctions trapèzes sont aussi fréquemment rencontrées dans la littérature [2]

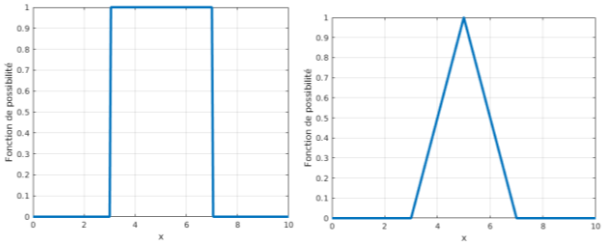


Fig.1. Fonctions de possibilité rectangle et triangle.

Partant de ces lois, on peut définir deux fonctions de distribution de densité cumulée (CDF) : l'une étant liée à la borne minimale du domaine et définissant la nécessité (la valeur de l'observable sera supérieure à la CDF calculée à partir de ce minimum), la seconde sera liée à la borne maximale appelée la possibilité Ainsi la solution réelle est encadrée par deux CDF comme représenté figure 2 dans le cas de la présence à la fois de paramètres aléatoires et épistémiques (sinon ces fonctions se réduisent à des marches unités dans le cas de fonctions densité de type rectangle).

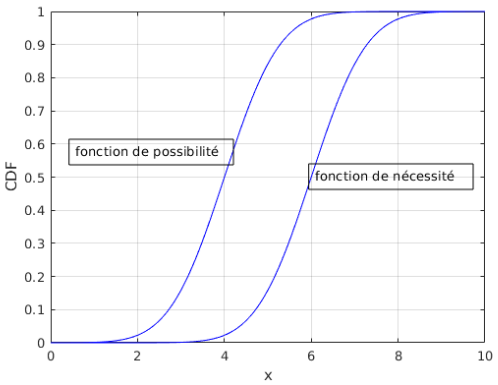


Fig.2. CDF de la fonction de possibilité et de nécessité.

Le calcul de ces bornes est réalisé comme suit : soit un sous ensemble A inclu dans le domaine de définition de la variable x, on définit deux fonctions: la fonction de possibilité : $\Pi(A) = \sup_{x\in A} \pi(x)$, et la fonction de nécessité : $N(A) = 1 - \Pi(\overline{A}) = \inf_{x\notin A} (1 - \pi(x))$

Remarque : Dans la théorie de l'évidence de Demster et Schafer, sont définies les fonctions de croyance Bel et de plausibilité Pl égales à ces fonctions dans certains cas particuliers mais encadrant Π et N dans tous les cas.
Voyons maintenant comment traiter ces incertitudes en même temps que les incertitudes aléatoires dans un même problème par différentes approches.

II.2. Méthode $\alpha - cut$

Dans le cas présent, on va s'intéresser à un problème où les variables épistémiques et aléatoires ne sont pas les mêmes et où on rencontre les deux types d'incertitudes sur des paramètres d'entrée différents. Ainsi, on s'interdit à ce qu'une variable présente à la fois les deux aspects contrairement à des considérations que nous verrons plus loin. Par exemple, pour un ensemble de lignes de transmission couplées, on supposera que la hauteur de la ligne suit une loi épistémique de par la méconnaissance exacte de la position des fils par rapport au plan de masse alors que les impédances d'extrémités suivent une loi aléatoire de type gaussien liée aux incertitudes de leur valeur autour d'une valeur moyenne. Pour ce faire, une approche permettant de résoudre de problème est appelée méthode $\alpha - cut$.[1][2]. L'objectif de l'approche est de permettre la définition d'un encadrement de la CDF de l'observable en prenant en compte les deux types

d'incertitudes. Focalisons-nous sur un problème simple à une seule variable épistémique. Nous avons choisi une distribution de possibilité π de type triangle affectant un poids plus important à la valeur centrale. Le principe est expliqué par la suite et illustré sur la figure 3. Sur cette figure, est représentée la procédure de découpage de la fonction densité de possibilité d'une distribution triangulaire suivant plusieurs degrés de confiance. Elle traduit le fait que plus α est élevé, plus l'intervalle de valeurs possibles est resserré autour de la valeur moyenne (intervalle délimité par les pentes montante et descendante du triangle).

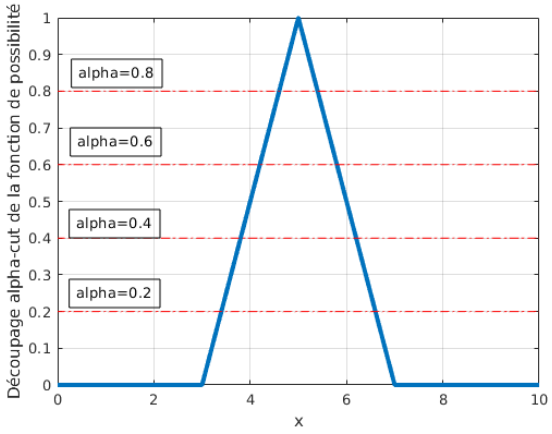


Fig.3. Découpage de la fonction de possibilité.

A partir de cette fonction, on définit les CDF des bornes inférieure et supérieure de l'observable pour chaque valeur de α en intégrant l'effet des variables aléatoires. La technique est assez simple mais peut s'avérer coûteuse en temps de calcul si elle résulte d'un tirage de MC des variables aléatoires. L'algorithme, défini à l'origine par Guyllonet [4], peut être décrit comme suit. Considérons un tirage des variables aléatoires, Pour cette valeur fixée, on choisit une valeur de α . On cherche alors les valeurs minimales et maximales de l'observable sur l'intervalle défini par α comme défini figure 3, ce qui donne deux points. En faisant varier α entre 1 et 0, on obtient une courbe de forme triangulaire ou trapézoïdale en fonction de l'observable (figure 4). En répétant le processus pour d'autres tirages aléatoires des variables aléatoires, on obtient un jeu de courbes. L'idée est ensuite, pour chaque valeur de α , de considérer tout d'abord la partie montante, ce qui donne un faisceau de points dont on détermine la CDF. On conserve le quantile à 5%, qui permet de trouver un point de la courbe recherchée. On procède de même pour la partie descendante en récupérant le quantile à 95%. La courbe obtenue donne alors un intervalle de confiance à 95% du résultat.
On déduit ainsi la plage de variation de l'observable suivant le degré de confiance recherché.

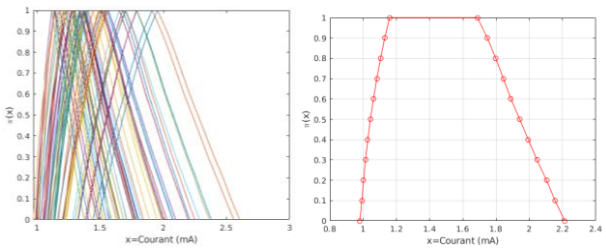


Fig.4. Faisceau de courbes obtenues pour différents tirages de VA (gauche) et quantiles à 5% et 95% (droite).

II.3. α-cut et représentation composite des paramètres épistémiques.

Lorsque l'on s'intéresse à plusieurs gabarits possibles de variables épistémiques, il serait utile d'avoir un modèle général traduisant la réponse utilisant la méthode de type $\alpha - cut$ mais pour plusieurs gabarits représentatifs de la plus ou moins grande connaissance en termes d'intervalle de variation possible de la variable. Ce problème peut se poser par exemple dans les phases de conception. Pour ce faire une technique originale consiste à changer d'espace et à se placer dans un espace fermé en utilisant une représentation graphique de type variable composite [5-6] et basée sur un simplexe (classiquement utilisées pour donner les proportions de type d'éléments entrant dans la composition d'un milieu par exemple). Dans cet espace, on peut représenter chaque intervalle par un point unique. Ainsi, à partir de cette transformation, on montre que l'on peut trouver une loi de régression dans le repère barycentrique permettant d'évaluer n'importe quelle largeur de domaine. La méthodologie est la suivante :

- Tracé en pourcentage des trois régions définies par la variable épistémique : une zone où la densité de possibilité est non nulle et deux zones où la densité possibilité est nulle, un exemple est donné figure 5 donnant trois valeurs qui sont les composantes d'un vecteur $\eta = (x_1, x_2, x_3)$

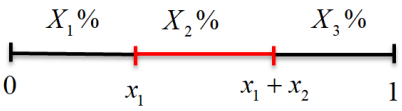


Fig.5. Découpage de l'intervalle.

- Tracé d'un triangle équilatéral (figure 6) ; chaque branche est normalisée et les trois composantes du vecteur η sont reportées sur ce diagramme.
- La même procédure est établie pour la variable de sortie qui est l'observable donnant un second triangle.
- La fonction log est appliquée aux jeux de données d'entrée et de sortie après normalisation par une norme de type géométrique. Après application d'une régression linéaire obtenue par moindres carrés on trouve les coefficients d'interpolation des points de sortie en fonction des coordonnées de points d'entrée.

- Le processus est ensuite effectué à l'envers pour revenir dans l'espace réel, ce qui permet l'interpolation de n'importe quel segment à l'entrée.

Un exemple simple de la littérature [5] a été rejoué, les résultats obtenus sont présentés sur la figure 7.

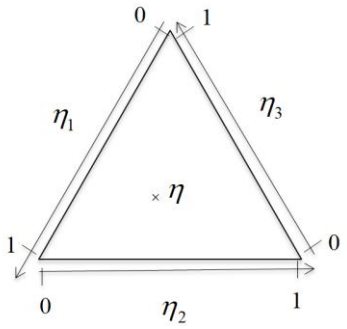


Fig.6. Espace de variation de la variable η en coordonnées barycentrique dans un triangle.

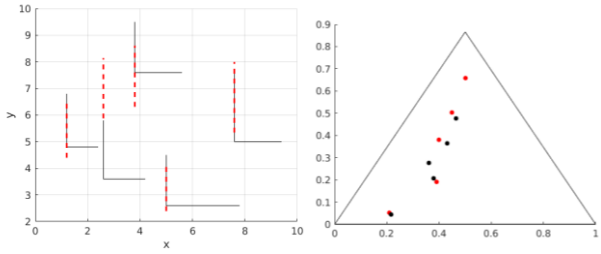


Fig.7. Interpolation de segments et de leur image et validation de l'interpolation (en rouge) à gauche, représentation dans l'espace modifié (à droite).

II.4. Représentation des incertitudes épistémiques sous forme de p-box

Après avoir vu, dans les parties précédentes, comment mener une analyse pour des paramètres d'entrée ayant des natures différentes, nous allons maintenant nous focaliser sur le cas où une même variable peut présenter les deux aspects : aléatoire et épistémique. Une des premières approches faisant appel à la métamodélisation a été la représentation sous la forme de boîtes de probabilités (p-box) ayant notamment fait l'objet d'articles originaux de Schöbi et Sudret [7]. Elle se base sur la théorie de croyances en définissant des bornes minimale et maximale de la CDF d'une variable ayant à la fois un caractère aléatoire et épistémique. Comme présenté sur la figure 2, l'intervalle de la p-box est situé entre les deux courbes donnant sur la droite la croyance et sur la gauche la plausibilité. Pour ce faire, à la CDF d'une variable X notée $F_X(x)$ on associe un paramètre θ tel que $\theta \in [\theta_{\min}, \theta_{\max}]$. La CDF est alors fonction de ce paramètre : $F_X(x,\theta)$; ce dernier intégrant la variation de la variable épistémique. Si X suit une loi normale dont les moments sont définis sur des segments : $N([\mu_{X\min}, \mu_{X\max}], [\sigma_{X\min}, \sigma_{X\max}])$. A partir de la transformation iso- probabiliste : $X = \mu_X + \sigma\zeta = U_1 + U_2.U_3$, on introduit 3 nouvelles variables aléatoires : U_1, U_2 uniformes et U_3 suivant une loi gaussienne centrée normée. Alors la solution sous forme d'un métamodèle s'écrit $Y = M(X)$ soit : $Y = M(T(U_1,U_2,U_3)) = M^a(Z)$ dans un espace augmenté. Ainsi, au lieu de traiter 2 variables (moyenne et écart type), on va considérer 6 variables dans le métamodèle. Nous avons repris l'exemple de Sudret qui est la fonction de Rosenbrock et le choix de la plage de variation [7] mais traité avec un métamodèle de type Krigeage. Un des principaux intérêts de cette approche est de limiter le nombre de points du plan d'expérience par la définition de points fantômes. En effet pour une valeur de x donnée, il existe plusieurs triplets dans l'espace augmenté donnant : $x = u_1 + u_2.u_3$. Ainsi, on peut générer les variables uniformes de façon aléatoires et rechercher la valeur de la variable normale qui donne une valeur de x déjà calculée. Par exemple, pour notre simulation, nous avons considéré 30 couples de points (μ, σ) et 21 points fantômes pour chaque point réel, ce qui donne 750 points dans l'espace augmenté.

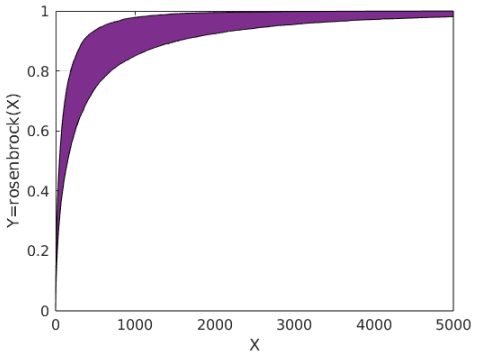


Fig.8. P-box – CDF de la fonction de Rosenbrock.

Par contre, un des principaux inconvénients est la nécessité d'augmenter la taille de l'espace à parcourir. Ce qui pose problème si le nombre de variables devient important. Aussi, dans la partie suivante, nous allons présenter une approche permettant, au contraire, de traiter un espace de dimension plus petite au détriment de la complexité de la loi statistique suivie.

II.5. Polynômes du chaos polymorphiques

Contrairement à la technique précédente, nous allons montrer comment définir une seule variable englobant ces deux aspects (aléatoire et épistémique) et comment résoudre le problème par polynômes du chaos pour un paramètre suivant une loi non commune. La représentation d'une observable en fonction des paramètres d'entrée suivant une loi particulière peut être réalisée par développement sur la base des polynômes du chaos. Le processus est bien connu, nous allons en rappeler brièvement les principes généraux.

Considérons un problème à N paramètres aléatoires d'entrée appelés x_i suivant chacun une distribution propre (gaussienne, uniforme,..). Alors, pour chaque paramètre, on choisit une base de polynômes du chaos optimale en

accord avec la loi de distribution de ce paramètre. Par exemple, si X_i suit une loi gaussienne, les polynômes de Hermite seront choisis. Le développement se fera donc suivant une série tronquée tel que :

$$f(X) = \sum_{\alpha \in A} a_\alpha \Psi_\alpha(X) \quad (3)$$

Où $\alpha = \{\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_N\}$ est un multi-indice comportant N éléments. Dans le cas multivarié (N>1), chaque terme du développement sera le produit des polynômes relatifs à chaque variable d'entrée.

$$\Psi_\alpha(X) = \prod_{k=1}^{N} \psi_{\alpha_k}(X_k) \quad (4)$$

On constate donc que le développement se complexifie lorsque le nombre de paramètres croît. Pour ce faire, un certain nombre de travaux ont été effectués pour limiter la « course à la dimensionnalité ». Les travaux de Sudret font aujourd'hui référence [8]. Ils ont aussi montré que la définition d'une p-norme permet de diminuer encore ce nombre de termes. Pour calculer les poids des termes du développement retenus, il existe deux techniques : la projection et la régression. Nous allons considérer cette dernière en utilisant la méthode LARS [9]. Concernant le nombre d'échantillons, il a été montré que, pour un problème multivarié à N paramètres d'entrée, 2N échantillons constitue le nombre minimum permettant de résoudre le problème. Afin de s'assurer de la précision du modèle construit, nous avons retenu une métrique basée sur la validation croisée : LOO (Leave One Out) qui consiste à reconstruire N métamodèles contenant (n-1) points [8-9].

Dans le cas présent, nous allons considérer une variable mixte intégrant des incertitudes aléatoire et épistémique d'un paramètre considéré. Dans le cas d'une méconnaissance complète du paramètre épistémique dans la plage de variation notée $[a,b]$, et en supposant la variation aléatoire suivant une loi gaussienne, alors on peut définir la variable composite :

$$\zeta = \frac{a+b}{2} + \left(\frac{b-a}{2}\right)\mu + \sigma\omega \quad (5)$$

Où : μ est la contribution à la variation épistémique et ω à la variable aléatoire. En examinant cette nouvelle variable, on s'aperçoit que tout se passe comme si on avait une variable de la forme :

$$\lambda = \omega + \left(\frac{b-a}{2\sigma}\right)\mu, \quad (6)$$

mixant les deux types de variation incluse dans :

$$\zeta = \frac{a+b}{2} + \sigma\lambda \quad (7)$$

Ainsi, la variable λ peut être vue comme une variable aléatoire à moyenne variable. Nous avons vu plus haut qu'il était important de choisir des polynômes optimaux, c'est-à-dire adaptés à la loi de variation de la variable. Or, dans le cas présent, la loi obtenue peut être quelconque, ce qui limite l'applicabilité des approches décrites plus haut. Si l'on considère le mélange d'une fonction de possibilité de type porte et d'une fonction de probabilité de type gaussienne. Suivant les valeurs des paramètres, on a une loi composite qui peut revêtir différentes formes comme montré sur la figure 9.

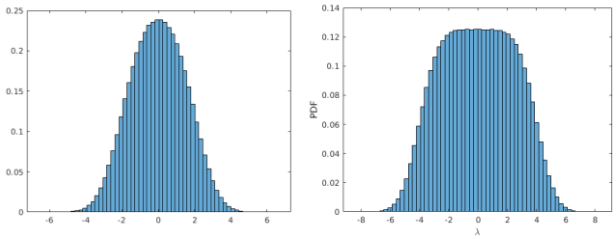


Fig.9. Composition d'une variation épistémique de type porte et d'une variation aléatoire de type gaussien.

Pour résoudre ce problème, deux approches peuvent être utilisées. La première consiste à appliquer une transformation iso-probabiliste pour se ramener à une loi connue. Pour notre part, nous avons préféré construire les polynômes de la base à partir des moments de la loi de distribution grâce à la décomposition de Cholesky [10-11]. Soit le moment d'ordre k de la variable λ :

$$m_k = \int \lambda^k \varphi_\mu(\mu)\varphi_\omega(\omega) d\mu d\omega \quad (8)$$

Alors si on veut développer sur la base optimale comportant p paramètres, on définit la matrice M intégrant les 2p premiers moments par :

$$M = \begin{bmatrix} m_0 & m_1 & . & . & m_p \\ m_1 & m_2 & . & . & m_{p+1} \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ m_p & m_{p+1} & . & . & m_{2p} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Considérons la décomposition de Cholesky: $M = R^T R$. R étant une matrice triangulaire supérieure. Les colonnes de l'inverse de la matrice $S = R^{-1}$ représentent alors les constantes à affecter aux coefficients des p polynômes du développement sur la base naturelle $\{1, s, s^2, ..., s^{p-1}\}$

II.6. Traitement dans le domaine temporel

Les approches que nous avons vues plus haut s'appliquent facilement pour une fréquence donnée. Or, comme spécifié dans l'introduction, pour la conception de circuits par exemple, il est intéressant de pouvoir définir un modèle traitant de toutes les fréquences en même temps de manière à pouvoir revenir dans le domaine temporel notamment pour l'étude de la déformation de signaux pour des problèmes de logique rapide (intégrité de signal). Pour ce faire, il existe des approches intrusives qui consistent à dupliquer les équations des lignes qui sont résolues pour chaque coefficient du développement en polynômes du chaos. Une autre manière de voir les choses et de conserver l'aspect non intrusif est de réaliser le développement en

polynômes du chaos pour chaque fréquence [13]. Dans ce cas, les coefficients du développement seront les seules grandeurs fonction de la fréquence.

$$P(X,s)=\sum_{\alpha\in A} a_\alpha(s)\Psi_\alpha(X)\ ,\ s=j2\pi f \tag{10}$$

Ainsi, le nombre de coefficients est égal au nombre de fréquences multiplié par le nombre de coefficients du développement. Pour chaque coefficient i, il est possible de réaliser un développement en fraction rationnelles sous la forme de filtres du premier et second ordre. Les coefficients s'expriment alors comme :

$$a_i(s)=a_{0i}+a_{1i}s+\sum_{k=1}^{Np}\frac{r_{ik}}{s-p_{ik}} \tag{11}$$

Les polynômes qui représentent des fonctions de transfert s'expriment alors comme :

$$P(X,s)=\sum_{i=1}^{N}a_{0i}\Psi_i(X)+\sum_{i=1}^{N}a_{1i}s\Psi_i(X)+\sum_{i=1}^{N}\sum_{k=1}^{Np}\frac{r_{ik}}{s-p_{ik}}\Psi_i(X) \tag{12}$$

Le passage en temporel est alors immédiat pour le calcul d'une réponse notée Y pour un signal d'entrée F donné.

III. APPLICATION A LA DIAPHONIE ENTRE LIGNES DE TRANSMISSION

III.1. Modélisation par polynômes du chaos polymorphique du couplage entre deux lignes

Pour illustrer nos propos, nous allons tout d'abord considérer le cas d'une seule variable possédant à la fois le caractère épistémique et aléatoire dans le cadre d'un problème de diaphonie entre deux lignes. Considérons deux lignes monofilaires parallèles (figure 10) de longueur l=2 m, situées au-dessus d'un plan de masse parfaitement conducteur. La distance horizontale entre ces lignes est de 10 mm. Le diamètre des fils est de 1 mm. Les deux lignes sont chargées à gauche et à droite par des impédances de 50 ohms. La première est alimentée par un générateur de 1 V, et l'on s'intéresse à la valeur du maximum du module du courant à l'extrémité du côté du générateur sur la ligne perturbée.

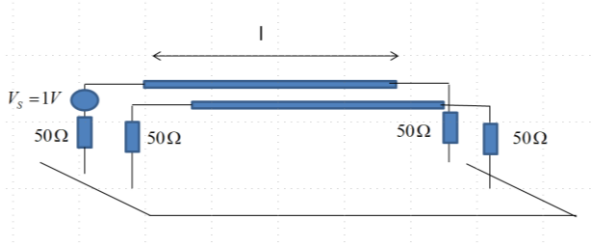


Fig.10. Diaphonie entre lignes de transmission.

On suppose que la ligne perturbatrice est située à une hauteur connue et fixe de 5 cm au-dessus de la référence, par contre on considère une variation épistémique de 6 à 8 cm de la hauteur de la ligne perturbée. La ligne perturbée étant supposée de hauteur variable sur les deux mètres de longueur, nous allons traduire ces fluctuations par une représentation en ligne droite et une variation aléatoire de la hauteur s'ajoutant à la variation épistémique. On suppose une variation gaussienne centrée d'écart type égal à 0.5 cm. La méthode proposée est appliquée, elle suit les étapes suivantes : après le calcul de la CDF de la variable λ, on procède à la détermination des moments et de la matrice S donnant en colonne les poids des polynômes.

$$S=\begin{bmatrix}1 & 0.0002 & -0.7886 & -0.0004\\ 0 & 0.6547 & 0.0003 & -0.8999\\ 0 & 0 & 0.3380 & 0.0003\\ 0 & 0 & 0 & 0.1479\end{bmatrix} \tag{13}$$

L'observable est ensuite décomposé sur la base modale; cette opération est réalisée en utilisant la librairie chaospy [12] qui permet une saisie de façon formelle des polynômes. Le calcul du polynôme a été validé sur cet exemple simple, la figure 11 montre une excellent corrélation entre les points d'entrée et la courbe obtenue par le tracé du polynôme.

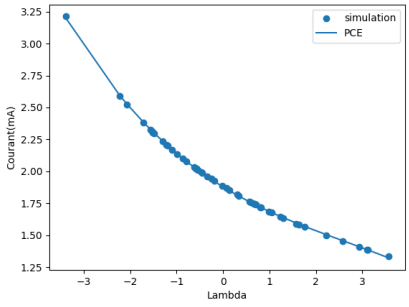


Fig.11. *Validation du polynôme du chaos.*

Enfin, la PDF de l'observable est obtenue par tirage de Monte Carlo. Ce résultat est comparé avec un calcul des courants sur 5000 tirages suivant la combinaison des deux lois. La figure 12 montrent un excellent accord entre les deux approches. Un test de KS permet de confirmer nos propos.

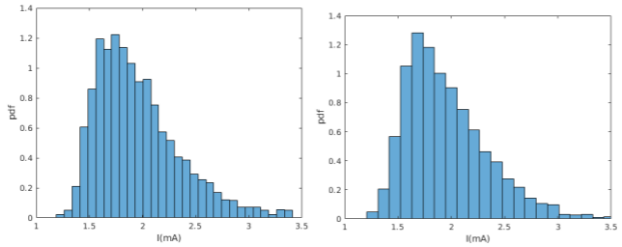


Fig.12. Pdf obtenue par MC et parla méthode proposée.

III.2. Détermination d'un encadrement de l'observable

En appliquant la méthode α -cut, le problème se simplifie ici car on suppose une loi rectangulaire, le résultat est

donc identique pour toutes les valeurs de α. On peut donc utiliser le polynôme obtenu précédemment pour en déduire l'intervalle de confiance. La technique décrite plus haut permet alors de trouver rapidement les deux CDF traduisant la croyance et la plausibilité. La figure 13 montre un écart assez important entre les deux courbes dû au fait que la distance choisie entre h_{min} et h_{max} pour la variation épistémique est volontairement importante. Nous constatons aussi que les lois statistiques des deux courbes sont différentes. La courbe rouge montre le résultat de la CDF d'un tirage aléatoire obtenu par le PCE.

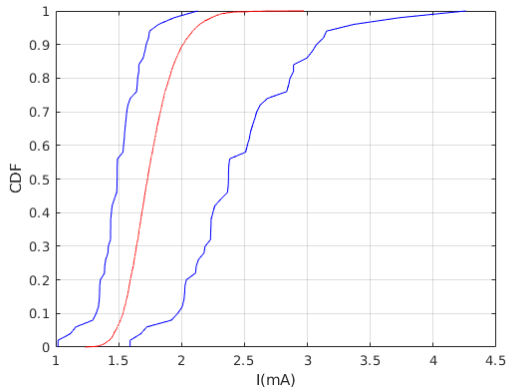


Fig.13. CDF encadrant la CDF de la loi et validation

III.3. Cas de variables aléatoires et épistémiques différentes : représentation composite.

Considérons maintenant le cas où les variables épistémiques et aléatoires sont distinctes. Pour ce faire, on considèrera la topologie de la figure 10 mais avec 3 lignes régulièrement espacées : la première coupable et les deux autres victimes. Ainsi, on s'intéressera à la variation en fonction de la hauteur des deux lignes victimes comme étant épistémiques et la variation des résistances d'extrémité (hors mis celle du générateur) comme étant 5 variables aléatoires gaussiennes. Pour ce cas, nous allons appliquer la technique des $\alpha - cut$ et de représentation composite pour permettre de faire varier la loi épistémique (pour simplifier on considère qu'elle est identique pour les 2 lignes en question). Les lois suivies par les résistances sont de type gaussien avec une moyenne de 50 ohms et un écart type de 5 ohms. Considérons une plage de variation des variables épistémiques entre 30 et 110 mm suivant la hauteur pour les deux lignes victimes, on trace toujours au courant coté générateur sur la ligne la plus éloignée de la ligne perturbatrice. Les 2 variables épistémiques sont supposées varier de la même manière suivant la loi indiquée figure 14.

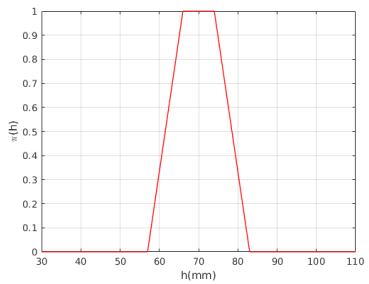


Fig.14. Densité de possibilité des hauteurs.

En réalisant des tirages aléatoires pour les différentes valeurs de α, on obtient une courbe trapézoïdales non symétrique après avoir récupéré les 5% et 95% des courbes montante et descendante respectivement (figure 15)

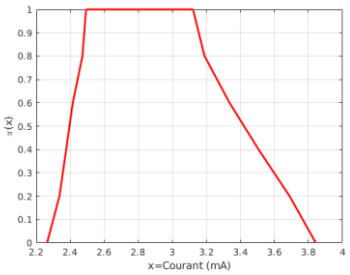


Fig.15. Enveloppe des courants pour un intervalle de confiance de 95%.

Considérons maintenant 5 plages de variation de la variable épistémique choisies comme indiqué figure 16. Les formes trapézoïdales sont réparties de façon symétrique autour d'une hauteur de 70 mm

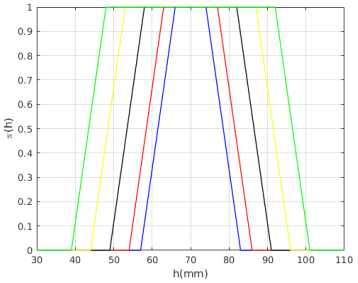


Fig.16. Fonctions de possibilités de la variation des hauteurs.

On réalise un processus identique au précédent mais cette fois on s'intéresse aux plages de variations des entrées et de la sortie. Pour pouvoir appliquer une loi de régression et interpoler les résultats à d'autres lois épistémiques, on considère la représentation composite vue plus haut. Ainsi, on ramène le problème d'interpolation de segments à des interpolations de points. La figure 19 montre les représentations des hauteurs et des courants dans le nouvel espace.

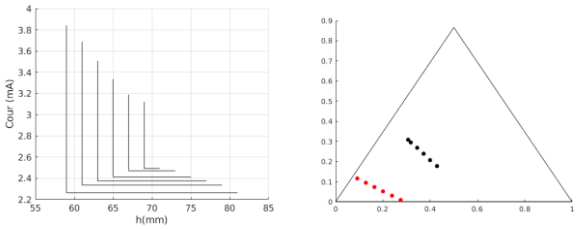


Fig.17. Représentation des intervalles d'entrée et de sortie dans l'espace réel et dans le simplexe.

Ayant calculé le polynôme d'interpolation au premier ordre par le processus décrit plus haut, on voit qu'il est possible de considérer d'autres lois permettant de prédire les plages de variation des courants compte tenu des plages de variation des hauteurs (figure 20)

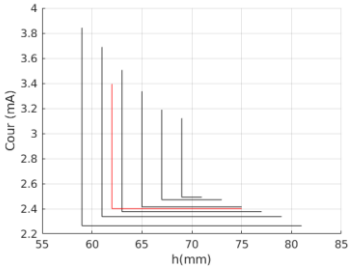


Fig.18. Validation de la régression (en rouge) dans l'espace initial.

III.4. Passage en temporel par polynôme du chaos et Vector Fitting

Concernant le passage dans le domaine temporel, nous avons appliqué la méthode du Vector Fitting suivant le procédé décrit plus haut. La reconstruction sur une bande allant jusqu'à 100 MHz n'a nécessité que 3 filtres : un filtre du premier ordre et deux du second ordre pour chaque terme du développement suivant les polynômes du chaos. La courbe de la figure 19 montre le courant de diaphonie temporel obtenu dans le cas de deux lignes parallèles. Plusieurs réalisations du processus permettent de déduire une enveloppe du signal temporel.

Remarque : la forme du signal ne fait pas apparaître distinctement les aller retours du fait de la bande de fréquence choisie.

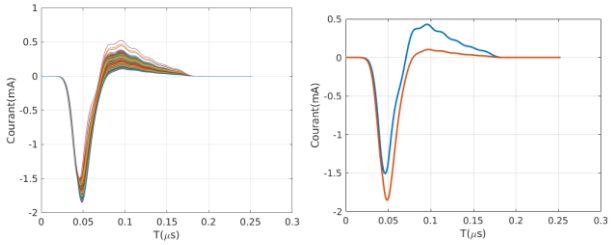


Fig.19. Courants de para-diaphonie

IV. CONCLUSION

L'objet du présent article est de présenter simplement des techniques permettant de prendre en compte l'influence de variables aléatoires et épistémiques au sein d'un même problème. Nous avons traité les cas où celles-ci portent sur un même paramètre ou non. Nous avons vu qu'une représentation en termes d'intervalles offrait des perspectives intéressantes pour le traitement des intervalles inhérents aux incertitudes épistémiques. Il est notamment envisagé d'effectuer des études de sensibilités par une telle représentation. De même l'introduction du Vector Fitting associé aux polynômes du chaos offre des perspectives intéressantes en termes d'influence des incertitudes dans le domaine temporel.

REFERENCES

[1] N. Toscani, F. Grassi, & al, "*A possibilistic approach for the prediction of risk of interference between power and signal lines onboard satellites ",* Hindawi Mathematical problems in Ingeneering, vol 2018.

[2] S. De Ridder, D. Spina, N. Toscani, F. Grassi, D. V. Ginste, T. Dhane, « *Machine Learning based on hybrid random-fuzzy uncertainty quantification for EMC and SI assessment* »,

[3] G. Shafer, *"A mathematical theory of evidence"*, Princeton University Press, 1976.

[4] D. Guyonnet, and al. "A hybrid approach for addressing uncertainty in risk assessments" Journal of Environment Engineering, vo 129 issue 11, Jan. 2003.

[5] D. Pekaslan, C. Wagner "Compositional linear Regression on Interval-valued data" IEEE Symp. On Computational Intelligence (SSCI) 2021

[6] D. Pekaslan, C. Wagner "Alpha-cut compositional representation of fuzzy sets and exploration of associated fuzzy set regression" IEEE Symp. On Computational Intelligence (SSCI) 2022

[7] R. Schöbi, B. Sudret "Propagation of Uncertainty Modelled by Parametric P-boxes Using Sparse Polynomial Chaos Expansions" 12th Int. Conf. on Applications of Statistics and Probability in Civil Engineering, ICASSP12, Vancouver, July 12-15, 2015.

[8] B. Sudret "Polynomial expansions and stochastic finite element method". Hal Id:hal-01449883.

[9] G. Blatman, B. Sudret "Adaptative sparse polynomial chaos expansion based on Least Angle Regression" Journal of Computer Physic, 230 (6), Match 2011, pp. 2345-2367.

[10] A.K. Prasad, S. Roy "A novel dimension fusion based polynomial chaos approach for mixed aleatory epistemic uncertainty quantification of carbon nanotube interconnect" 2017 Int. Symp. on EMC & Si. (EMCSI).

[11] M. Yusuf, S. Roy " A Polymorphic Chaos For Incertainty Quantification of RF/Microwave Circuits in Presence of Design Variables" IEEE / MTT-S Int. µwave Symp.-2021

[12] J. Feinberg, H. P. Langtangen, "*Chaospy: an open source tool for designing methods of uncertainty quantification*", Journal of Computer Science, 11, 2015, 46-57.

[13] D. Spina, F. Ferranti, T. Dhaene, L. Knockaert "Non-Intrusive Polynomial Chaos-based Stochastic Macromodeling of Multiport Systems" Conf. 2014 IEEE 18th Workshop on Signal and Power Integrity (SPI), Ghent, Belgium.11-14 May 2014.

Protection et blindages

AUTO-ACTIVATION DE BLINDAGES ELECTROMAGNETIQUES OPTIQUEMENT TRANSPARENTS

Q. Tricas[1,2], P. Besnier[1], T. Eudes[2], P. Foutrel[2], C. Le Paven[1], J. Sol[1], X. Castel[1]

[1]Univ Rennes, INSA Rennes, CNRS, IETR – UMR 6164, F-35000 Rennes, philippe.besnier@insa-rennes.fr
[2]Safran Electronics & Defense, Direction de l'Ingénierie Electronique, F-95610, Eragny sur Oise, thomas.eudes@safrangroup.com

Résumé. Ces travaux portent sur la protection, face à des agressions électromagnétiques extérieures, d'équipements optroniques multi-capteurs optiques et RF intégrés dans une cavité métallique et présentant une ouverture optique pour le domaine du visible et du proche infrarouge. Lors de la présence de champs RF de haute intensité et dans une large bande de fréquence (jusqu'à 40 GHz), ces équipements sont protégés par le blindage du système dont l'efficacité est limitée par l'écran optiquement transparent qui représente l'ouverture électromagnétique principale. Safran Electronics & Defense et l'IETR ont développé une technologie d'écrans optiques CEM à base d'un blindage métallique micromaillé en couche mince qui est auto-activable quasi-instantanément grâce à un arrangement parallèle de diodes PIN dont la polarisation est activée par la présence d'un champ électromagnétique extérieur important. La caractérisation de l'efficacité de blindage dynamique sous agression a été effectuée par la méthode des CRBM imbriquées.

I. INTRODUCTION

Les environnements radio et radar produisent des champs électromagnétiques de haute intensité (HIRF- *High Intensity Radiated Fields*) dans lesquels les équipements électroniques et optroniques doivent assurer leurs missions critiques. En effet, ces environnements peuvent créer, pour ces systèmes, des problèmes majeurs de performances, pertes d'information, de création de données erronées non détectables ou bien même de destruction des capteurs [1], [2], [3], [4]. Les solutions connues consistent à ajouter des blindages électromagnétiques pour former une cage de Faraday la plus étanche possible aux ondes électromagnétiques extérieures. Cependant, pour intégrer des capteurs optiques il est nécessaire de créer une ouverture non métallique, optiquement transparente, qui contribue à une dégradation importante de l'efficacité blindage, et même à une inefficacité totale lorsque les longueurs d'onde des perturbations deviennent plus petites que les dimensions de l'ouverture. Il est alors nécessaire d'apposer à la surface de l'écran un blindage de type maillage métallique ou bien le dépôt d'un revêtement optiquement transparent et conducteur électrique de type ITO (oxyde d'indium dopé à l'étain). Ce blindage permet de générer une efficacité de blindage suffisante face aux fréquences de l'environnement radio et/ou radar [5]. Toutefois, cette technique rend impossible l'utilisation, en sus des capteurs optiques, de capteurs électromagnétiques ou RF, le blindage EM de l'écran atténuant trop fortement le bilan de liaison fonctionnel. Notons aussi que ce blindage peut être à l'origine d'auto-perturbations internes. Une solution serait de permettre la désactivation du blindage électromagnétique pour assurer le fonctionnement nominal des capteurs RF et optiques, puis d'activer ce blindage uniquement lorsque cela est nécessaire, soit en présence de champs EM trop importants pour l'équipement. Les travaux récents en la matière, basés sur la variation de l'impédance d'un blindage, ont montré que ce principe était réalisable. Ces travaux s'appuient également sur le fait qu'un réseau maillé à une échelle micrométrique et électriquement conducteur imprimé en couche mince à la surface de l'écran permet d'obtenir une efficacité de blindage pertinente et aisément adaptable à la bande de fréquence de l'application visée [6], [7], [8].

Les techniques développées récemment ont démontré qu'il est possible d'assurer une variation d'impédance de l'écran de blindage métallique micromaillé afin de contrôler significativement son efficacité de blindage dans une très large bande de fréquence [9]. Le principe utilisé consiste à ajouter un réseau de diodes RF de type PIN polarisables par un courant DC. Le choix de cette solution est justifié en raison des faibles pertes RF du réseau de diodes, de leur large bande de fonctionnement et surtout par leur temps de commutation ultra-rapide pour faire varier l'impédance du blindage micromaillé. Ces diodes permettent un ajustement du niveau d'efficacité de blindage en modifiant la résistance de contact entre le maillage et le busbar (le cadre électriquement conducteur de l'écran en appui avec la cavité conductrice) [9], [10].

Le présent article présente l'ajout d'une fonction d'auto-activation en utilisant la source RF perturbatrice pour ajuster l'intensité du courant de polarisation des diodes PIN. La section II présente ce principe d'activation du blindage par injection d'un courant de polarisation dans les diodes PIN. Le circuit de détection de présence du champ fort externe est détaillé dans la section III. La caractérisation expérimentale a été effectuée par mesure de l'efficacité de blindage avec la technique des cavités réverbérantes à brassage de modes (CRBM) imbriquées [11] ; les résultats de cette caractérisation sont présentés dans la section IV. Enfin, la conclusion sur les performances d'un tel dispositif de blindage auto-adaptatif est réalisée dans la section V.

II. PRINCIPE D'ACTIVATION DES DIODES PIN

Le principe de base utilisé pour contrôler l'efficacité de blindage d'un écran micromaillé de manière dynamique consiste à modifier l'impédance de contact entre l'écran et son busbar. Plus précisément, l'efficacité de blindage intrinsèque d'un écran micromaillé seul (donc son efficacité maximale) est obtenue lorsque l'impédance de contact est très inférieure à l'impédance de l'écran. Dès lors que cette impédance de contact devient significative vis-à-vis de l'impédance de l'écran, l'efficacité de blindage de l'ensemble diminue.

La plage de variation de l'efficacité de blindage est aussi dépendante de la géométrie du réseau métallique micromaillé déposé à la surface du substrat optique. Ce réseau est constitué de rubans métalliques en couches minces espacés de manière régulière et dont la valeur maximale d'efficacité de blindage augmente avec la densité du maillage. Or pour conserver un tel écran optiquement transparent (transparence optique supérieure à 80 %), cette densité de maillage doit rester limitée. Par conséquent le choix de la géométrie de l'écran micromaillé reprend celui exposé dans [6], détaillé ci-après, et dont la variation de l'efficacité de blindage peut aller jusqu'à 35 dB à 2 GHz et jusqu'à 15 dB à 18 GHz [6].

Plus récemment, la fonction de contrôle dynamique de l'efficacité de blindage par la variation de l'impédance de contact entre l'écran micromaillé et son busbar en utilisant des diodes RF PIN a été démontré [9]. L'écran utilisé est un verre sodocalcique d'épaisseur 0,7 mm et de dimensions 50 × 50 mm² dont les rubans métalliques ont été déposés par pulvérisation cathodique RF, puis mis en forme par photolithographie et gravure chimique (voir Fig. 1). Les rubans métalliques sont constitués d'une couche de 2 µm d'épaisseur d'argent reposant sur une sous-couche de 5 nm de titane (couche d'accrochage). Le réseau est maillé est constitué de 4 zones décrites ci-dessous (voir Fig. 2) :

- Partie centrale composée d'un réseau argent (2 µm)/titane (5 nm) micromaillé constitué de rubans de largeur 10 µm espacés d'un pas périodique de 200 µm. L'ensemble présente une transparence optique de 84 % dans le domaine du visible et du proche infrarouge.
- Bandeau périphérique du maillage composé d'un ruban argent/titane de 500 µm de largeur.
- Partie périphérique de l'écran (busbar) composée d'un ruban argent/titane de 4,8 mm de largeur.
- Le bandeau périphérique du maillage et le busbar de l'écran sont espacés de 2 mm et interconnectés par des rubans argent (2 µm)/titane (5 nm) de 304 µm de largeur pour pouvoir implanter les diodes RF PIN et leur résistance de 8,2 Ω de polarisation DC. Ces interconnexions sont espacées de manière régulière de 792 µm.

Les diodes RF PIN utilisées sont des MACOM® MA4GFCP910. La conception de cet écran inclut ainsi 132 diodes.

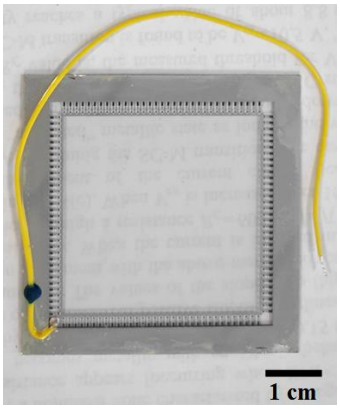


Fig. 1. Photographie de l'écran de blindage fabriqué, de dimensions 50 × 50 × 0,7 mm³, et constitué d'un réseau maillé à pas micrométrique en couche mince imprimé sur un substrat de verre sodocalcique. L'ensemble présente une transparence optique de 84 % dans le domaine du visible et du proche infrarouge.

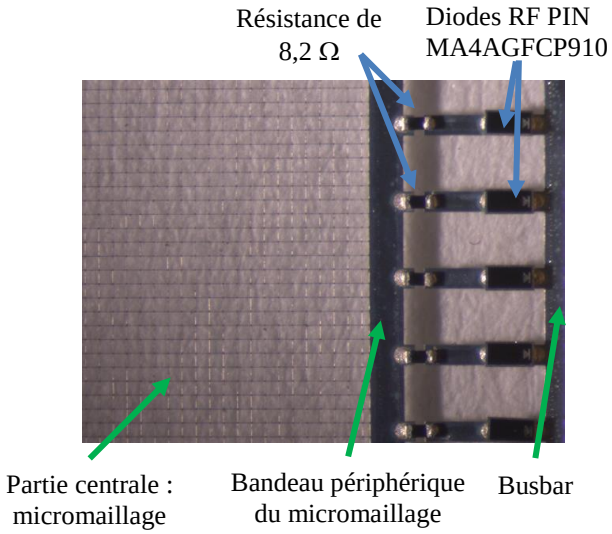


Fig. 2. Photographie de l'implantation des différentes parties de l'écran maillé.

III. CIRCUIT DE DETECTION

Le concept d'auto-adaptation face à une menace externe de type champ fort (HIRF) se base sur la détection d'un champ EM dont le niveau sera suffisamment important pour activer la polarisation du réseau de diodes PIN distribuées à la périphérie de l'écran (entre le bandeau du réseau micromaillé et le busbar). En théorie, un champ fort suffisamment intense dirigé vers l'écran permet une auto-activation du réseau de diodes PIN grâce à un détecteur RF. Ainsi, le détecteur RF doit permettre la polarisation du réseau de diodes PIN avec un courant DC suffisant pour maximiser l'efficacité de blindage. En effet, il a été démontré que la meilleure dynamique d'efficacité de blindage de l'écran étudié, entre ses 2 états : activé et non activé, est obtenue en polarisant les diodes avec une intensité de courant total égale à 150 mA [9].

Afin de procéder à la caractérisation expérimentale du dispositif, ce principe d'auto-activation ne peut être facilement testé en condition HIRF compte tenu de la difficulté de génération de niveaux très importants en laboratoire. Dès lors, des conditions d'illumination RF de moindre intensité ont été choisies de sorte à réaliser la mesure à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriels (ARV). Ainsi, la capacité d'auto-activation a été démontrée en utilisant l'ARV pour à la fois générer le champ perturbateur externe (à l'aide d'une antenne) et mesurer l'efficacité de blindage en chambre réverbérante. De ce fait, la puissance RF injectée à l'antenne émettrice est de 16 dBm. Le signal détecté doit alors être amplifié en réception afin d'activer la fonction de blindage de l'écran. En conséquence, le circuit de détection proposé est constitué d'un amplificateur faible bruit Miteq® AFS4-00101200-22-10P-4 alimenté avec une tension continue de 15 V et présentant un gain d'environ 26 dB dans la bande 100 MHz – 12 GHz. La sortie RF de l'amplificateur est connectée à un détecteur à diode Schottky RF Keysight® 33330C qui génère une tension continue proportionnelle à la puissance RF appliquée en entrée de 0,5 mV par µW dans la bande 10 MHz – 18 GHz. Ensuite, la sortie du détecteur attaque un montage simple basé sur amplificateur non inverseur TLE2144ACN pilotant la base d'un transistor bipolaire NPN KSP2222A permettant la polarisation des 132 diodes RF PIN de l'écran avec une intensité en courant de 150 mA sous 9 V. La source d'alimentation de 9 V est délivrée par une pile. L'ensemble du montage du circuit de détection est présenté en Fig. 3 et Fig. 4.

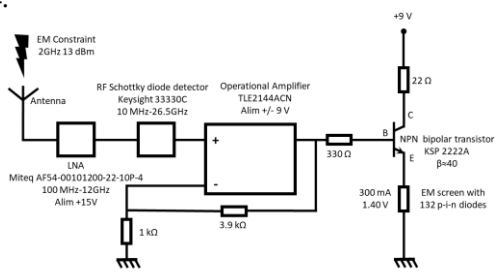


Fig. 3. Schéma du circuit de détection.

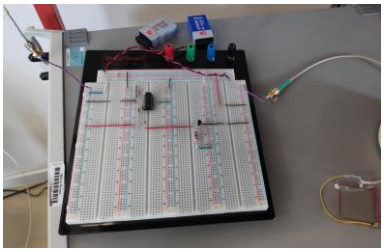


Fig. 4. Photographie du montage du circuit de détection utilisé pour la validation du concept.

IV. RESULTATS EXPERIMENTAUX

La configuration des essais est présentée en Fig. 5. L'étage de réception, d'amplification et de détection est placé à l'intérieur de la petite cage de Faraday, placée dans une chambre réverbérante. Cette configuration permet la mesure de l'efficacité de blindage suivant la méthode dite « SE3 » de [11].

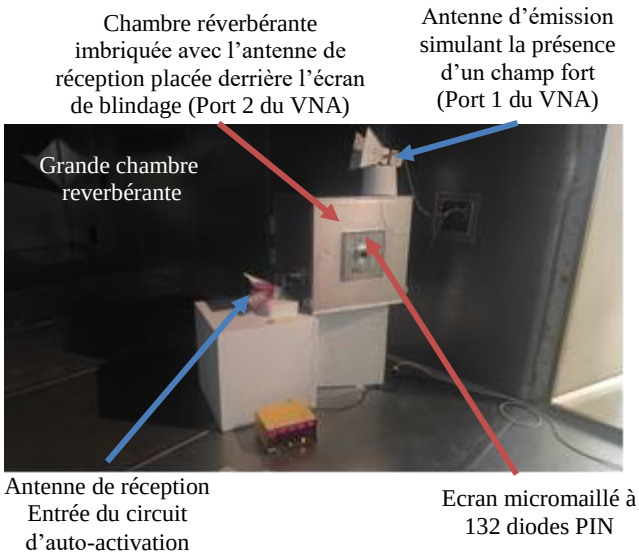


Fig. 5. Illustration du montage de validation expérimentale installé dans une chambre réverbérante.

Il est important de souligner que pour réduire les incertitudes de mesure, le coefficient de qualité *Q* de la grande chambre réverbérante est supposé identique entre les deux mesures déterminant l'efficacité de blindage (sans écran de blindage pour la mesure de référence et avec écran de blindage pour les mesures d'atténuation). La fonction d'auto-activation présentée précédemment en partie III reçoit ainsi la perturbation RF pour simuler l'agression HIRF, mais de faible intensité (pour permettre la mise en œuvre expérimentale), grâce à une entrée RF connectée à l'antenne cornet de réception. Le reste du montage est localisé à l'intérieur de la petite cage de Faraday comme illustré Fig. 6.

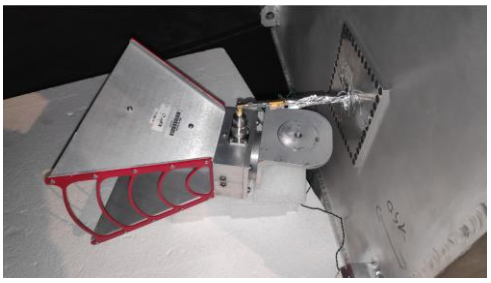


Fig. 6. Photographie de l'antenne de réception pour l'auto-activation du blindage, entrée RF de la perturbation vers le circuit de détection.

Le champ électrique équivalent est généré par la source RF (ici le port 1 du VNA) à travers l'antenne cornet émettrice de la grande chambre réverbérante. Avec une puissance incidente de 16 dBm entre 2 GHz et 18 GHz, le champ électrique moyen généré dans la zone homogène a été calculé à partir de l'estimation empirique du coefficient de qualité *Q*. Le champ électrique généré est présenté Fig. 7 tandis que la puissance reçue par l'antenne cornet de réception de la voie d'auto-activation est présentée Fig. 8.

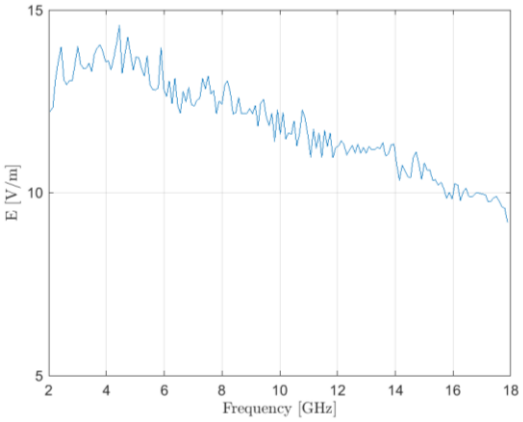


Fig. 7. Champ électrique moyen présent dans la zone homogène de la chambre réverbérante avec une puissance fournie par le VNA de 16 dBm à l'antenne cornet émettrice – Port 1

Ces résultats montrent que le champ électrique moyen généré dans la zone homogène se situe entre 14 V/m à 2 GHz et 10 V/m à 18 GHz. Cela permet, en tenant compte du gain de l'antenne de réception, d'estimer la puissance en entrée du circuit d'auto-activation à 300 µW à 2 GHz en décroissance jusqu'à 50 µW à 6 GHz et 10 µW à 10 GHz. Au-delà de 10 GHz la puissance reçue apparait trop faible pour être détectée malgré l'amplification du LNA. Cela se traduit par la génération d'une tension en sortie du détecteur RF évaluée à 3 V, 500 mV et 100 mV respectivement à 2 GHz, 6 GHz et 10 GHz. Ces estimations indiquent clairement que le courant de polarisation des diodes RF PIN ne sera pas suffisant pour faire varier l'efficacité de blindage au-delà de 10 GHz, tandis qu'une dynamique importante de variation d'efficacité de blindage est attendue dans la bande 2 GHz-6 GHz.

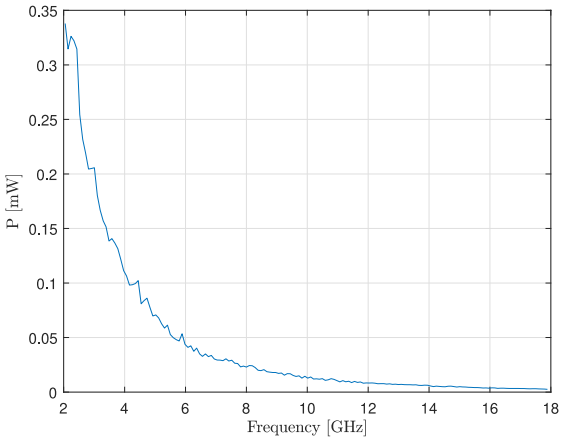


Fig. 8. Puissance RF moyenne reçue par l'antenne cornet réceptrice calculée en fonction du champ électrique dans la chambre réverbérante.

Les résultats de mesure d'efficacité de blindage, entre la configuration avec la présence d'une agression EM simulant un champ fort (courbe rouge) et la configuration sans agression extérieure (obtenue en déconnectant l'antenne de réception de la voie d'auto-activation, courbe noire), sont présentés Fig. 9.

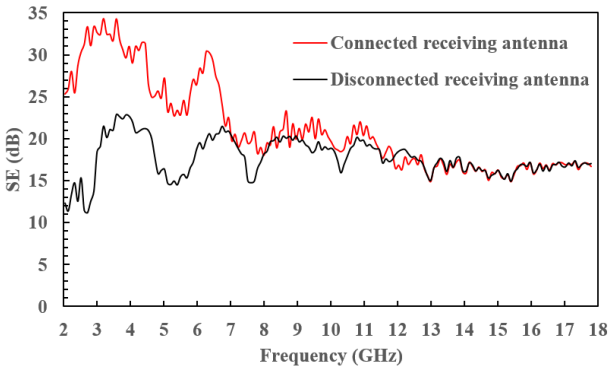


Fig. 9. Illustration de la variation de l'efficacité de blindage en présence de l'agression EM (courbe rouge) et sans agression (courbe noire).

La variation relative ou la dynamique d'efficacité de blindage du dispositif d'auto-adaptation sous agression externe est tracée Fig.10.

Premièrement, la variation d'efficacité de blindage *ΔSE* montre que le principe d'auto-adaptation du blindage a été obtenu. Deuxièmement, il est observable que cette variation est restreinte dans la plage de fréquence de caractérisation, compte tenu du faible niveau de puissance reçu en entrée de la voie d'auto-activation. Cette diminution de puissance est principalement due à la diminution de l'aire effective de l'antenne de réception en hautes fréquences. Ce dispositif valide néanmoins le principe d'auto-adaptation face à l'intensité de la menace RF.

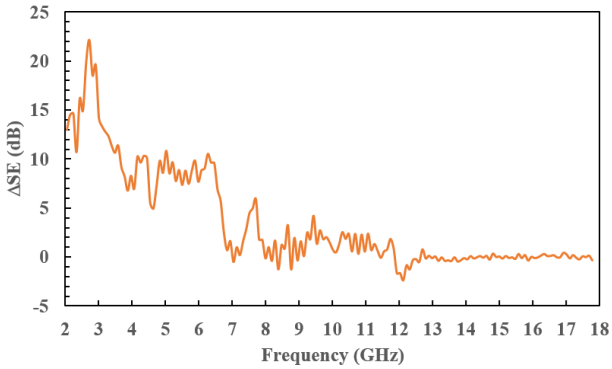


Fig.10. Variation relative de l'efficacité de blindage obtenue avec le dispositif développé.

Ces résultats montrent aussi la faculté du dispositif sous test à offrir une protection électromagnétique dans la bande 2 GHz – 8 GHz face à un champ rayonné supérieur à 10 V/m. Ce principe peut de plus être étendu à des agressions de plusieurs centaines de V/m en adaptant le circuit de détection RF.

V. CONCLUSION

Pour de nombreuses applications où des capteurs RF et optiques cohabitent dans le même espace, le blindage électromagnétique constant des ouvertures optiques perturbe le bon fonctionnement des capteurs RF. Le dispositif présenté permet une efficacité de blindage faible pour le bon fonctionnement des capteurs RF en l'absence d'agression électromagnétique externe intense (HIRF). Ce dispositif possède la faculté de présenter automatiquement une atténuation de blindage élevée (entre +10 et +20 dB) dans une large bande fréquentielle lorsqu'une agression électromagnétique intense est présente afin de protéger les capteurs optiques et RF, tout en maintenant la transparence optique constante de l'écran de blindage. Cette technologie utilise des diodes PIN à polarisation DC permettant la variation de l'efficacité blindage couplée à un circuit de détection RF dont l'ensemble présente une commutation extrêmement rapide. L'ensemble a été démontré expérimentalement en utilisant la technique des chambres réverbérantes imbriquées.

VI. REMERCIEMENTS

Ces travaux sont soutenus par l'Union Européenne, le Ministère de l'Enseignement Supérieur, de la Recherche et de l'Innovation, la Région Bretagne, le Département des Côtes d'Armor et Saint-Brieuc-Armor-Agglomération au travers des projets CPER 2015-2020 MATECOM et SOPHIE/STIC & Ondes.

REFERENCES

[1] M. G. Backstrom and K. G. Lovstrand, "Susceptibility of electronic systems to high-power microwaves: summary of test experience," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, no. 3, pp. 396–403, Aug. 2004. doi: 10.1109/TEMC.2004.

[2] D. Nitsch, M. Camp, F. Sabath, J. L. Ter Haseborg, and H. Garbe, "Susceptibility of some electronic equipment to HPEM threats," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, no. 3, pp. 380–389, Aug. 2004. doi: 10.1109/TEMC.2004.831842.

[3] D. F. Kune *et al.*, "Ghost talk: mitigating EMI signal injection attacks against analog sensors," in Proc. IEEE Symp. Secur. Priv., Berkeley, CA, USA, 2013, pp. 145–159. doi: 10.1109/SP.2013.20.

[4] Y. Zhang and K. Rasmussen, "Detection of electromagnetic interference attacks on sensor systems," in Proc. IEEE Symp. Secur. Priv., San Francisco, CA, USA, 2020, pp. 203–216. doi: 10.1109/SP40000.2020.00001.

[5] B. Ray, S. Parmar, and S. Datar, "Flexible and transparent EMI shielding materials," in Adv. Mater. Electromagn. Shield., JohnWiley & Sons, Ltd, Hoboken, NJ, USA, 2018, pp. 167–175.

[6] M. Croizer, Q. Tricas, P. Besnier, X. Castel, and P. Foutrel, "Control of shielding effectiveness of optically transparent films by modification of the edge termination geometry," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 62, no. 6, pp. 2431–2440, Dec. 2020. doi: 10.1109/TEMC.2020.2982644

[7] P. D. Tung and C. W. Jung, "High optical visibility and shielding effectiveness metal mesh film for microwave oven application," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 62, no. 4, pp. 1076–1081, Aug. 2020. doi: 10.1109/TEMC.2019.2927923

[8] Z. Jiang *et al.*, "Ultrathin, lightweight, and freestanding metallic mesh for transparent electromagnetic interference shielding," Opt. Express, vol. 27, no. 17, pp. 24194–24206, Aug. 2019. doi: 10.1364/OE.27.024194

[9] Q. Tricas, X. Castel, P. Besnier, C. Le Paven, P. Foutrel, "Dynamic control of the shielding effectiveness of optically transparent screens," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 64, no. 3, pp. 702-709, June 2022, doi: 10.1109/TEMC.2022.3146245

[10] J. Catrysse, T. Grenson, F. Vanhee, D. Pissort, C. Brull, "The importance of continuous gasket conductivity up to 40 GHz," in Proc. Int. Symp. Electromagn. Compat., EMC Europe, Brugge, Belgium, 2013, pp. 536-540.

[11] C. L. Holloway, D. A. Hill, J. Ladbury, G. Koepke, and R. Garzia, "Shielding effectiveness measurements of materials using nested reverberation chambers," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 45, no. 2, pp. 350-356 May 2003. doi: 10.1109/TEMC.2003.809117

21ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2023)

INJECTION BASSES FREQUENCES SUR UNE STRUCTURE BLINDEE : GROUPE D'HOMOTOPIE DU BLINDAGE DE CABLE AU BATIMENT

O.Maurice[1], T.Abboud[2], B.Chaisne[2], E.Despre[2], A.Laisne[3]

[1]ArianeGroup, route de Verneuil les Mureaux France, olivier.maurice@ariane.group
[2]imacs, école polytechnique, abboud@imacs.polytechnique.fr
[3]DGA-TA, Toulouse, alexandre.laisne@intradef.gouv.fr

Résumé

Les structures de blindages de type cavités fermées comportant des ouvertures se retrouvent dans différents problèmes de compatibilité électromagnétique. Ainsi la structure d'un bâtiment en béton armé peut-elle s'apparenter à celle d'une tresse d'un blindage de câble. Après un exposé de la théorie commune à ces structures nous présentons des mesures et calculs appliqués à une cage en acier représentant un bâtiment à échelle réduite. Nous montrons que nous retrouvons bien dans le domaine des basses fréquences une observable connue pour caractériser les blindages de câbles qu'est l'impédance de transfert de la structure. Nous concluons par une proposition de généralisation du concept d'impédance de transfert à toutes les structures similaires puis par une présentation des travaux à venir sur les hautes fréquences.

I ANALYSE TENSORIELLE DES RESEAUX ET HOMOTOPIE

L'analyse tensorielle des réseaux[1] (ATR) initiée par Gabriel KRON s'appuie sur la topologie algébrique. La géométrie d'un réseau est décrite par son graphe (encore appelé couramment circuit électrique ou schéma électrique - électronique). L'association d'un graphe avec une métrique, définie dans le formalisme de l'ATR par le tenseur des impédances, permet de définir un espace topologique[2]. En projetant la géométrie physique de l'objet de départ via un homomorphisme sur le complexe cellulaire qu'est le graphe, nous savons y définir des voisinages au sens électromagnétique du terme décrits par la métrique. Sans plus rentrer dans le détail qui n'est pas l'objet de cet article (le lecteur intéressé pourra consulter[2]) nous admettons disposer d'un espace topologique (n-simplexe) $\mathcal{T}$ auquel appartient une variété $\mathcal{M}$ associée à un graphe G et une métrique ζ. Si nous savons nous doter d'un isomorphisme φ tel que $\varphi : \mathcal{M}(G,\zeta) \rightarrow \mathcal{M}'(G',\zeta)$ alors l'isomorphisme φ peut-être défini comme une opération de déformation qui conserve la métrique[3]. Si la déformation s'applique à un ensemble de variétés en présentant les propriétés de fermeture, linéarité, élément neutre et symétrie alors nous pouvons considérer l'opérateur de déformation lié à l'ensemble des variétés concernées comme constituant un groupe d'homotopie. Nous allons détailler la nature des variétés concernées : leurs graphes et équations, puis analyser les propriétés d'un opérateur de déformation pour vérifier l'appartenance à un groupe d'homotopie.

II Variétés concernées : impédance de transfert d'un tube plein

Nous parlons de structure conductrices, présentant en très basses fréquences un comportement résistif lorsque nous appliquons à leurs bornes une source d'énergie d'intensité et impédance propre connues. L'exemple sans doute le plus connu est un tube métallique plein. L'impédance de transfert Z_T de cette structure est définie comme le rapport du champ électrique longitudinal E_z sur la surface intérieur du blindage au courant circulant sur le blindage I^b :

$$Z_T = \frac{|E_z|}{|I^b|} = \frac{V_z}{z\,|I^b|} \tag{1}$$

Ramenée à une grandeur linéique, l'impédance de transfert devient le ratio entre la différence de potentiel qui se développe aux bornes du blindage en interne sur le courant qui parcourt le blindage. La valeur de cette impédance de transfert aux fréquences proches du continu est égale

à la résistance de métallisation du tube. Son expression a été déterminée par Schelkunoff[4]. Le problème se décrit en deux domaines : un domaine dit "interne" correspondant à la description de l'électromagnétisme à l'intérieur du volume blindé, et un domaine dit externe situant l'étude électromagnétique à l'extérieur du blindage. Le blindage constitue la frontière partagée entre les deux domaines. De façon à injecter un courant contrôlé aux bornes du blindage, les bancs de mesure des impédances de transfert créent le plus souvent une structure coaxiale à plusieurs couches, dont une rajoutant un cylindre autour du tube pour injecter le courant. Aux fréquences où les effets de propagation peuvent être négligés, cette structure externe est un guide d'onde coaxial dont le câble blindé (le tube) constitue l'âme. Projeté sur un graphe de complexes cellulaires, ce domaine externe apparaît comme une maille dont les conditions limites sont l'impédance propre du générateur qui crée le courant d'une part et un court-circuit d'autre part. La figure 1 montre cette structure. Sur un circuit électrique modélisant cette

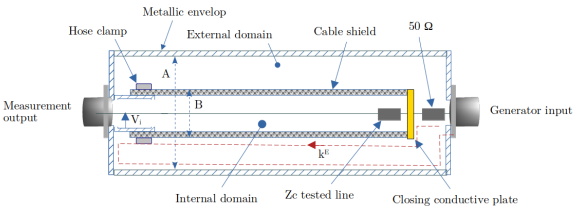


Figure 1: Banc de mesure de ZT

expérimentation électromagnétique nous trouvons une première maille (ou cycle) décrivant le domaine externe et constituée de la résistance du générateur R_0, de la résistance de l'impédance de transfert R_T, de la résistance du court-circuit d'extrémité et de la coque externe du banc R_b et enfin de l'inductance L_e associée à la ligne domaine externe court-circuitée. Finalement, soit Z_e l'impédance de cette première maille et s l'opérateur de Laplace nous avons :

$$Z_e = R_0 + R_b + R_T + s.L_e \tag{2}$$

En suivant une méthode identique, nous trouvons pour la ligne du domaine interne une impédance de maille Z_2, si celui-ci est adapté d'un côté (résistance R_c) et branché directement sur l'impédance propre de l'analyseur de réseau utilisé en mesure de l'autre côté R_A, L_i étant l'inductance du domaine interne et C_i la capacité de la ligne domaine interne en parallèle à R_A, R_f la résistance du fil de mesure :

$$Z_i = R_A/(1 + sR_AC_i) + R_T + R_f + R_c + s.L_i \tag{3}$$

Le fait de travailler à des fréquences où la propagation est négligeable et d'avoir des valeurs de charges réelles justifient d'employer pour les lignes des deux domaines un modèle des télégraphistes limité à une cellule. Entre les deux domaines, par définition existe un couplage qui est l'impédance de transfert du blindage, un tube plein pour notre premier exemple. Soit que la métrique du problème est entièrement décrite par le tenseur[5] :

$$\zeta = \begin{bmatrix} Z_e & -Z_T.z \\ -Z_T.z & Z_i \end{bmatrix} \tag{4}$$

Cette fonction d'interaction est une corde[6] entre deux circuits, l'un du domaine externe dont le graphe se limite à une maille unique (G_e, Z_e), et l'autre du domaine interne (G_i, Z_e) également réduit à une maille. La figure 2 montre le graphe associé à notre description et qui est en lien avec la géométrie de notre problème.

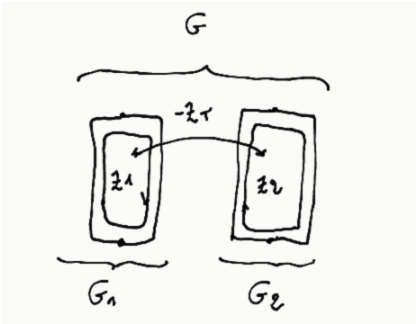


Figure 2: Graphe considéré

Partant de cette variété $\mathcal{M}(G, \zeta)$, considérons maintenant le cas d'un tube muni d'un petit trou comme ouverture. Ce cas a déjà été étudié de nombreuses fois dont dans le Degauque et Hamelin[4]. La géométrie et la métrique de ce nouveau problème sont strictement identiques aux précédents, simplement l'impédance de transfert Z_T comporte une inductance de transfert L_T traduisant la pénétration du champ magnétique par l'ouverture du domaine externe vers le domaine interne, et ce toujours dans le domaine des fréquences posé par hypothèse.

La résolution comme une application numérique de ce problème est explicite. Soit k^1 le courant de la maille Z_1 ($I^b = k^1$) et k^2 le courant de la maille Z_2, en inversant ζ ($y = \zeta^{-1}$) avec une source n'existant que sur la maille 1 $T = [U_0, 0]$ nous résolvons $k^\alpha = y^{\alpha\sigma}T_\sigma$. La tension V_m mesurée sur la charge R_A vaut :

$$V_m = R_A k^2 = R_A y^{2\sigma} T_\sigma \tag{5}$$

et l'impédance de transfert mesurée est obtenue par :

$$Z_T = \left(\frac{R_A + R_c}{R_A}\right)\frac{V_m}{k^1} \tag{6}$$

La même variété est obtenue quel que soit le nombre de trous dans le tube plein, ce dernier modifiant simplement dans ce schéma la valeur de l'inductance de transfert[4].

III Déformer un tube troué

Pour reprendre Penrose[7], un espace fibre $\mathcal{F}$ est une variété dotée d'une structure et qui est définie à partir de deux autres variétés. Une première variété $\mathcal{M}$ appelée espace de base et une seconde variété $\mathcal{V}$

appelée fibre. Pour notre raisonnement nous allons travailler avec un espace de base qui est une ouverture, donc implicitement encadrée d'un certaine quantité de métal $\mathcal{M}$. Le graphe G de cette ouverture est celui d'un résonateur qui modélise une petite antenne à fente, et sa métrique ζ s'en déduit. Nous choisissons une première fibre $\mathcal{V}_1$ qui est un contour circulaire fermé. Nous développons autant de "$\mathcal{M}$" que $\mathcal{V}_1$ le permet. Pour simplifier le raisonnement prenons une ouverture rectangulaire de côté a (incluant la bande métallique). La longueur de $\mathcal{V}_1$ est un multiple de a de telle sorte que $\mathcal{M} \times \mathcal{V}_1$ constitue un premier espace de N ouvertures en parallèle. Soit $\mathcal{F}_1$ ce premier espace fibré, nous avons fabriqué avec $\mathcal{F}_1$ une bande trouée de hauteur a. Le graphe G_1 de $\mathcal{F}_1$ est un graphe de N graphes G couplés par une corde entre chaque ouverture successive pointée par $\mathcal{V}_1$. La métrique ζ_1 de $\mathcal{F}_1$ est obtenue par somme directe de $\zeta : \oplus_N \zeta$, additionnée des couplages entre les ouvertures : la résistance du bord métallique partagé entre deux ouvertures voisines de longueur a et la mutuelle inductance entre ces deux mêmes ouvertures voisines. Soit μ cette métrique des termes extra-diagonaux de couplages, $\zeta_1 = \oplus_N \zeta + \mu$. Repartant de $\mathcal{F}_1\,(G_1,\, \zeta_1)$, nous exploitons une seconde fibre $\mathcal{V}_2$ qui est une droite et réalisons le produit $\mathcal{F}_1 \times \mathcal{V}_2$. Ce produit recopie cette fois autant de fois $\mathcal{F}_1$ que $\mathcal{V}_2$ le permet. Par ces opérations nous avons construit un tunnel cylindrique (que nous avons exprimé pour illustrer simplement par un tunnel rectangulaire). Comme précédemment, les M recopies de $\mathcal{F}_1$ le long de $\mathcal{V}_2$ sont M graphes couplés engendrant un graphe résultant G_2 par des cordes reliant chaque maille de chaque tranche $\mathcal{F}_1$ avec chaque maille de la suivante qui lui est supérieure sur $\mathcal{V}_2$. Pour une injection qui suit la fibre $\mathcal{V}_2$, la succession des variétés $\mathcal{F}_1$ fabrique une tresse de hauteur $|\mathcal{V}_2|$. La variété $\mathcal{F}_2 = \mathcal{F}_1 \times \mathcal{V}_2$ obtenue est de métrique $\zeta_2 = \oplus_M \zeta_1 + \mu_2$ où comme précédemment μ_2 contient les couplages (impédances des cordes) entre tranches. Il nous reste à cette étape de la démonstration à fermer le tunnel ainsi constitué. Pour cela nous fabriquons deux nappes $\mathcal{N}$ par $\mathcal{M} \times \mathcal{W}_1 \times \mathcal{W}_2$, puis nous les cousons à chaque extrémité de $\mathcal{F}_2$ par assemblage des graphes liés G_N et G_2 et somme directe des métriques liées ζ_N et ζ_2 avec la couture μ_3, obtenant ainsi la variété $\mathcal{F}_3\,(G_3,\, \zeta_3)$.

IV Passage de la métrique de l'espace fibré à la métrique du blindage obtenue depuis $\mathcal{F}_3$

$\mathcal{M}$ a une dissipation intrinsèque de $4R$. Dans la variété $\mathcal{F}_1$ qui fabrique la bande trouée, la dissipation vaut R/N. En empilant les bandes trouées nous augmentons la dissipation à MR/N. La résistance de transfert du blindage vaut alors si R_N est la dissipation d'une nappe, $R_N + MR/N = R_T$, R_T étant la résistance de transfert du blindage.

Pour les ouvertures qui définissent l'inductance de transfert, rappelons l'expression de cette inductance[4] :

$$L_T = \nu \frac{\alpha_m \mu_0}{\pi^2 D^2} \tag{7}$$

ν est le nombre d'ouvertures par unité de longueur, α_m la polarisabilité magnétique de l'ouverture, D le diamètre du blindage. Le nombre d'ouvertures du blindage est donné par le genre de $\mathcal{F}_3$: $dim(\mathrm{M})$. La longueur de la variété étant $M(D + 2m)$ (m est la largeur du bord métallique), nous avons $\nu = dim(\mathrm{M})/(M(D + 2m))$.

V Du tube troué vers une cage

La figure 3 illustre l'idée de la déformation que nous voulons appliquer. Partant d'une variété $\mathcal{F}_3$ qui est un tube troué nous l'étirons ou la contractons de façon continue de telle manière que l'objet final soit une cage, avec des coins arrondis, même si d'apparence abrupte. Suivant notre exposé précédent, cela revient à modifier nos fibres mais sans impacter G_3. Connaissant l'allure de l'impédance de transfert d'un tube troué approximée par un circuit R_T, L_T, nous devons pouvoir modéliser la tension reçue sur une liaison interne dans la cage suite à l'injection d'un courant à l'extérieur sur la cage par une fonction similaire. Ayant dilaté ou rétreint les éléments $\mathcal{M}$ les impédances changent mais le graphe G reste identique. Il reste néanmoins à déterminer la nouvelle métrique liée à la transformation appliquée. Nous pourrons réaliser ensuite une expérience pour vérifier la pertinence de notre approche.

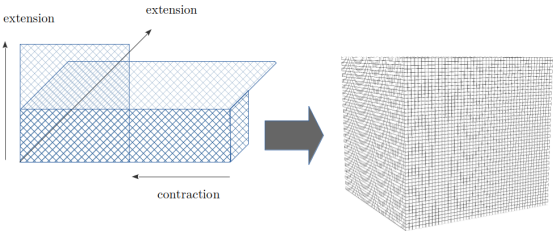


Figure 3: Déformations appliquées au tube

Nous pouvons soit repartir de l'espace de base $\mathcal{M}$ et utiliser des fibres $\mathbf{V}_1$ et $\mathcal{V}_2$ différentes, et en l'occurrence plus longues ; soit nous pouvons agrandir les ouvertures et leurs bords (ou pas), ce qui aura pour conséquence d'augmenter la taille du blindage, mais ce choix doit aussi s'accompagner d'une augmentation des fibres. Simplement cette dilatation est implicite dès lors que les fibres acceptent le même nombre de variétés. Nous comprenons que quelle que soit l'option choisie, elle consiste en des réglages des paramètres des relations précédentes définissant les métriques des variétés utilisées. Ces réglages vont modifier les valeurs de R_T et L_T mais ne changent pas le modèle résultant du blindage après déformation. Nous démontrons donc ici que la notion d'impédance de transfert

d'une structure autre qu'une tresse est légitime et s'applique entre autre à une cage en acier.

VI Expérience de mesure de l'impédance de transfert d'une cage en acier

La photographie 4 montre une vue de l'expérience où un générateur basses fréquences créé par un amplificateur audio injectant 2 A entre un point haut et un point bas d'une cage en acier de 1m x 1m x 1m via une boucle d'injection. La cage est pourvue d'une liaison verticale centrée terminée par 4,9 kΩ, suivi de la charge 50 Ω de mesure d'un analyseur de spectre.

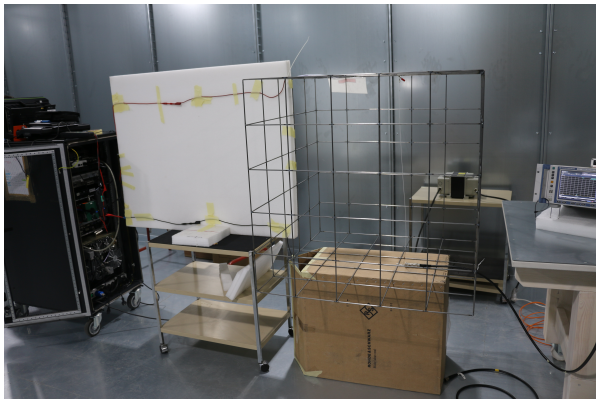


Figure 4: Expérience sur une cage en acier

Nous avons choisi une métrique répartissant les mailles qui partent toutes du générateur vers les différents arceaux d'acier, tel qu'illustré figure 5. Connaissant les diamètres des barreaux de la cage

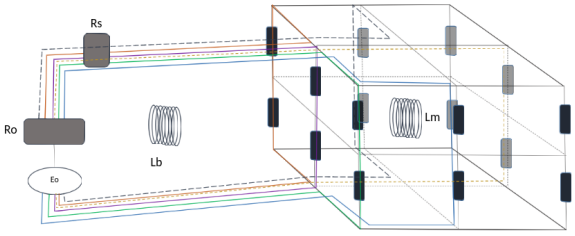


Figure 5: Définition de $\mathcal{C}$

et toutes les dimensions, nous avons pu résoudre numériquement l'équation $T_\mu = \zeta_{\mu\nu} k^\nu$ pour extraire ensuite la ddp acquise sur l'analyseur de spectre. Nous avons opéré en deux temps, un premier temps sans considérer le couplage inductif entre les deux domaines, puis en incluant ce couplage. Nous obtenons tout d'abord la courbe bleue figure 6 puis la courbe jaune qui recoupe bien les mesures. La courbe présente bien un profil de la forme $R + sL$ similaire à une impédance de transfert de structure avec ouvertures et validant ainsi l'homotopie entre les deux objets.

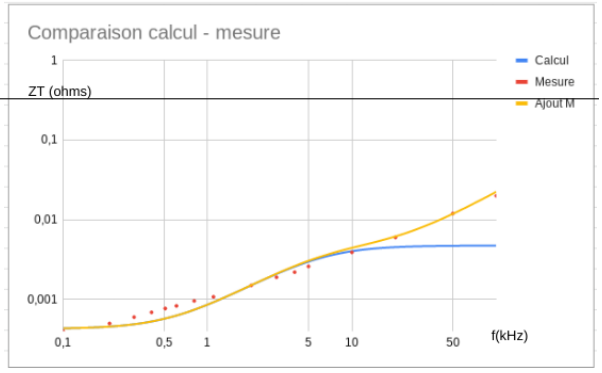


Figure 6: Comparaisons calculs mesure

VII Limite de l'identification en fréquences

Le modèle d'impédance de transfert est très robuste en basses fréquences, lié au réseau résistif de l'objet modélisé. Lorsque la pénétration par les ouvertures devient prépondérante devant le potentiel développé par le comportement résistif, une réponse dite "inductive" mais de pente parfois différente de 20 dB/décade débute. Suivant le volume de l'objet et la position de la ligne de mesure dans l'objet, l'induction sur cette ligne peut s'écarter notablement de la prédiction obtenue par $Z_T \bar{I}$ ou d'ailleurs $\bar{I}$ est un courant moyenné sur la surface de blindage. Cependant le calcul prédictif sera couvrant et permet sans ambigüité de calculer le risque en CEM pour les liaisons internes au blindage. La limite haute en fréquence est fixée par la première fréquence de résonance où le premier mode s'installe au sein du volume de l'objet. La fréquence de ce premier mode f_1 peut être estimée par la relation classique :

$$f_1 = \frac{c}{2}\sqrt{\sum_j \left(\frac{n_i}{X_i}\right)^2} \tag{8}$$

où j valant de 1 à 3 pointe les trois directions principales du volume.

A la résonance le modèle $R - L$ de l'impédance de transfert n'est plus valable, mais la remontée inductive peut être facilement retrouvée avant cette résonance et elle marque de fait une limite haute facilement déterminable.

VIII Utilisation pour une estimation de la distribution de champ dans la cavité

En revenant sur l'impédance de transfert d'un câble blindé, nous pouvons nous reposer le problème de la distribution du champ dans le volume intérieur du câble. Assez simplement, dès lors que nous pouvons estimer la répartition du courant sur le blindage autour des ouvertures, nous pouvons en déduire la distribution du champ dans le volume encadré par le blindage. Suivant les points d'injection du courant sur le blindage, la répartition des courants peut être

altérée, et la distribution du champ qui en découle est modifiée. De fait les couplages vers la liaison interne au blindage sont aussi changés. Essayons de comprendre comment ces variations peuvent être reliées au concept d'impédance de transfert.

Nous pouvons déplacer la liaison dans le volume du blindage de façon à mettre en évidence cette distribution du champ. Cette approche qui serait originale viserait à exploiter directement l'impédance de transfert, soit mesurée, soit issue d'une simulation numérique, de façon à exprimer le rapport V/i en fonction de la position de la liaison réceptrice dans le volume du blindage. La démarche s'appliquerait d'autant plus facilement que nous considérerions un bâtiment pour lequel le volume interne laisse toute liberté pour déplacer la liaison de mesure.

Nous avons réalisé cette expérience avec la cage en acier en déplaçant la liaison chargée, centrée dans le cas étudié figure 6, et en la positionnant soit perpendiculairement à la direction d'injection du courant, soit toujours parallèle à l'un des côtés de la cage, mais suivant d'autres axes. Lorsque nous avons positionné la liaison perpendiculairement à l'axe principale d'injection du courant, le niveau mesuré sur charge s'est écroulé pour rejoindre pratiquement le niveau de bruit de mesure. L'impédance de transfert correspondant à cette position de la liaison de mesure est extrêmement faible. En établissant ainsi diverses impédances de transfert, même pour des positionnements relativement simples et en nombre limité, nous pourrions fournir à l'utilisateur final une fonction de caractérisation du blindage en "3D", pratique, qui lui donnerait des indications pour choisir l'aménagement des signaux dans le volume du blindage et en particulier ici dans un bâtiment en béton armé. Le travail de caractérisation amont serait plus important, sans pour autant être très lourd et la disponibilité de cette impédance de transfert qui dépendrait de la position de la liaison de mesure, serait ensuite riche d'exploitation, sachant que le bâtiment restera longtemps fixe alors que ses aménagements internes pourront varier. Cette possibilité a été suggérée par le comité scientifique de CEM2023 au travers d'une question de l'un des relecteurs.

IX Conclusion

Dans un domaine de fréquence fixé, toutes les structures métalliques fermées et munies d'ouvertures peuvent être vues, modélisées sous le formalisme de l'ATR comme appartenant à un groupe d'homotopie munie d'une loi de transformation réalisant des étirements et contractions des formes. Elles suivent ensuite une loi de la forme $R + sL$ en impédance de transfert pour une mesure réalisée sur un liaison introduite dans leurs domaines internes. Ce résultat permet d'estimer les couplages entre des environnements et des intérieurs de structures blindées très générales en calculant les contraintes ramenées sur des charges sur des liaisons du domaine interne par le biais du concept d'impédance de transfert qui simplifie notablement ces estimations. De plus, des impédances de transfert pourraient être définies pour différents aménagements des liaisons de mesures internes au blindage, ce qui fournirait une caractérisation pour chaque positionnement de la liaison de mesure. Ces caractérisations seraient ensuite directement exploitables pour l'aménagement opérationnel du bâtiment en béton armé. Nous n'avons pas abordé dans cet article l'atténuation en champ électrique apportée par les ferraillages des bâtiments en basses fréquences. Nous abordons ce sujet dans deux autres articles dont[9]. L'atténuation sur le champ issu du gradient de potentiel développé aux bornes du ferraillage est forte (70 - 80 dB usuellement). Le faible champ qui en découle est historiquement négligé. Un autre champ se développe dans le volume, longitudinal est issu de la source externe, le flux de champ électrique passant pour partie au travers du maillage du ferraillage. De ce champ se déduit une atténuation moindre ($\approx$ 30 dB). Pour autant l'énergie portée par ce flux est très faible et n'engendre pas dans des conditions usuelles d'induction impactante sur les électroniques dans le bâtiment. Ceci explique aussi qu'il est négligé.

Remerciements

Ces travaux s'inscrivent dans le cadre du projet RAPID HyBOX financé par DGA/AID.

References

[1] G.Kron, "tensor analysis of networks", Wiley, New York, 1939.

[2] O.Maurice "Miscela de Physique, Systémique et Électronique". Édition AFSCET, Aix en Provence, France, 2022.

[3] A.Hatcher, "Algebraic Topology", Cambridge university press, New-York, 2001.

[4] P.Dgauque, J.Hamelin, "Compatibilité Électromagnétique", pge 251, DUNOD, 1990.

[5] O.Maurice, "Quelques exemples d'analyses théoriques en CEM", pge 31, BOOKELIS, Aix en Provence, 2017.

[6] Maurice, O., Reineix, A., Durand, P., & Dubois, F. (2014). Kron's method and cell complexes for magnetomotive and electromotive forces. arXiv preprint arXiv:1412.0187.

[7] R.Penrose, "À la découverte des lois de l'Univers", pge 321, Odile Jacob, Paris 2004.

[8] Ruehli, A., Paul, C., & Garrett, J. (1995, August). Inductance calculations using partial inductances and macromodels. In Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Compatibility (pp. 23-28). IEEE.

[9] A.Laisné and all. Influence de l'impédance du canal sur la simulation numérique 3D d'un bâtiment soumis à un impact direct de la foudre. Ce congrès.

Sûreté de fonctionnement et fiabilité en CEM

DETERMINATION DE LA PROBABILITE DE DEPASSEMENT D'UN NIVEAU DE TENSION INDUITE SUR UN DIPOLE DANS UNE CAVITE AUTOMOBILE

B. Hamard[1,2], M. Klingler[2], T. Dubois[1], G. Duchamp[1]

[1]Univ. Bordeaux, CNRS, Bordeaux INP, IMS, UMR 5218, F-33400 Talence, France

[2]Stellantis, F-78943 Vélizy-Villacoublay, France

Résumé. Cet article présente une évaluation par approche statistique, de la probabilité de défaut d'un équipement électrique et électronique dans une cavité véhicule dû à une agression électromagnétique rayonnée. Deux approches sont présentées afin d'estimer cette probabilité ; la première est une approche qui consiste à séparer la caractérisation et la simulation de l'environnement électromagnétique automobile, modélisé par une cavité semi fermée, et la simulation de l'équipement, modélisé par un dipôle. Puis de reconstituer à partir de ces deux résultats, la probabilité de défaut d'un équipement dans une cavité véhicule dû à une agression électromagnétique. La seconde approche consiste à simuler le dipôle en plusieurs emplacements de la cavité semi fermée, et d'estimer la probabilité de défaillance à partir de ces résultats

Mots clefs : *Compatibilité électromagnétique, sûreté de fonctionnement, simulation numérique CEM.*

I. INTRODUCTION

Le développement des véhicules autonomes conduit à l'ajout de nouvelles fonctions le rendant capable de rouler sur route ouverte sans interaction du conducteur. Chacune de ces nouvelles fonctions ajoutées au véhicule nécessite un haut niveau de sûreté afin de ne pas aboutir à un grave accident en cas de défaillance, ou de mauvais fonctionnement. La norme ISO 26262 [1] standardise les exigences en matière de sûreté automobile (SdF) des systèmes électriques/électroniques et/ou programmables sous forme de niveau d'intégrité (ASIL).

Les architectures électriques/électroniques (AEE) sont composées de plusieurs équipements et de faisceaux qui les relient les uns aux autres. Nous étudierons leur exposition à des interférences électromagnétiques non intentionnelles. Ces interférences peuvent causer des erreurs qui peuvent entrainer des dysfonctionnements qui pourront causer des défaillances. Pour les AEE réalisant des fonctions à haut niveau de sûreté de fonctionnement, démontrer leur conformité à toutes les normes d'essai d'immunité électromagnétique est insuffisant. Il est nécessaire de s'assurer que ces interférences électromagnétiques ne peuvent pas entraîner de risques dépassant les limites tolérables [1].

Les règles de la sûreté de fonctionnement conduisent à mettre en œuvre plusieurs AEE réalisant simultanément la même fonction [2]. Ainsi, pour garantir l'application de la sûreté dans la CEM conformément à [1], il est nécessaire de minimiser la probabilité de défaillance simultanée de deux équipements assurant la même fonction.

Dans ce sens, les normes [3] [4] traitent des exigences de sûreté de manière générale pour un véhicule automobile. Toutefois, elles ne fournissent aucune approche ni aucun outil pour les traduire en exigences CEM quantifiables [5] [6], ce qui ne permet pas de garantir la sûreté des architectures susmentionnées autrement que par des essais d'immunité. Or, les essais d'immunité traditionnels ne peuvent pas valider les performances de sûreté des véhicules avec le niveau d'intégrité requis pour les applications de sûreté [1].

L'objectif est d'établir une méthodologie permettant de valider la sûreté de fonctionnement électromagnétique des AEE. Nous nous concentrerons sur l'immunité rayonnée de leurs équipements sans tenir compte des interférences conduites résultant du couplage rayonné sur les faisceaux. Ce papier présente une approche simplifiée pour l'estimation de la probabilité de défaillance d'une AEE due à une interférence électromagnétique. Nous allons comparer deux approches permettant d'estimer cette probabilité. La première simule un équipement dans plusieurs endroits du véhicule, et on estime à partir des résultats finaux la probabilité de défaillance. La seconde consiste à séparer la simulation de l'environnement électromagnétique (EM) véhicule, de la simulation de l'équipement, et de proposer une approche permettant de combiner ces résultats afin d'estimer la probabilité de défaillance.

Cet article traitera dans un premier temps de la modélisation séparée de l'environnement EM automobile et d'un équipement. Par la suite, nous proposerons une approche de combinaisons de ces deux modélisations afin d'estimer la probabilité de défaillance de l'équipement sus décrit dans l'environnement EM. Dans un second temps, nous proposerons une seconde approche d'estimation de la probabilité de défaillance, consistant à modéliser le problème complet de l'équipement en plusieurs emplacement de l'environnement EM. Un cas d'étude sera détaillé afin d'étudier les performances de ces deux approches. Enfin, nous conclurons quant aux performances de ces deux approches.

II. MODELISATION DE L'EQUIPEMENT ET DE L'ENVIRONNEMENT EM SEPAREMENT

L'étude d'un équipement réel dans un environnement EM automobile serait très complexe à traiter. Puisque ce papier

est une première approche, nous proposons une modélisation simplifiée de l'équipement et de son environnement. Nous proposerons par la suite une approche permettant de traduire un défaut électromagnétique sur cet équipement simplifié. Pour enfin proposer une approche d'estimation de la probabilité de défaillance de cet équipement dans l'environnement EM simplifié.

II.1. Modélisation de l'équipement

Assumant que les équipements redondants sont électromagnétiquement indépendants en cas de défaillance, il est nécessaire qu'ils ne soient pas simultanément soumis à des conditions électromagnétiques dépassant leurs seuils d'immunité et de défaut [7]. Nous proposons de modéliser l'équipement par une antenne simplifiée : un dipôle électrique. Ce dipôle est constitué de deux brins connectés entre eux par une charge R sur laquelle nous mesurons une tension V_{ind} proportionnelle à l'amplitude du champ électrique E (sa norme vectorielle complexe) et dépendante de l'angle relatif γ, mesuré entre l'antenne et le champ électrique.

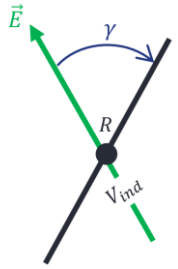


Fig.1. Modèle simplifié : étude d'un dipôle électrique

Nous considèrerons que l'équipement est en défaut lorsque V_{ind} devient supérieure à une tension de seuil V_{seuil}. La tension V_{ind} est liée au champ électrique par un facteur d'antenne AF [8] défini par (1). Nous prenons comme hypothèse que le champ électrique s'appliquant au dipôle électrique peut s'écrire comme la somme vectorielle de plusieurs champs électriques locaux.

$$V_{ind} = E \cdot AF^{-1} \quad [V] \qquad (1)$$

AF^{-1} est un scalaire complexe fonction du gain G complexe de l'antenne [10] définit par (2).

$$AF^{-1} = \sqrt{\frac{\lambda^2 \cdot R \cdot G}{4\pi \cdot Z}} \quad \in \boldsymbol{C} \qquad (2)$$

Rest l'impédance de charge, Z l'impédance du vide et λ la longueur d'onde.

On cherche à estimer la densité de probabilité que V_{ind} soit supérieure à V_{seuil}, et pour cela il est nécessaire d'estimer la densité de probabilité des valeurs inverse du facteur d'antenne. Pour cela, nous proposons d'estimer les gains $\boldsymbol{G}$ d'antenne en n points équirépartis à la surface du diagramme de rayonnement 3D de l'antenne projeté sur une sphère. On considère la matrice $\boldsymbol{G} = [G_1, \dots, G_n]$. Pour obtenir ces n points équidistants à la surface d'une sphère, utilise une approche d'approximation utilisant une suite de Fibonacci fonction de (θ, φ) [9] définie telle que :

$$F_S: (x_i, y_i) \rightarrow (\theta_i, \varphi_i)$$

$$\left(U(\frac{2\pi\, i}{\phi}), \operatorname{acos}\left(1 - \frac{2(i+0{,}5)}{n}\right)\right) \quad \forall 0 \leq i < n \qquad (3)$$

Avec $\phi = \frac{1+\sqrt{5}}{2}$ et $U(\frac{2\pi\, i}{\phi})$ la partie entière de $\frac{2\pi\, i}{\phi}$.

A partir de $\boldsymbol{G}$ et en utilisant (2), on en déduit la matrice ligne du facteur d'antenne inverse $\boldsymbol{AF^{-1}} = [AF_1^{-1}, \dots, AF_n^{-1}]$ de dimension $1 \times n$.

II.2. Modélisation de l'environnement EM

Dans un véhicule, l'environnement EM d'un équipement est défini par les niveaux de champ électrique et magnétique qui lui sont appliqués à son emplacement [8]. Nous limiterons notre étude au champ électrique de l'onde EM, défini par une amplitude et une phase qui peuvent être cartographiées en tout point à l'intérieur d'une structure électromagnétique automobile. La littérature contient plusieurs études sur la caractérisation des champs électromagnétiques dans des cavités fermées comparables à un véhicule [10] [11]. Nous proposons donc de simplifier la modélisation de l'environnement électromagnétique en simulant une onde électromagnétique d'amplitude E_0 à une fréquence unique, dirigée vers une cavité semi-fermée basée sur un intérieur de véhicule simplifié (Fig.2.).

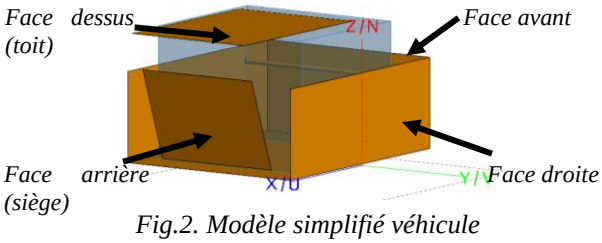


Fig.2. Modèle simplifié véhicule

On note $\boldsymbol{E_{caisse}} = [E_1, \dots, E_m]$ le matrice ligne de dimension $1 \times m$, modélisant m amplitude du champ électrique au sein de la cavité.

II.3. Proposition d'évaluation de la probabilité de défaut d'un équipement

Nous disposons de deux variables indépendantes : $\boldsymbol{AF^{-1}}$ et $\boldsymbol{E_{caisse}}$. Pour combiner ces variables, nous multiplierons chaque valeur de niveau de champ électrique par un produit scalaire associé au facteur d'antenne inverse. Nous appelons $\boldsymbol{V_{ind}}$ la matrice résultant de cette combinaison en utilisant (1) et $\boldsymbol{PDF(V_{ind})}$ sa fonction de densité de probabilité.

III. SIMULATION GLOBALE ET CAS D'ETUDE

III.1. Simulation du problème complet

La seconde approche consiste à estimer la probabilité de défaillance à partir de simulation complète du problème afin de confronter les résultats de l'approche 1. Il s'agit de simuler un dipôle en plusieurs emplacement de la cavité

semi-fermée. Puis la probabilité de défaillance sera estimée à partir de M valeurs de tensions induites obtenues. Afin de construire une statistique des tensions induites par le champ électrique dans la cavité du véhicule, nous procèderons par étapes :

- Etape 1 : Placement du dipôle en un point P = (x_a, y_a, z_a) de l'espace de travail
- Etape 2 : Simulation de la tension induite à ses bornes par un champ électrique pour 3 orientations en ce point P (Fig.3)
- Etape 3 : Déplacement de l'équipement au point $P + dP$, et nouvelle simulation de la tension induite à ses bornes (étape 2) etc.

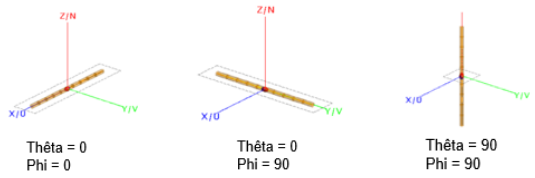


Fig.3. Trois orientations du dipôle électrique

III.2. Adaptation du modèle pour un cas d'étude

Le problème énoncé précédemment sera considéré dans un cas d'étude dont les paramètres sont donnés dans *Table. 1.*

Table 1. Définition des paramètres du cas d'étude

Paramètres	Notations	Valeurs numériques
Paramètres généraux de simulation		
Fréquence d'étude	f	100 MHz
Nombre de points totaux	m	1000 points
Paramètres de l'onde plane		
Polarisation	P	Verticale
Amplitude de l'onde incidente	E_0	$1\,V/m$
Angle d'incidence	θ_{incid}	Arrière (0°)
Paramètres de l'équipement		
Longueur du dipôle ($\ll \lambda$)	l_a	$5 \cdot 10^{-2}\ m$
Nombre de gains équirépartis	n	1000 points

Une fois le cas d'étude paramétré, le scénario est simulé avec un schéma de résolution fréquentiel dont le résultat est présenté Fig.6. Le choix d'un schéma de résolution fréquentiel est pertinent car il conduit à un nombre de fréquences étudiées faible, mais suffisant pour démontrer que la méthodologie est fonctionnelle.

IV. ETUDES DES PERFORMANCES DES DEUX APPROCHES

A partir du cas d'étude sus décrit, nous caractérisations de manière probabiliste l'antenne dipolaire. Puis dans un second temps, nous caractérisation de manière similaire l'environnement EM de la cavité semi fermée. Enfin nous confronterons les performances deux approches en qualité de précision sur l'estimation de la probabilité de défaillance et de temps de simulation numérique.

IV.1. Evaluation par simulation numérique de la probabilité de défaut d'un équipement dans un environnement électromagnétique

Ces résultats sont obtenus en couplant l'onde plane unitaire définie avec une cavité semi-fermée (Fig. 2.) pour les paramètres définis dans le Tableau 1, à partir desquels nous obtenons $PDF(\boldsymbol{E_{caisse}})$ dans la Figure 5. L'amplitude du champ électrique est centrée autour de E_0. Les niveaux de champ au-dessus de E_0 sont trouvés aux points de résonance observés dans la cavité semi-fermée [13].

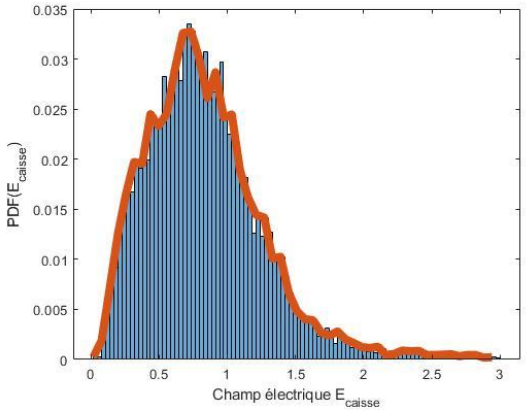


Fig.4. Densité de probabilité de E_{caisse}

Dans une deuxième étape, nous simulons numériquement le dipôle électrique pour extraire son diagramme de rayonnement tridimensionnel et son gain complexe pour n=1000 points équidistants (3), à partir de laquelle nous obtenons $PDF(AF^{-1})$ (Fig. 6).

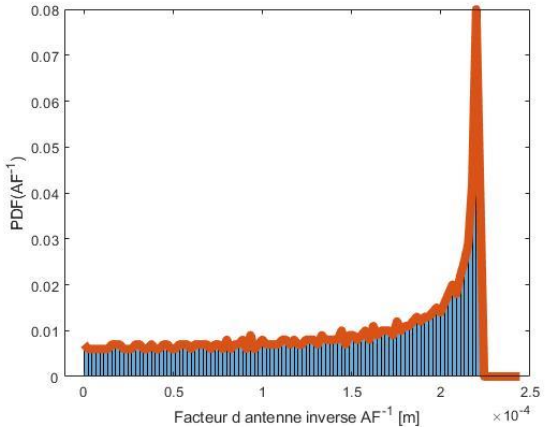


Fig.5. Densité de probabilité de AF^{-1}

IV.2. Performances des deux approches

Dans cette partie nous confrontons les deux approches permettant d'estimer la probabilité que la tension induite par un champ électrique soit supérieure à une tension seuil de défaut sur l'antenne dans la cavité véhicule :

- L'approche 1 estime cette probabilité en séparant les simulations des densités de probabilité de E et AF^{-1}. Cela permet de modifier la modélisation de l'équipement sans nécessité une nouvelle simulation l'environnement EM (et *vice versa*).

- L'approche 2 estime et valide cette probabilité, par simulation numérique complète du cas d'étude. La simulation a été réalisée sous le logiciel Feko. Pour chaque modification de la structure ou de l'équipement, la simulation doit être réeffectuée.

Fig.6 présente la densité de probabilité cumulée de la tension induite supérieure à un seuil de défaut prédéfini et évaluée pour les deux approches décrites précédemment.

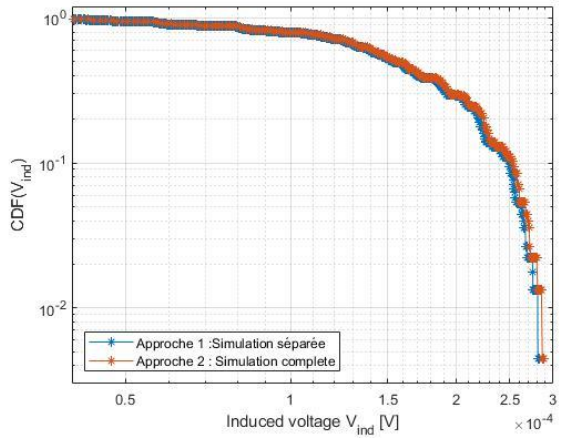


Fig.6. Densité de probabilité cumulée de la statistique de défaut des deux approches

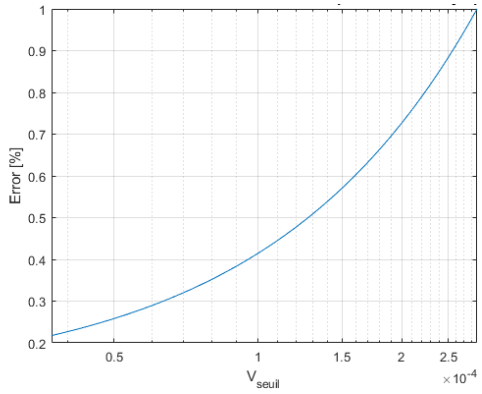


Fig.7. Erreur entre les deux approches d'évaluation de la densité de probabilité cumulée

L'approche 1 permet, dès la première simulation, de réduire de 97% le temps de simulation global pour une erreur inférieure à 1%. L'approche 1 permet de gagner en modularité en simulant séparément l'équipement de son environnement EM. Il n'est pas nécessaire de simuler le problème complet pour obtenir la probabilité de défaillance d'un nouvel équipement. Toutefois cette approche ne s'affranchit pas d'une première simulation chronophage de l'environnement électromagnétique, et nécessite une caractérisation EM de l'équipement étudié.

V. CONCLUSION

Ce premier article présente deux approches permettant d'estimer la probabilité de défaillance d'un équipement dans un environnement électromagnétique. Une première est une approche visant à séparer la modélisation de l'équipement (simplifié par un dipôle électrique) de l'environnement électromagnétique (simplifié par une cavité semi-fermée). La seconde était une simulation du problème complet consistant à déplacer l'antenne dipolaire en plusieurs emplacements de la cavité semi fermée. Nous avons confronté les performances de ces deux approches au travers d'un cas d'étude. Et nous avons conclus quant à l'efficacité de la première approche permettant de gagner en modularité tout en minimisant les temps de simulation.

Par la suite, nous considèrerons une modélisation des équipements plus complexe que de simples dipôles électriques afin d'estimer la probabilité que plusieurs équipements soient défaillants simultanément dans un véhicule soumis à une perturbation électromagnétique.

Remerciements

Ces travaux sont réalisés dans le cadre de l'OpenLab « Electronics & System for Automotive » entre le laboratoire IMS et le groupe Stellantis.

Bibliographie

[1] *ISO 26262 - Road vehicles - Functional safety (All documents)*, 2011.

[2] V. Brindejonc, «Notions de sûreté de fonctionnement pour la CEM,» *Techniques de l'ingénieur*, 2017.

[3] *IEC 61508 Functional safety of electrical/ electronic /programmable electronic safety-related systems*, 2010 .

[4] *IEEE Standard for Techniques and Measurement to Manage Functional Safety and Other Risks with Regards to Electromagnetic Disturbances*, 2021.

[5] K. Armstrong, «Reducing Functional Safety and Other Risks Due to EM Disturbances: IEEE Standard 1848,» 2018.

[6] K. Armstrong, «Review of Progress with EMC-Related Functional Safety,» 2003.

[7] S. Xie, et al., Theory and Methods of Quantification Design on System-Level Electromagnetic Compatibility, N. D. I. Press et S. N. S. P. Ltd., Éds., 2019.

[8] V. V. L. Dipak et al., Applied Electromagnetics and Electromagnetic Compatibility, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey., 2005.

[9] Á. González, «Measurement of Areas on a Sphere Using Fibonacci and Latitude–Longitude Lattices,» *Mathematical Geosciences*, vol. 42, 2010.

[10] *IEC 61000-1-2:Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 1-2: General - Methodology for the achievement of functional safety of electrical and electronic systems including equipment with regard to electromagnetic phenomena*, 2016 .

[11] S. Tapigue, et al., "Analysis of electromagnetic resonances in the case of a vehicle using different sets of field points," 2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Austin, TX, USA, 2009, pp. 127-132,

METHODE AGILE ET COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

F.Todeschini[1], O.Maurice[1]

[1]ArianeGroup, route de Verneuil 78130 Les Mureaux, florent.todeschini@ariane.group, olivier.maurice@ariane.group

Résumé. Les méthodes de conception dites « agiles » intègrent parfois une conception qui se veut rapide de façon à parvenir plus rapidement à l'établissement d'un premier démonstrateur. Dans cet objectif il faut pouvoir évaluer les risques inhérents à la CEM de façon rapide, en intégrant des incertitudes tant de définitions des architectures que des électroniques et sans disposer de CAO. Dans ce contexte, la méthode de Kron appliquée à la CEM s'avère être une possibilité offrant les matériels mathématique et calculatoire adéquats. Nous présentons dans cet article l'articulation autour de l'emploi de cette approche dans un cadre agile et les connaissances disponibles aujourd'hui permettant de répondre aux différents besoins qui parcourent le cheminement agile jusqu'à l'obtention de la définition d'un démonstrateur, préférentiellement virtuel pour faire une simulation qui confirmera les choix opérés, avant de fabriquer le démonstrateur livrable.
La démarche suivie s'inscrit dans une méthodologie pour la CEM dénommée « PIQ » pour Plan de test & définition de la configuration système pour la CEM, Identification des risques par établissement de la matrice d'interaction et des calculs liés et phase de Qualification. Nous abordons ici la phase « I » de la méthodologie « PIQ ».

I. PRINCIPE DE LA DEMARCHE

Les grandes lignes du système à concevoir sont dessinées. C'est-à-dire que nous disposons d'une définition générique de l'architecture électrique électronique (AEE) et de son emplacement dans le démonstrateur à venir. Ces définitions peuvent évoluer, mais dans des limites fixées. Par exemple nous avons fait le choix d'un bus de communication embarqué basé Ethernet, d'une source d'énergie centralisée, de capteurs distribués avec plusieurs nœuds de concentrateur et d'une chaîne radio fréquence de transmission des mesures, etc. Pour autant la position des équipements électroniques dans la structure porteuse n'est pas encore connue, ni la gestion des câblages, ni même complètement la structure elle-même. Pour anticiper les risques en CEM et contribuer aux critères qui vont permettre de fixer les inconnues précédentes, nous voulons réaliser des estimations des risques en CEM suivant les options disponibles et ce, très rapidement, à l'échelle d'un travail initial de quelques jours et d'adaptations régulières au fil du développement d'une durée d'un jour.

II. BIBLIOTHEQUE INITIALE

Indépendamment de la méthode de Kron pour la CEM, nous disposons de très nombreux modèles ouverts de schémas équivalents modélisant tout autant des électroniques que les interactions électromagnétiques entre ces électroniques. Cette bibliothèque de modèles va nourrir les calculs en phase de conception amont, l'effort portant sur l'établissement de la topologie concernée et la réalisation des analyses, plus que sur le développement des modèles élémentaires intervenant dans la prédéfinition de l'AEE. De telles bibliothèques ont été développées dans le cadre de projets divers dont des RAPIDS [1] ou citées dans des ouvrages [2] [3], etc.

III. FONCTIONS PRINCIPALES ET MATRICE D'INTERACTION

L'AEE est caractérisée par l'ensemble des fonctions électroniques qu'elle porte et qui correspondent à des actions de perceptions, de traitements ou motrices assurant la mission du système. Ces fonctions électroniques véhiculées par le câblage peuvent être regroupées en familles regroupant des signaux analogiques bas niveaux, des bus de communication, des signaux radiofréquences (RF), des signaux de type « PWM » et des alimentations continues ou alternatives. Chacune de ces fonctions peut être vue comme source d'émission ou comme récepteur de bruit [4]. Nous les plaçons dans une matrice successivement sur la première ligne et la première colonne. Aux intersections, les cases sont grisées car un équipement ne se perturbe pas lui-même. Sur la première colonne nous considérons les équipements vus comme des émetteurs. Des lignes peuvent être rajoutées pour prendre en compte les émetteurs de l'environnement du système. Sur la première ligne les mêmes équipements sont vus comme récepteurs. Des colonnes supplémentaires peuvent être rajoutées pour prendre en compte des récepteurs supplémentaires comme par exemple des opérateurs.
La matrice obtenue, appelée matrice d'interaction est le support pour organiser le travail de conception en CEM à effectuer et pour synthétiser les résultats. La figure (1) montre une telle matrice totalement inventée.

	capteur pression	bus RS432	liaison RF	commande puissance PWM	alimentation DC	personnel à bord
capteur pression						
bus RS432						
liaison RF						
commande puissance PWM						
alimentation DC						
radar de détection						
antenne FM						

Figure 1 : matrice d'interaction.

Sur la base de retours d'expériences, de projets précédents, etc., l'ingénieur en charge de la CEM va griser les intersections qui sont autant d'interactions pour lesquelles il sait que le risque de perturbation en CEM est négligeable. Nous obtenons par exemple la matrice donnée figure (2).

	capteur pression	bus RS432	liaison RF	commande puissance PWM	alimentation DC	personnel à bord
capteur pression						
bus RS432						
liaison RF						
commande puissance PWM						
alimentation DC						
radar de détection						
antenne FM						

Figure 2 : matrice après une première lecture.

Notez que la notion de perturbation peut pointer un risque de pollution. Par exemple la liaison RS432 en interaction avec l'alimentation n'est pas grisée en ce sens qu'elle peut induire du bruit sur cette liaison et engendrer des non conformités en émissions rayonnées.
Toutes les cases non grisées restantes doivent faire l'objet d'une analyse pour conduire à lever les risques associées.

IV. APPROCHE PRÉVENTION / PROTECTION

Nous menons les analyses et calculs sous le formalisme de Laplace. A chaque signal est associée une fonction de Laplace caractéristique. Pour un signal donné vu en récepteur, nous définissons un niveau seuil moyen, défini en niveau rms (root mean square). Cette définition a l'avantage important d'être facilement accessible dans les deux domaines harmonique et temporel. A chaque électronique est aussi associé un schéma type issu des données citées précédemment ([3] par exemple). Les circuits correspondant aux signaux recensés sont les termes diagonaux de la métrique dans l'espace des mailles sous l'analyse tensorielle des réseaux [4]. Notons z_c cette impédance de maille pour le capteur, z_b pour le bus, z_{RF} pour la liaison RF, z_p pour les signaux PWM et z_D pour les alimentations continues. Nous ne considérons pas les signaux rajoutés pour alléger notre exposé, mais ils peuvent être traités exactement suivant la même technique. Nous obtenons la métrique ζ suivante :

$$\zeta = \begin{bmatrix} z_c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & z_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & z_{RF} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & z_p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & z_D \end{bmatrix}$$

Nous ajoutons ensuite les impédances de couplages entre les électroniques définies dans les termes diagonaux. Les expressions de ces impédances de couplages peuvent faire l'objet d'études si elles sont inconnues ou déjà déterminées lors d'exercices précédents. Mais ces impédances de couplages dépendent des hypothèses d'AEE : par exemple des blindages retenus et de leurs impédances de transfert, des distances entre liaisons, etc. Lorsque nous regardons le niveau seuil rms comme observable, il peut être atteint sous différentes hypothèses d'architecture. Par exemple en fonction d'aménagement en prévention (c'est-à-dire des distances réelles ou créées par la présence de blindages interposés) ou en protection (ordres de filtres, traitement logiciel, …). Une courbe limite se dessine en fonction des combinaisons de solutions de prévention ou de protection. Cette courbe est illustrée figure (3).

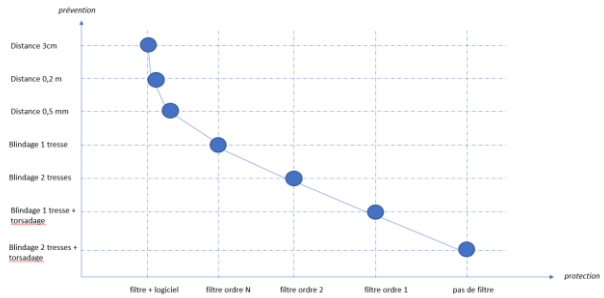


Figure 3 : courbe limite en prévention / protection

V. ESTIMATION DES CONTRAINTES ET CHOIX D'EXIGENCES DE PRÉVENTION OU DE PROTECTION

Le niveau reporté aux bornes d'une électronique pour une source définie et une architecture supposée est obtenu en résolvant l'équation :

$$T_a = \zeta_{ab} k^b \quad (1)$$

Où k^b est le vecteur courant dans l'espace des mailles, T_a le covecteur source dans l'espace des mailles et ζ_{ab} la métrique issue de la matrice d'interaction. Le seuil obtenu est la valeur rms d'une distribution probabiliste de valeurs dont celle rms représente le point de probabilité ½. Il faut un second point pour définir cette distribution. Nous pouvons souvent considérer le niveau minimal de contrainte. Avec ces deux valeurs de contraintes ramenées dans le référentiel du récepteur, nous traçons la courbe de distribution probabiliste $P(c)$ de la contrainte en utilisant une fonction sigmoïde :

$$P(c) = 1 - \left[1 + \exp\left(-\alpha(n - n_{rms})\right)\right]^{-1}$$

Une fonction similaire est définie pour la distribution de probabilité de défaillance côté récepteur $P(r)$:

$$P(r) = \left[1 + \exp\left(-\alpha(n - q_{rms})\right)\right]^{-1}$$

Dans les deux distributions, n est la valeur de niveau de tension ou courant ou puissance utilisé en observable et critère. Le risque de perturbation $R(c,r)$ est alors défini par :

$$R(c,r) = \max|P(c).P(r)|$$

La courbe limite est tracée lorsque, sous les différentes combinaisons d'aménagement, le produit est égal à l'objectif de sûreté de fonctionnement (SDF) de la fonction. Pour cette valeur de risque, la marge souvent est déjà assez conséquente, montrant que l'idée de marge en CEM n'est pas intuitivement quantifiable. Nous allons ensuite choisir un aménagement pour dégager une marge de façon à couvrir les incertitudes inhérentes à la CEM tel qu'illustré figure 4.

Une fois une interaction analysée, avec les choix de ségrégation (prévention) et/ou protection associés, la case est grisée dans la matrice d'interaction et nous pouvons passer à une autre intersection. Nous comprenons l'intérêt de travailler sur des familles de signaux, sans quoi le travail devient rapidement trop conséquent.

Les calculs sont rapides car la métrique est déterminée préalablement dans son entièreté. Il suffit alors de régler les paramètres des fonctions de couplages pour prendre en compte une double tresse en lieu et place d'une simple tresse, etc.

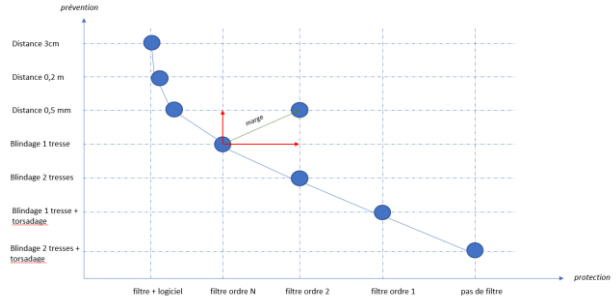


Figure 4 : dégagement d'une marge

D'aucun pourrait objecter avec raison que le calcul de R est plus compliqué que la relation proposée ici. Effectivement le risque global fait intervenir les probabilités d'occurrence entre agresseur et cible, et considère l'ensemble des interactions de la matrice, pondérées par des facteur de criticités liés aux impacts (événements redoutés) des défaillances de chaque fonction. Par contre, la probabilité R présentée est bien l'une des composantes de ce calcul global.

VI. DÉCLINAISON DES EXIGENCES

Une fois la marge choisie, le niveau résiduel restant appliqué aux électroniques devient le niveau de tenue exigé dans le cadre des spécifications techniques de besoin. Ce niveau est défini en fréquence ou dans le domaine temporel. L'AEE pourra continuer à évoluer au fur et à mesure que la conception système va avancer dans son développement, en parallèle des développements des équipements. La matrice d'interaction et les déclinaisons des contraintes pourront être revues à la baisse ou maintenues, ce qui revient à augmenter la marge, mais évidemment pas en augmentation de sévérité. Cependant, les premières hypothèses prises étant défavorables, avec par exemple une faible ségrégation, etc., les choix ainsi faits couvrent les AEE qui pourraient être retenues. Pendant les temps de développement, il devient possible de construire une simulation dont le paramétrage est justifié par les travaux analytiques développés sur la matrice d'interaction, de façon à retenir des cas difficiles et révélateurs de la qualité de la conception en CEM. La simulation est utilisée comme une expérimentation virtuelle, l'expérimentation physique étant souvent inaccessible à l'échelle d'un grand système. Par ailleurs elle peut être réalisée avant la disponibilité du système réelle et doit venir confirmer les choix opérés. Si une faiblesse était découverte en simulation, des travaux de recherche de solutions adaptées et agiles seront lancés pour résoudre ces points durs avant arrivés des premiers équipements et éléments de structures système.

VII. APPLICATION À UN CAS ILLUSTRATIF

Comme exemple illustratif nous considérons l'architecture électrique électronique d'un vélo électrique (figure 5).

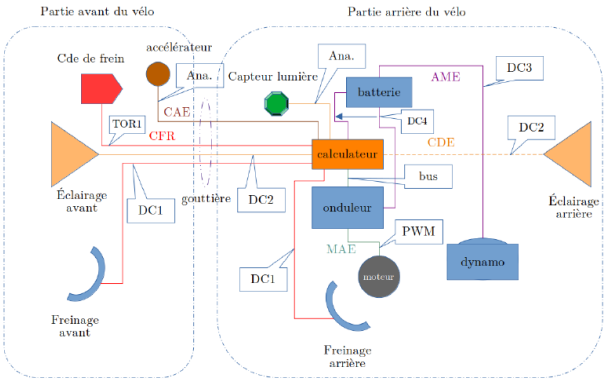


Figure 5 : AEE d'un vélo électrique

Pour gérer la CEM d'un système nous allons recenser les signaux échangés dans ce système. Ceci peut être fait à l'échelle des chaînes fonctionnelles. Nous pouvons usuellement classer les signaux en 5 familles :

- ✓ alimentations ;
- ✓ PWM ;
- ✓ bus de communication et signaux numériques ;
- ✓ signaux « tout ou rien » TOR ;
- ✓ mesures provenant de capteurs bas niveaux.

Chacune de ces familles a un profil temporel typique qui peut être précisé au fur et à mesure que le système avance dans sa conception. Mais dès lors nous pouvons étudier le couplage entre deux lignes prises parmi ces familles pour des hypothèses de blindages. Nous abordons là une étape cruciale de la conception système. Nous pouvons faire cheminer les signaux dans des harnais séparés ou dans le même harnais suivants les blindages alloués à ces signaux. Nous pouvons blinder certains signaux et pas d'autres, etc.

De même nous pouvons gérer d'abord à l'échelle des chaînes fonctionnelles avant de traiter le système. De même les fonctions peuvent être classées suivant des analogies avec le vivant. Nous avons les fonctions :

- ✓ les fonctions « nerveuses » véhiculant les informations entre les calculateurs ;
- ✓ les fonctions motrices qui regroupent tous les actionneurs (moteurs, valves, etc.) ;
- ✓ fonctions d'alimentation et sources d'énergie ;
- ✓ fonctions de perceptions.

Recensons les chaînes fonctionnelles de ce système :
— une chaîne pour le freinage (CFR) ;
— une chaîne pour commander l'assistance électrique (CAE) ;
— une chaîne motrice pour l'assistance électrique (MAE) ;
— une chaîne pour l'éclairage (CDE) ;
— une chaîne d'alimentation de la batterie pour l'assistance électrique (AME).
5 chaînes fonctionnelles. Quelle est la mission du vélo ? Le vélo est appelé à circuler en ville ou à la campagne, sur des routes ou des sentiers. Il est stipulé qu'il ne porte qu'une personne (toute autre utilisation n'est pas couverte par le fabricant). Ce vélo n'est pas habilité pour tenir des environnements spéciaux (environnements industriels, foudre, etc.). Il est dédié à un usage privé dans le cercle familial. Un point particulier de la conception des AEE est le choix d'une stratégie de gestion des références électriques. Je n'aime pas trop parler de "masse" ou de "terre" : ces termes peuvent être trompeurs. Il y a grosso modo trois stratégies :
1. mode commun : une référence commune assure également le potentiel de référence ;
2. mode flottant : une référence électrique globale sert à tous les signaux, y compris aux lignes de références des différentes électroniques. Le zéro volt d'une alimentation est ainsi un signal comme les autres ;
3. mode hybride : suivant les zones du système, des aménagements en mode commun ou mode flottant sont rencontrés. Pour notre système nous choisissons une stratégie en mode hybride : tous les équipements se réfèrent à une référence électrique commune exceptés le moteur et la dynamo qui sont avec des liaisons de puissance flottantes, simplement parce que leur conception ne permet pas de base d'être en structure de mode commun. De plus nous pouvons éventuellement avoir quelques liaisons en mode différentiel : principalement des bus (nous n'en avons qu'une dans notre AEE). Ces différentes hypothèses d'aménagements ne sont pas bloquantes car nous pouvons disposer à la fois des modèles dans chaque cas, mais aussi des modèles d'interfaces entre les fonctionnements variés des différentes solutions.
Pour l'environnement considéré, nous avons :

- o les champs de radiodiffusions, AM, FM;
- o les émetteurs wifi, bluetooth, Lte ;
- o les champs magnétiques basses fréquences ;
- o les décharges électrostatiques.

Pour chacune de ces contraintes (sources d'émissions), nous savons associer une définition précise de forme d'onde et d'intensité en source. Nous pouvons de fait commencer à créer la matrice d'interaction de la CEM. Nous renseignons une première colonne où nous inscrivons les sources de bruits. Ces sources peuvent être chacune des 5 chaînes de notre système, complétée des sources de l'environnement. Notons qu'en l'absence de plus d'information, il est toujours possible de nouveau de se référer aux normes. En considérant que le bruit émis par une fonction est le bruit limite autorisé normativement dans les normes en émission, cela permet de se doter d'un niveau d'émission malgré que l'on ne dispose d'aucune autre information sur l'équipement que les normes auxquelles ils renvoient dans ses caractéristiques.
Il nous faut ensuite connaître les seuils au-delà desquels les fonctions sont perturbées. Là encore les natures des signaux échangés sont d'une grande aide pour connaître les impédances d'entrée des équipements et les seuils de décision des électroniques. Implicitement, en plus du seuil, les formes d'ondes fonctionnelles des fonctions sont aussi définies. Mais cela ne suffit pas en immunité. Il existe une possibilité de perturber l'électronique avec des formes d'ondes en-dehors de ses caractéristiques de fonctionnement. Nous parlons dans ce cas de perturbation hors-bande. Entre le niveau hors bande transmis sur l'entrée d'un composant et la composante dans la bande qui s'en déduit par effet de détection non linéaire, il y a un coefficient d'efficacité appelé efficacité de détection. Mais même dans ce cas nous pouvons retenir une efficacité de détection unitaire. Nous rajoutons dans la matrice d'interaction une ligne avec les chaînes comme réceptrices de bruit et nous pouvons y rajouter d'autres récepteurs embarqués. Ce peut être déjà le passager, mais aussi des "PED" (portable electronic device) que le passager emmènerait avec lui : portable, etc. Sur une seconde ligne, comme pour les émissions, nous plaçons les valeurs de seuils avec des précisions si nécessaire (à noter que dans cette illustration les valeurs sont données à titre d'ordre de grandeur). Il est possible de renvoyer à des fichiers contenant des courbes ou plus de précisions pour ces valeurs d'émission et réception. La figure 6 montre ces lignes rajoutées et les détails en immunité qui peuvent être donnés et nécessaires pour la suite de l'étude, sans donner trop d'information qui compliquerait l'analyse déjà conséquente.

	cibles	CFR	CAE	MAE		CDE		AME	passager	smartphone (antenne)	
		TOR	Ana.	PWM	bus	DC	Ana.	DC		antenne	
		134	10 k	1 k	100	10	10 k	10		75	Z
	signaux	1,5 V	100 µV	0,1 V	0,2 V	10 V	100 µV	10 V	1 µT	0,1 mV	seuil f.
Sources		3 V	1 mV	5 V	1 V	100 V	1 mV	100 V	10 V/m	10 mV	seuil, lib
CFR	TOR										
CAE	Analogique										
MAE	PWM										
	bus										
CDE	DC										
	Analogique										
AME	DC										
AM	150 kHz audio										
FM	100 MHz audio										
Wifi, bluetooth, GSM	1 – 2 GHz, <100 mW										
Lte	800 MHz, 2 W										
DES	25 kV, 1ns, 10 ns										
CMBF	50 – 500 Hz, 100 A										

Figure 6 : établissement de la MI

Comme en émission, si aucune information n'est disponible, il est toujours possible d'utiliser les gabarits normatifs en immunité qui donnent les valeurs de contraintes que peuvent supporter les électroniques.
Nous pouvons alors commencer à renseigner la MI. La diagonale de la matrice est sans objet : chaque fonction ne se perturbe pas elle-même. Cette hypothèse est couverte

par la validation fonctionnelle des chaînes. Nous pouvons ensuite griser les intersections évidentes : toutes celles où nous savons qu'une fonction A ne peut pas perturber une fonction B. Nous obtenons par exemple la matrice de la figure 7.

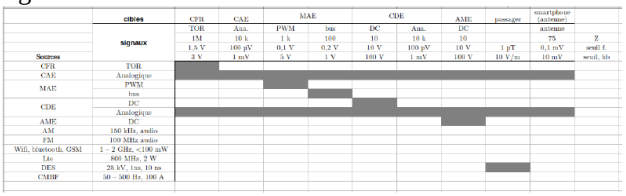


Figure 7 : renseignement de la MI

Il faut ensuite réaliser les calculs pour renseigner toutes les intersections de la matrice. Calculs qui peuvent être réalisés avec bénéfices via la méthode de Kron, ou d'autres approches; et qui sortent du périmètre de cet article.

VIII. CONCLUSION

La méthodologie proposée intègre l'ensemble des tâches incontournable dans un travail de conception pour la CEM, que ce soit au niveau système ou chaîne. Elle s'applique dans la phase de descente du "V". Basée sur l'expérience des ingénieurs, la méthode de Kron, la collection de modèles pour la CEM et les progrès réalisés sur les outils de simulation maillés, elle permet d'exécuter dans des temps courts et suivant un processus autorisant à tout instant une réadaptation des hypothèses, les estimations de contraintes ramenées aux bornes des électroniques. De ces estimations et des objectifs de SDF nous déduisons la déclinaison des contraintes vers les composants de l'électronique système. La validation du travail de conception en CEM est concrétisée par des exercices de simulation, de qualifications des équipements et d'essais chaînes, voire système.

REFERENCES

[1] Maurice, O., Leman, S., Rabaste, J., Laisne, A., Pouliguen, P., Guiffaut, C., & Reineix, A. (2021, April). Analyse Théorique d'un Grand Système Antennaire Soumis à une agression Électromagnétique Transitoire. In 20ème Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique, Ecole Centrale de Lyon.
[2] Maurice, O. (2018). Quelques exemples d'analyses théoriques en compatibilité électromagnétique: avec l'analyse tensorielle des réseaux. Bookelis.
[3] Whitaker, J. C. (2018). The electronics handbook. Crc Press.
[4] Raynaud, T., Bréant, M., Maurice, O., & Reineix, A. (2016, July). PRÉDICTION DE RISQUE CEM POUR UN VÉHICULE. In 18ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2016).

CEM & Microondes de forte puissance

GENERATION DE FORTE PUISSANCE RAYONNEE UTILISANT LE CONCEPT MARPEM

P.-E. Portalier[1], A. Siblini[2], J.-C. Diot[3], E. Arnaud[1], B. Jecko[1]

[1]Xlim – UMR CNRS 7252, 87000 Limoges, pierre-etienne.portalier@xlim.fr
[2]Lebanese University, Saida Liban, ali.siblini.84@hotmail.com
[3]CEA Gramat, 46500 Gramat, jean-christophe.diot@cea.fr

Résumé. La génération de champs EM lointains à haute puissance sur une large bande de fréquences est un défi pour les applications de Guerre électronique et Radar. Les techniques multivoies à sources « état solide » évitent les concentrations trop fortes de champ EM dans le dispositif. La technique AESA (Agile Electronically Scanned Array) est difficilement applicable sur des grandes bandes de fréquences car les éléments composant le réseau ont une trop faible bande de fréquence.
Une approche planaire appelé MARPEM (Matrice Agile Rayonnante à Pixel Elaborés en Métamatériaux) propose de construire une surface rayonnante avec une matrice d'éléments rayonnants jointifs appelés pixels. Ce principe a déjà été implémenté avec succès mais sans obtenir des diagrammes de rayonnement à symétrie de révolution.
Ce papier présente un système utilisant le principe MARPEM, large bande et permettant de générer un faisceau à symétrie de révolution en azimut associé à de fortes puissances.

I. INTRODUCTION

Des champs lointains rayonnés de haute puissance peuvent être obtenus en utilisant une antenne multi-sources alimentée par des amplificateurs large bande GaN [1]. Cette solution distribuée ajoute les contributions d'éléments rayonnants, évitant la concentration de champs forts dans l'antenne qui apparaît lorsque qu'une seule source de forte puissance est utilisée [2][3][4][5].
Dans un tel dispositif muli-sources rayonnant, un réseau de patchs (AESA) [6] est généralement utilisé pour obtenir des diagrammes de rayonnement à gain élevé, mais la bande est limitée à moins de 20 % (bande passante du patch + effets de couplage). Pour surmonter cette limitation, les antennes MARPEM construisant une surface rayonnante carrée, alimentée par des cavités rayonnantes rectangulaires jointives appelées pixels (fig1) a été proposé [7][8]. Cette approche a conduit à des dispositifs avec plus de 30% de bande passante active en fréquence et un bon rendement de surface.
Dans cet article, une antenne circulaire MARPEM est conçue avec des pixels de forme quelconque pour obtenir un diagramme de rayonnement à symétrie de révolution.
La forme circulaire permet de réduire les lobes secondaires de -13.5 dB (surface rayonnante carrée) à -17.5 dB (surface rayonnante circulaire) [9].

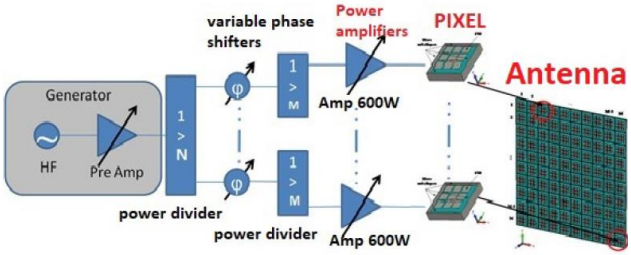


Figure 1 : Système rayonnant multi-sources

II. CONCEPTION DE L'ANTENNE

L'antenne à symétrie de révolution est déduite d'une antenne ronde MARPEM (figure 2) utilisée dans les télécommunications spatiales pour la formation de faisceaux à bande étroite [8]. Les pixels de la nouvelle antenne doivent tenir la puissance, être large bande et conserver l'uniformité du champ de surface en sortie de l'antenne globale pour obtenir un bon diagramme à symétrie de révolution.

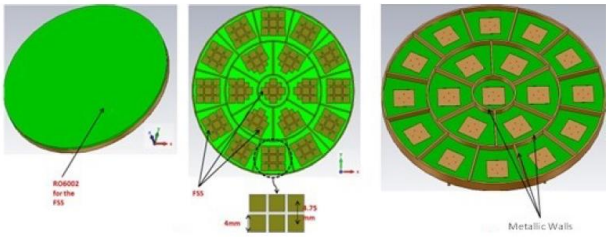


Figure 2 : Antenne ronde MARPEM à bande étroite [8]

II.1. Conception des pixels

Deux types de pixels sont conçus, l'un circulaire et l'autre trapézoïdal (fig3). La cavité constituant le pixel est excitée par un dipôle au lieu d'un patch pour augmenter la bande passante et permettre une puissance injectée plus élevée.
La bande passante de la matrice dépend de la bande passante de chaque pixel. La figure 4 présente l'évolution du paramètre S11 sur la bande S pour les deux types de pixel.
De même, la puissance acceptée par l'antenne est liée au niveau de champ électrique interne présent dans chaque pixel qui ne peut dépasser 1MV/m (champ disruptif de l'air). Une étude a montré que la puissance acceptée par un pixel dans l'air ambiant est d'environ 77 kW. Elle peut être améliorée si le pixel est plongé dans le vide, du SF6 ou dans un diélectrique.

L'uniformité du champ électrique au-dessus des pixels est optimisée sur toute la bande passante pour présenter un comportement MAPREM [8] au lieu de celui d'un réseau composé de sources ponctuelles (fig5).

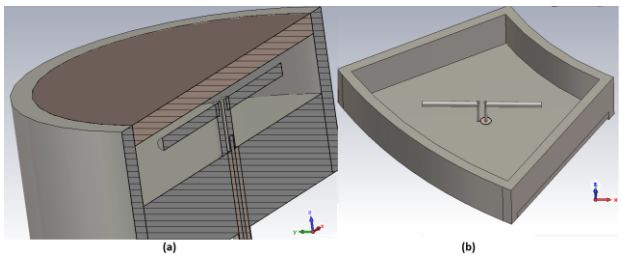


Figure 3 : vues, en coupe du pixel rond (a) et sans la FSS du pixel en trapèze (b)

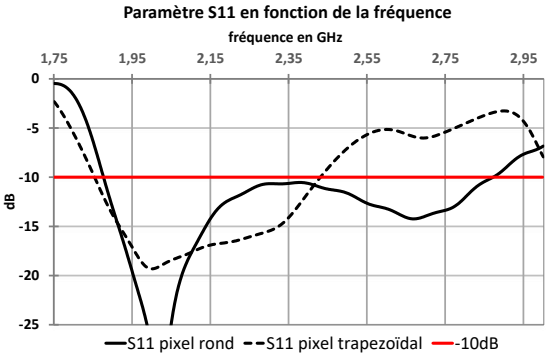


Figure 4 : Paramètre S11 des deux pixels

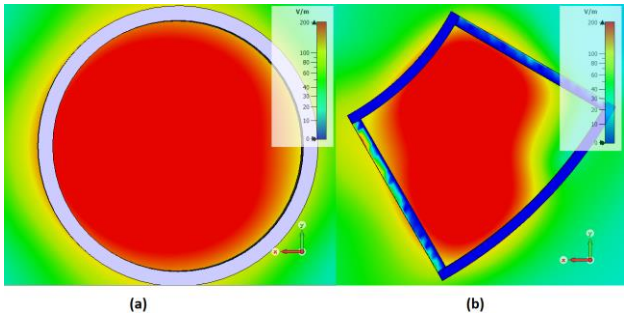


Figure 5 : champ électrique de surface (f=2.4 GHz) du pixel circulaire (a) et du pixel trapézoïdal (b)

L'uniformité du champ du pixel trapézoïdal est perturbée par la présence d'arêtes vives (fig5) Ce problème sera résolu par la suite.

II.2. Conception de la matrice

La matrice est construite avec un pixel circulaire au milieu et des pixels trapézoïdaux placés autour (fig6). Elle peut être optimisée en jouant sur les paramètres suivants :

a - Uniformité du champ de surface

Une antenne composé d'un pixel rond et de 18 trapèzes (fig6) présente un champ de surface peu uniforme dû aux angles aigus des pixels trapézoïdaux qui introduisent des effets de couplages destructifs (fig7).

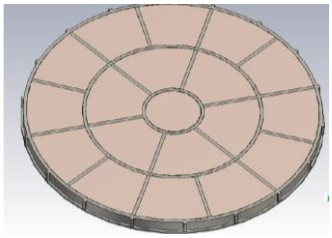


Figure 6 : antenne composé d'un pixel circulaire et de 19 pixels en trapèze

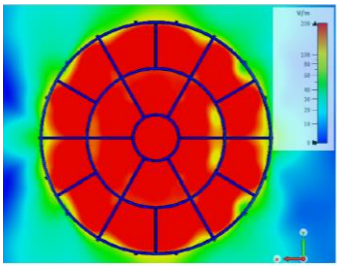


Figure 7 : Module du champ E au-dessus de l'antenne (f= 2.4GHz)

Introduire des angles arrondis (fig8) permet d'améliorer l'uniformité du champ de surface (fig9).

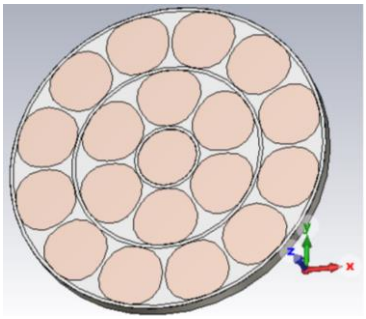


Figure 8 : antenne de 19 pixels avec des angles arrondis

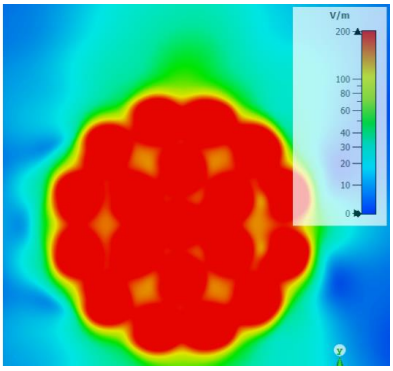


Figure 9 : Module du champ E au-dessus de l'antenne (f= 2.4GHz)

b - Bande de fréquence

Arrondir les angles permet aussi de considérablement améliorer la bande passante active en adaptation (Sii) de l'antenne en diminuant les couplages inter-pixels. La figure 10 montre le passage d'une antenne désadaptée à une antenne ayant une bande passante active de 26%.

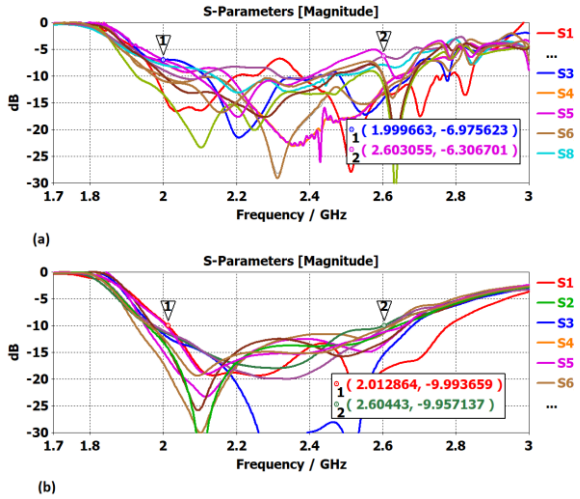


Figure 10 : Sii actifs : (a) antenne à angles vifs et (b) antenne à angles arrondis

c - Rendement de surface

Le rendement de la surface rayonnante est meilleur pour une matrice à angles arrondis par rapport à une matrice à angles vifs, passant de 85% à 93%, comme le montre la figure 11.

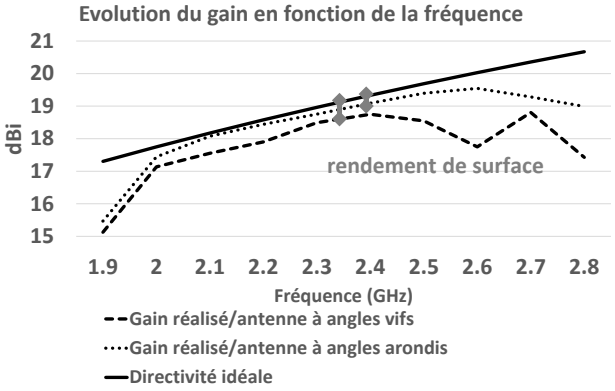


Figure 11 : Evolution du gain en fonction de la fréquence

III. APPLICATION FORTE PUISSANCE

L'antenne MARPEM est conçue pour intégrer un système de forte puissance qui doit être capable de rayonner un champ électrique d'un 1 kV/m à 100m sur une large bande de fréquence (environ 25%).
Aujourd'hui les amplificateurs de puissance GaN limitent la bande de fréquence du système rayonnant. Un bon compromis entre la puissance rayonnée et la taille de l'antenne est obtenu en travaillant dans la bande S. Les caractéristiques du système conçu sont :

- Chaque pixel est alimenté par un amplificateur capable de fournir une puissance de 600 W.
- Le niveau du champ E rayonné à une distance R est donné par l'équation (1). P_{pixel} est la puissance fournie au pixel ; G_{max} est le gain de l'antenne et *n* le nombre de pixel.

$$RE = \sqrt{60 \times G_{max} \times P_{pixel} \times n} \qquad (1)$$

- Pour obtenir E > 1 kV/m à 100m avec un rendement de surface proche de 100%, 28 rangées de pixels correspondant à 271 pixels doivent être utilisées. La matrice a un gain de 31.5 dB dans la direction axiale et rayonne un champ E de 1.18 kV/m à 100m.

L'antenne conçue avec les caractéristiques précédentes est représentée sur la figure 16.

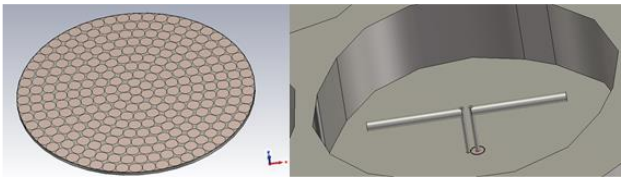


Figure 12 : Antenne composée de 271 pixels alimentés par des dipôles

- La bande active en adaptation de cette antenne est de 26.5% (fig13).
- L'évolution du gain en fonction de la fréquence montre une bande passante en rayonnement de 47% (fig14).
- Le diagramme de rayonnement se conserve dans la bande de fréquence (fig15).

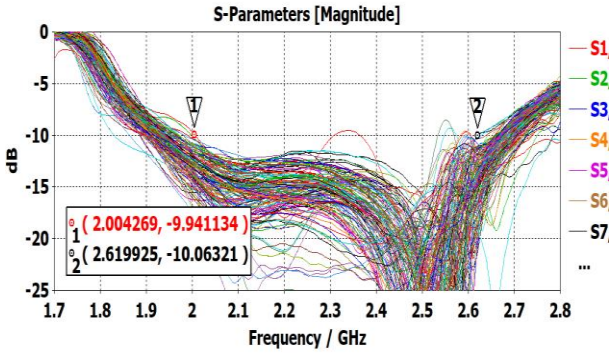


Figure 13 : Sii actifs de l'antenne à 271 pixels

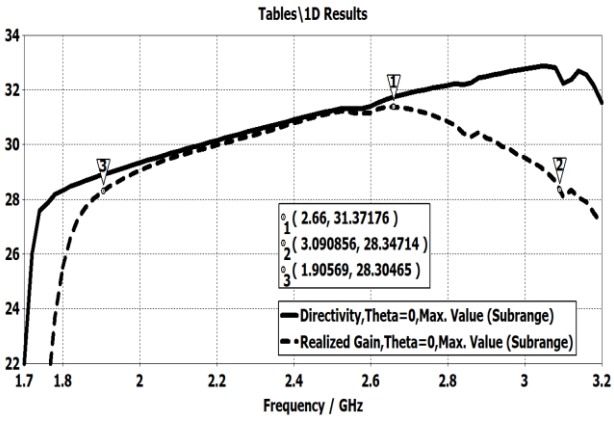


Figure 14 : Gain en dB en fonction de la fréquence

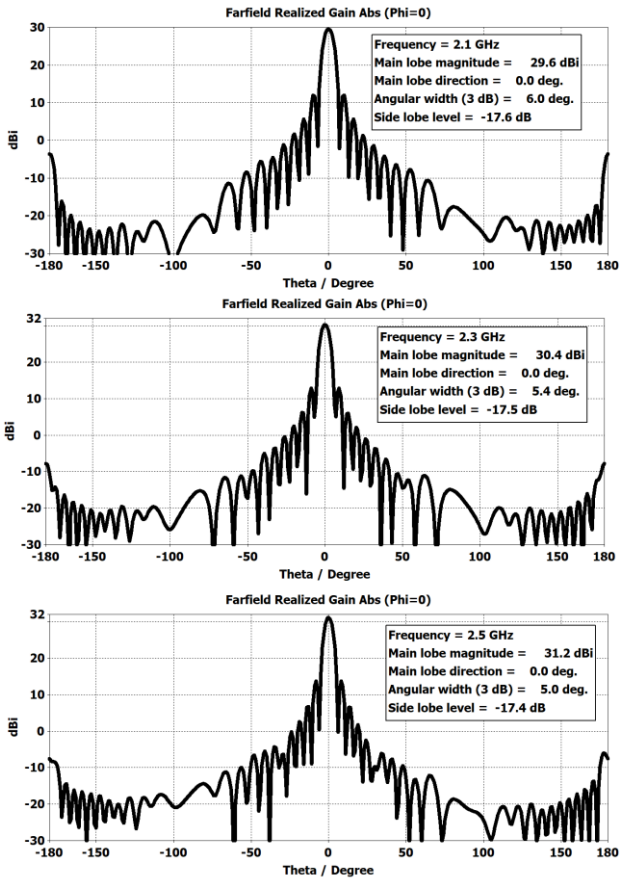


Figure 15 : diagramme de rayonnement en gain réalisé pour 3 fréquences : début (2.1GHz), milieu (2.3GHz) et fin (2.5GHz) de bande.

IV. CONCLUSION

Un système rayonnant utilisant le principe MARPEM avec des pixels de formes quelconques, générant un faisceau à symétrie de révolution est présenté dans ce papier. Avec une puissance totale injectée de 162.6 kW, le système est capable de générer un fort champ électrique (1 kV/m à 100m).

Cette technique évite la concentration de fort champ dans l'antenne et permet d'obtenir un bon rendement de surface (>90%) sur une large bande (25%).

Ce type d'antenne à symétrie de révolution diminue les lobes secondaires et est utilisable pour des applications fortes puissances de guerre électronique.

Enfin cette approche peut être étendue à des antennes conformes [8] et multifonctions [10], ainsi qu'être utilisée pour fonctionner de la bande L à la bande Ka, en polarisation circulaire et en dépointage [8] avec plus de précision qu'un réseau classique.

V. REMERCIMENT

Les auteurs souhaitent remercier le Centre CEA de Gramat qui a financé ces travaux dans le cadre d'un stage.

REFERENCES

[1] M. Rammal, G. Reineix, X. Bonnin, G. Gauthier, and B. Jecko, "A defence system against vehicles and drones using high power microwave (hpm)," in EAPPC BEAMS MEGAGAUSS, Barritz (France), 2020.

[2] B. Majumder, K. Krishnamoorthy, J. Mukherjee, and K. P. Ray, "Compact broadband directive slot antenna loaded with cavities and single and double layers of metasurfaces," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, no. 11, pp. 4595–4606, 2016. DOI: 10.1109/TAP.2016.2601346.

[3] A. Kotnala, P. Juyal, A. Mittal, and A. De, "Investigation of cavity reflex antenna using circular patch type fss superstrate," Progress In Electromagnetics Research B, vol. 42, pp. 141–161, Jul. 2012. DOI: 10.2528 / PIERB12042504.

[4] A. Goudarzi, M. M. Honari, and R. Mirzavand, "Resonant cavity antennas for 5g communication systems: A review," Electronics, vol. 9, no. 7, 2020, ISSN: 2079-9292. DOI: 10.3390/electronics9071080.

[5] J.-C. Diot, T. Tarati, B. Cadilhon, B. Cassany, P. Modin, and E. Merle, "Wideband patch antenna for hpm applications," IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 39, no. 6, pp. 1446–1454, 2011. DOI: 10.1109/TPS.2011. 2140338.

[6] A. D. Brown, "Aesa theory," in Active Electronically Scanned Arrays: Fundamentals and Applications. 2022, pp. 19–73. DOI: 10.1002/9781119749097.ch2.

[7] B.Jecko, M. Majed, M. Rammal, H. A. Taam, and J. Andrieu, "Beam-steering improvements using agile beam radiating surfaces," FERMAT, vol. 44, no. 3, Mar. 2021.

[8] B. Jecko, M. Majed, S. Aija, et al., "Agile beam radiating surfaces," FERMAT, vol. 30, no. 2, Nov. 2018.

[9] J. Darricau, Physique et théorie du radar. Feb. 2015, ISBN: ISBN978-2-954475-1-1.

[10] M. Majed, M. Rammal, H. A. Taam, M. Mayank, J.Andrieu, and B. Jecko, ": Narrow band rejection in ultrawideband pixel antennas," in EUCAP2022, 2022.

CARACTERISATIONS EXPERIMENTALES DES PERFORMANCES D'UN LIMITEUR DE PUISSANCE MICROONDE LARGE BANDE EN LIGNE MICRORUBAN INTEGRANT UNE MICRO-DECHARGE PLASMA

C. Pouant[1], L. Fuster[1,2,3], P. Hoffmann[1], R. Pascaud[3], G. Hagelaar[2], A. Simon[4], L. Liard[2], O. Pascal[2] et T. Callegari[2]

[1]CEA Gramat, BP 80200, Gramat, France, clovis.pouant@CEA.fr/patrick.hoffmann@CEA.fr
[2]LAPLACE, Université de Toulouse, CNRS, INPT, UPS, Toulouse France
[3]ISAE-SUPAERO, Université de Toulouse, France
[4]ANYWAVES, Toulouse, France

Résumé. Cet article présente les travaux expérimentaux et la méthodologie employée pour caractériser rigoureusement un nouveau concept de protection contre les agressions électromagnétiques (EM) intégrant des micro-décharges plasma comme élément non-linéaire. Le limiteur large bande en technologie microruban inversée présenté a été caractérisé avec des signaux incidents impulsionnels avec porteuse de fortes puissances jusqu'à 52 dBm (~160 W de puissance moyenne dans l'impulsion). La fréquence de la porteuse était comprise dans un intervalle entre 3 GHz et 6 GHz avec des largeurs d'impulsions de 100 µs à 1 ms.
Ce procédé expérimental mis en place nous a permis d'étudier la réponse transitoire du dispositif pour en évaluer les performances dans un régime impulsionnel de forte puissance.

I. INTRODUCTION

Les liaisons entre les systèmes de télécommunication, de géolocalisation ou bien de détection utilisent abondamment le rayonnement électromagnétique (EM). Ces systèmes intègrent des modules électroniques (amplificateurs faibles bruit par exemple) qui sont vulnérables vis-à-vis d'une perturbation EM [1], [2]. Aussi est-il primordial de protéger au mieux ces systèmes électroniques.
Il existe différentes méthodes de protection contre les agressions EM telles que : le blindage EM, l'électronique durcie et les éléments de protection (protection ESD et limiteurs de puissance). Chacune d'entre elles possèdent des avantages et des inconvénients. Par exemple, le blindage EM se révèlera inefficace dans le cas de systèmes communicants par ondes EM. Le limiteur de puissance sera alors utilisé comme élément de protection dans une chaîne de réception [3].
Aujourd'hui, il existe plusieurs types de limiteur de puissance. Finalement, la technologie retenue pour protéger efficacement un système va dépendre majoritairement des contraintes associées aux applications concernées. Les limiteurs à diodes semi-conductrices sont les plus largement utilisés [4]. Cependant l'évolution des sources EM laisse présager que ces dispositifs ne suffiront plus à protéger les futurs systèmes de communication [5]. En effet, leur tenue en forte puissance impulsionnelle est limitée à la centaine de Watt.
Du fait de leur capacité à pouvoir supporter des agressions de fortes puissances EM, les plasmas de décharge sont utilisés pour développer des dispositifs de limitation de puissance microonde. [6]. Les tubes T/R (Transmit/Receive) sont historiquement les premiers éléments de protection d'une chaîne RADAR utilisant cette technologie [7]. Cependant, du fait de leur encombrement leur intégration dans une chaîne de réception est complexe.
Dans ce papier, nous présentons des résultats expérimentaux des performances d'un limiteur de puissance large bande en technologie planaire intégrant des micro-décharges plasma comme élément non-linéaire. Ce dispositif a été soumis à des perturbations EM de fortes puissances impulsionnelles (supérieures à la centaine de Watt).

II. CIRCUITS MICROONDES SOUS TEST

Le limiteur de puissance étudié est présenté sur la *Fig* 1. Il est composé d'une ligne de transmission en technologie microruban inversée d'impédance caractéristique 50 Ω. La piste est séparée de son plan de masse par une distance h_{gap} = 0.508 mm. Le principe de fonctionnement est identique à celui exposé par [8]-[11].

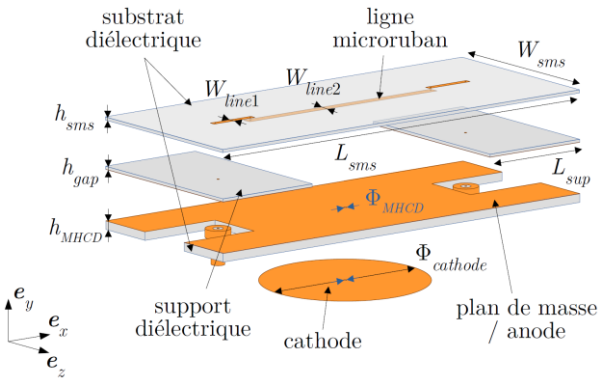


Fig 1. Schéma d'un limiteur de puissance microonde en ligne inversée en technologie microruban.

L'interaction non-linéaire entre le signal microonde et le gaz présent dans la cavité conduit à la formation d'un plasma qui va absorber et réfléchir la puissance d'entrée, entrainant ainsi une diminution de la puissance en sortie du circuit. Le claquage microonde ne peut avoir lieu que si la puissance d'entrée dépasse un certain niveau, le seuil de limitation. Afin de diminuer ce dernier, le dispositif de limitation intègre une micro-décharge (MHCD), formée par une cathode et le plan de masse de la ligne, celui-ci jouant le rôle d'anode. Ce circuit DC, dit de pré-ionisation, permet de générer un plasma précurseur dans la cavité lorsqu'il est préalablement polarisé à la tension de claquage (environ 400 V) [11]. Les dimensions de la MHCD ont été optimisées pour obtenir une tension de claquage minimale dans l'Argon à 10 Torr [8]. Le courant nominal de fonctionnement a été limité à I_{MHCD} = 5 mA. Les dimensions du limiteur de puissance en ligne inversée sont données à la Table 1.

Table 1. Caractéristiques du circuit en ligne suspendue.

Substrat	Rogers RO4003C
ε_r	3.55
h_{gap} (mm)	0.508
L_{sup} (mm)	50
h_{sms} (mm)	0.508
W_{line1} (mm)	1
W_{line2} (mm)	2
W_{sms} (mm)	100
L_{sms} (mm)	200
$\Phi_{cathode}$ (mm)	80
h_{MHCD} (mm)	1.524
Φ_{MHCD} (mm)	1

III. BANC D'EXPERIMENTATION

Le banc d'expérimentation mis en place permet de caractériser les circuits limiteurs de puissance en régime transitoire, avec des microondes de fortes puissances pour des fréquences comprises entre 3 GHz et 6 GHz (voir Fig 2). L'injection des signaux microondes se fait en mode conduit. Ce procédé expérimental possède l'avantage de pouvoir coupler un maximum de puissance en un point spécifique du circuit de test. Les puissances appliquées à l'entrée du dispositif varient entre 20 dBm et 52 dBm. Pour caractériser les différents limiteurs à plasma en régime quasi-CW (la durée d'impulsion est très grande devant la durée du régime transitoire) avec de tels niveaux de puissance, la forme d'onde utilisée est de type Signal Impulsionnel avec Porteuse (S.I.P).

En effet, travailler avec des grandes largeurs d'impulsions uniques L_i = 1 ms permet d'atteindre un régime établi (CW) sans pour autant engendrer d'effets thermiques, potentiellement destructeurs pour les circuits de tests. Pour cela, le synthétiseur de fréquence (Agilent N5171B) est modulé avec un générateur d'impulsions (Keysight 81150A) et les signaux sont ensuite fortement amplifiés via un amplificateur de puissance (BONN 0760) (cf. Fig 2). Les puissances transitoires des signaux d'entrée, réfléchi et de sortie (P_{IN}, P_{REF} et P_{OUT}) sont mesurées à l'aide de sondes de puissance impulsionnelles (Agilent N1921A) connectées à deux « Peak Power Meter » (Keysight 8990B). Le choix de ce procédé expérimental et métrologique permet de réaliser à la fois des mesures transitoires et d'obtenir un régime quasi-CW.

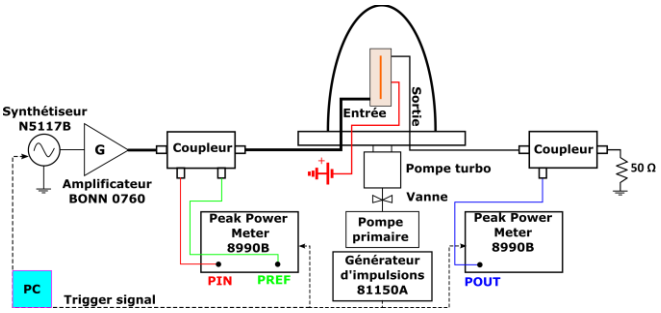


Fig 2. Schéma bloc du banc d'expérimentation permettant de caractériser les différents limiteurs en mode conduit.

Une calibration en paramètres S de la chaîne de mesure (câble coaxiaux, coupleurs, etc.) réalisée à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel (Keysight PNA X) permet de corriger les pertes et de ramener les puissances P_{IN}, P_{REF} et P_{OUT} dans les plans d'entrée et de sortie des circuits sous test.

A noter que tous les appareils de mesure sont synchronisés (avec décalage réglable) grâce au générateur d'impulsions. Les circuits sous test sont plongés dans une enceinte sous vide dédiée aux expérimentations plasmas. Ce dispositif permet de contrôler la pression du gaz ainsi que la tension et le courant de la source de pré-ionisation (cf. §II).

IV. RESULTATS EXPERIMENTAUX

IV.1. Mesures transitoires

Cette section présente les différentes caractérisations en puissance et en fréquence qui ont été menées sur le limiteur large bande.

Ce procédé expérimental nous permet d'étudier la réponse transitoire du dispositif dans le but de :

- Caractériser sa tenue en puissance microonde
- Mesurer ses différents seuils de limitation
- Mesurer ses temps de réponse

La Table 2 résume les différents paramètres hyperfréquences et plasmas utilisés.

Pour la clarté des résultats, seule l'enveloppe positive des signaux est représentée. La Fig 1 illustre la réponse transitoire des puissances incidentes (P_{IN}) et transmises (P_{OUT}) du circuit limiteur à 4 GHz pour des puissances de 30 dBm, 35 dBm, 40 dBm, 45 dBm et 52 dBm, avec un courant de pré-ionisation fixé I_{MHCD} = 5 mA.

Table 2. Récapitulatif des paramètres utilisés

Paramètres	Retenus
Type de gaz	Argon
Pression enceinte	10 Torr (13.33 mbar)
Courant de pré-ionisation	I_{MHCD} = 5 mA
Fréquence	3-6 GHz
Puissance maximale	52 dBm (160 W)
Largeurs d'impulsions	1 ms/100 µs

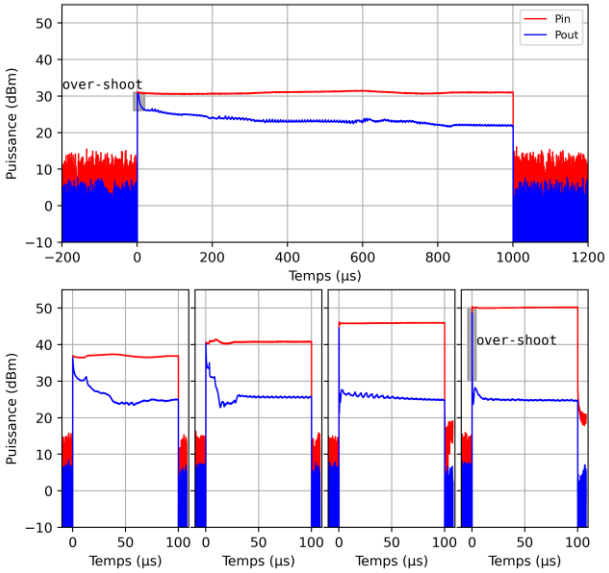


Fig 1. Réponse transitoire en puissance du limiteur de puissance microonde à 4 GHz pour des puissances moyennes incidentes de 30, 35, 40, 45 et 52 dBm.

Sur la Fig 1, lorsque la puissance incidente (P_{IN}) atteint 30 dBm nous observons une légère et régulière diminution de la puissance de sortie (P_{OUT}) sur près de 800 µs pour ensuite tendre vers une valeur constante (régime quasi-CW établi). Cependant, nous pouvons remarquer que le temps de réponse du circuit limiteur est dépendant du niveau de puissance de l'impulsion appliquée à l'entrée du dispositif. En effet, plus la puissance incidente est importante, plus le limiteur atteindra rapidement un régime quasi-CW. Ces temps de réponse sont définis par la différence entre l'instant initial, t_0, et l'instant où la puissance de sortie (P_{OUT}) atteint 90 % de sa valeur finale (régime quasi-CW). Par exemple, les temps de réponse obtenus pour des puissances P_{IN} = 35 dBm et P_{IN} = 52 dBm sont respectivement de 50 µs et 100 ns. Aucun changement significatif n'a été observé sur les temps de réponse lors de la variation de la fréquence entre 3 et 6 GHz.

Après une contrainte monocoup, une agression répétitive a été appliquée sur le dispositif avec des largeurs d'impulsions de 1 ms répétées toutes les 1 ms ; les formes d'ondes obtenues sont similaires à celles observées à la Fig 1.

Un deuxième paramètre a été introduit à l'issus de ces différentes mesures temporelles. En effet, pour caractériser finement les prémices de l'interaction non-linéaire entre l'onde EM et le plasma, autrement dit le temps de claquage/réaction du plasma au sein de ce circuit microonde, nous avons mesuré l'évolution de la durée à mi-hauteur de « l'over-shoot ». Cette durée à mi-hauteur a été extraite pour différentes puissances incidentes et différentes fréquences comme représenté à la Fig 2. Tout comme le temps de réponse, ce nouveau paramètre est dépendant du niveau de puissance P_{IN}.

Par exemple, les durées à mi-hauteur de « l'over-shoot » pour des puissances P_{IN} = 30 dBm et P_{IN} = 52 dBm sont respectivement de 100 µs et 20 ns. Pour chaque fréquence représentée, nous remarquons une évolution similaire de ce paramètre en fonction de la puissance.

Ces résultats sont encourageants puisqu'aucune détérioration n'a été observé sur le circuit limiteur jusqu'à une puissance de 52 dBm.

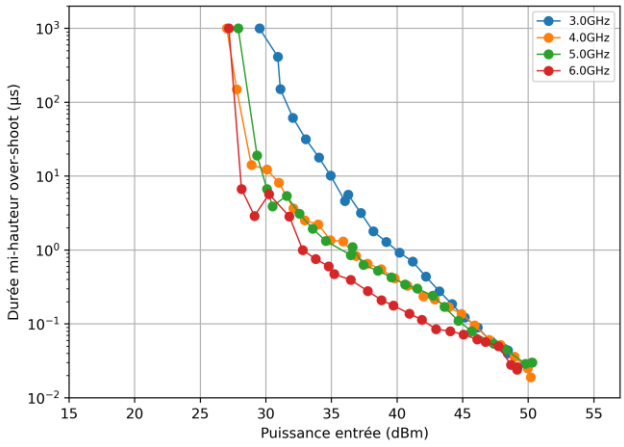


Fig 2. Evolution de la durée à mi-hauteur de « l'over-shoot » en fonction de la puissance incidente et à plusieurs fréquences.

La prochaine section présente le bilan de puissances du circuit limiteur microonde obtenu à plusieurs fréquences.

IV.2. Bilan de puissances en fréquences

Pour évaluer la performance d'un limiteur il est indispensable de mesurer la puissance transmise en fonction de la puissance incidente (P_{OUT} vs P_{IN}). Cette caractérisation permet de définir la tenue en puissance et de mesurer les seuils de limitation en puissance. En général, ces courbes sont réalisées en CW et à faible puissance. Grâce aux différentes caractérisations temporelles en puissance et en fréquence qui ont été menées, nous avons pu tracer ces courbes en régime impulsionnel. En effet, comme représenté à la Fig 1, en fin d'impulsion (régime quasi-CW établi), nous relevons les valeurs de puissance P_{IN} et P_{OUT}. La Fig 3 représente la puissance de sortie en fonction de la puissance incidente du limiteur large bande entre 3 GHz et 6 GHz.

Nous remarquons l'importance de la source de pré-ionisation. Sans celle-ci (I_{MHCD} = 0), la protection est inactive puisque la puissance transmise P_{OUT} est égale à la puissance incidente P_{IN} au pertes d'insertions de la ligne près (-1 dB à 6 GHz). En présence d'une source de pré-ionisation (I_{MHCD} = 5 mA) le seuil de limitation est inférieur à 30 dBm (1 W) sur toute la bande de fréquence. Ce seuil est atteint lorsqu'il n'y a plus de relation linéaire entre la puissance incidente et de sortie et il est défini

lorsque la puissance de sortie P_{OUT} présente un écart de 1 dB par rapport au comportement linéaire extrapolé.
La puissance de fuite d'un limiteur microonde est déterminée lorsque la puissance de sortie P_{OUT} reste constante en fonction de la puissance d'entrée P_{IN}. Pour notre application, la valeur maximale mesurée est de 25 dBm (316 mW) jusqu'à une puissance appliquée en entrée de 52 dBm (160 W).

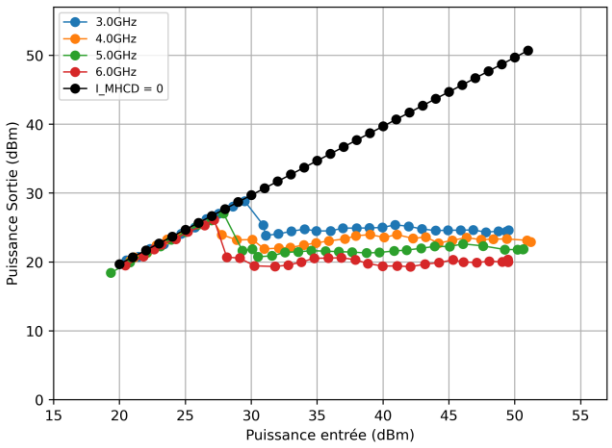


Fig 3. Puissance de sortie P_{OUT} en fonction de la puissance incidente P_{IN} entre 3 GHz et 6 GHz.

V. CONCLUSION

Ces travaux réalisés dans le cadre du projet DIOMEDE-2 (Dispositifs d'Interaction Onde Micro-décharge Electrique pour le Durcissement Electromagnétique-2) sélectionné par l'ANR dans le cadre de l'appel à projet intitulé « ASTRID-Maturation » édition 2020 ont pour but d'étudier, de concevoir et de caractériser un nouveau concept de protection contre les perturbations EM. Ce limiteur de puissance innovant, présenté dans cet article, est réalisé en technologie planaire microruban et intègre des micro-décharges plasma.
Pour caractériser précisément ces dispositifs soumis à de fortes puissances impulsionnelles, un banc expérimental spécifique a été mis en place. L'originalité de ce banc d'expérimentation repose sur une chaine automatisée de mesures en impulsionnel permettant d'accéder systématiquement aux grandeurs caractéristiques des différentes versions du prototype DIOMEDE à la fois sur des temps longs et courts (temps d'activation de quelques nanosecondes suivant les puissances incidentes et temps de maintien de la limitation de l'ordre de la microseconde).
Le dispositif qualifié de limiteur large bande en ligne inversée a été étudié et caractérisé dans un régime de fonctionnement transitoire de forte puissance. La caractérisation a été effectuée pour des fréquences entre 3 GHz et 6 GHz pour des gammes de puissance allant de 20 dBm jusqu'à 52 dBm et des largeurs d'impulsion de 100 µs à 1 ms. Pour un courant de pré-ionisation de I_{MHCD}= 5 mA à une pression de 10 Torr d'Argon, le seuil de limitation en puissance apparaît aux alentours de 30 dBm. Le temps de réaction le plus court mesuré du plasma au sein de ce circuit microonde est de 20 ns pour une puissance d'entrée de 52 dBm.
Une des caractéristiques majeures de ce nouveau dispositif est son faible encombrement (structure planaire).
Finalement, les puissances maximales admissibles par ce dispositif sont importantes et les performances de ce circuit limiteur peuvent encore être améliorées en utilisant d'autres mélanges de gaz [12] et en l'associant en série avec un autre limiteur microonde. Une des perspectives de ces travaux est de caractériser ce nouveau dispositif avec des puissances pulsées proches de1 kW.

REFERENCES

[1] D. Nitsch, M. Camp, F. Sabath, J. Luiken ter Haseborg, and H. Garbe, *"Susceptibility of some electronic equipment to HPEM threats"*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 46, no. 3, pp. 380–389, Aug. 2004.

[2] M. G. Backstrom and K. G. Lovstrand, *"Susceptibility of electronic systems to high-power microwaves: Summary of test experience"*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. 46, no. 3, pp. 396–403, Aug. 2004.

[3] J. Loone, D. Conway & I. Bahl, *"An Examination of Recovery Time of an Integrated Limiter/LNA"*, IEEE Microwave Magazine, Vol. 5, pp. 83-86, March 2004.

[4] S. S. Yang, T. Y. Kim, D. K. Kong, S. S. Kim, and K. W. Yeom, *"A novel analysis of a Ku-band planar p-i-n diode limiter"*, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 57, no. 6, pp. 1447–1460, Jun. 2009.

[5] R. Vézinet, F. Lassalle, J.C. Diot, A. Morell, A. Loyen, A. Catrain, A. Paupert, S. Tortel, *"Development of a compact narrow-band high power microwave system"*, 2016 IEEE Power Modulator and High Voltage Conference SF, june 9 2016.

[6] S. Patel, L. Dubrowsky, S. Saddow, R. Kaul & R. Garver, *"Microstrip plasma limiter"*, in Technical Digest of the IEEE International Microwave Symposium, MTT-S 1989, pp. 879-882, 1989.

[7] M. Löfgren, D. Anderson, H. Bonder, H. Hamnén, and M. Lisak, *"Breakdown phenomena in microwave transmit/receive switches"*, J. Appl. Phys., vol. 69, no. 4, pp.1981–1992, 1991.

[8] L. Fuster, G. Hagelaar, R. Pascaud, A. Simon, P. Hoffmann, L. Liard, O. Pascal, and T. Callegari, "*Plasma-based microwave power limitation in a printed transmission line : a self-consistent model compared with experimental data*", Plasma Sources Science and Technology, vol. 31, no. 2, p. 025009, February 2022.

[9] Pascaud R, Pizarro F, Callegari T, Liard L, Pigaglio O and Pascal O 2015 Electron. Lett. 51 1090–1092

[10] Simon A, Pascaud R, Callegari T, Liard L, Pascal O and Pigaglio O 2017 "*Static and dynamic control of limiting threshold in plasma-based microstrip*

microwave power limiter", IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.

[11] Simon A, Pascaud R, Callegari T, Liard L and Pascal O 2018 IEEE Trans. Plasma Sci. 46 2512–2520.

[12] B. J. Kupczyk, A. A. S. Garcia, X. Xiang, C. H. Liu, J. E. Scharer, and J. H. Booske, "*Observations of memory effects and reduced breakdown delay via penning gas mixtures in high-power microwave dielectric window discharges*", IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 44, no. 1, pp. 15–24, Jan 2016.

Interférences EM intentionnelles

ÉTUDE DE LA SUSCEPTIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE D'UN SYSTÈME IOT FACE À DES INTERFÉRENCES ÉLECTROMAGNÉTIQUES INTENTIONNELLES

A. Duguet[1,2], D. Hardy[2], F. Salvador[3], T. Dubois[1], G. Duchamp[1]

[1]Univ. Bordeaux, CNRS, Bordeaux INP, IMS, UMR 5218, F-33400 Talence, France,
antoine.duguet@ims-bordeaux.fr, antoine.duguet@thalesgroup.com
[2]Thales SIX GTS France SAS, 4 Avenue des Louvresses 92230 Gennevilliers, david.hardy@thalesgroup.com
[3]Thales SIX GTS France SAS, 290 Allée du lac 31670 Labège, franck.salvador@thalesgroup.com

Résumé. L'Internet des Objets est un concept visant à favoriser l'interopérabilité de systèmes embarqués par le biais d'une connexion à Internet. Son utilisation est de plus en plus répandue dans des domaines d'application tels que la santé, les transports ou encore la domotique. Les systèmes conçus dans le cadre de l'Internet des Objets sont de plus en plus employés dans des applications à haut niveau de sûreté de fonctionnement. C'est pourquoi leur fiabilité doit être assurée en particulier dans l'environnement électromagnétique de plus en plus sévère dans lequel ils opèrent. Dans cette étude, un système représentant un objet connecté sera conçu afin qu'il soit soumis à des interférences électromagnétiques rayonnées pour évaluer sa susceptibilité. Les perturbations électromagnétiques seront transmises au système à l'aide de deux méthodes, la méthode d'injection en cellule GTEM et celle en champ proche. Les défaillances induites sur le démonstrateur ont été évaluées en fonction des paramètres des signaux injectés, tels que la fréquence et la puissance, afin d'en étudier le rôle.

Mots clés. Internet des Objets, Interférences Électromagnétiques Intentionnelles, Cellule GTEM, Champ proche.

I. INTRODUCTION

L'Internet des Objets (*Internet of Things* en anglais : *IoT*) est un concept visant à faciliter l'interopérabilité de systèmes embarqués, constitués de microcontrôleurs, de capteurs et d'actionneurs, par le biais d'une connexion à Internet. Son utilisation est de plus en plus répandue dans l'industrie et le grand public notamment dans les secteurs des transports, de la santé ou encore de la domotique. Depuis 2015 la multiplication du nombre d'objets connectés sur le réseau Internet [1] fait émerger de plus en plus de problématiques relatives à la sécurité des informations véhiculées. Les dix causes de défaillances les plus courantes dans les systèmes s'inscrivant dans l'*IoT* ont été recensées [2]. Le manque de durcissement des éléments constituant ces systèmes face à des environnements électromagnétiques, radiatifs ou encore corrosifs sévères en fait partie. Ce manque de durcissement se justifie par l'utilisation de produits informatiques standards (*Commercial Off-The-Shelf* en anglais : *COTS*) dédiés au prototypage et au grand public.

L'environnement électromagnétique auquel sont soumis les systèmes pour l'*IoT* inclut les sources d'Interférences ElectroMagnétiques Intentionnelles (IEMI). Elles sont traditionnellement caractérisées par l'émission de courtes impulsions, allant de quelques nanosecondes à plusieurs millisecondes, de forte puissance, pouvant générer un champ électrique de plusieurs kV/m et pouvant être modulées autour d'une fréquence porteuse.
L'effet des IEMI sur certains éléments constituant les systèmes pour l'*IoT* est connu. En effet, de nombreuses études ont permis de mettre en avant la génération de défaillances sur ces éléments notamment sur des drones civils [3] et [4], des microcontrôleurs [5] et [6], des capteurs [3], [7] et [8] et des actionneurs [7] et [9]. Les méthodes d'injection et les formes d'onde employées dans ces études sont diverses (signaux impulsionnels, signaux, sinusoïdaux continus : *CW*, signaux modulés, etc.). En revanche, la susceptibilité électromagnétique des systèmes *IoT*, dans leur ensemble, face aux IEMI est peu étudiée.
L'objectif de cette étude est de mettre en place une méthode d'évaluation de la susceptibilité électromagnétique des systèmes pour l'*IoT* face à des IEMI de type « piratage ». Pour répondre à cet objectif, un système pour l'*IoT* a été développé dans le but d'être soumis à des interférences électromagnétiques selon les méthodes d'injection en cellule GTEM et en champ proche.
Ce document présente en II la démarche entreprise pour la réalisation de cette étude, dont l'architecture système pour l'*IoT* conçue. En III sont introduits les résultats obtenus lors des injections de perturbations électromagnétiques. Enfin la partie IV permet de conclure sur cette étude.

II. DEMARCHE ADOPTÉE

II.1. Architecture du démonstrateur

Pour cette étude, un démonstrateur a été développé de façon à ce que la mesure de température et d'humidité ambiante soit effectuée. Une fois ces données collectées, une communication Bluetooth BLE est mise en œuvre pour les transmettre à une passerelle réseau afin d'y accéder sur une page web.
Pour répondre à cet objectif, le démonstrateur, dont l'architecture est présentée en Figure 1, est constitué de :
- un microcontrôleur STM32L011K4,

- un capteur de température LM35 relié au convertisseur analogique numérique du microcontrôleur,
- un capteur de température et d'humidité AHT20 communiquant par liaison série I²C (Inter Integrated Circuits) avec le microcontrôleur,
- un servomoteur SG90 piloté par le microcontrôleur par le biais d'un signal PWM (Pulse Width Modulation),
- un module de communication Bluetooth Low Energy HM13 communiquant avec le microcontrôleur par le biais d'une liaison série UART (Universal Asynchronous Reciever Transmitter).

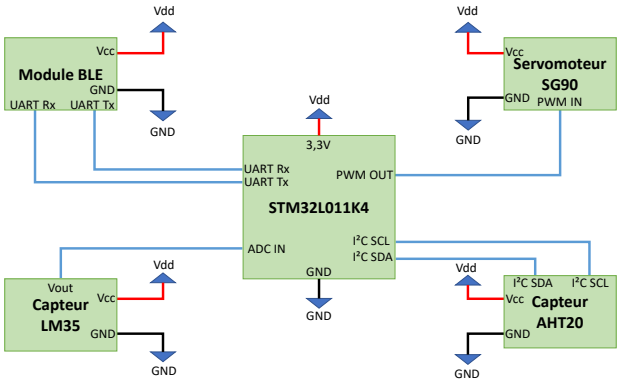


Figure 1 : Architecture du système IoT

Une fois les mesures effectuées, les données sont envoyées à une passerelle réseau par communication BLE afin de pouvoir y accéder depuis une page Internet.
La passerelle réseau est un Raspberry Pi 4 sur lequel est hébergé un système d'exploitation permettant d'exécuter un script Python gérant cette fonctionnalité.
Tous ces éléments sont éloignés les uns des autres de façon à pouvoir évaluer leur susceptibilité électromagnétique en champ proche sans risquer de perturber des éléments non visés par l'agression.

II.2. Bancs de mesures

Pour chacune des méthodes d'injection considérées dans cette étude, le banc est composé d'un générateur de signaux vectoriels SMBV10A pouvant générer un signal hyperfréquence dans la bande 9 kHz – 6 GHz. À ce générateur est associé un amplificateur de puissance RF BLMA 0760-25. Il permet d'obtenir une puissance incidente limitée à 43 dBm pour des raisons de non dégradation des éléments de la chaine de mesure sur la gamme 600 – 6000 MHz. Afin de mesurer la puissance injectée au dispositif sous test, un coupleur bidirectionnel BDC 0660-30/100 fonctionnant sur une bande de fréquences de 600 MHz à 6 GHz et un Wattmètre N1914A complètent le banc comme présenté en Figure 2.
La cellule GTEM 250A SAE, permettant l'injection de signaux de fréquences allant jusqu'à 18 GHz est utilisée.
Le banc champ proche, utilisé pour les injections de perturbations selon cette méthode, est motorisé et permet de maîtriser la position de la sonde sur le démonstrateur ainsi que sa hauteur.

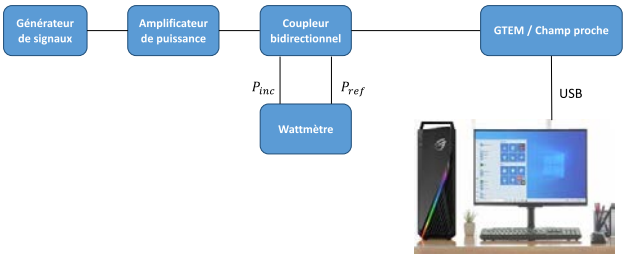


Figure 2 : Banc d'injection

Le banc permet également la rotation de la sonde afin de modifier la polarisation du champ injecté au circuit sous test. Le banc est connecté, par liaison USB, à un ordinateur afin de piloter ses moteurs à l'aide d'une interface graphique. La sonde choisie pour les injections en champ proche est une boucle magnétique de 7 mm de diamètre, présentée en Figure 3.



Figure 3 : Sonde de champ proche utilisée pour l'étude

L'évaluation du couplage entre la sonde de champ proche en Figure 3 et une ligne micro-ruban adaptée et chargée 50 Ω, sur la bande 600 MHz – 2 GHz, à une hauteur donnée, a été effectuée. Dans les conditions fixées pour cette étude, la tension maximale induite sur la ligne est de 0,9 V. La distance entre la sonde et le dispositif sous test est la même pour l'ensemble de l'étude.

II.3. Procédure de tests

La première étape de cette étude est de pouvoir répertorier tous les phénomènes de perturbation qui peuvent être observés sur l'objet *IoT* soumis à des perturbations électromagnétiques purement sinusoïdales.
La bande de fréquences utile du signal perturbateur est comprise entre 600 MHz et 6 GHz.
Dans la cellule GTEM, le dispositif sous test est placé tel que cela est montré en Figure 4. La distance entre le septum est le plancher étant de 20 cm, cela exposera le dispositif à un champ électrique d'amplitude maximal de 158 V/m.
La carte Raspberry Pi est également placée dans la cellule afin d'assurer la communication Bluetooth avec le système sous tests. En revanche, elle est excentrée par rapport à la surface couverte par le septum de la cellule afin de limiter son exposition aux interférences électromagnétiques.
En ce qui concerne le champ proche, des zones d'injection de perturbation ont été définies comme en Figure 5. Cette étape permettra de caractériser plus finement les défaillances observées nous permettant également de les associer aux différentes chaînes de composants du système.



Figure 4 : Disposition du banc d'injection en cellule GTEM

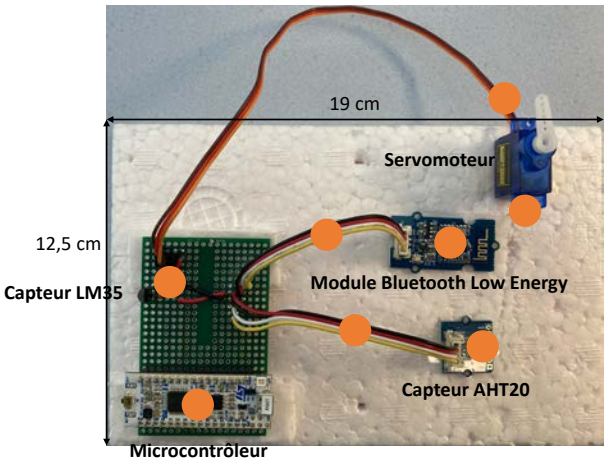


Figure 5 : Zones d'injection en champ proche définies

III. RÉSULTATS

III.1. Cellule GTEM

Les résultats obtenus lors des injections de perturbations électromagnétiques en cellules GTEM sont présentés en Figure 6.
La Figure 6 représente la puissance transmise (en dBm) et l'amplitude du champ électrique (en V/m), généré dans la cellule, nécessaire pour induire une défaillance sur le démonstrateur en fonction de la fréquence du signal de perturbation (en MHz).
Quatre types de défaillances ont été observés :

- la corruption des mesures de température effectuées par le capteur de température analogique,
- la corruption des mesures de température et d'humidité effectuées par le capteur communiquant par liaison I²C,
- la coupure de la communication Bluetooth entre le microcontrôleur et la passerelle réseau,
- le blocage de la communication I²C entre le microcontrôleur et le capteur de température et d'humidité.

La corruption des mesures de température effectuées par le capteur analogique est observable sur une bande de fréquences allant de 610 MHz à 700 MHz pour une puissance transmise minimale de 30 dBm.

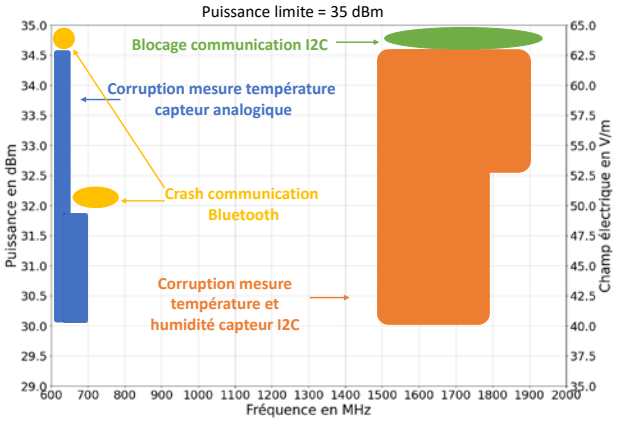


Figure 6 : Défaillances observées lors de l'injection d'une perturbation électromagnétique en cellule GTEM

Sur la bande 650 – 770 MHz, lorsque le signal de perturbation atteint 32 dBm, aucune donnée n'a pu être enregistrée du fait de la coupure de la communication Bluetooth entre le microcontrôleur et la passerelle réseau. Cette défaillance empêche la finalisation de l'exécution du script de la passerelle réseau.
La corruption des mesures effectuées par le capteur communiquant par liaison I²C est observable sur la bande de fréquences 1490 – 1890 MHz. Les niveaux de puissance incidente en GTEM pour induire une défaillance sur ce composant dépendent de la fréquence. En effet, deux niveaux de puissance sont observables. Sur la bande de fréquences 1490 – 1800 MHz, une puissance transmise de 30 dBm (45 V/m) suffit à induire une erreur de mesure du capteur. Sur la bande de fréquences 1810 – 1890 MHz, une puissance transmise de 32,5 dBm (52,5 V/m) est nécessaire pour induire une erreur de mesure du capteur.
Au-delà d'une puissance transmise de 34,5 dBm (62,5 V/m) aucune donnée n'a pu être enregistrée du fait du blocage de la communication I²C empêchant la poursuite de l'exécution du programme effectuée par le microcontrôleur.

III.2. Champ proche

Les résultats obtenus lors des injections de perturbations électromagnétiques en champ proche sont présentés en Figure 7.
La Figure 7 représente la puissance en entrée de sonde de champ proche (en dBm) nécessaire pour induire une défaillance sur le démonstrateur en fonction de la fréquence du signal de perturbation (en MHz).
Quatre types de défaillances ont été observés :

- la corruption des mesures de températures effectuées par le capteur analogique,
- la corruption des mesures de température et d'humidité effectuées par le capteur communiquant par liaison I²C,

- la coupure de la communication Bluetooth entre le microcontrôleur et la passerelle réseau,
- la modification de la position angulaire du servomoteur.

La corruption des mesures de température effectuées par le capteur analogique est observable sur la bande de fréquences 600 – 750 MHz pour une puissance incidente minimale, en entrée de sonde, de 32 dBm.
Au-delà d'une puissance incidente de 35 dBm sur la bande de fréquences 660 – 700 MHz, la coupure de la communication Bluetooth entre le microcontrôleur et la passerelle réseau empêche la poursuite de l'exécution du script de la passerelle réseau. Par conséquent aucune donnée n'a pu être collectée dans ce cas.
La corruption des mesures de température et d'humidité effectuées par le capteur communiquant par liaison I²C est observable sur la bande de fréquences 1530 – 1910 MHz pour une puissance incidente de 33 dBm.
La modification de la position angulaire du servomoteur est observable pour des niveaux de puissance incidente proche de la limite fixée pour cette étude, à savoir 43 dBm.

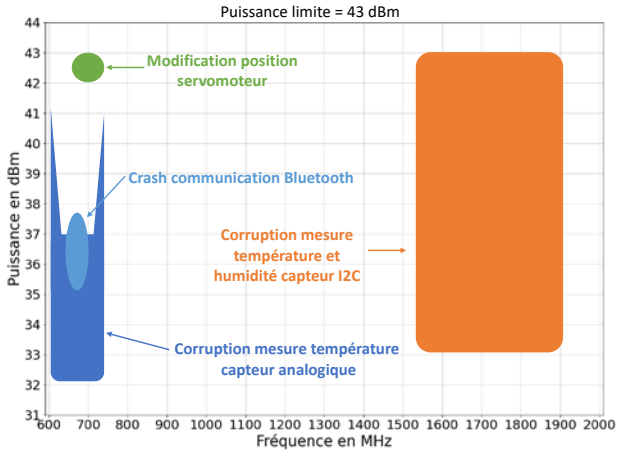


Figure 7 : Défaillances observées lors de l'injection d'une perturbation électromagnétique en champ proche

III.3. Discussion

D'après Figure 6 et Figure 7, toutes les défaillances induites en cellule GTEM sont reproductibles en champ proche et *vice versa* à l'exception de deux cas.
La première exception est le blocage de la communication I²C. Cette défaillance a été observée lors des injections en cellule GTEM et non en champ proche. Durant ces essais, seule la sonde présentée en Figure 3 a été considérée. Or il est possible que l'utilisation de sondes différentes permettent l'observation de défaillances supplémentaires.
La modification de la position angulaire du servomoteur est la seconde exception. En effet, celle-ci a été observée en champ proche mais pas en GTEM. Cette défaillance a été observée directement sur le module étudié, lors des injections en champ proche. Or, la cellule GTEM était fermée, lors de l'utilisation de cette méthode, ce qui ne permettait pas de collecter d'informations visuelles sur l'état du servomoteur. Pour pallier ce problème, l'utilisation d'une caméra reliée à un ordinateur par fibre optique pourrait être envisagée.
En ce qui concerne les autres défaillances, les injections en cellule GTEM ont permis de lister les défaillances induites des éléments du système développé pour cette étude. De plus cette méthode à permis d'identifier ses fréquences de susceptibilité. Les injections en champ proche ont permis d'approfondir l'analyse de ces défaillances. En effet, un lien a pu être établi entre zone spatiale d'injection et défaillance induite comme il est présenté en Figure 8.

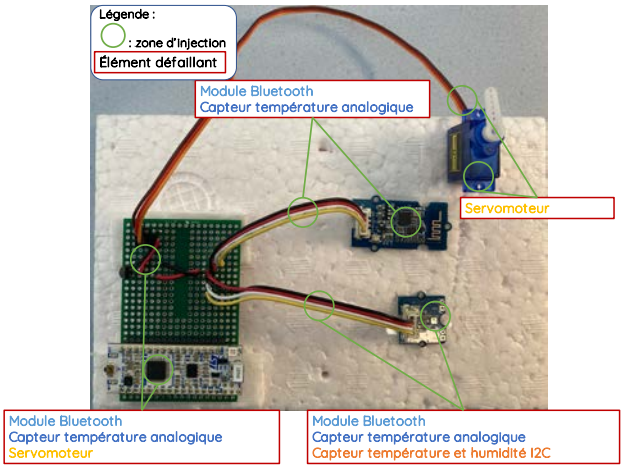


Figure 8 : Mise en relation entre défaillance observée et zone spatiale d'injection

Le champ proche a également permis d'écarter la responsabilité de certains éléments dans la chaîne de mesures du capteur température analogique lors de la détection d'une défaillance.
Dans cette étude, la susceptibilité électromagnétique d'un système *IoT* a été étudiée par injection en cellule GTEM et en champ proche. En revanche, cette étude de susceptibilité ne peut pas être considérée comme exhaustive. En effet, une seule polarité de champ a été considérée quelle que soit la méthode d'injections et une seule sonde de champ proche a été utilisée. De plus, seules les méthodes d'injection de perturbation électromagnétiques en rayonné ont été employées.
A l'avenir, un nouveau prototype du système sous tests présenté dans cette étude permettra de prendre en considération certaines méthodes d'injection en conduit. Cela sera fait en vue de compléter la méthodologie de test de susceptibilité des systèmes *IoT* face à des IEMI.

IV. CONCLUSION

Dans cette étude la susceptibilité électromagnétique d'un système conçu pour l'Internet des Objets face aux Interférences Electromagnétiques Intentionnelles a été explorée.
Pour cela, un démonstrateur composé de deux parties a été conçu. La première s'articule autour d'un microcontrôleur auquel a été associé des capteurs de différentes technologies de communication, un actionneur et un module de communication sans fil. La deuxième partie s'articule autour d'un nano-ordinateur sur lequel un

système d'exploitation permet d'exécuter des scripts et des programmes de haut niveau.
Afin d'étudier sa susceptibilité électromagnétique, le démonstrateur a été soumis à des signaux sinusoïdaux hyperfréquences injectés par le biais de deux bancs d'injection, la cellule GTEM et le banc d'injection en champ proche.
Dans chacun des cas, des défaillances ont été observées sur le démonstrateur. Elles ont fait l'objet d'une analyse afin d'identifier les paramètres d'injection (bande de fréquences et puissance transmise) nécessaires pour les induire.
Certaines défaillances détectées en cellule GTEM ont été reproduites à l'aide d'injection en champ proche. En revanche certaines défaillances diffèrent entre la méthode d'injection en cellule GTEM et en champ proche dans les conditions fixées pour cette étude.

RÉFÉRENCES

[1] M. Hasan, « Number of connected IoT devices ». https://iot-analytics.com/number-connected-iot-devices/

[2] OWASP, « OWASP Internet of Things ». https://owasp.org/www-project-internet-of-things/

[3] S.-G. Kim, E. Lee, I.-P. Hong, et J.-G. Yook, « Review of Intentional Electromagnetic Interference on UAV Sensor Modules and Experimental Study », *Sensors*, vol. 22, n° 6, p. 2384, mars 2022.

[4] J. L. Esteves, « Electromagnetic Watermarking: exploiting IEMI effects for forensic tracking of UAVs », in *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spain: IEEE, sept. 2019, p. 1144-1149.

[5] L. Claudepierre et P. Besnier, « Microcontroller Sensitivity to Fault-Injection Induced by Near-Field Electromagnetic Interference », in *2019 Joint International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sapporo and Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Sapporo/APEMC)*, Sapporo, Japan: IEEE, juin 2019, p. 673-676.

[6] O. Trabelsi Ltci, L. Sauvage Ltci, et J.-L. Danger Ltci, « Characterization of Electromagnetic Fault Injection on a 32-bit Microcontroller Instruction Buffer », in *2020 Asian Hardware Oriented Security and Trust Symposium (AsianHOST)*, Kolkata, India: IEEE, déc. 2020, p. 1-6.

[7] J. Selvaraj, G. Y. Dayanıklı, N. P. Gaunkar, D. Ware, R. M. Gerdes, et M. Mina, « Electromagnetic Induction Attacks Against Embedded Systems », in *Proceedings of the 2018 on Asia Conference on Computer and Communications Security*, Incheon Republic of Korea: ACM, mai 2018, p. 499-510.

[8] L. C. Lavau, M. Suhrke, et P. Knott, « Susceptibility of Sensors to IEMI Attacks », in *2021 IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium*, Raleigh, NC, USA: IEEE, juill. 2021, p. 533-537.

[9] V. Houchouas, J. L. Esteves, E. Cottais, C. Kasmi, et K. Armstrong, « Immunity assessment of a servomotor exposed to an intentional train of RF pulses », in *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Angers: IEEE, sept. 2017, p. 1-5.

ÉTUDE DE L'EFFICACITE DES BLINDAGES MULTICOUCHES POUR L'IMMUNITE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES EMBARQUES

R. Leduc[1], J.M. Dienot [1,2], R. Ruscassié[1], N. Ibrahimi[1] et V. Gavrilenko[1]

[1] Laboratoire SIAME, EA4581, E2S UPPA, Fédération IPRA, 64000, Pau, France, *roman.leduc@univ-pau.fr*
[2] Université P. Sabatier -Toulouse III, Labceem,65000, Tarbes, France. *jeanmarc.dienot@iut-tarbes.fr*

Résumé. Nous présentons une nouvelle approche de blindage dit multicouches afin de garantir l'immunité et la protection électromagnétique de circuits électroniques d'acquisitions et de contrôle haute fréquence, et surtout devant opérer en autonomie (embarqué) dans des environnements EM très agressifs. Cette alternative des blindages par écrans multicouches consistent en une superposition alternée de couches de matériaux aux différentes propriétés EM. Nous rappelons et passons en revue les principes du blindage électromagnétique, en essayant de considérer différentes configurations et gammes de fréquences, pour apporter des réponses précises sur l'impact du blindage multicouches par rapport au simple couche, selon des paramètres dimensionnels et qualitatifs. Nous montrons aussi, par simulation numérique 3D, des cas d'étude d'immunité sur cible, pour démontrer l'intérêt et la faisabilité de cette méthode.

I. INTRODUCTION

Dans cette étude, nous présentons une nouvelle approche de blindage dits multicouches afin de garantir l'immunité et la protection électromagnétique de circuits électroniques devant opérer en autonomie (embarqué) dans des environnements EM très agressifs[1]. En considérant de nos jours la miniaturisation des composants électroniques, l'abaissement des niveaux de tensions, les protocoles haute vitesse, et la fréquence d'opération de ces derniers, il apparaît une vulnérabilité accrue sur ces PCB d'acquisition HF vis-à-vis d'une large bande de fréquence particulière des IEMI (Intentionnal Electromagnetic Interferences) [2]. Comme illustré à la Fig.1, celle-ci s'étend de 200 MHz à 5 GHz, correspondant à des longueurs d'ondes de l'ordre du cm dans l'air, et coïncide fortement avec les dimensions des prototypes PCB pour des applications embarquées. Nous souhaitons alors proposer des solutions de protection adaptées, souhaitant garantir un encombrement minimum de blindage en volume et poids tout en proposant une immunité performante. Les solutions de blindage par effet cage de Faraday consistent à encapsuler le système sensible dans un compartiment métallique maillé ou plein, offrant une isolation EM à l'intérieur de ce dernier [3]. Cette méthode a fait ses preuves depuis des années et a été adoptée par l'ensemble des industriels et fabricants pour améliorer la CEM des systèmes électroniques. On les retrouve au niveau des cartes PCB, avec les boitiers BLS (Board Level Shielding). D'autres méthodes de blindage par écran se sont développées avec notamment l'utilisation de matériaux composites aux propriétés EM particulières, comme les polymères conducteurs (PC), polymères nano-composites, les matériaux carbonés (Graphite, Graphène) [4].

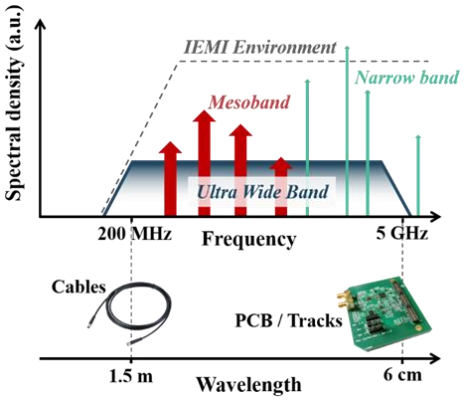


Fig.1. Plage de fréquence des IEMI et correspondance avec les dimensions des systèmes électroniques.

Une alternative apparait depuis plusieurs années, ce sont les blindages par écrans multicouches, qui consistent en une superposition alternée de couches de matériaux aux différentes propriétés EM. Deux études récentes illustrent cette nouvelle approche : la première ([5]) propose deux arrangements de 5 couches, l'un alternant des couches de Cuivre (Cu) et Nickel (Ni) avec des couches de Silicone (Si) ; l'autre des couches d'Argent (Ag) et Cobalt (Co) avec des couches de Kapton. Les résultats montrent une efficacité de blindage supérieure à 90 dB entre 1 et 10 GHz. La deuxième étude ([6]) apporte des réponses sur la pertinence du blindage EM multicouches vis-à-vis du simple couche : les pertes par insertion sont comparées pour des configurations simple couche de Cu, Nickel / Fer (NiFe) ou Titane (Ti), et multicouches composées de ces trois matériaux. Il apparaît une plus grande atténuation avec les configurations multicouches : une différence autour de -35dB par rapport aux simples couches. Cependant, cette étude n'est valable que dans la gamme de fréquence 1-100 MHz, ce qui est loin de celle des IEMI qui nous concernent. Nous présentons dans cette étude ce principe de blindage multicouches, en essayant de considérer différentes configurations et gammes de fréquences, pour apporter des réponses précises sur l'impact du blindage multicouches par rapport au simple couche, selon des paramètres dimensionnels et qualitatifs. Nous montrons aussi un cas d'étude d'immunité sur cible, par simulation, pour démontrer l'intérêt et la faisabilité de cette méthode.

II. ETUDES ANALYTIQUES DU BLINDAGE PAR ECRAN ELECTROMAGNETIQUE

II.1. Etude analytique du blindage simple couche

Un écran électromagnétique est constitué de matériau conducteur se comportant comme une enveloppe isolant une région interne d'une région externe source de perturbations EM (Fig.2). La capacité d'un écran à isoler une région d'une autre est appelée efficacité de blindage (EB), qui se définit comme le rapport entre la valeur du champ atténué dans la zone d'intérêt sans écran, et avec écran.

$$EB = 20\log_{10}\frac{Champ\ sans\ écran}{Champ\ avec\ écran} \quad (1)$$

Avec EB en dB, *E* en V/m, ou *H* en A/m.
Il est possible d'estimer cette efficacité de façon analytique grâce à la théorie de blindage existant dans la littérature[7]. Celle-ci repose sur trois phénomènes principaux : la réflexion, l'absorption et les réflexions multiples du champ EM. Dans le cas d'un plan métallique infini placé orthogonalement au champ incident, la différence d'impédances caractéristiques entre le champ EM dans l'air et l'écran de blindage engendre une réflexion du champ incident. Le coefficient de réflexion R, en dB, s'exprime par :

$$R = 20\log_{10}\left|\frac{(Z_0+Z_S)^2}{4Z_0Z_S}\right| \quad (2)$$

Avec Z_0 l'impédance intrinsèque du champ EM (en Ω) et Z_S l'impédance caractéristique de l'écran.
Suivant le cas de champs couplés (champ lointain) ou champ proche, différentes valeurs de Z_0 et Z_S sont à considérer.

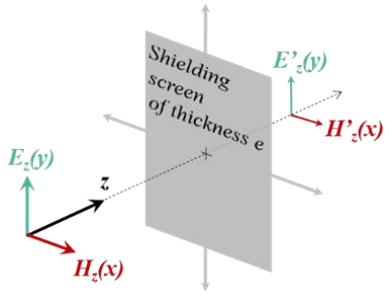


Fig.2. Ecran de blindage avec champ incident

L'efficacité de blindage par absorption A est exprimée en fonction de l'épaisseur de l'écran e et de l'épaisseur de peau δ:

$$A = 20\log_{10}\left[\exp\left(\frac{e}{\delta}\right)\right] \quad (3)$$

Le troisième phénomène jouant un rôle sur l'efficacité de blindage, sont les réflexions multiples internes à l'écran.
Le facteur de correction de blindage M (en dB), dû aux multiples réflexions internes, est approximé par [8]:

$$M = 20\log_{10}\left(1 - \Gamma_{x=0}\Gamma_{x=e}\exp\left(-\frac{2e}{\delta}\right)\right) \quad (4)$$

avec $\Gamma_{x=0}$ et $\Gamma_{x=e}$ les coefficients de réflexion à chaque frontière de l'écran.

En tenant compte des trois coefficients de blindages décrits précédemment, l'efficacité de blindage totale d'un écran peut être explicitée par :

$$EB = R + A + M \quad (5)$$

Avec EB l'efficacité de blindage totale (en dB), sachant que R et A sont positifs, et M négatif. Il est admis que M peut être omis dans le cas où l'épaisseur de l'écran e est supérieur à 0,7δ.

II.2. Efficacité de blindage multicouches

A partir de la théorie de blindage multicouches présentée en 1988 par R.B. Schulz [3], et des récents travaux sur un nouveau modèle analytique [9], il est possible d'estimer l'efficacité de blindage d'un écran constitué d'un empilement de plusieurs couches conductrices et isolantes (Fig.3) comme étant la somme des efficacités de chaque couche :

$$EB\ totale = EB1 + EB2 + \ldots + EBN \quad (6)$$

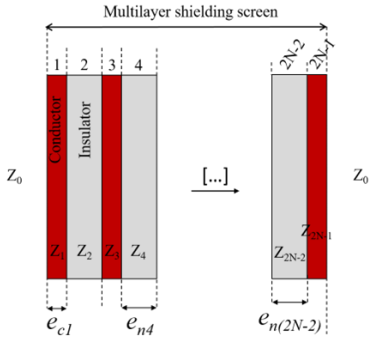


Fig.3. Schéma de principe d'un écran de blindage multicouches.

L'arrangement de couches est considéré comme une alternance entre couches conductrices et isolantes comme présenté en Fig.3**.** En fixant N comme étant le nombre de couches métalliques, alors les couches 2N-1 sont conductrices et les couches 2N-2 sont isolantes.

$$EBtotale = N \times EBmetal + (N-1) \times EBisolant \quad (7)$$

EBmetal est connu d'après la théorie de blindage classique pour de bons conducteurs. Pour les isolants, selon [9], avec le coefficient MBiso responsable des multiples réflexions dans une couche d'isolant, l'efficacité de blindage totale d'un écran multicouches peut alors être simplifiée par :

$$EBtot = N \times (EBmetal) + (N-1) \times MBiso \quad (8)$$

III. ANALYSES NUMERIQUES D'ECRANS DE BLINDAGE PLANS

III.1. Etudes paramétriques des efficacités de blindage multicouche

L'étude visant à déterminer l'efficacité de blindages multicouches est réalisée à l'aide de simulations numériques (CST Microwave Studio). La Fig.4 présente le modèle d'écran réalisé sur CST. Le port 1 est excité par une gaussienne couvrant la plage des IEMI de 0,2 à 5

GHz. L'épaisseur du modèle étant très fine (quelques µm), nous utilisons le solveur de domaine temporel TLM (Transmission Line Matrix) basé sur une modélisation matricielle de lignes de transmissions, permettant de réduire considérablement le nombre de mailles.

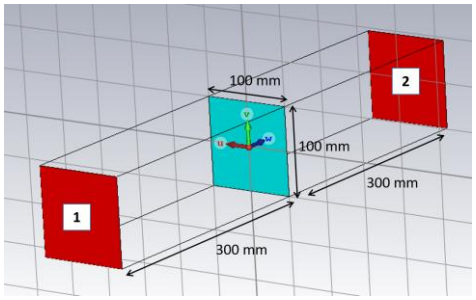


Fig.4. Le modèle 3D d'un écran de blindage multicouches.

Les premiers résultats de simulations ont été obtenus pour un double écran de cuivre de 6 µm d'épaisseur chacun. Nous avons fait varier l'épaisseur de la couche d'isolant entre les deux, e_n, entre 0 et 100 µm, et représenté l'efficacité de blindage pour chaque configuration (Fig.5)

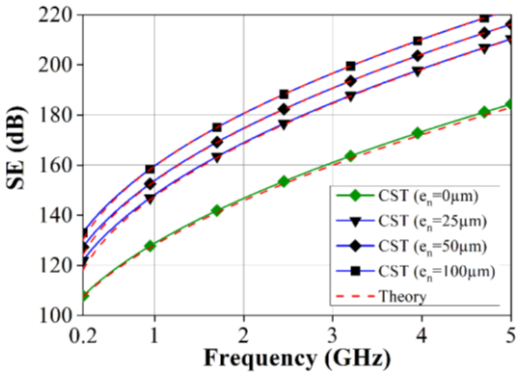


Fig.5. Comparaison de l'efficacité de blindage SE(EB) en fonction de l'épaisseur isolant

Nous constatons une bonne concordance entre les résultats obtenus par simulation et la théorie de blindage multicouches (analytique $\boldsymbol{\varepsilon_n = 0}$), ce qui valide le modèle numérique 3D. Nous remarquons une plus forte atténuation avec la présence d'un espace entre les deux couches de cuivre de 6 µm par rapport à la configuration simple couche de 12 µm : 10 dB de différence à 3 GHz, augmentant avec la fréquence. La deuxième étude paramétrique concerne un modèle d'épaisseur constante, avec un nombre de couches conductrices croissant. Nous avons proposé 3 configurations (Table 1)

Table 1. Configuration de blindages multicouches pour la même épaisseur totale d'écran

Configuration	Nombre de couches Cu	Epaisseur e_C couche Cu	Epaisseur e_n couche isolante
A	2	2×9 µm	1×100 µm
B	3	3×6 µm	2×50 µm
C	4	4×4.5 µm	3×33 µm

Comme observé à la Fig.6, l'efficacité de blindage s'accroit avec le nombre de couches, avec des écarts de 15 à 30 dB constants sur la plage de fréquence d'étude.

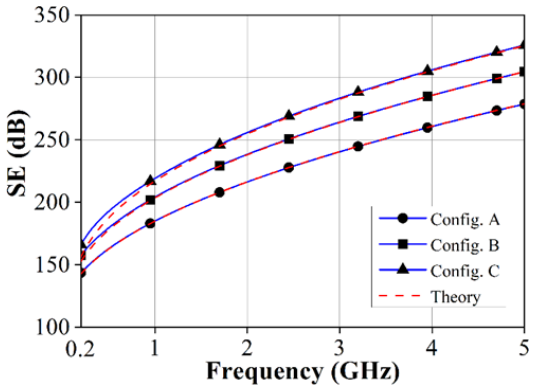


Fig.6. Comparaison de l'efficacité de blindage SE (EB) en fonction du nombre de couches Cu

A l'issue des simulations, il semble apparaître un intérêt pour le blindage multicouches par rapport au simple couche. La transposition de ces résultats sur un échantillon de blindage réel (Boitier), est vu dans la partie suivante.

IV. MISE EN PLACE DU MODELE DE SIMULATION COMPLET

IV.1. Modèle 3D du boîtier victime

La carte PCB utilisée pour les simulations d'agression IEMI est une portion d'un prototype que nous avons développé pour des acquisitions embarquées haute-fréquence [11]. La zone cible concernée est la zone de génération d'horloge, notamment du quartz, et fait 1,6 cm sur 2,2 cm. Cette portion de PCB est suffisamment large pour faire apparaître la totalité de la piste différentielle acheminant le signal d'horloge vers le circuit intégré suivant. Les dimensions de la carte victime restent suffisamment petites pour limiter les temps de simulations trop conséquents.

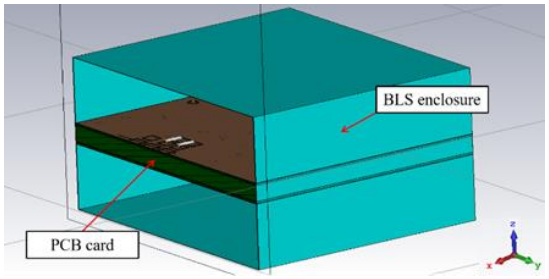


Fig.7. Vue du modèle 3D du PCB victime et du blindage type BLS.

IV.2. Modèle 3D de la source

Pour générer l'onde de type IEMI [12] qui va agresser le boîtier de blindage, il nous faut une source de rayonnement générée par une structure réelle. La géométrie d'antenne la plus connue, simple à modéliser et peu encombrante est l'antenne dipolaire demi-onde [13]. Les paramètres de fonctionnement de l'antenne sont déterminés selon ses dimensions, avec L la longueur de l'antenne, D son diamètre, et G (pour gap en anglais) la

distance séparant les deux brins de polarité opposée de l'antenne.

IV.3. Etudes numériques des cas de blindage EM sur PCB cible

Dans la configuration 3D précédente, nous évaluons le niveau de champ E à 2,5mm de la carte à l'aide de sondes de champ E de CST. Le spectre fréquentiel de ce champ E est obtenu pour 10 fréquences et pour différentes configurations de boîtier BLS. L'efficacité de blindage EB peut être reconstituée sur toute la plage de fréquence de 0,5 à 5 GHz en établissant le rapport entre le champ E évalué sans blindage at avec blindage. Cette efficacité de blindage pour la configuration B (Cu-6µm/FR4-100µm/Cu6µm) est comparée, en Fig.8, aux résultats obtenus lors des simulations avec un écran plan théorique avec les mêmes caractéristiques.

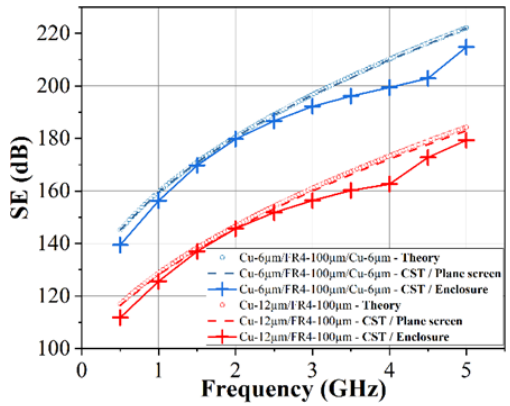


Fig.8. Comparaison du calcul de l'efficacité de blindage entre la théorie (analytique), la simulation numérique (CST) et pour différentes configurations

V. CONCLUSION

L'étude sur des solutions de blindages EM compactes dans cette étude a démontré, par simulations, l'intérêt des blindages multicouches. Premièrement, des écrans multicouches infiniment plans ont été étudiés selon plusieurs paramètres dimensionnels (épaisseurs, nombre de couches) et intrinsèques (conductivité, perméabilité, permittivité) et validés par corrélation avec la théorie de blindage simple couche. Deuxièmement, ces solutions de blindages ont été appliquées sur un boîtier BLS utilisé sur carte PCB dédiée comme victime. Les résultats ont montré que l'efficacité du blindage multicouches est toujours supérieure à celle d'un blindage simple couche, avec la prise en compte des dimensions du boîtier. Ces premiers résultats ouvrent la porte à de futures études, où les modèles de blindages pourront être encore plus proches de la réalité.

REFERENCES

[1] D. V. Giri and F.M. Tesche, "Classification of Intentional electromagnetic environments (IEME)," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, no. 3, pp. 322–328, Aug. 2004.

[2] F.Sonnemann, J.Bohl, T.Ehlen, "Comparison of Threshold and Destruction Levels at a Generic Electronic Device irradiated with UWB and NNEMP Pulses," in Proc. EuroEM 2000, Edinburgh, Scotland, June 2000.

[3] R.B. Schulz, V.C. Plantz and D.R. Brush, "Shielding theory and practice," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 30, no. 3, pp. 187–201, Aug. 1988.

[4] V. Shukla, " Review of electromagnetic interference shielding materials fabricated by iron ingredients", Nanoscale Adv., 1 :1640–1671, 2019.

[5] T. Merizgui, A. Hadjadj, M. Kious, and B. Gaoui, "Comparison of Electromagnetic Shielding Effectiveness Between Smart Multilayer Arrangement Shields," in Proc. ICASS, Medea, Algeria, Nov. 24-25, 2018.

[6] A. O. Watanabe et al., "Multilayered electromagnetic interference shielding structures for suppressing magnetic field coupling," Journal of Electronic Materials, vol. 47, issue 9, pp. 5243–5250, Sept. 2018.

[7] W. Graf, and E.F. Vance, "Shielding effectiveness and electromagnetic protection," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 30, no. 3, pp. 289–293, Aug. 1988.

[8] Ott., Henry. Electromagnetic Compatibility Engineering. Hoboken: John Wiley & Sons, 2009.

[9] X. Sun, B. Wei , Y. Li , and J. Yang, "A New Model for Analysis of the Shielding Effectiveness of Multilayer Infinite Metal Meshes in a Wide Frequency Range," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 64, no. 1, pp. 102-110, Feb. 2022.

[10] B. Gaoui, A. Hadjadj, and M. Kious, "Enhancement of the shielding effectiveness of multilayer materials by gradient thickness in the stacked layers," J. Mater Sci:Mater. Electron., vol. 28, pp. 11292-11299, 2017.

[11] R. Leduc, R. Ruscassie, J.M. Larbaig, L. Courtois, J.M. Dienot and T. Reess, "High Frequency Signals Synchronization using FPGA-SoC technology for security system in a radiography equipment," in abstract book of the EAPPC-BEAMS-MEGAGAUSS'2021, pp.122, Biarritz, France, Aug. 29 – Sept. 02, 2021.

[12] C. E. Baum et al., "JOLT: a highly directive, very intensive, impulse-like radiator," Proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 7, pp.1092-1109, 2004.

[13] Stutzman., Warren. Antenna Theory and Design. New York: J. Wiley, 1998.

Câblages et lignes de transmission, modèles de couplages

SUPRESSION ACTIVE DES SIGNAUX DE PERTURBATION DANS LES LIGNES DE TRANSMISSION

B. El Mokhtari[1], G. Al Achkar[1], C. Jullien[2], P. Bonnet[1]

[1] Université Clermont Auvergne, Clermont Auvergne INP CNRS, Institut Pascal, F-63000 Clermont-Ferrand, France,
brahim.el_mokhtari@doctorant.uca.fr ; ghida.al_achkar@uca.fr ; pierre.bonnet@uca.fr
[2] Safran Electrical & Power, 1 Rue Louis Blériot 31702 BLAGNAC, charles.jullien@safrangroup.com

Résumé. Ce papier présente une nouvelle application de la méthode LCCF pour la suppression des signaux de diaphonie transitoire. Le principe consiste à identifier une source de tension permettant d'annuler les perturbations causées par une ligne de transmission placée à proximité d'un réseau victime tout en conservant l'information utile à transmettre sur ce même réseau. Appliquée dans cet article au cas d'une ligne de données (victime) couplée avec une ligne de puissance (perturbatrice), cette méthode fait preuve d'une très grande efficacité en assurant des niveaux d'atténuation de la diaphonie de 60dB environs. La modélisation du problème de lignes à l'aide d'un logiciel commercial est rendue possible grâce à l'introduction d'un nouveau processus itératif de l'utilisation de la méthode LCCF qui permet de s'affranchir de certaines limitations du simulateur. Cette méthode de suppression active de la diaphonie offre ainsi une alternative aux solutions classiques de blindages ou de ségrégation des câbles.

I. INTRODUCTION

La compatibilité électromagnétique (CEM) vise à assurer un « bon voisinage électromagnétique » entre différents appareils ou composants électroniques. A cette fin, il existe un certain nombre de normes et de règles de conception ou d'installation à respecter. Pour les câbles, qui sont un vecteur de propagation des perturbations majeur, l'utilisation de blindages, de surblindages, de différentiation des signaux ou encore de filtres passifs comme l'imposition de distances de ségrégation font partie des approches classiquement mises en œuvre. Malheureusement ces solutions conduisent bien souvent à une augmentation du poids et donc du coût des systèmes quand ce ne sont tout simplement des contraintes techniques qui rendent difficile leur déploiement.

Cette problématique est actuellement accentuée dans le domaine des transports et notamment en aéronautique avec l'avènement attendu de l'avion tout électrique. Les niveaux de puissance embarqués vont rapidement atteindre le mégawatt et nécessitent de nouveaux types de signaux appelés HVDC (haute tension courant continu), HVAC (haute tension courant alternatif) et MLI (modulation à largeur d'impulsion) considéré haute tension pour limiter les échauffements des câbles. Afin de pouvoir piloter au mieux les charges, notamment dans le cadre du MLI, les fréquences de découpage sont de plus en plus importantes décalent les harmoniques vers un spectre plus haute fréquence. La coexistence de câbles de puissance pour la propulsion et de torons de câbles de données engendrent en effet des risques élevés de couplage par diaphonie sur ces derniers [1].

Des solutions par filtrage actif en basse fréquence, filtrage passif en haute fréquence ou un filtrage hybride (passif actif) pour une large bande de fréquences permettent de répondre à cette problématique [2][3]. Ces approches sont principalement fréquentielles et nécessitent une conception amont conduisant à des modifications matérielles. Ils se situent notamment au niveau des équipements. Dans cet article nous proposons, pour des signaux transitoires connus et répétitifs de diaphonie, une méthode de filtrage actif. Cette méthode alternative se base sur une nouvelle application d'une méthode originale proposée récemment, la méthode LCCF (Linear Combination of Configuration Fields) [4]. L'idée de base est de trouver et de générer un contre signal, qui intègre toutes les réflexions, atténuations ou dispersions dues au réseau de câbles, de façon à annuler les signaux indésirables de diaphonie. Ainsi, dans un premier temps la méthode LCCF est résumée et illustrée sur un cas numérique générique. Les contraintes liées à l'utilisation d'un solveur commercial sont ensuite soulignées. Une solution est proposée avant d'appliquer le nouveau paradigme sur un cas de diaphonie d'une configuration réaliste.

II. LA METHODE LCCF

II.1. Principe de la méthode

La méthode LCCF est une méthode générale permettant de contrôler dans le domaine temporel la valeur des champs électromagnétiques en un ou plusieurs points de l'espace en se basant sur la résolution d'un problème inverse linéaire sous forme matricielle (1). Elle donne une estimation de la source (vecteur S) supplémentaire à rajouter au problème étudié afin d'obtenir un vecteur cible C en un point d'observation situé à l'intérieur du domaine de calcul. La LCCF suppose une connaissance de la réponse impulsionnelle du système étudié. C'est la base pour construire la matrice $\boldsymbol{R}$ et ainsi remonter à la source recherchée si elle existe.

$$\boldsymbol{R}.S = C \qquad (1)$$

La résolution de (1) ci-dessus passe souvent par l'application d'une méthode de régularisation puisque, dans un grand nombre de problèmes étudiés en électromagnétisme, cette équation (1) ne possède pas de solution d'un point de vue mathématique. La régularisation permet d'obtenir une solution dite optimale, qui se rapproche au mieux de la solution exacte du problème physique étudié.

Parmi les méthodes de régularisation qui consistent à minimiser l'erreur entre la solution exacte et la solution approchée on cite la méthode de régularisation de Tikhonov [5] [6] dont la fonction à minimiser est donnée par :

$$\min_{S}(\|\boldsymbol{R}.S - C\|^2 + \beta\|S\|^2) \qquad (2)$$

La solution S_β est obtenue par l'application de l'opérateur d'optimalité du premier ordre de Tikhonov (3).

$$S_\beta = (\boldsymbol{R^T}.\boldsymbol{R} + \beta.\boldsymbol{I})^{-1}.\boldsymbol{R^T}.C \qquad (3)$$

- β est le paramètre de régularisation de Tikhonov. Le choix du paramètre β se fait de manière à ce que la solution S_β soit la plus proche possible de la solution exacte.
- $\boldsymbol{I}$ représente la matrice identité.
- Dans notre cas, la matrice $\boldsymbol{R}$ est formée à partir d'un vecteur $R = (R_1, R_2, \dots, R_n)^T$ contenant la réponse du système à un signal d'excitation $E = (E_1, E_2, \dots, E_n)^T$ au point de sortie P considéré. Pour un temps de contrôle $t \in [t_d, t_f]$, la matrice $\boldsymbol{R}$ est donnée par :

$$\boldsymbol{R} = \begin{pmatrix} R_d & R_{d-1} & R_{d-2} & \cdots & R_1 & 0 & \cdots & 0 \\ R_{d+1} & R_d & R_{d-1} & \cdots & R_2 & R_1 & \cdots & 0 \\ R_{d+2} & R_{d+1} & R_d & \cdots & R_3 & R_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_f & R_{f-1} & R_{f-2} & \cdots & R_{d+1} & R_d & \cdots & R_1 \end{pmatrix}$$

  Le signal E peut avoir une forme arbitraire, sachant que la réponse impulsionnelle sera reconstruite à l'aide d'une méthode similaire à celle proposée dans [7].
- $C = (C_d, C_{d+1}, \dots, C_f)^T$ représente le signal cible imposé à la sortie P.

Pour plus de détail sur la méthode, le lecteur pourra se reporter aux références [4] [8].

II.2. Application

Pour illustrer la méthode LCCF nous considérons le cas d'une cage de Faraday simulée à l'aide d'un code FDTD [9] développé au laboratoire. Une première source d'émission, modélisée par une simple source ponctuelle, crée un champ électrique au niveau d'un point de réception R (Fig. 1, courbe bleue). Un signal obtenu par la méthode LCCF (Fig. 2, courbe rouge) alimente une seconde source ponctuelle, placée en un point spatial différent de la première source, qui permet l'annulation, sur une durée prédéfinie, du champ reçu au point R (figure 1, courbe orange).

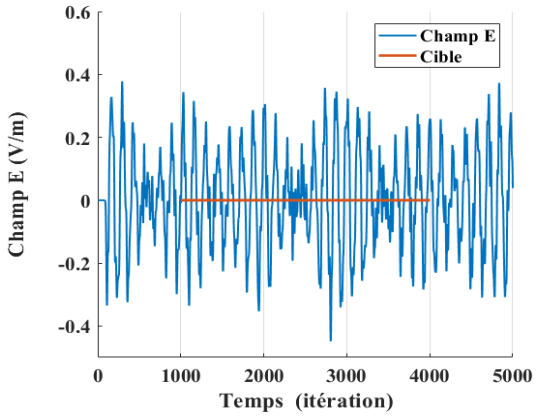


Fig. 1. Champ E enregistré au point R et cible prévue au point R

On notera que le signal nécessaire à cet objectif (Fig. 2, encart rouge) n'est pas trivial, en raison notamment de la compensation à apporter aux réflexions multiples sur les parois de la cage de Faraday.

Cette propriété de la méthode LCCF est utilisée dans la section suivante pour supprimer un signal de diaphonie dans un réseau de ligne de transmission.

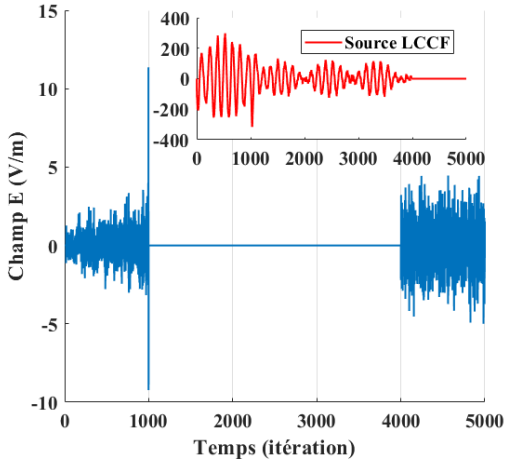


Fig. 2. Champ obtenu au point R (courbe bleue) après l'injection de la source LCCF (courbe rouge)

III. SUPPRESSION DE LA DIAPHONIE

L'approche exposée dans ce papier est générale et pourrait s'appliquer à différents types de problèmes en CEM. Toutefois, sans perte de généralité, nous nous plaçons dans le cadre de la propagation des courants et des tensions sur un réseau de lignes bifilaires. Dans ce cas, l'intégration des équations de Maxwell instationnaires associée à des simplifications conduit aux équations temporelles de lignes suivantes [10] :

$$\begin{aligned} \frac{\partial v(z,t)}{\partial z} + \frac{L\partial i(z,t)}{\partial t} + Ri(z,t) = 0, \\ \frac{\partial i(z,t)}{\partial z} + \frac{C\partial v(z,t)}{\partial t} + Gv(z,t) = 0. \end{aligned} \qquad (4)$$

On note $v = v(z,t)$ et $i = i(z,t)$ les tensions et courants avec $(z,t) \in \Omega \times [0,T]$. Le domaine général Ω est modélisé dans le cadre de la théorie des lignes de transmission à l'aide du modèle à constantes réparties $RLCG$ [10]. La résolution numérique des équations (4) en introduisant les couplages entre les lignes sera obtenue par le logiciel CST Studio Suite dans tous les cas d'étude qui suivent.

III.1. Présentation du système étudié

Afin d'illustrer l'utilisation de la méthode LCCF dans le cadre d'un problème de diaphonie entre deux lignes de transmission (LT), la configuration de la Fig. 3 est étudiée. Il s'agit d'un problème de couplage entre un câble de puissance, modélisé par le circuit de la ligne L7, et un réseau ramifié de lignes de données. L'intérêt que présente ce cas réside dans la capacité de la ligne de puissance à créer des niveaux de diaphonie importants pouvant détériorer l'intégrité du signal (données) à transmettre sur le réseau victime.

La LT L7 « ligne de puissance » est construite à partir d'un câble de longueur 1m et d'impédance caractéristique 213 Ω. Elle est fermée sur une charge $R7 = 50\Omega$. La deuxième LT (L1 → L6) comporte 6 câbles de longueurs 1m, 1m, 0.5m, 1m, 1m et 1m respectivement. Elle possède une impédance caractéristique de 400Ω et est fermée sur des charges de 50Ω (R1 → R6).

L'ensemble des lignes est relié à un plan de masse rectangulaire placé à 10cm du réseau qui servira de chemin de retour pour les courants transmis.

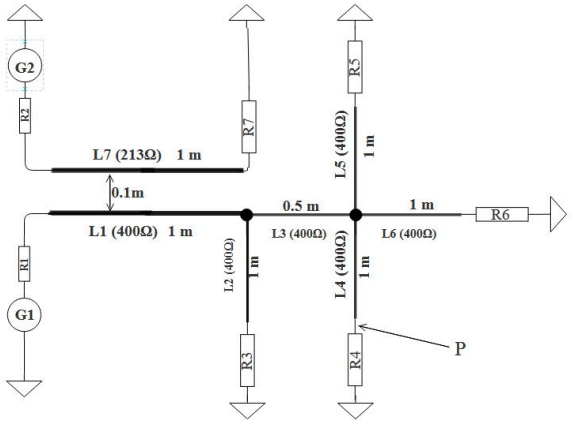


Fig. 3. Configuration du réseau de lignes de transmission étudié

III.2. Méthodologie et résultats

Deux configurations de perturbations sont étudiées dans cette partie : une perturbation non périodique et une perturbation périodique.

a) Signal de perturbation non périodique

Dans un premier temps, le réseau de LT de la Fig. 3 est modélisé sous CST câble à l'aide du solveur « trans » qui permet d'effectuer des simulations dans le domaine temporel. Les paramètres de ce solveur sont le temps de simulation fixé à 500ns et le pas de discrétisation temporel $\Delta t = 0.1$ns. Le générateur G2 à l'entrée de la ligne de puissance est alimenté par une seule impulsion d'amplitude 700V et d'une durée de 20ns (Fig. 4).

Dans ce cas nous mesurons une tension de diaphonie de mode commun (Fig. 5, courbe bleue) au niveau du point P aux bornes de la résistance R4 (Fig. 3). La méthode LCCF est utilisée par la suite pour déterminer le profil temporel de la source à injecter au niveau du générateur G1 qui se trouve sur le réseau victime afin de contrer l'effet de la diaphonie (i.e. obtenir au point P un signal opposé à celui de diaphonie).

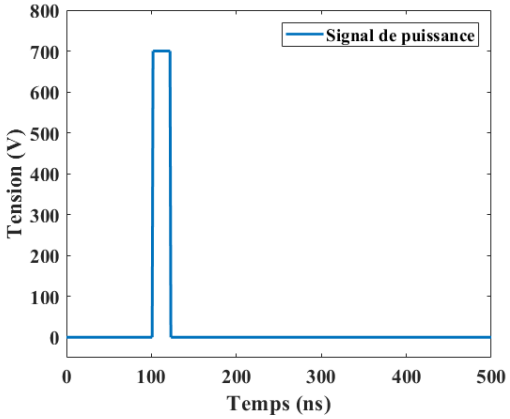


Fig. 4. Signal de puissance à l'entrée de la ligne perturbatrice (G2)

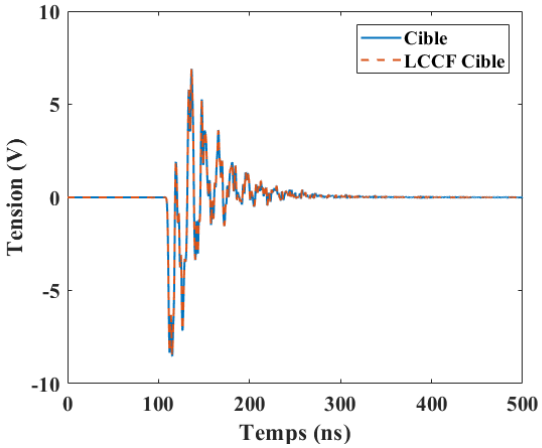


Fig. 5. Signal de diaphonie généré au niveau de la sortie de la ligne perturbée (Cible) et le signal obtenu par la source LCCF (LCCF Cible)

Pour des fins de vérification, la source LCCF obtenue est injectée au niveau du générateur G1, d'abord en l'absence de la perturbation de diaphonie. La tension obtenue au point P est affectée d'un signe moins, afin d'être comparée à la diaphonie, puis enregistrée (Fig. 5, courbe orange). Une forte concordance entre ce signal et celui de diaphonie est observée indiquant que la source calculée serait capable de supprimer cette perturbation. La différence des deux signaux (Fig. 6, courbe orange) indique qu'un niveau de perturbation très faible (nettement

inférieur à 0.05V) subsistera sur la ligne après l'injection de la source LCCF. Toutefois, en appliquant en même temps le signal de puissance (Fig. 4), responsable de la diaphonie, au niveau du générateur G2 et le signal LCCF au niveau du générateur G1, la tension enregistrée au point P (Fig. 6, courbe bleue) ne correspond pas à la tension résiduelle attendue (Fig. 6, courbe orange). Ce résultat indique qu'il y a un élément de non-linéarité qui est introduit par le solveur du logiciel commercial utilisé (CST cable®). Or, par construction, la méthode LCCF s'applique à de systèmes linéaires.

Dans ce qui suit, une nouvelle technique est donc proposée afin de remédier à cette contrainte ajoutée par le logiciel commercial, qui n'apparaissait pas avec le logiciel « maison » utilisé dans la section II.2. En effet, un premier passage de la LCCF donne lieu à une première tension au point P (Fig. 6, courbe bleue). Cette tension de sortie, plus importante que le résultat théorique attendu, est ensuite utilisée comme nouvelle cible lors d'une deuxième application de la méthode LCCF afin de générer une nouvelle source qui supprimera au mieux le signal subsistant. La somme de ces deux sources contribuera à la réduction de la tension au point d'observation considéré afin de se rapprocher de la tension optimale calculée (Fig. 6, courbe orange).

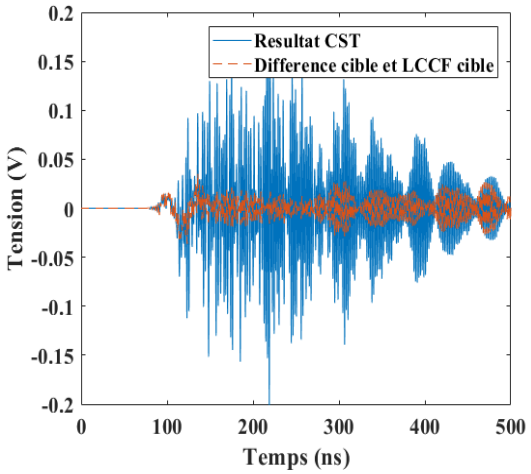


Fig. 6. Comparaison entre le signal théorique calculé (différence cible et LCCF cible) et celui obtenu après un premier passage de la LCCF (résultat CST)

Ce processus itératif peut être adopté jusqu'à l'atténuation de la diaphonie en dessous d'un seuil prédéfini. Dans le cas considéré, trois passages successifs de la méthode LCCF permettent de calculer la source « LCCF3 » de la Fig. 7. Cette source, injectée par le générateur G1 en parallèle de la perturbation de puissance, permet de réduire le niveau de diaphonie à des valeurs inférieures à 0,005V sur toute la durée de la simulation (Fig. 8, courbe bleue). Ceci correspond à une atténuation de 60dB environs par rapport à la diaphonie générée par la ligne de puissance (Fig. 8 courbe orange).

L'amplitude de la source LCCF peut paraitre élevée mais reste cependant du même ordre de grandeur que le signal d'entrée utilisé pour cette configuration de réseau comme nous le verrons dans la section c. Par ailleurs, puisque le signal G1 dépasse les 100V, cela pourrait être compliqué de devoir appliquer ce type de générateurs sur une liaison sensible, en vue d'une application sur un système réel. Néanmoins, cet exemple démontre l'efficacité de la démarche et les travaux de [8] ont montré que la génération de cette source supplémentaire peut être effectuée sur un autre réseau que celui de la victime tout en ayant un effet sur le circuit victime.

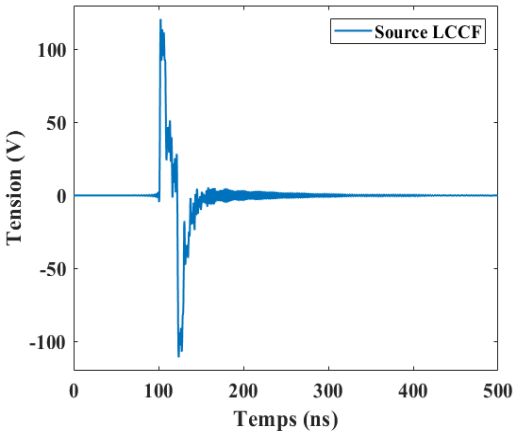


Fig. 7. Signal LCCF3 au niveau du générateur G1

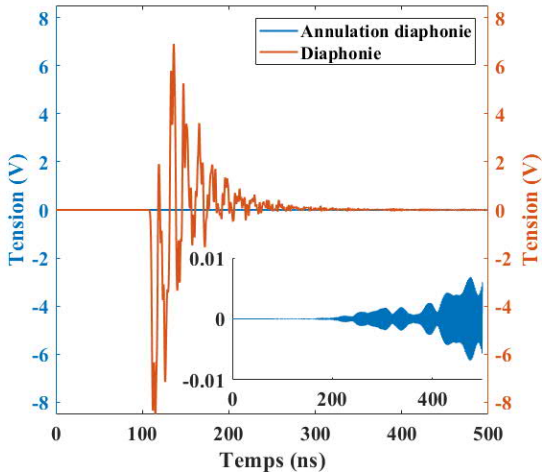


Fig. 8. Annulation de la diaphonie au niveau de la sortie P après l'injection du signal LCCF3 par le générateur G1. L'encart représente le signal bleu (Annulation diaphonie) mais avec un axe vertical limité entre -0.01V et 0.01V

b) Signal de perturbation périodique

Dans ce deuxième exemple, la configuration de la Fig. 3 est étudiée. Toutefois, la source de perturbation est remplacée par un signal périodique de rapport cyclique 0.5 et d'amplitude 700V (Fig. 9). Cet exemple est traité de la même façon que le précédent dans le sens où la cible (Fig. 10, courbe bleue) est considérée sur la totalité du temps de calcul. Cependant, la périodicité du signal de perturbation et donc celle de la diaphonie (Fig. 10, courbe bleue)

entraine, après une phase transitoire, également la périodicité de la source LCCF. Le régime « stationnaire » s'établi au niveau de la source LCCF au bout de trois périodes (Fig. 11).

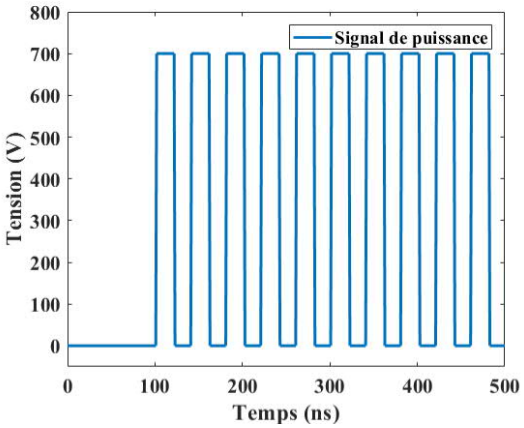


Fig. 9. Signal de puissance à l'entrée de la ligne perturbatrice (G2)

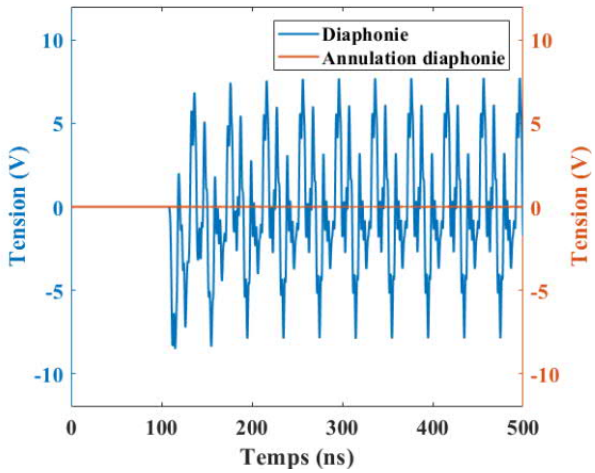


Fig. 10. Annulation de la diaphonie au niveau de la sortie P après l'injection du signal LCCF3 (Fig. 11) au niveau du générateur G1

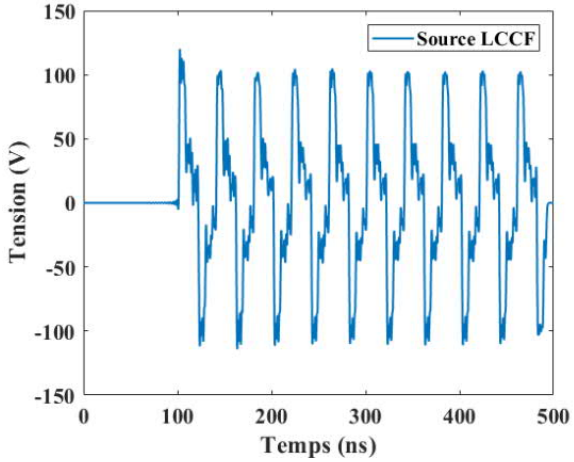


Fig. 11. Signal LCCF3 au niveau du générateur G1

Fort de ce constat, des temps longs de simulation qui engendraient des tailles de matrices trop grandes pour être aisément inversées peuvent être néanmoins traités. Il suffit de considérer la durée minimale pour obtenir une source LCCF qui devient périodique. En revanche, pour des signaux non périodiques, comme des signaux modulés par la largeur de l'impulsion (MLI ou PWM en anglais), cette stratégie ne peut plus être mise en œuvre. Toutefois, si le signal LCCF retombe à zéro avant l'émission de la perturbation suivante, la totalité du signal de diaphonie pourrait être traitée ainsi de proche en proche.

c) Intégrité de signal

Afin de vérifier l'efficacité de l'approche proposée, le cas précédent est repris mais en injectant cette fois ci un signal de données au niveau du générateur G1 (encart de la Fig. 12). L'allure temporelle de ce signal utile au niveau du point de réception P lorsque la ligne de puissance n'est pas alimentée (absence de diaphonie) est reportée sur la Fig. 12.

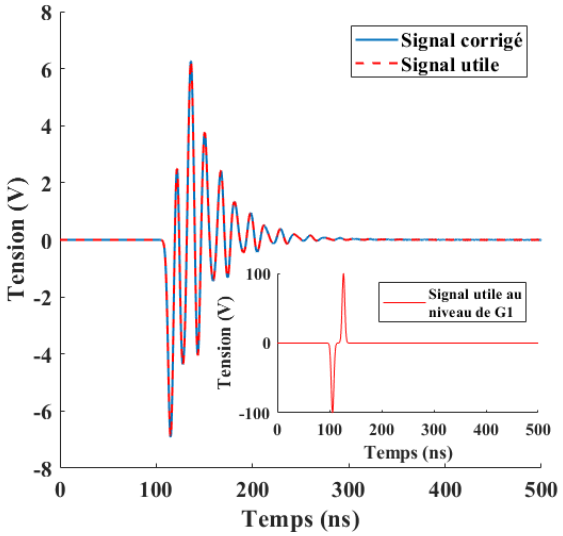


Fig. 12. Signal de données au niveau du générateur G1 (encart rouge) et au niveau du point de réception P en l'absence de diaphonie (signal utile) et en présence de diaphonie mais corrigé par la LCCF (signal corrigé)

La diaphonie produite par la ligne de puissance perturbe fortement l'allure du signal utile au niveau du point de réception comme le montre le résultat de la Fig. 13. L'application du signal LCCF calculé précédemment (Fig. 11) permet cependant de corriger les perturbations et de retrouver l'intégrité du signal utile (Fig. 12). Le nouveau signal d'entrée qui permet d'obtenir ce résultat est reporté sur la Fig. 14. Si son amplitude est du même ordre de grandeur que celle du signal initial, son allure temporelle est quant à elle fortement différente et non triviale.

De manière plus générale, la méthode LCCF peut permettre le contrôle de l'intégrité des signaux en plusieurs points d'un réseau de LT en supprimant de façon active la

diaphonie générée par un câble perturbateur ou par des câbles internes dans le cas d'un toron.

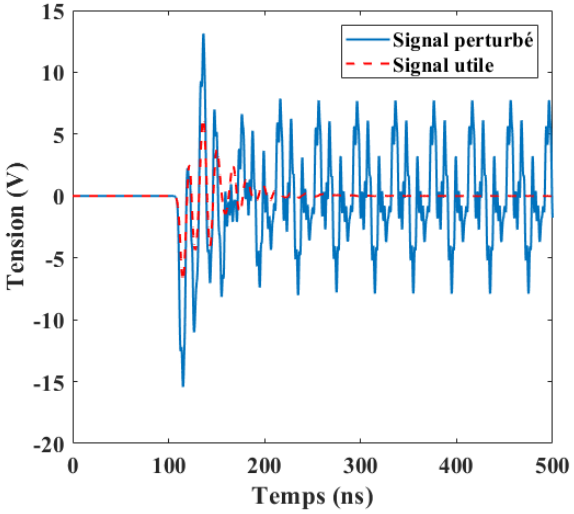


Fig. 13. Signaux au niveau du point de réception P en absence (signal utile) et en présence (signal perturbé) de diaphonie

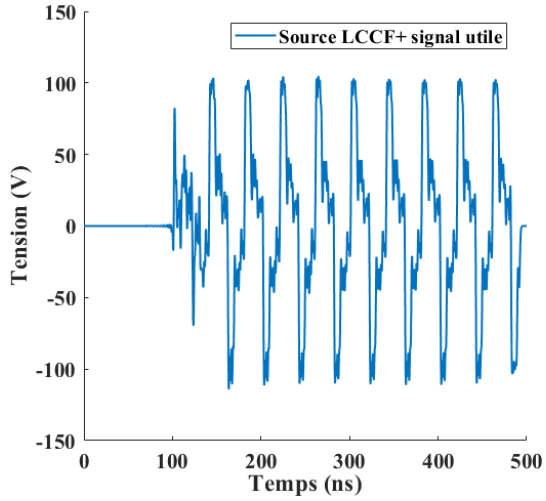


Fig. 14. Signal injecté en entrée du réseau de LT pour contrer la diaphonie

IV. CONCLUSION

Dans cet article une application originale de la méthode LCCF est proposée pour supprimer, dans le domaine temporel et de manière active, la diaphonie. Le principe consiste à trouver une source auxiliaire capable d'annuler les signaux parasites. L'approche se veut générale en intégrant notamment les caractéristiques du réseau de lignes de transmission considéré (jonctions, désadaptations, pertes, etc.) et simple d'utilisation en s'appuyant sur des signaux de caractérisation du système linéaire a priori quelconques. La méthode a été adaptée de façon à pouvoir l'appliquer conjointement avec un code commercial. Le cas d'étude proposé souligne l'efficacité de la méthode qui, sous certaines conditions de mise en œuvre, permettrait une solution de protection CEM en supprimant des blindages ou en se libérant des contraintes de ségrégation des câbles. Des validations expérimentales de la démarche sont en cours de réalisation.

REFERENCES

[1] A. Mori *et al.*, "*Design-oriented EMC analysis of wiring systems*," 2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, pp. 1-6, 2020.

[2] M. Ali, E. Labouré, and F. Costa, "*Integrated Active Filter for Differential-Mode Noise Suppression*," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 3, pp. 1053–1057, 2014.

[3] B. M. Nassurdine, PE. Lévy, D. Labrousse, JL. Schanen, X. Maynard and S. Carcouet, "*Design and experimental validation of a Voltage Sensing-Current Cancellation Common Mode Linear Active Filter*," 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe), 2022.

[4] J. Benoit, C. Chauvière, and P. Bonnet, "*Source identification in time domain electromagnetics*," Journal of Computational Physics, vol. 231, no. 8, pp. 3446-3456, 2012.

[5] A. N. Tikhonov, "*On the solution of ill-posed problems and the method of regularization*." Doklady akademii nauk, Russian Academy of Sciences, vol. 151, no. 3, 1963.

[6] N. Kinh, "*On the Regularization Method for Solving Ill-Posed Problems with Unbounded Operators*." Open Journal of Optimization, vol. 11, pp. 7-14, 2022.

[7] T. Sarkar, D. Weiner,V. Jain and S. Dianat, *"Impulse Response Determination in the Time Domain-Theory"*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 30, pp. 657 – 663, 1982.

[8] A. Al Ibrahim, "*Linear and Nonlinear Numerical Methods for Real-World Inverse Problems of Time-Domain Electromagnetic Active Shaping-From Theory to Experiment*". Diss. Université Clermont Auvergne, 2021.

[9] K. Yee, "*Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media*". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 14, pp. 302-307, 1966.

[10] C.R. Paul, *"Analysis of Multiconductor Transmission Lines"*, Wiley-Interscience, ISBN 9780470131541, 2008.

21ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2023)

Trap filter using bracelet resonator

Bastien Roucariès[1], Pascal Griesmar[1], and Stéphane Serfaty[1]

[1]SATIE Laboratory, 95000 Cergy, France, bastien.roucaries@ens-paris-saclay.fr
[2]SATIE Laboratory, 95000 Cergy, France, pascal.griesmar@cyu.fr
[3]SATIE Laboratory, 95000 Cergy, France, stephane.serfaty@cyu.fr

Résumé

The bracelet resonator is a low cost resonator made from printed circuit technology. The resonance frequency was first computed in [1], unfortunately the whole transfert function of the resonator was not yet computed, particularly coupling with external circuit.

The coaxial shape of this kind of resonator may render it particularly suitable as a trap filter for coaxial line

Unfortunately, for these resonators, the extremely small metalisation depth compared to radius renders the simulation by finite element (FEM) extremely hard (slow) and memory consuming. Moreover, the simulation should be carried in 3D due to asymmetric nature of the gaps, and the finite height, increasing the complexity. Time domain methods are not well suited due to high quality coefficient of this kind of resonator. Thus a physical approximation of this resonator will be carried.

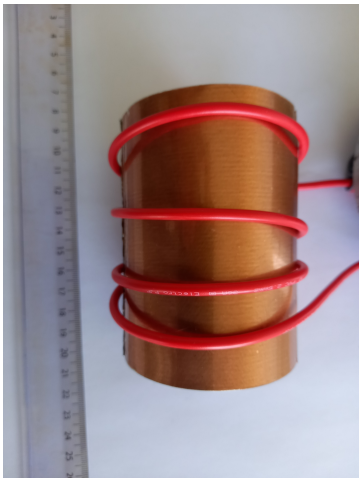


Figure 1: Use of this kind of resonator as a quick and easy to use trap filter around 46 MHz

I Model

This sensor is mainly used in NMR field for increasing signal to noise ratio (SNR) and is used for instance for imaging small animals or determining in-vivo clinical parameters [2, 3, 4]. This resonator could be also use as a dielectric sensor [5, 6, 7, 8] or as a wireless coupler for viscous fluids monitoring [9]. This kind of resonator is also used as a quick and easy to use trap filter (see figure 1 for a trap filter used for rejecting a signal around 46 MHz), unfortunately in this case the design of this kind of filter is only based on a single resonator element and without taking in account the loss of the resonator.

The goal of this paper, is to build a model of the resonator, and a in second time build an electrical distributed model, that will be solved by analytical modified nodal analysis (MNA). In order to study this kind of resonator and in order to simplify the analysis we could as usual in the electromagnetic compatibility field consider that the resonator is excited by a small probe.

The resonator ($\mathcal{R}$) and the excitation probe ($\mathcal{P}$) are coupled thought a magnetic coupling. The resonator consist of two concentric sheets of metal (rings), $\mathcal{S}_+$ for the exterior one (interior radius of $\mathcal{S}_+$ sheet is $r_+ = r_0(1+\delta r)$) and $\mathcal{S}_-$ for the interior one (external radius of $\mathcal{S}_-$ sheet is $r_- = r_0(1-\delta r)$), with r_0 is the arithmetic mean of sheet radius: $2r_0 = r_+ + r_-$. Sheets are separated by a dielectric layer of relative permittivity ε_r and loss tangent δ_d. Metalisation depth of each sheet is $2\Xi r_0$ and conductivity of metal is σ. The height of resonator is $2h$ and is linked to the mean radius by the relation $h = \zeta r_0$. Two gaps on the sheet are manufactured at $\theta = \pm\pi/2$ respectively for $\mathcal{S}_+$ and $\mathcal{S}_-$. The metalisation breaks dimension at the gap are negligible.

In order to simplify the computation, we could also define the half-diagonal (normalised) of the coil, defined by $\ell_\pm = \sqrt{(1 \pm \delta r)^2 + \zeta^2}$.

A summary of geometric concepts is given by the figure 2.

The probe is considered sufficiently small to be modelled as an inductive (lossy) lumped element (thus an impedance $Z_p = sL_P + R_P$ with s the

†This paper is dedicated to the memory of the late Professor Jean-Yves le Huerou 1959-2020.

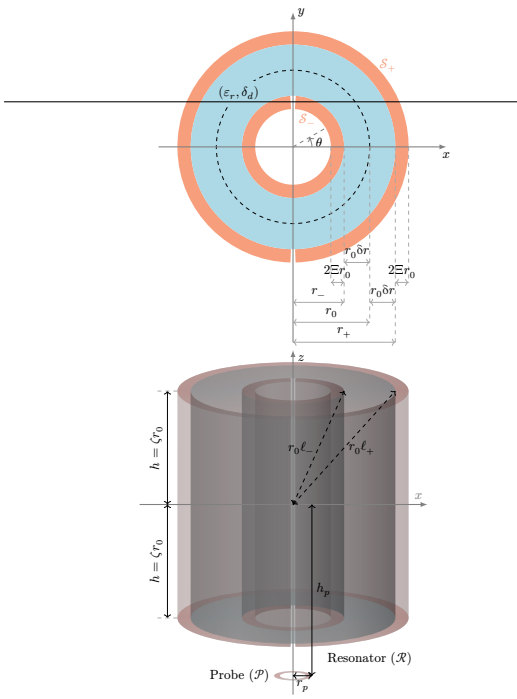


Figure 2: Schematic diagram of resonator including dimensioning (not to scale)

laplace variable).

Therefore, the problem can be simplified using reciprocity and superposition. Instead, of studying the scattered field by the resonator [11, 12] we study the vector potential vector $\vec{A}$ generated by two arbitrary physical current distribution $\vec{J}_+(\theta, z)$ along $\mathcal{S}_+$ sheet and $\vec{J}_-(\theta, z)$ along $\mathcal{S}_-$ sheet.

Following a classical approach [10], the current density is decomposed in two orthogonal modal current density $\vec{J}_e(\theta, z) = {}^1/_2(\vec{J}_+ + \vec{J}_-)$ called the antenna current density or common mode current (even) and $\vec{J}_o(\theta, z) = {}^1/_2(\vec{J}_+ - \vec{J}_-)$ called a differential (odd) current density. The ratio between the two current is fixed by closure condition particularly along the gaps where $(\vec{J}_e + \vec{J}_o) \cdot \vec{e}_n = 0$ (with $\vec{e}_n$ a vector normal to the gap). Unfortunatly this decomposition is valid only for lossless model, losses need the real current and voltage and not modal current, but nevertheless could be generally reintroduced at the end of the study as a pertubation of the lossless model.

1 Common mode current

The current $\vec{J}_e$ could be approximated by the means term [13], if the loop circonference is less than ${}^{\lambda_0}/_{16}$ with λ_0 the free space wavelength. Experimental evidence for small loop support this view [14] and support that error in this case is inferior to 1%.

The dielectric sheet effect could be neglected for antenna currents. Indeed, potential difference between the two sheets is constant for antenna current mode under the previous assumption of constant current density. Moreover under previous assumption the common mode current is azimuthal.

The antenna current contribution is thus equivalent, to two lossy coupled coils, coupled magnetically to the probe. The inductance is computed using classical formulæ of sheet inductance, including mutual inductance between the two sheets[15, 16, 17].

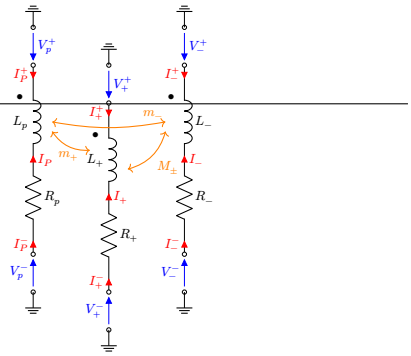


Figure 3: Equivalent common mode circuit.

Losses could be introduced by a serial resistance (denoted by $R_\pm$ for $\mathcal{S}_\pm$) taking in account conductive loss but need to take in account the real current as seen in the introduction.

Coupling between the probe and the two sheet of current could be estimated by using Groover formulae and some reasonable approximation and could be represented by a mutual inductance $m_\pm$.

Thus the two sheets for antenna current could be modelled by a complex serial lumped impedance $Z_\pm = sL_\pm + R_\pm$. Coupling to the sheets from the probe are achieved by small mutual impedance $m_\pm$.

The equivalent circuit, of this mode, is shown in figure 3.

2 Differential mode current

The differential mode is modelled by a transmission line, exactly by a paired strips line [19, 20]. This structure is electrically related to a microstrip line [20, 21], and thus the current is mainly azimuthal. The propagation mode of this current is quasi TEM. The characteristic impedance Z_L of the paired line of height $2r_0\delta r$ is twice the one of a microstrip of height $r_0\delta r$. The propagation characteristic of the line are computed by first computing relative effective dielectric constant of the line ε_{er} defined $\varepsilon_{er} = {}^{Z_L^2}/_{Z_1^2}$, with Z_1 the impedance of the same line filled with vacuum instead of dielectric [22]. Then the propagation constant β is then computed by using well known formula $\beta = {}^{\omega\sqrt{\varepsilon_{er}}}/_c$. Microstrip impedance needed for the previous computation is computed using classical expressions of Wheeler [23]. If needed empirical formulæ of Hammerstad could be used in order to improve precision and take in account the dispersion [24].

Losses are computed using classical formulæ for microstrip but doubling the loss of the strip and not taking in account the loss due to ground plane [25, 23]. Dielectric loss are computed using classical formulæ for microstrip line but doubling the losses [23, 26]. Then the attenuation constant α is computed using classical transmission line formulæ. Note that conductive loss should not be included here in order to avoid a double accounting with antenna current losses.

These lines could also be modelled using $R = Z_L^{-1}\coth(\gamma\ell)$ the reflection coefficient at input, $T =$

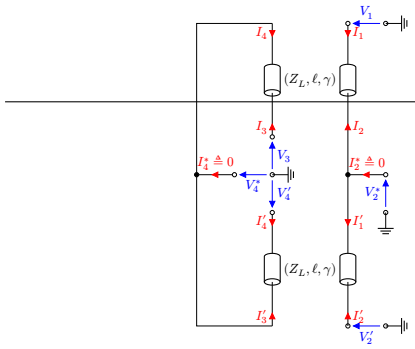


Figure 4: Equivalent differential mode circuit

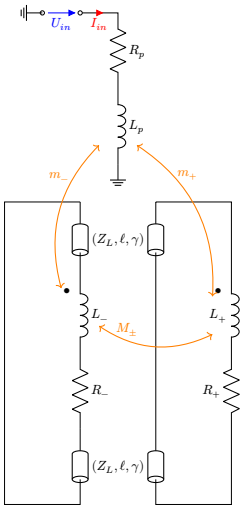


Figure 5: Electrical schematic of the resonator and the probe.

$Z_L^{-1}\,\mathrm{csch}(\gamma\ell) = Z_L^{-1}(\coth\gamma\ell/2 - \coth\gamma\ell)$ the transmission coefficient between input and output

Coupling between this mode and the probe is negligible due to small δr.

The equivalent circuit, of this mode, is shown in figure 4.

In order to ease notation for the next section, let define means parameters $\tilde{x}$ of $x_\pm$ by using arithmetic means ($2\tilde{x} = x_+ + x_-$), thus $2\tilde{L} = L_+ + L_-$, $2\tilde{R} = R_+ + R_-$, $2\tilde{Z} = Z_+ + Z_- = 2s\tilde{L} + 2\tilde{R}$, $2\tilde{m} = m_+ + m_-$.

3 Resonator model

Using models from the previous section a electrical schematic of the resonator could be derived. Antenna current is represented using three coupled coils whereas the differential current is represented by two section of length ℓ of a four terminal transmission line. The electrical schematic of the resonator is given by the figure 5. Resolution of this schematic could be carried by using block decomposition using MNA of the whole schematic.

Coupling coil to line leads along the closure condition at the gap, leads to the following system by using current conservation law:

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{I_P^{+*} - I_P^{-*}}{2} \\ \frac{I_+^{+*} - I_+^{-*}}{2} \\ \frac{I_-^{+*} - I_-^{-*}}{2} \end{pmatrix} = \mathbf{M}'' \begin{pmatrix} I_P \\ I_+ \\ I_- \\ V_P^+ - V_P^- \\ V_+^+ - V_+^- \\ V_-^+ - V_-^- \end{pmatrix} \tag{1}$$

With M'' the quasi symmetric matrix using the following means parameters defined by $m_\pm = \tilde{m}(1 \pm \delta\tilde{m})$, $2\tilde{A} = A_+ + A_- = 2(\tilde{Z} + 2RZ_L^2)$, and $\tilde{A}(1 \pm \delta\tilde{A}) = \tilde{Z}(1 \pm \delta\tilde{Z}) + 2RZ_L^2$, and defined by

$$\mathbf{M}'' = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & Z_p & s\tilde{m}(1+\delta\tilde{m}) & s\tilde{m}(1-\delta\tilde{m}) \\ 0 & s\tilde{m}(1+\delta\tilde{m}) & \tilde{A}(1+\delta\tilde{A}) & B \\ 0 & s\tilde{m}(1-\delta\tilde{m}) & B & \tilde{A}(1-\delta\tilde{A}) \end{pmatrix}$$

4 Input impedance

By Cramer's rule input impedance is defined by $Z_{\text{in}} = {}^{U_{\text{in}}}/_{I_{\text{in}}} = {}^{\det \mathbf{M}_1''}/_{\det \mathbf{M}''} = {}^{N}/_{D}$, with $\mathbf{M}_1''$ the $\mathbf{M}''$ matrix with first column replaced by vector $(1,0,0,0)^\top$. By element computation $\det \mathbf{M}'' = D = \tilde{A}^2(1-\delta\tilde{A}^2) - B^2$. Therefore:

$$Z_{\text{in}} = Z_p - s^2 \frac{2\tilde{m}^2\left[\tilde{A} - B + \delta\tilde{m}^2(\tilde{A}+B) - 2\tilde{A}\delta\tilde{A}\delta\tilde{m}\right]}{\tilde{A}^2(1-\delta\tilde{A}^2) - B^2}$$

This impedance could be written as:

$$Z_{\text{in}} = Z_p - \frac{s^2\tilde{m}^2}{Z_Q}$$

This equation correspond to a coupled coil impedance,with Z_Q the internal (unloaded) resonator impedance:

$$Z_Q = {}^1/_2 \frac{(\tilde{A}-B)(\tilde{A}+B) - \tilde{A}^2\delta\tilde{A}^2}{\tilde{A} - B + \delta\tilde{m}^2(\tilde{A}+B) - 2\tilde{A}\delta\tilde{A}\delta\tilde{m}} \tag{2}$$

Using Taylor expansion near $(0,0)$ for $(\delta A, \delta\tilde{m})$, until order 3:

$$Z_Q = \tfrac{1}{2}(\tilde{A}+B)\left[1 - \frac{(\delta\tilde{m}(\tilde{A}+B) - \tilde{A}\delta\tilde{A})^2}{(\tilde{A}+B)(\tilde{A}-B)} + o\Big(\|(\delta\tilde{A}, \delta\tilde{m})\|_2^3\Big)\right] \tag{3}$$

Let simplify a $\tilde{A}+B$ terms using half angle formulae:

$$\begin{aligned} \tilde{A} + B &= \tilde{Z} + 2RZ_L^2 + sM_\pm - 2TZ_L^2 \\ &= s(\tilde{L} + M_\pm) + \tilde{R} + 2Z_L \coth\gamma\ell/2 \end{aligned}$$

Let now simplify $A - B$:

$$\begin{aligned} \tilde{A} - B &= \tilde{Z} + 2RZ_L^2 - sM_\pm + 2TZ_L^2 \\ &= s(\tilde{L} - M_\pm) + \tilde{R} + \frac{2Z_L[\cosh(\gamma\ell)-1]}{\sinh(\gamma\ell)} \\ &= s(\tilde{L} - M_\pm) + \tilde{R} + 2Z_L \tanh\gamma\ell/2 \end{aligned}$$

Thus until order 2, the following impedance and main result of this paper:

$$Z_Q \simeq \tfrac{1}{2}\left[s(\tilde{L} + M_\pm) + \tilde{R} + 2Z_L \coth\gamma\ell/2\right] \tag{4}$$

Experimental measurement of this kind of resonator is given in figure 6.

II Conclusion

A new model including losses and coupling was developed for a bracelet resonator. This new development is expected to enable easy design of new trap filter for coaxial lines or twin-lead line using well known theory of microwave filters. New development will be carried in order to evaluate more precisely the losses of this kind of resonator, and carrying an optimisation along the geometrical parameters.

297

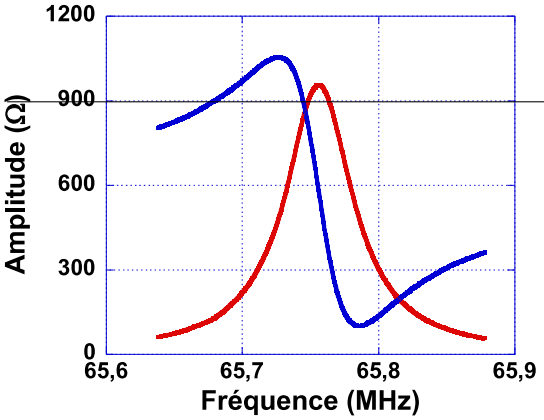


Figure 6: Measurement of a typical resonator

References

[1] P. Gonord, S. Kan, A. Leroy-Willig, and C. Wary, *"Multigap parallel-plate bracelet resonator frequency determination and applications"*, Review of Scientific Instruments, vol. 65, no. 11, pp. 3363–3366, 1994.

[2] L. Darrasse and J.-C. Ginefri, *"Perspectives with cryo- genic RF probes in biomedical MRI"* Biochimie, vol. 85, no. 9, pp. 915–937, 2003.

[3] A. Watrin-Pinzano, J.-P. Ruaud, P. Olivier, et al., "Effect of proteoglycan depletion on T2 mapping in rat patellar cartilage", Radiology, vol. 234, no. 1, pp. 162–170, 2005.

[4] J. Issartel, Y. Voituron, V. Odagescu, et al., *"Freezing or supercooling: How does an aquatic subterranean crustacean survive exposures at subzero temperatures?"* Journal of Experimental Biology, vol. 209, no. 17, pp. 3469–3475, 2006.

[5] G. Masilamany, P. Y. Joubert, S. Serfaty, B. Roucaries, and Y. L. Diraison, *"Radiofrequency inductive probe for non-contact dielectric characterisations of organic medium"* Electronics Letters, vol. 50, no. 7, pp. 496– 497, Mar. 2014.

[6] T. H. N. Dinh, E. Martincic, P. Y. Joubert, and S. Serfaty, *"Monitoring of yogurt formation using a contact- less radiofrequency dielectric sensor"* in IEEE Sensors 2016, Orlando, FL, USA: IEEE, 2016.

[7] T.-H.-N. Dinh, M. Wang, S. Serfaty, and P.-Y. Joubert, *"Contactless radio frequency monitoring of dielectric properties of egg white during gelation"* IEEE Transactions on Magnetics, vol. 53, no. 4, pp. 1–7, Apr. 2017.

[8] T.-H.-N. Dinh, T. Bore, S. Serfaty, and P.-Y. Joubert, *"Non-invasive evaluation of yogurt formation using a contactless radiofrequency inductive technique,"* in Electromagnetic Nondestructive Evaluation (XX) (Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics), H. Geirinhas Ramos and A. Lopes Ribeiro, Eds., Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics. Amsterdam, The Netherlands: IOS Press, 2017, vol. 42, pp. 298–305.

[9] N. Wilkie-Chancellier, S. Serfaty, P. Griesmar, Y. Le Diraison, and J.-Y. Le Huérou, *"Inductive magneto-acoustic technique for viscous fluids monitoring"* in Ultrasonics Symposium (IUS), 2011 IEEE International, IEEE, Orlando, FL, USA, 2011, pp. 1107–1110

[10] R. E. Collin, *Fundation for Microwave Engineering* (The IEEE press serie on Electromagnetics Wave Theory), 2nd ed. IEEE, 2001.

[11] A. Vukicevic, F. Rachidi, M. Rubinstein, and S. V. Tkachenko, "On the evaluation of antenna-mode currents along transmission lines" IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 48, no. 4, pp. 693–700, Nov. 2006.

[12] M. Heggo, X. Zhu, Y. Huang, and S. Sun, *Study of high frequency conversion from excited antenna mode to differential mode current at the transmission line terminals* in 12th IEEE Asia Pacific Wireless Communications Symposium (IEEE VTS APWCS 2015), Nanyang Technological University, Singapore: IEEE, Aug. 2015.

[13] L.-W. Li, M.-S. Leong, P.-S. Kooi, and T.-S. Yeo, *"Exact solutions of electromagnetic fields in both near and far zones radiated by thin circular-loop antennas: A general representation"* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 45, no. 12, pp. 1741–1748, 1997.

[14] R. W. P. King, *Tables of antenna characteristics* New York: Springer, 1971

[15] L. Lorenz, *Ueber die fortpflanzung der electricität"* In German, Annalen der Physik und Chemie, vol. 243, no. 6, pp. 161–193, 1879.

[16] M. Romanosky, *"Introduction au calcul des inductances"* In French, Travaux et Mémoires du Bureau International des Poids et Mesures, vol. 20, 1944.

[17] R. Cazenave, *"Inductance mutuelle de deux bobines cylindriques circulaires coaxiales à une couche de spires jointives en fil fin"* Annales des Télécommunications, vol. 11, no. 9, pp. 174–179, 1956.

[18] L. Cohen, *"An exact formula for the mutual inductance of coaxial solenoids"* Bulletin of the Bureau of Standards, 1907.

[19] B. C. Wadell, *"Transmission Line Design Handbook"* Norwood, MA: Artech House, 1991.

[20] H. A. Wheeler, *"Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet"* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, no. 2, pp. 172–185, Mar. 1965.

[21] R. Schinzinger and P. A. Laura, *"Conformal mapping, methods and applications"* 2nd ed. Dover, 2003

[22] M. V. Schneider, *"Microstrip lines for microwave integrated circuits"* Bell System Technical Journal, vol. 48, no. 5, pp. 1421–1444, May 1969.

[23] H. A. Wheeler, *"Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane"* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 25, no. 8, pp. 631–647, Aug. 1977

[24] E. Hammerstad and Ø. Jensen, *Accurate models for microstrip computer-aided design* in IEEE MTT-S International Microwave symposium Digest, Washington, D.C., USA: IEEE, May 1980, pp. 407–409

[25] R. A. Pucel, D. J. Masse, and C. P. Hartwig, *"Losses in microstrip"* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 16, no. 6, pp. 342–350, Jun. 1968,

[26] M. V. Schneider, *"Dielectric loss in integrated mi- crowave circuits"* Bell System Technical Journal, vol. 48, no. 7, pp. 2325–2332, Sep. 1969

Chambres réverbérantes

Analyse de l'annihilation des trajets non brassés en VIRC à l'aide du facteur K

G. Andrieu[1], Y. Rammal[1], N. Ticaud[2], N. Roger[3], A. Laisné[4], P. Pouliguen[5]
[1]Laboratoire XLIM, Limoges, guillaume.andrieu & youssef.rammal@xlim.fr
[2]Cisteme, Limoges, ticaud@cisteme.net
[3]Jacques Dubois, Barentin, n.roger@jacquesdubois.com
[4]DGA Techniques aéronautiques, Toulouse, alexandre.laisne@intradef.gouv.fr
[3]DGA / AID, Paris, philippe.pouliguen@intradef.gouv.fr

Abstract. Cet article présente comment une chambre réverbérante vibrante (VIRC) suspendue par rapport au sol et dont chaque partie de la toile peut bouger peut permet d'annihiler quasiment parfaitement la présence de trajets non brassés à l'intérieur. Pour mettre cela en évidence, l'observable utilisé est le facteur K bien connu pour évaluer le rapport entre la puissance brassée et non brassée. Il est prouvé que le facteur K obtenu est largement inférieur à celui obtenu dans une chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) classique mais est également très proche du facteur k minimum qu'il serait possible d'atteindre dans une CRBM parfaitement chaotique.

I. INTRODUCTION

Lors de tests en CRBM, il est intéressant de limiter au maximum la présence de trajets non brassés n'ayant aucune interaction avec le brasseur de modes. En effet, ceux-ci contribuent, entre autres effets, à augmenter la corrélation entre les différentes conditions de brassage considérées et donc à diminuer le nombre de réalisations indépendantes parmi celles-ci. Dans ce cadre, une idée originale mise en oeuvre dans ce travail consiste à tenter de créer une CRBM dont toutes les parois seraient capables d'être en mouvement en permanence, ce qui aurait pour effet d'annihiler totalement la présence des trajets non brassés. Cette idée est matérialisée dans ce travail à l'aide d'une chambre réverbérante vibrante [1] désignée par l'acronyme VIRC suspendue par rapport au sol. Afin de montrer que la présence des trajets non brassés est fortement diminuée par rapport à une CRBM "classique" de volume similaire, le facteur K a été étudié [2]-[3]. Cette observable est facilement calculable à l'aide de mesures de paramètres S entre 2 antennes placées au sein de la chambre. Les résultats présentés dans cet article montrent que la contribution des trajets non brassés est fortement diminuée dans notre VIRC suspendue par rapport à une CRBM classique et atteint quasiment le niveau minimum qui pourrait être mesuré. Cette structure est donc probablement très proche d'une CRBM parfaitement chaotique.

II. FACTEUR K EN CRBM

II.1. Définition

Afin d'analyser l'influence des trajets brassés et non brassés en CRBM, le facteur K est une observable très utile et largement utilisée. En effet, cette grandeur, généralement exprimée en dB, permet de connaître le rapport entre la puissance non brassée P_{nb} et la puissance brassée P_b.

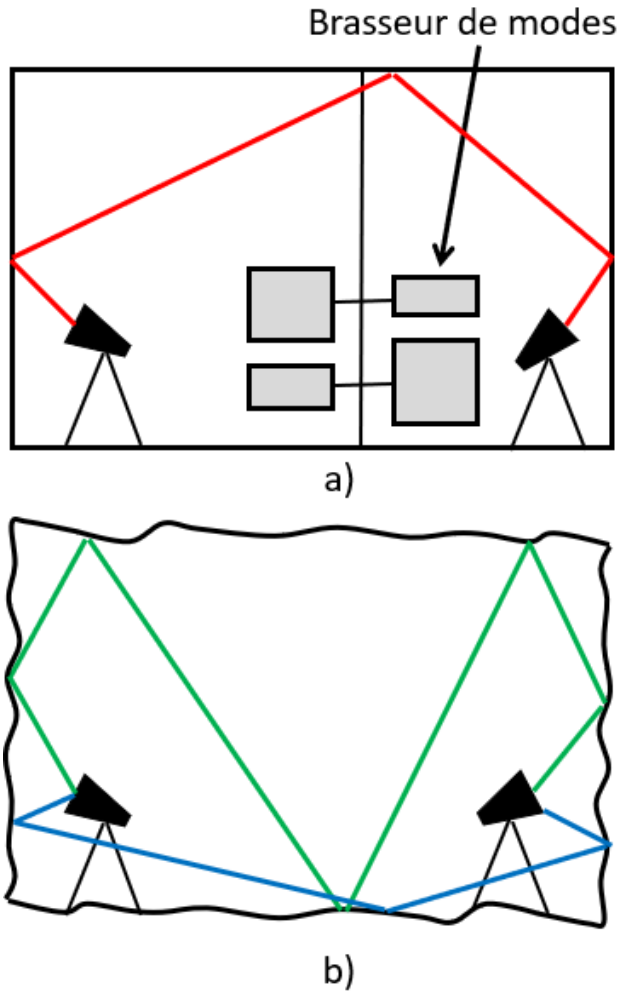


Fig. 1. Illustration schématique des trajets non brassés (en rouge) d'une CRBM classique équipée d'un brasseur de modes mécanique et b) brassés (en bleu et vert) d'une VIRC suspendue entièrement brassée.

Les trajets non brassés et brassés sont définis sur la figure 1 dans le cas d'une CRBM classique équipée d'un brasseur de modes mécanique et d'une VIRC suspendue entièrement brassée. Il est en particulier montré qu'il n'y a en théorie plus de trajets non brassés si l'intégralité de la toile est en perpétuel mouvement et que les 2 antennes ne sont pas en vis-à-vis.

Le facteur K est généralement calculé facilement à l'aide de mesures de paramètres S entre 2 antennes placées à l'intérieur de la chambre, et ce pour différentes conditions de brassage, par exemple pour un certain nombre de positions du brasseur de modes. Dans le cas d'une VIRC où la toile est en mouvement, l'acquisition de paramètres S est alors réalisé pour différents balayages en fréquence successifs [4] :

$$K = \frac{|\langle S_{21} \rangle|^2}{\left\langle |S_{21} - \langle S_{21} \rangle|^2 \right\rangle} \quad (1)$$

II.2. Introduction du Facteur-K minimum

Afin de quantifier à quel point les trajets non brassés sont atténués à l'intérieur d'une VIRC suspendue, il est intéressant de se demander quel serait le facteur K obtenu dans une CRBM parfaitement chaotique où les trajets non brassés seraient nuls. En effet, on comprend intuitivement que le facteur Kobtenu pour un nombre de conditions de brassage fini ne serait pas nul. Pour évaluer le facteur K minimum atteignable pour un nombre N de conditions de brassage considéré, un modèle analytique très simple a été réalisé. Celui-ci consiste à générer aléatoirement (avec un logiciel de type Matlab) un nombre N de paramètres S_{21} complexes dont l'amplitude suit la loi de Rayleigh. En effet, il est établi que l'amplitude du S_{21} suit cette loi dans une CRBM bien brassée en l'absence de trajets non brassés [2]. Il suffit ensuite pour cet échantillon de N valeurs de calculer le facteur K obtenu en appliquant directement l'équation (1). Ce processus est ensuite répété pour un nombre M de tirages successifs afin d'évaluer la variabilité du résultat obtenu. La figure 2 présente le facteur K obtenu dans une CRBM n'ayant aucun trajet non brassé pour N = 50 positions du brasseur de modes. On voit clairement que ce résultat est difficile à interpréter car la variation du résultat obtenu d'un tirage à l'autre est importante. En effet, on observe un éventail de valeurs pouvant aller d'environ -50 à -10 dB. Pour clarifier le résultat obtenu, il est en revanche intéressant de classer les valeurs obtenues par ordre croissant (ou décroissant). En effet, la courbe obtenue est alors représentative du facteur K minimum atteignable dans une CRBM en fonction de N. La figure 3 présente le facteur K théorique minimum classé par ordre croissant pour M = 1000 tirages indépendants et 3 valeurs différentes du nombre N de conditions de brassage.

On voit que, de façon tout à fait logique, le facteur K minimum atteignable peut tendre vers des valeurs plus faibles lorsque le nombre de conditions de brassage pris en compte augmente. Cet indicateur sera utilisé par la suite pour étudier les résultats obtenus. Il est important de préciser à ce stade que la courbe obtenue est ici indépendante de la fréquence de mesure. En d'autres termes, elle pourrait être obtenue à toute fréquence où la CRBM est suffisamment bien brassée, s'il était possible de mesurer le paramètre S_{21} pour N conditions de brassage différentes et pour M tirages différents (par exemple M positions d'antenne). Une façon plus simple d'évaluer cet indicateur est de mesurer le paramètre S_{21} pour N conditions de brassage différentes à M fréquences différentes sur une bande de fréquences où la CRBM est bien brassée. C'est ce qui a été réalisé dans la suite de cet article.

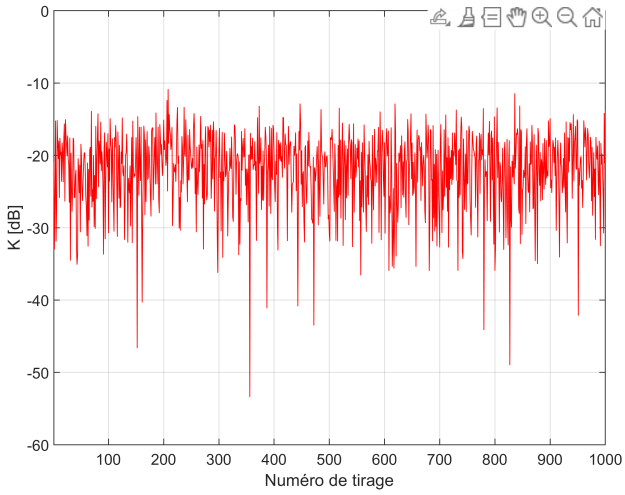


Fig. 2. Facteur K théorique obtenu en l'absence de trajets non brassés pour N = 50 conditions de brassage et M = 1000 tirages indépendants.

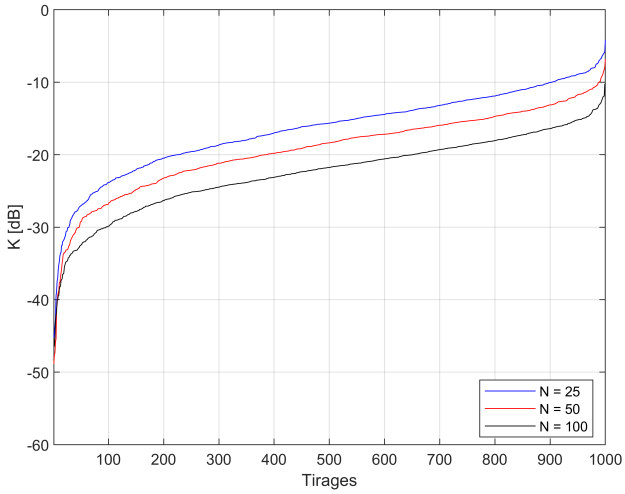


Fig. 3. Facteur K théorique minimum classé par ordre croissant pour M = 1000 tirages indépendants et 3 valeurs différentes du nombre N de conditions de brassage.

III. DESCRIPTION DES MESURES

Les mesures de paramètres S entre 2 antennes cornets ont été réalisées au sein de la VIRC (suspendue d'une vingtaine de centimètres par rapport au sol) installée récemment chez Cisteme ayant pour dimensions une longueur de 4,23 m, une largeur de 3,35 m et une hauteur de 1,91 m, ce qui correspond à un volume d'environ 27 m^3. Cette VIRC, présentée sur la figure 4, a été brassée pour ces mesures à l'aide de 4 ventilateurs disposés en dehors de la structure [5]. Les mesures ont été effectuées pour N = 100 balayages successifs sur la bande de fréquences allant de 1 à 13 GHz sur 6001 fréquences, ce qui correspond à un pas fréquentiel de 2 MHz suffisant pour considérer que chaque fréquence est décorrélée de la précédente. De façon logique, les antennes ont été placées à l'intérieur de la VIRC en direction de 2 faces opposées afin de limiter au maximum le trajet direct entre les 2 antennes.

A titre de comparaison, les mêmes mesures ont été effectuées dans la CRBM XLIM, présentée également sur la figure 4, de longueur 3,75 m, de largeur 2,46 m et de hauteur 2,46 m, ce qui correspond à un volume de 22,7 m^3. Dans ce cas, les mesures ont été effectuées aux mêmes fréquences pour N = 100 positions du brasseur de modes, ce qui correspond à une rotation de 3,6^o entre 2 positions du brasseur successives.

Il faut enfin ajouter que, dans les 2 moyens d'essais, la mesure a été réalisée pour trois différentes positions du couple d'antennes. De plus, aucun absorbant n'a été inséré à l'intérieur de ces 2 chambres afin d'abaisser leur facteur de qualité Q.

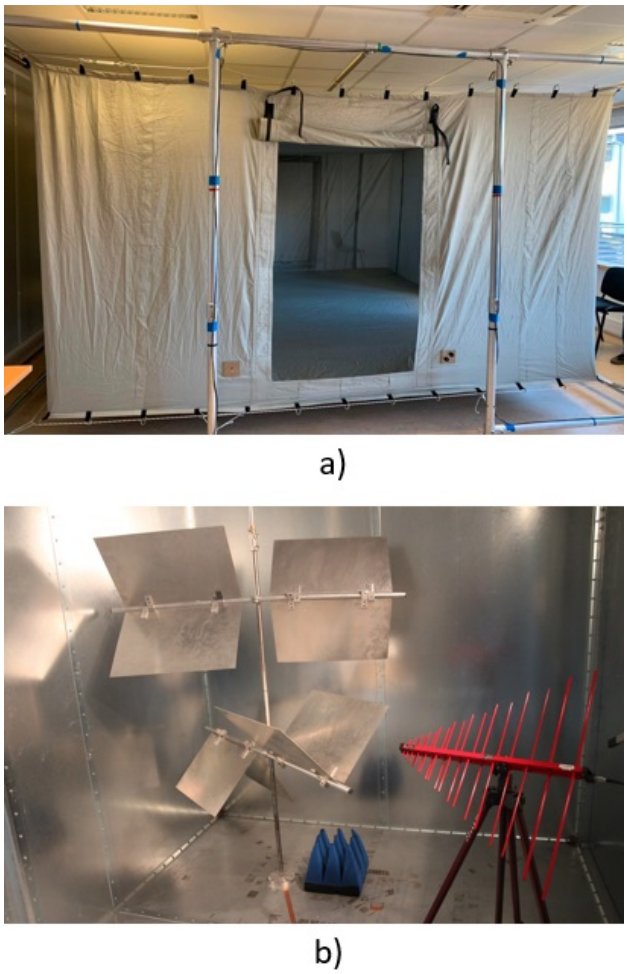


Fig. 4. Photographie de a) la VIRC suspendue installée chez Cisteme et b) la CRBM XLIM.

IV. RESULTATS

La figure 5 présente le facteur K obtenu en fonction de la fréquence au sein des 2 chambres pour un seul couple de position des 2 antennes. En dehors du fait que les niveaux semblent relativement comparables et constants avec la fréquence, il est difficile de comparer directement ces 2 résultats.

Pour effectuer la comparaison, le facteur K obtenu dans les 2 moyens d'essai pour chacun des 3 jeux de position d'antenne a été tracé sur la figure 6 en valeurs ascendantes afin de comparer avec le facteur K minimum atteignable décrit en section II.2.

Plusieurs conclusions peuvent être tirées de cette figure. Tout d'abord, il est clair que le facteur K obtenu au sein de la VIRC suspendue est plus faible et se rapproche largement du facteur K minimum qu'il est possible d'atteindre au sein d'une chambre réverbérante. La différence est particulièrement claire sur cette figure (environ 5 dB autour du 3000eme tirage) par rapport à la CRBM classique où il est forcément plus difficile d'éviter l'apparition de trajets non brassés dès lors qu'ils ne rencontrent pas rapidement le brasseur de modes.

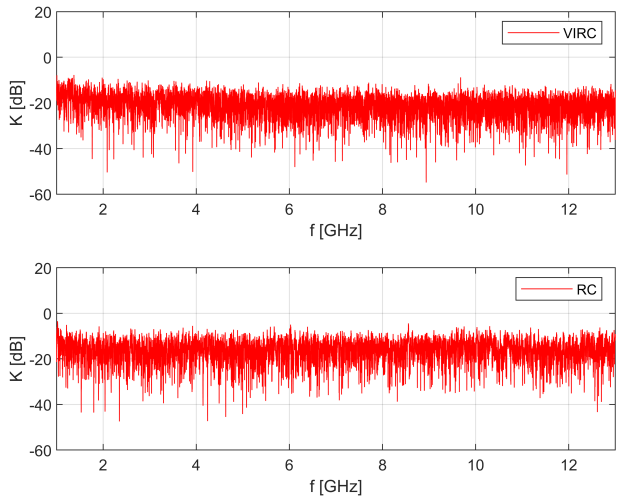


Fig. 5. Facteur K obtenu au sein de la VIRC suspendue (en haut) et de la CRBM XLIM (en bas) en fonction de la fréquence pour N =100 et M = 6001 fréquences entre 1 et 13 GHz.

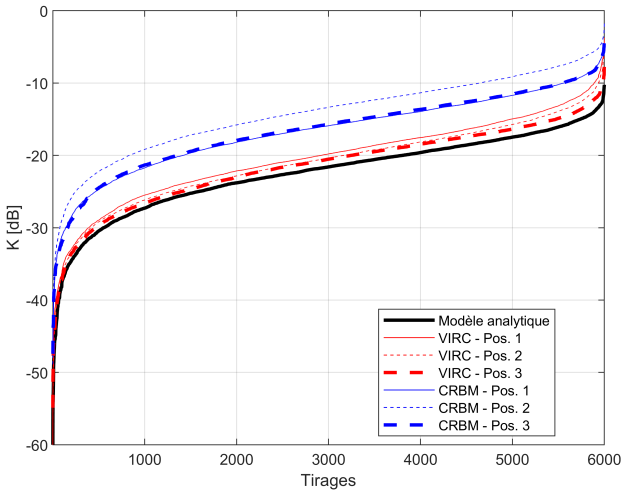


Fig. 6. Facteur K classé par ordre croissant obtenu au sein de la VIRC suspendue et de la CRBM XLIM pour N = 100 et M = 6001 fréquences et pour 3 positions différentes du couple d'antennes. Comparaison avec le facteur K minimum atteignable obtenu analytiquement.

Ensuite, la dépendance de ces résultats à la position du couple d'antennes est très faible, et particulièrement dans le cas de la VIRC suspendue. Cette dépendance est toutefois légèrement plus forte dans le cas de la CRBM car l'amplitude des trajets indirects non brassés est probablement plus dépendante de la position des antennes. Enfin, il est à noter enfin que la faible différence obtenue entre la VIRC et le modèle analytique (environ 1 dB autour du 3000^{me} tirage) peut également s'expliquer par le trajet direct constitué par le rayonnement arrière des antennes cornets, probablement très faible mais qu'il paraît difficile voire impossible d'annuler complètement.

V. CONCLUSION

Cet article a pour objectif de montrer qu'une VIRC suspendue par rapport au sol et dont chaque point de la toile est susceptible de bouger sous l'action du brassage de modes (réalisé ici à l'aide de ventilateurs) est une structure qui permet d'annihiler quasiment complètement les trajets non brassés au sein de celle-ci, et ce d'une façon bien plus importante que dans une CRBM classique. Ce résultat majeur peut avoir des implications importantes pour de nombreuses applications en améliorant par exemple la qualité de tests d'immunité rayonnée en compatibilité électromagnétique. Pour la poursuite de ce travail, il est prévu d'améliorer la qualité du brassage de la VIRC afin d'améliorer encore les résultats. L'idée est d'ajouter un système mécanique permettant aux faces supérieure et inférieure de la structure de bouger plus facilement, ce qu'il est à l'heure actuelle difficile de faire en raison de la gravité et du poids (même faible) de la toile. En parallèle, d'autres mesures seront réalisées pour un nombre de balayages N supérieur à 100 afin de tenter de mieux mettre en évidence la différence entre les résultats obtenus dans la VIRC et via le modèle analytique, ce qui permettrait par exemple de bénéficier d'une grandeur fiable afin d'optimiser le brassage de modes de la structure.

REFERENCES

[1] F. Leferink et al, *"Experimental results obtained in the vibrating intrinsic reverberation chamber"*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Washington, August 2000.

[2] C. L. Holloway et al, *"On the Use of Reverberation Chambers to Simulate a Rician Radio Environment for the Testing of Wireless Devices"*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 54, no.11, pp. 3167-3177, November 2006.

[3] C. Lemoine et al, *"On the K -Factor Estimation for Rician Channel Simulated in Reverberation Chamber"*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 59, no.3, pp. 1003-1012, March 2011.

[4] G. Andrieu et al, *"Complete Framework for Frequency and Time-Domain Performance Assessment of Vibrating Intrinsic Reverberation Chambers"*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 62, no.5, pp. 1911-1920, October 2020.

[5] R. Serra et al, *"Optimizing the stirring strategy for the vibrating intrinsic reverberation chamber"*, 9th Int. Symp. EMC 20th Int. Wroclaw Symp. Electromagn. Compat., September 2010.

VI. REMERCIEMENTS

Le présent travail est réalisé dans le cadre du projet ASTRID "CHAOTIQ" financé par la DGA/AID et opéré par l'ANR.

Measurement of the Radiation Pattern of a Horn Antenna in a Vibrating Intrinsic Reverberation Chamber

Y. Rammal[1], G. Andrieu[1], N. Ticaud[2], N. Roger[3], A. Laisné [4], P. Pouliguen [5]

[1]XLIM Laboratory, University of Limoges, Limoges, youssef.rammal & guillaume.andrieu@xlim.fr
[2]Cisteme Limoges, ticaud@cisteme.net
[3]Jacques Dubois, Barentin, n.roger@jacqaesdubois.com
[4]DGA Techniques aéronautiques, Toulouse, alexandre.laisne@intradef.gouv.fr
[5]DGA / AID, Paris, philippe.pouliguen@intradef.gouv.fr

Abstract This paper outlines promising results for determining the radiation pattern of an antenna within a "fully stirred" vibrating intrinsic reverberation chambers (VIRC). The idea is to separate the line-of-sight (LOS) path between the antenna under test and the measuring antenna from all the other indirect paths in this VIRC. The method to achieve this idea uses a simple averaging technique over a different number of sweeps from the S_{21} measurements collected between two antennas for a given angle. The suggested method is experimentally proven on a broadband horn antenna from 5 to 13 GHz after being tested for the first time inside a VIRC recently installed at Cisteme.

I. INDRODUCTION

The creation of VIRC in the early 2000s was one of the improvements to the electromagnetic compatibility (EMC) chambers in the last decades [1-2]. A VIRC is a metallic tent whose shape changes continuously as the stirring process takes place. The reduced cost in comparison to other chambers, as well as the flexibility ~~of~~ to dismantle or to move the VIRC (which is not possible for other chambers like anechoic or reverberation ones), are what make this type of chamber interesting. Despite antenna radiation pattern measurement are primarily carried out in an anechoic chamber~~,~~ several techniques have been recently proposed in reverberation chambers (RC). Indeed, RCs are cheaper than anechoic chambers reason of the absence of absorbers on the walls.

To perform these measurements in reverberation enclosures, three methods were proposed. The first method suggested in [3], [4] requires establishing in RC's K-factor for each angle in the radiation pattern. where the power ratio between the stirred and unstirred paths is represented by the K-factor. The second method that was proposed was the Doppler spectrum method done step-by-step [5] or continuously [6] [7].

The third and last method suggested uses the Time-gating technique[8].The aim is to separate the line-of-sight (LOS) path arriving first on the measurement antenna from all the other indirect path

All these methods require either a long measurement time and/or a complex measurement setup and/or a complex post-processing technique.

In this paper, we are introducing a new method for determining the radiation pattern within a completely stirred VIRC therefore elevated from the floor of a few centimeters. This method benefits on the fact that we have tried to move any parts of the canvas from the stirring process.

The determination of the radiation pattern is introduced theoretically in the second section while the third section present encouraging results obtained on a horn antenna.

II. THEORY

The radiation pattern measurements are determined by extracting the LOS signal and discarding all the NLOS paths. To do so, the scattering parameter S_{21} between the two antennas must be measured. In the RC, the S_{21} parameter can be decomposed as follows for the sample j that can collected : [9]

$$S_{21,j} = S_{21}^{LOs} + S_{21}^{Un} + S_{21}^{sti} \quad (1)$$

where S_{21}^{LOs} correspond to the direct LOS path, S_{21}^{Un} correspond to the sum of the unstirred paths and S_{21}^{sti}correspond to the sum of the stirred paths that interact with the stirring paddles as described in Fig. 1.

In contrast, the S_{21} parameter is broken down as follows in the VIRC as shown in figure 1 (on the right):

$$S_{21,j} = S_{21}^{LOS} + S_{21}^{sti} \quad (2)$$

S_{21}^{sti} stands for the stirring path reflected by the vibrating walls inside the VIRC. If the VIRC is perfectly well-stirred on all its faces the LOS is the only invariant path. In this particular case, there is no reason to cancel the influence of the stirred paths by a simple average. This write:

$$\langle S_{21}^{sti} \rangle = 0 \quad (3)$$

Therefore, the LOS path can be defined as:

$$S_{21}^{LOS} = \langle S_{21} \rangle \quad (4)$$

It implies that the direct path between both antennas equals the average of the S_{21} values measured

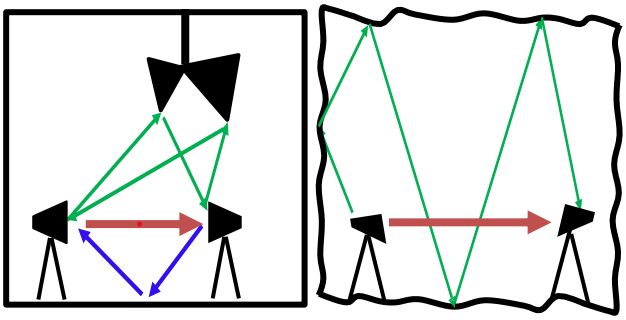


Fig.1. Illustration of the multipath environment within a RC (on the left) and a VIRC (on the right). The brown path is the LOS path to measure. Green paths are stirred paths whereas the blue path is an unstirred one occurring only in the RC.

III. VALIDATION

Measurements were made inside the VIRC recently installed at CISTEME depicted in Fig.2 having a volume of roughly 27.1 m^3 (length: 4.23 m, width: 3.35 m, height: 1.91 m) on a double-ridge horn antenna. The two antennas, whose working frequency range is between 0.75 and 18 GHz, are located at the same height and 2.68 m apart, as shown in figure 3, where the AUT antenna is fixed to a rotating motor. Outside the VIRC, there are four fans, one in each corner of the room, used to move the walls.



Fig.2. Picture of the experimental setup installed in the VIRC of CISTEME

S_{21} measurements have been made from 1 to 13 GHz over 25 points using a vector network analyzer, with a frequency step of 500 MHz, a step angle of 1° over 360 angles, and 500 successive sweeps.
The only post-processing required for this measurement is to compute the average of S_{21} over the 500 sweeps for each angle of the radiation pattern.



Fig.3. Picture of the experimental setup installed in the VIRC of CISTEME

After calculating this average for each angle, Figure 4 shows the radiation pattern measurement at 11 GHz inside the VIRC compared to a reference result obtained in the anechoic chamber of the XLIM Laboratory, where both antennas were placed roughly 7 meters apart from each another.

As shown in Figure 4, the results are encouraging as they are similar to the AC results, especially between the angles of -50° and 50° which corresponds to the main lobe of radiation of the antenna. Furthermore, at other angles, the accuracy of the results decreases.

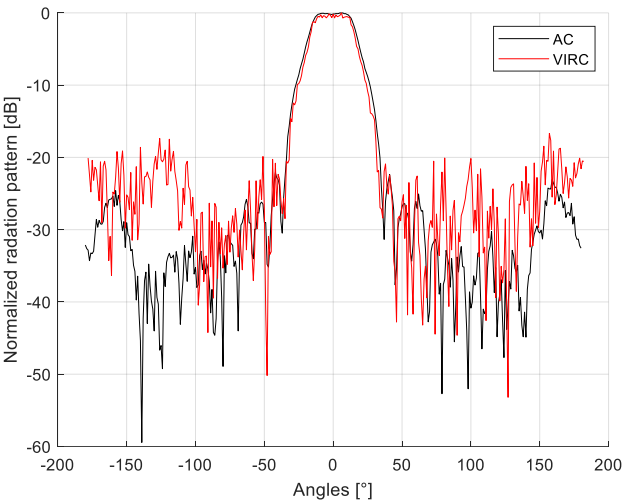


Fig.4. Normalized radiation pattern (in dB) of the horn antenna obtained inside the VIRC (for 500 S_{21} successive acquisitions) and in an anechoic chamber at the frequency of 11 GHz.

To better understand the decrease in the accuracy with the reduction of the number of sweeps, Figure 5 presents the results obtained for two different numbers of sweeps.

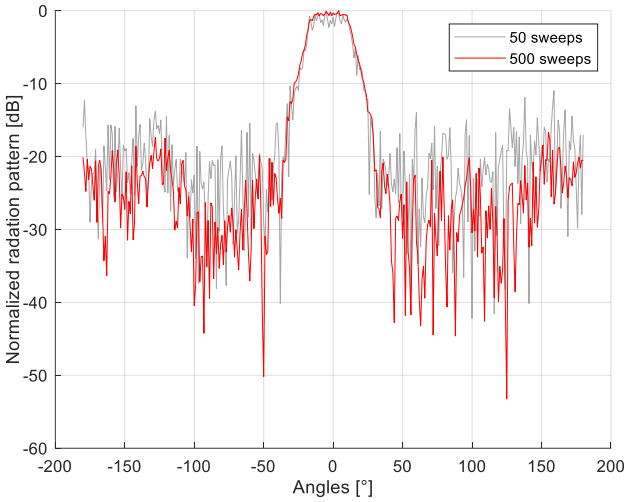


Fig.5. Normalized radiation pattern (in dB) of the horn antenna obtained inside the VIRC for 50 and 500 S_{21} successive acquisitions at the frequency of 11 GHz.

Thus, it can be inferred that the decreased accuracy is inversely correlated with the number of sweeps and that a higher number of sweeps results in a better cancellation of the stirred paths which raises the accuracy result.
However, the radiation pattern measurement at lower frequencies like for instance at 4 GHz or below is bad. Figure 6 shows a 500-sweeps radiation pattern measurement in the VIRC comparing to radiation pattern measurements inside an anechoic chamber at 4 GHz where it is obvious that there is a significant difference between both results. Mainly two parameters can explain these differences in our opinion:

- the maximum movement of each part of the canvas is weaker in terms of wavelength when the frequency decreases;
- the stirring process is not optimized at this stage as it is hard to vibrate the VIRC's top and bottom walls when utilizing fans.

A second set of measurements is shown in order to learn more about the reasons for the poor results at 4 GHz and below. The measurements were repeated, but this time over 6001 frequencies from 3 to 5 GHz and from 9 to 11 GHz, each time with 60 sweeps and only from the angle zero (the two antennas were facing each other). These measurements allow the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) to be computed:

$$|h(t)| = IFFT(S_{21,j}) \quad (5)$$

In figures 7 and 8 are presented the result of the IFFT (i.e. the magnitude of h(t)) and the same result after applying the average, where we can see the effect of the average on discarding most of the unstirred paths. However, even after averaging, some NLOS remains, with reflections coming from both the top and bottom walls of the VIRC, where it is clearer at low frequencies (3-5 GHz). The appearance of the second peak after the one representing the LOS seems to validate that the stirring process has to be improved particularly for both the top and the bottom faces of the VIRC.

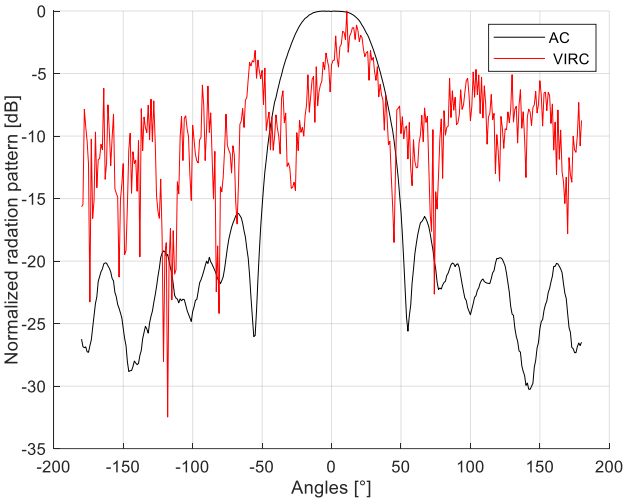


Fig.6. Normalized radiation pattern (in dB) of the horn antenna obtained inside the VIRC (for 500 S_{21} successive acquisitions) and in an anechoic chamber at the frequency of 4 GHz.

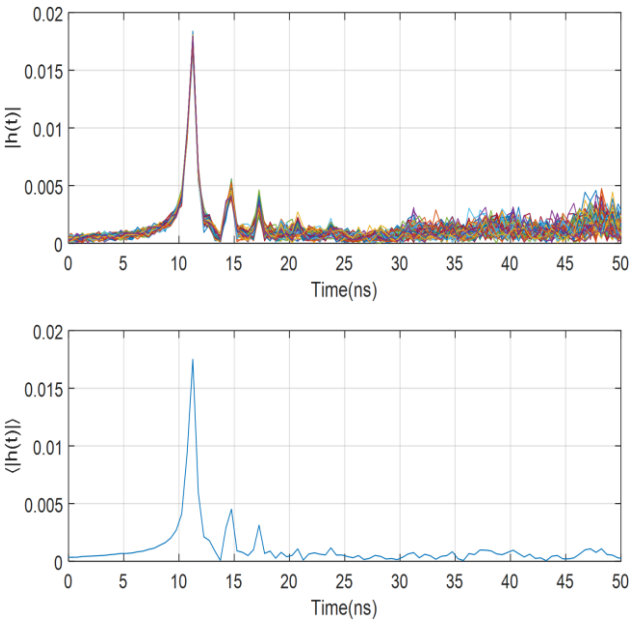


Fig.7. IFFT for 60 sweeps inside the VIRC between 3-5 GHz frequency and the averaging of the IFFT.

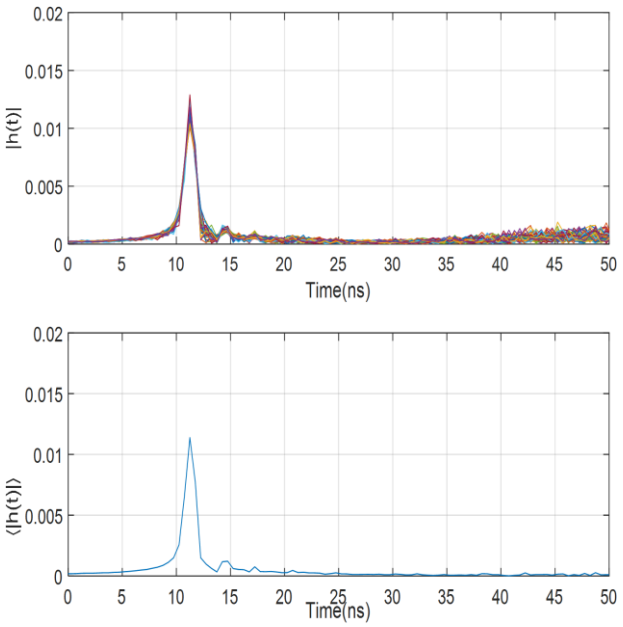


Fig.8. IFFT 60 sweeps inside the VIRC between 9-11 GHz frequency and the averaging of the IFFT.

IV. CONCLUSION

In this article, we have introduced a new approach that sheds some light on the determination of the radiation pattern of an antenna within an entirely stirred VIRC. The approach used involves a simple experimental setup within the VIRC and a straightforward post-processing technique using only an average. The encouraging results obtained for the main lobe of the radiation pattern of a horn antenna exhibits a dynamic range of 20 or 25 dB above 5 GHz. However, the approach is at this stage inaccurate below such frequency. The challenging issue here is to improve the stirring process of the VIRC in order to increase the dynamic range of the measurements (as a function of the number of considered sweeps) and also to try to understand what are the factors limiting the technique (at this stage) below 5 GHz.

REFERENCES

[1] F. Leferink, J.-C. Boudenot, and W. van Etten, "Experimental results obtained in the vibrating intrinsic reverberation chamber," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No.00CH37016)*, Aug. 2000, vol. 2, pp. 639–644 vol.2.

[2] Leferink F.Patent, *Test chamber*. 1998.

[3] C. Holloway, D. Hill, J. Ladbury, P. Wilson, G. Koepke, and J. Coder, "On the Use of Reverberation Chambers to Simulate a Rician Radio Environment for the Testing of Wireless Devices," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 3167–3177, Dec. 2006,

[4] C. Lemoine, E. Amador, P. Besnier, J. Floch, and A. Laisne, "Antenna Directivity Measurement in Reverberation Chamber from Rician K-Factor Estimation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 5307–5310, Oct. 2013,

[5] M. Á. García-Fernández, D. Carsenat, and C. Decroze, "Antenna Radiation Pattern Measurements in Reverberation Chamber Using Plane Wave Decomposition," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 10, pp. 5000–5007, Oct. 2013,.

[6] M. Á. García-Fernández, D. Carsenat, and C. Decroze, "Antenna Gain and Radiation Pattern Measurements in Reverberation Chamber Using Doppler Effect," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 5389–5394, Oct. 2014.

[7] A. Soltane, G. Andrieu, and A. Reineix, "Doppler Spectrum Analysis for the Prediction of Rotating Mode Stirrer Performances in Reverberation Chamber," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 61, no. 5, pp. 1408–1413, Oct. 2019.

[8] A. Soltane, G. Andrieu, E. Perrin, C. Decroze, and A. Reineix, "Antenna Radiation Pattern Measurement in a Reverberating Enclosure Using the Time-Gating Technique," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. PP, pp. 1–1, Dec. 2019

[9] G. Andrieu, Ed., *Electromagnetic Reverberation Chambers: Recent advances and innovative applications*. Stevenage: Scitech Publishing, 2021.

ACKNOWLEDGEMENTS

The present work is carried out within the framework of the project ASTRID "CHAOTIQ" project financed by the DGA/AID and operated by the ANR.

Liste des auteurs

Abboud Toufic, 70–75, 126–131, 253–257
Abouda Kamel, 215–226
Al Achkar Ghida, 289–294
Alcaras Alain, 90–92, 110–112
Andrieu Guillaume, 27–32, 101–105, 301–308
Aris Sid-Ahmed, 33–38
Arnaud Eric, 269–272

Baccar Sahbi, 18–21
Bacqué Ludovic, 93–96
Baffreau Stéphane, 209–214
Baptistat Nicolas, 215–220
Batista Emmanuel, 165–170
Ben Dhia Sonia, 221–226
Bensetti Mohamed, 49–52
Bertaux Jean-David, 93–96
Bertuol Solange, 190–193
Besnier Philippe, 6–10, 228–232, 248–252
Bobo Jean-François, 97–100
Bocquet Frederic, 23–26
Bonnet Pierre, 84–89, 289–294
Bourlon Pierre-Louis, 45–48
Bouvet François, 171–176
Boyer Alexandre, 114–119, 202–208, 221–226
Breard Arnaud, 45–48

Caignet Fabrice, 114–119, 202–208
Canavero Flavio, 2–5
Carcouet Sébastien, 137–141
Castel Xavier, 248–252
Chaigne Benoît, 70–75
Chaisne Benoit, 253–257
Chebbi Houssem, 59–62, 190–193
Corredores Yonathan, 120–125
Costa Francois, 153–158, 171–176
Costanzo Antonio, 11–17
Coutin Steven, 177–182
Curos Laurine, 132–135

De Daran François, 120–125, 195–200
Deniau Virginie, 11–17, 53–57
Despre Emilien, 253–257
DesprÉs Émilien, 70–75
Dienot Jean-Marc, 165–170, 177–182, 284–287
Dietsch Jerome, 221–226
Dieudonne Anca, 101–105
Dieudonné Anca, 27–32
Diot Jean-Christophe, 269–272
Doridant Adrien, 215–220
Dos Santos Victor, 39–44
Du Hongyu, 234–237
Duchamp Geneviève, 259–262, 279–283
Duguet Antoine, 279–283
Dumollard Yannick, 165–170
Dupuy Eric, 171–176
Dörlemann Tobias, 147–152

Ekon Ayawo, 171–176
El Mokhtari Brahim, 289–294
Escudié Fabien, 114–119
Eudes Thomas, 248–252

Fontgalland Glauco, 234–237
Foutrel Patrice, 248–252
Frei Stephan, 147–152
Frey Pascal, 39–44
Fuster Lucas, 273–277

Gaborit Gwenael, 106–109
Gavrilenko Veronika, 165–170, 177–182, 284–287
Gopishetti Anusha, 209–214
Goral Benoit, 6–10
Griesmar Pascal, 295–299
Guedon Davin, 147–152
Guendouz Badr, 221–226
Guerin Mathieu, 234–237
Guibert Laurent, 159–164
Guida Giancarlo, 23–26
Guiffaut Christophe, 63–69, 239–246

Haddad Fayrouz, 234–237
Hamard Baptiste, 259–262
Hardy David, 279–283
Hawess Hiba, 18–21
Hlioui Sami, 153–158
Husek Martin, 23–26

Ibrahimi Njomza, 284–287

Jecko Bernard, 269–272
Jullien Charles, 27–38, 101–105, 289–294
Junqua Isabelle, 159–164, 190–193

Kadi Moncef, 18–21
Klingler Marco, 259–262

Labrousse Denis, 137–141
Laisne Alexandre, 70–75, 126–131, 253–257, 301–308
Lallechere Sebastien, 120–125, 195–200
Larbaig Jean-Marie, 165–170
Le Bihan Yann, 49–52
Le Paven Claire, 248–252
Leduc Roman, 284–287
Leman Samuel, 184–189
Lévy Pierre-Etienne, 120–125, 137–141, 153–158

Massaoudi Imane, 84–89
Maurice Olivier, 70–75, 126–131, 195–200, 253–257, 263–267
Maynard Xavier, 137–141
Mediouni Hiba, 221–226
Mejecaze Guillaume, 114–119, 132–135
Mendez Real Maria, 228–232
Meyer Marc, 45–48
Mohamed Nassurdine Bacar, 137–141
Moisset Laurent, 33–38
Monferran Paul, 11–17

Nguyen Minh-Hoang, 142–146
Nogueira Artur, 11–17

Padmanabhan Prasanna, 23–26
Parmentier Jean-Philippe, 159–164
Pascaru Madalina, 147–152
Patier Laurent, 195–200
Pecastaing Laurent, 165–170
Pei Yao, 49–52
Pelcat Maxime, 228–232
Perraud Richard, 147–152
Petit Mickaël, 171–176
Petre Anca, 177–182
Piat Arthur, 153–158
Pichon Lionel, 49–52
Plot Alexandre, 6–10
Pniak Lucas, 120–125
Portalier Pierre-Etienne, 269–272
Pouant Clovis, 273–277
Pouliguen Philippe, 301–308
Prost Daniel, 97–100
Puybaret Fréderic, 114–119, 132–135

Rahajandraibe Wenceslas, 234–237
Rammal Youssef, 301–308
Ramos Ioav, 165–170, 177–182
Ravelo Blaise, 234–237
Reineix Alain, 63–69, 239–246
Riccardo Trinchero, 2–5
Ridel Michael, 190–193
Roger Nicolas, 301–308
Roucariès Bastien, 295–299
Ruffat François, 114–119
Ruscassié Robert, 165–170, 177–182, 284–287

Salvador Franck, 279–283
Schanen Jean-Luc, 137–141
Schutz Maxime, 93–96
Serfaty Stéphane, 295–299
Serpaud Sébastien, 147–152
Shall Hanen, 18–21
Siblini Ali, 269–272
Sol Jérôme, 248–252
Soleimani Nastaran, 2–5

Thomasse David, 33–38
Thu May-Myat, 228–232
Ticaud Nicolas, 301–308
Todeschini Florent, 263–267
Tricas Quentin, 248–252

Vidal Paul-Etienne, 209–214
Vinassa Jean-Michel, 132–135
Vollaire Christian, 45–48
Volpert Thibault, 76–82

Wan Fayu, 234–237