



HAL
open science

Analyse Théorique d'un Grand Système Antennaire Soumis à une agression Électromagnétique Transitoire

Olivier Maurice, Samuel Leman, J Rabaste, A Laisne, Philippe Pouliguen,
Christophe Guiffaut, Alain Reineix

► To cite this version:

Olivier Maurice, Samuel Leman, J Rabaste, A Laisne, Philippe Pouliguen, et al.. Analyse Théorique d'un Grand Système Antennaire Soumis à une agression Électromagnétique Transitoire. 20ème Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique, Ecole Centrale de Lyon, Apr 2021, Lyon, France. hal-03328230

HAL Id: hal-03328230

<https://hal.science/hal-03328230>

Submitted on 29 Aug 2021

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Analyse Théorique d'un Grand Système Antennaire Soumis à une agression Électromagnétique Transitoire

O. MAURICE¹, S. LEMAN⁴, J.RABASTE³, A. LAISNE³,
P.POULIGUEN³, C. GUIFFAUT², A.REINEIX²

¹ARIANE Group, olivier.maurice@ariane.group

²XLIM, christophe.guiffaut@xlim.fr, alain.reineix@xlim.fr

³DGA, philippe.pouliguen@intradef.gouv.fr, alexandre.laisne@intradef.gouv.fr, jerome.rabaste@intradef.gouv.fr

⁴NEXIO, samuel.leman@nexiogroup.com

Abstract. La compatibilité électromagnétique évolue au même rythme que l'électronique. La grande difficulté dans une démarche de conception système réside dans l'aspect multiéchelle des problèmes, intégrant des interactions au niveau de larges structures et des défaillances au niveau des composants électroniques. Les calculs de risques et de marges qui s'en déduisent sont difficiles, nécessitant des estimations à ces deux niveaux.

I. INTRODUCTION

Depuis des années, les outils numériques nécessitant un maillage des structures étudiées ont beaucoup évolué. En effet, les premiers développements avaient pour objectif de trouver un schéma numérique suffisamment performant et robuste pour résoudre les équations de Maxwell, généralement dans le vide, et ainsi propager le champ électromagnétique. Cette étape a permis de montrer l'efficacité d'approches comme la FDTD ou la TLM qui résolvent le problème dans le domaine temporel. Toutefois, si les performances d'un schéma numérique constituent un point important elles n'assurent pas son utilisation pour la modélisation de structures complexes et de cas réalistes. En effet, il a été nécessaire d'introduire des modèles permettant d'avoir une représentativité des objets dans les scènes qui viennent interagir avec le champ. C'est par exemple l'intégration de modèles de fils obliques dans les mailles sans mailler leur section, l'introduction d'impédances de surface pour représenter des surfaces métalliques à pertes, le développement de modèles intégrant les phénomènes de relaxation de matériaux diélectriques à pertes. Toutefois, il est clair qu'il reste encore des développements à effectuer pour encore améliorer la représentativité par rapport à des structures réelles. Nous voyons que les évolutions sont passées par l'introduction de la physique dans les modèles. C'est bien ce qui est fait, d'une autre manière, dans les méthodes plus analytiques. Un autre point important dans la chaîne de couplage concerne le calcul des niveaux contraintes au niveau des composants et l'évaluation des risques. Cette dernière passe par une modélisation hors bande des composants, qui est toujours problématique

pour plusieurs raisons: la connaissance du comportement des composants hors bande est souvent non connue, en tout cas non donnée par les modèles classiques, la modélisation au niveau du composant n'est pas simple du fait de l'aspect multi-échelle et de leur complexité croissante. Ce domaine concerne le second volet du lot 1 du projet Rapid SIMPLEXE.

Il devient plus que jamais indispensable, pour accompagner l'usage de ces outils de techniques de plus en plus pointues, de disposer d'une capacité à analyser les comportements et les résultats attendus de façon théorique. C'est le premier volet du projet SIMPLEXE. La dualité d'estimations est la clé pour atteindre un niveau de justification, de compréhension et de confiance satisfaisants dans l'analyse effectuée. C'est ce volet que nous illustrons dans cette publication.

II. CONTEXTE ET OBJECTIFS

La démarche employée se propose de suivre les étapes d'une démarche scientifique (voir par exemple [1]) telle que discutée par Poincaré, Pasteur, [2]... Celle-ci part de l'étude d'un problème physique posé mathématiquement, suite à une succession de raisonnements basés sur l'expérience et sa connaissance de modèles. Suite à l'établissement des équations du problème, il devient possible d'une part d'estimer l'importance des différentes variables et d'autre part de juger de la pertinence des techniques et schémas possibles pour une application numérique. L'outil numérique n'échappe pas à cette première étape. Nous pourrions penser que l'importation d'une CAO libère l'ingénieur de toute nécessité d'analyser le problème et d'en comprendre les hypothèses constructives ou d'en voir les équations. C'est malheureusement ce que nous constatons souvent dans l'usage de ces outils. En réalité, les seuls questionnements sur les valeurs en fréquences des paramètres primaires - conductivité, perméabilité, permittivité - et des impédances d'interfaces (boulons, rivets, etc.) suffisent à remettre en question le comportement d'un système vis à vis de son environnement. Par ailleurs rien ne démontre a priori qu'un outil numérique est capable de résoudre les équations d'un problème. Ce n'est qu'au travers de leurs

connaissances que nous pouvons affirmer la convergence possible de la discrétisation vers leurs formes. Nous nous proposons dans le cadre du projet SIMPLEXE de tenter la démarche complète incluant analyse théorique et choix ou développement des techniques numériques ad-hoc.

III. DESCRIPTION GÉNÉRALE DE LA MÉTHODE D'ANALYSE

Nous définissons un exemple à titre illustratif. Il s'agit d'une grande antenne reliée à une station d'exploitation par un câble de transmission. La station est elle-même connectée au réseau énergie par un câble d'alimentation. Nous désirons poser le problème de l'illumination de ce grand système (les dimensions sont en kilomètres) par une agression définie (foudre par exemple ou radiofréquences, etc.). L'analyse se construit en 3 étapes :

- 1) analyse *topologique* du système.
- 2) Choix des modèles analytiques.
- 3) Construction et analyse théorique du réseau équivalent sous le formalisme MKME.

Nous examinons chacune de ces étapes dans le contexte de notre exemple illustratif.

IV. Description du système

Le système est composé :

- d'une grande antenne ;
- d'un câblage type coaxial ;
- d'une cabine blindée et de son étage de protection foudre en sortie de câble antenne ;
- d'une électronique de réception et traitement (radio-récepteur) ;
- d'une alimentation et son transformateur ;
- d'un filtre d'alimentation ;
- d'une connexion à une ligne énergie externe.

La figure 1 synthétise l'architecture du système.

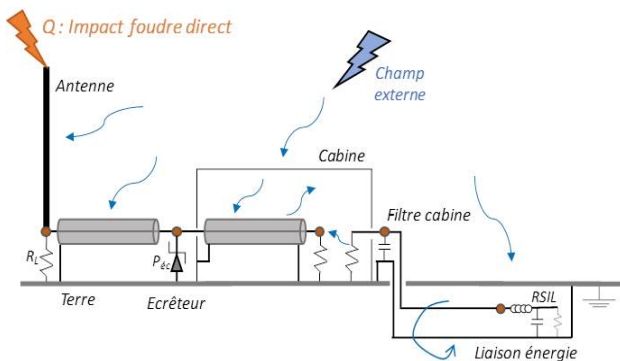


Fig. 1. Architecture système

V. Description de la librairie de modèles

Chaque élément identifié est modélisé pour son comportement intrinsèque. Les librairies de macro-modèles sont aujourd'hui nombreuses. Entre les ouvrages et les publications depuis les années 50, nous disposons dans tous les domaines électromagnétiques d'une riche bibliothèque. Souvent oubliés à tort, les travaux anciens portaient l'attention sur la construction de macro-modèles physiques qui étaient systématiquement confrontés au réel. Cet exercice malheureusement en disparition fournit des éléments de comparaisons permettant une validation croisée avec un résultat numérique. C'est bien la convergence des analyses qui permet d'avoir confiance dans la compréhension que nous nous faisons du problème et dans ses chiffrages.

V.1. Antenne

C'est un résonateur et pour une première étude nous nous intéressons aux trois premiers modes. Les composants RLC du schéma équivalent au résonateur s'obtiennent à partir là aussi de relations connues :

$$R = \frac{h}{\sigma} \left(\frac{1}{s} + \frac{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}{2\pi r_0} \right) \quad C = 4\epsilon_0 \log \left(\frac{h}{r_0} \right) \quad (1)$$

$$L_n = [4\pi^2 C f_n^2]^{-1} \quad R_{ray,n} = 80 \left(\pi \frac{h}{\lambda_n} \right)^2$$

Les trois modes sont obtenus pour les trois valeurs $n = 1, 2, 3$ de L_n . Les paramètres impliqués sont s la section de tube, h sa hauteur, r_0 son rayon, f_n les fréquences de modes. La figure 2 montre la réponse en fréquence du modèle équivalent. Nous noterons ζ_a le

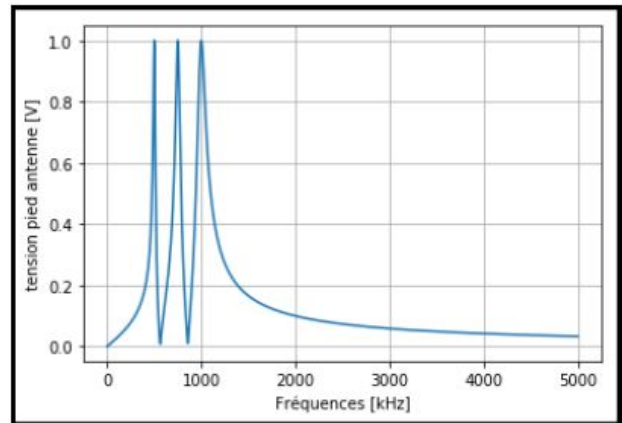


Fig. 2. Réponse du circuit antenne

tenseur fondamental rattaché à cet élément.

Nous aurions pu aussi construire le modèle de l'antenne suivant d'autres méthodes et techniques. Une approche intéressante consiste à modéliser l'antenne avec l'aide d'un outil de modélisation maillée 3D comme TEMSI-FD, puis par des techniques de *vector fitting*, il est possible de remonter à un schéma équivalent électrique.

Nous avons réalisé cette seconde approche : pour ce faire, nous modélisons sous TEMSI-FD un monopole vertical de longueur 50 m. Pour définir l'alimentation du câble coaxial situé après l'antenne, il est alors possible de considérer un générateur de Thévenin équivalent. Ce générateur comprend deux éléments :

- L'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence qui s'exprime sous forme d'un modèle. Cette impédance s'obtient simplement à partir de simulations en mode émission,
- La source de tension. Il s'agit de la tension en mode réception de l'antenne théoriquement en circuit ouvert, mais que l'on peut trouver aussi en considérant une forte impédance de charge en traitant le problème en réception.

La simulation de l'antenne sous TEMSI-FD, donne comme impédance d'entrée la courbe de la figure 3. A partir de ce résultat, il est possible d'utiliser les modèles équivalents de la bibliothèque de Kron voire de complexifier le modèle circuit par une synthèse de filtre. La technique du Vector Fitting est tout à fait appropriée à cette synthèse. Les figures 3 et 4 montrent que le Vecteur fitting se superpose tout à fait à la courbe d'origine aussi bien en module qu'en phase. Le calcul a demandé une dizaine de pôles compte tenu de la bande de fréquence considérée (jusqu'à 10 MHz) dont la majorité sont complexes (et donc conjugués 2 à 2 ce qui réduit le modèle à 5 résonateurs). Des calculs ont été réalisés jusqu'à 100 MHz avec 70 pôles (35 résonateurs), les résultats ont été très satisfaisants.

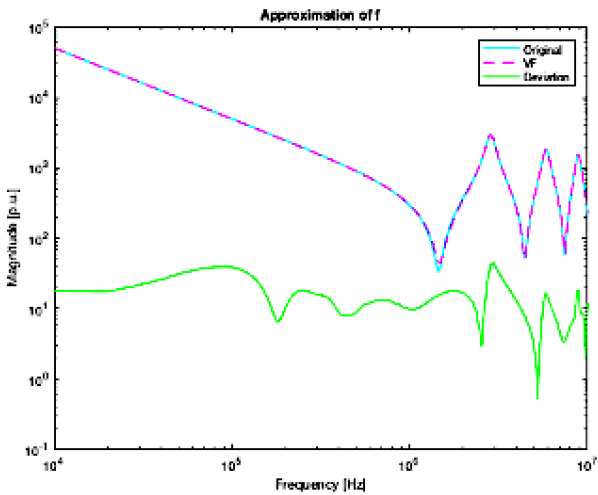


Fig. 3. validation du vecteur fitting : module de l'impédance d'entrée de l'antenne

Dans ce cas, le développement est de la forme (s est ici l'opérateur de Laplace) :

$$Z(s) = \sum_{n=1}^N \frac{C_n}{s - a_n} + d + hs \quad (2)$$

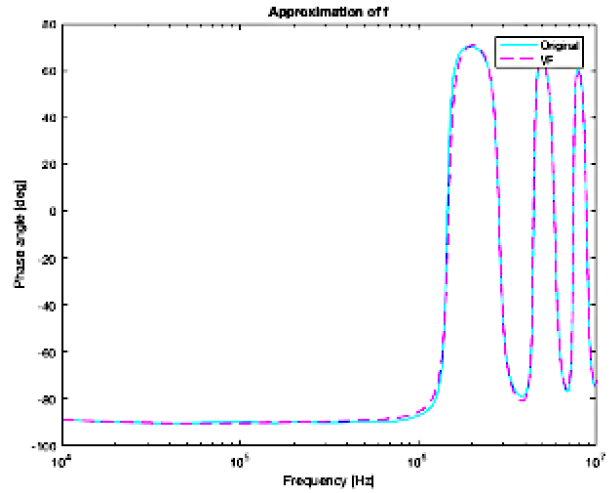


Fig. 4. validation du vecteur fitting : phase de l'impédance d'entrée de l'antenne

Ce circuit peut être facilement représenté dans un logiciel circuit avec des composants simples. En effet :

- le terme en d est une résistance ;
- le terme en hs est une inductance ;
- Le terme sous la somme peut représenter deux types de circuit : si a_n est réel, alors on a un circuit (RC) parallèle. Dans le cas où a_n est complexe, alors on trouve automatiquement son complexe conjugué dans la liste des pôles, ce qui permet de représenter un circuit (RLC).

Le schéma est donné à gauche dans la figure 5 :

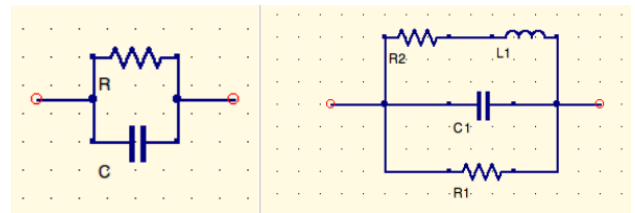


Fig. 5. Schémas électriques équivalents

Les caractéristiques électriques sont $C = 1/r$ et $R = -r/a_n$, coefficients précédemment évoqués.

Pour les filtres du second ordre, c'est-à-dire avec des coefficients complexes conjugués :

$$H(s) = \frac{r}{s - p} + \frac{r^*}{s - p^*} \quad (3)$$

avec $r = a + jb$ et $p = \alpha + j\beta$. La figure 5 à droite donne le schéma équivalent d'un terme et son conjugué.

Les expressions des composants du circuit deviennent :

$$\begin{cases} C = \frac{1}{2a} & R_1 = \frac{-2a^2}{a\alpha + b\beta} \\ L = \frac{2aR_1}{R_1(\alpha^2 + \beta^2)_2(a\alpha + b\beta)} & R_2 = -L \left(\alpha + \frac{b\beta}{a} \right) \end{cases} \quad (4)$$

Ces quantités pourront donc être intégrées dans un solveur circuit sans difficulté pour résoudre directement le problème en temporel.

Dans un second temps, en considérant l'antenne en réception, il est aisé de trouver le générateur de tension du Thévenin équivalent. Ainsi le spectre de la tension équivalente normalisée à 1 V/m incident est donné figure 6.

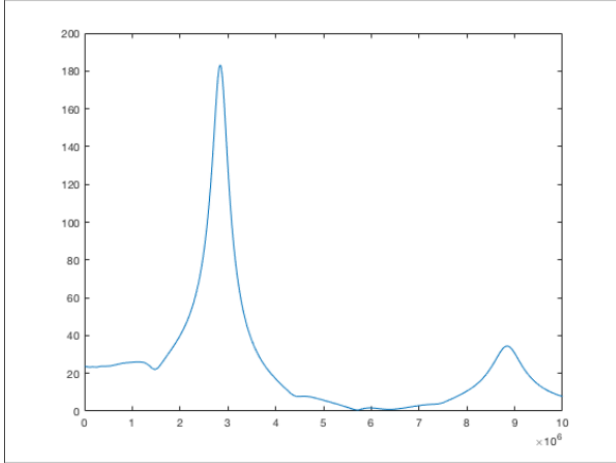


Fig. 6. Tension de circuit ouvert

Ainsi, nous pouvons déduire la tension impulsionnelle du générateur de Thévenin équivalent et le circuit impédance qui sert d'alimentation à la théorie des lignes et disposons du schéma complet qui peut être inséré dans le graphe du système complet couplé.

V.2. Liaison antenne - cabine

Le câble reliant la sortie antenne à l'entrée de la cabine avec son détecteur peut être modélisé à toutes fréquences par un modèle de Branin projeté dans l'espace des mailles. Ce modèle a aujourd'hui fait l'objet de nombreuses publications dans divers domaines (par exemple [3][4]). Soit ζ_L le tenseur de cet élément primitif, z_c l'impédance caractéristique de la ligne, R_L et R_c les charges de la ligne, nous avons :

$$\zeta_L = \begin{bmatrix} R_L + z_c & (z_c - R_c) e^{-\gamma s} \\ (z_c - R_L) e^{-\gamma s} & z_c + R_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

γ est le coefficient complexe de propagation dans la ligne et s l'opérateur de Laplace.

V.3. Écrêteur

De même, de nombreux cas ont été publiés présentant la modélisation d'écrêteurs par usage de fonctions de domaines. Nous quadrillons en fait l'espace de définition de la caractéristiques $U(i)$ de l'écrêteur en plusieurs sous fonctions sur lesquelles le composant est défini par une fonction $U(i)$ plus simple. Cette astuce permet de traiter sous forme d'impédances tous types de non

linéarités. L'impédance de l'écrêteur s'exprime finalement dans notre cas par :

$$\zeta_e = \mathcal{D}_1 R_h + \left(\mathcal{D}_2 + \mathcal{D}_2^i \right) R_{cc} \quad (6)$$

v est le paramètre tension aux bornes de l'écrêteur et i le courant dans l'écrêteur. 2 intervalles suffisent à quadriller la fonction d'intérêt pour l'application. Nous avons pu tester cette définition et obtenir la réponse donnée figure 7.

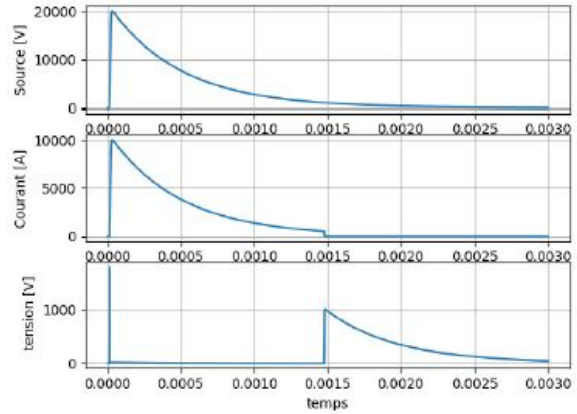


Fig. 7. Modélisation de l'écrêteur

V.4. Cavité

Nous disposons aujourd'hui de nombreux modèles de cavité. Nous ne les détaillerons pas tous ici, ils sont disponibles au travers de nombreuses publications (c.f. [5][6]). Dans le cas de notre application nous avons choisi un modèle de résonateur tel que décrit dans [7]. Le tenseur associé à la cabine est nommé ζ_c . La cabine est ici, vu le besoin, modélisé en basses fréquences par un résonateur RL et autour du premier mode par un résonateur RLC . Les deux résonateurs sont couplés via la source et la charge (intérieur de la cavité) et prennent en charge automatiquement chaque bande passante.

V.5. Électronique dans la cavité

Dans la cavité, la sortie de l'étage écrêteur est suivie d'une ligne qui parvient à une charge symbolisant l'entrée du radio-récepteur. Cette ligne est de nouveau modélisée par une structure de Branin. Nous la notons ζ_{ce} . Z_{ec} est l'impédance de l'écrêteur, R_f, C_f, L_f les impédances du filtre, R_{uc} l'impédance d'entrée du microprocesseur.

V.6. Alimentation

Nous ne détaillerons pas dans ce papier la partie alimentation de la cabine, qui comporte un modèle de Branin pour la ligne énergie et un circuit correspondant au filtre d'entrée. Nous détaillons le couplage entre cette alimentation et l'électronique de réception. Le fonctionnement du récepteur dépend de la présence de l'alimentation. Or

celle-ci peut être perturbée par un agresseur illuminant le système et que nous voulons analyser. Il nous faut donc intégrer cette dépendance dans notre graphe, ce que nous faisons par l'intermédiaire d'une corde particulière. Cette corde vient activer une fonction d'impédance à même de couper la lecture du signal radio par l'électronique. Nous avons une fonction similaire à un commutateur pilotable activée si le niveau ramené en sortie de filtre est supérieur à la sensibilité de l'alimentation de l'électronique. Il s'agit d'une fonction de domaines comme pour l'écrêteur, mais avec des paramétrages différents. Nous appelons ζ_{al} le tenseur représentant le réseau énergie et l'alimentation de l'électronique.

VI. Construction du réseau équivalent sous le formalisme MKME

La construction du système s'écrit mathématiquement comme la somme directe des tenseurs des éléments primitifs additionnée du tenseur des couplages \mathcal{C} . Soit :

$$\zeta_s = \zeta_a \oplus \zeta_L \oplus \zeta_e \oplus \zeta_c \oplus \zeta_{ce} \oplus \zeta_{al} + \mathcal{C} \quad (7)$$

Ce système couplé peut être représenté par un graphe, image du tenseur fondamental global ζ_s du système et donné figure 8.

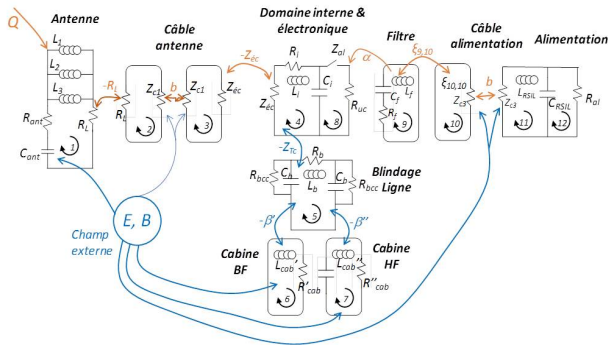


Fig. 8. Graphe du système complet couplé

Sur ce graphe nous avons ajouté une contrainte externe en l'illumination par un champ électromagnétique avec les cordes pointant le couplage de ce champ avec les différents éléments primitifs concernés ainsi qu'une agression foudre directe de courant Q .

VI.1. Amorce d'une analyse théorique

Si nous ne considérons qu'une seule maille d'entrée côté antenne, nous avons :

$$\zeta_a = R_L + \frac{1}{sC_0} + sL_1 \quad (8)$$

La maille qui alimente la ligne est $R_L + \eta_1$. En arrêtant la ligne sur l'écrêteur, le branin est donné par :

$$\zeta_B = \begin{bmatrix} R_L + \eta_1 & (\eta_1 - \zeta_e) e^{-\frac{x_1}{v_1} s} \\ (\eta_1 - R_L) e^{-\frac{x_1}{v_1} s} & \zeta_e + \eta_1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

En ajoutant l'antenne :

$$\zeta_B = \begin{bmatrix} \zeta_a & -R_L & 0 \\ -R_L & R_L + \eta_1 & (\eta_1 - \zeta_e) e^{-\frac{x_1}{v_1} s} \\ R_L e^{-\frac{x_1}{v_1} s} & (\eta_1 - R_L) e^{-\frac{x_1}{v_1} s} & \zeta_e + \eta_1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Analysons la transmission de la puissance injectée. La source en réponse impulsionnelle est :

$$T = \begin{bmatrix} \frac{1}{sC_0} Q & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

La puissance développée est :

$$P_e = \frac{1}{4} (\zeta_e J^3 J^{3*} + \zeta_e^* J^{3*} J^3) = \frac{1}{2} \mathcal{R}_e(\zeta_e) |J^3|^2 \quad (12)$$

avec

$$J^3 = y^{3\sigma} T_\sigma$$

comme seul T_1 est non nul nous avons $J^3 = y^{31} T_1$. Avec l'outil open source de calcul formel *Maxima*, par l'inversion de ζ_B nous trouvons :

$$y^{31} = \frac{-R_L \left[(\eta_1 - R_L) e^{-\frac{x_1}{v_1} s} + (\eta_1 + R_L) e^{-\frac{x_1}{v_1} s} \right]}{\zeta_a \left((\eta_1 + R_L)(z_e + \eta_1) - (\eta_1 - R_L)(\eta_1 - z_e) e^{-2\frac{x_1}{v_1} s} \right) - R_L^2 (z_e + \eta_1)} \quad (13)$$

En notant :

$$\Delta = \zeta_a \left((\eta_1 + R_L)(z_e + \eta_1) - (\eta_1 - R_L)(\eta_1 - z_e) e^{-2\frac{x_1}{v_1} s} \right) - R_L^2 (z_e + \eta_1) \quad (14)$$

nous obtenons :

$$J^3 = -\frac{2R_L \eta_1 e^{-\frac{x_1}{v_1} s} Q / (sC_0)}{\Delta} \quad (15)$$

Nous sommes intéressés par le cas où l'écrêteur est actif et où le courant dans l'écrêteur est maximum. Dans ce cas, $\zeta_e = R_{cc} \approx 0$ et nous supposons $R_L \gg \eta_1$. Alors :

$$|J^3| = 2 \frac{Q}{\omega C_0 R_L} \quad (16)$$

Comme $\mathcal{R}_e(\zeta_e) = R_{cc}$ nous obtenons :

$$P_e = 2R_{cc} \frac{Q^2}{\omega^2 C_0^2 R_L^2} \quad (17)$$

Pour $C_0 = 1 \text{ nF}$, $R_L = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{cc} = 1 \text{ m}\Omega$, $Q = 200 \text{ kA}$ et $\omega = 2\pi 200 \text{ krd/s}$ nous obtenons $P_e \approx 5 \text{ kW}$. Il faut donc concevoir un écrêteur tenant cette contrainte. La contrainte est directement liée à la valeur de court-circuit de l'écrêteur. Ainsi un écrêteur de $100 \text{ m}\Omega$ de résistance dynamique devrait tenir 500 kW . Mais cette valeur est obtenue pour une agression de Dirac. Le module étant une fonction de $1/\omega^2$, nous avons une fonction proportionnelle au temps. Ainsi l'énergie dégagée est :

$$W_e = \int_t dt 2R_{cc} \frac{Q^2}{C_0^2 R_L^2} \quad (18)$$

pour une excitation de Dirac. Si nous considérons un courant $Q(t)$, nous devons alors calculer :

$$|J^3(t)| = \frac{2}{C_0 R_L} \int_t dt \mathcal{L}^{-1}(Q(s)) \quad (19)$$

Or si :

$$Q(s) = [(s+a)(s+b)]^{-1} \Rightarrow Q(t) = \frac{e^{-at} - e^{-bt}}{a-b} \quad (20)$$

et :

$$J^3(t) = \frac{2}{(a-b)C_0R_L} \left[\frac{e^{-b(t-x_1/v_1)}}{b} - \frac{e^{-a(t-x_1/v_1)}}{a} \right] \quad (21)$$

Ce résultat conduit à une réflexion intéressante. L'amplitude du courant d'écoulement joue sur la puissance que doit tenir l'écrêteur. Or plus R_L est forte, plus cette amplitude sera faible. Mais la tension développée en entrée de ligne dépend de R_L . Au-delà d'une certaine valeur, l'entrée peut engendrer un claquage entre âme et blindage de la ligne. Il faut donc trouver la juste valeur de compromis et voir si les outils numériques utilisés pourront prendre en compte cet effet de claquage ou de dissipation dans l'écrêteur.

VII. Conclusion

L'analyse tensorielle des réseaux et la méthode de Kron permettent de façon très efficace d'établir les équations d'un problème de CEM, puis d'en conduire une analyse théorique. Cette efficacité dans la technique de pose et construction du problème est une propriété remarquable de la méthode de Kron. Par ailleurs admettant intrinsèquement des schémas équivalents provenant d'exercices de modélisation extérieurs, nous avons montré un exemple où nous pouvions intégrer dans le tenseur fondamental du problème une partie de circuit élaborée par l'intermédiaire de technique usuelle de modélisation "3D" et d'opérations de *vector fitting*. L'expression théorique obtenue suite au *vector fitting* peut être également analysée de façon théorique une fois couplée aux autres éléments du système au même titre que celle conduite sous un schéma équivalent plus intuitif. Cette souplesse de la méthode à accepter des modèles provenant de diverses techniques vient de l'existence mathématique des "cordes"[8], [9] qui a permis de généraliser le concept original de la méthode de Kron. Sous cet outil, de nombreux couplages ont pu être réalisés entre des modèles variés au sein du même formalisme de l'analyse tensorielle des réseaux, permettant ainsi de regrouper en un système d'équation unique l'ensemble des équations établies par ces divers moyens, y compris expérimentaux[10], [11], [12], [13], [14]. Nous allons continuer l'analyse théorique dans le cadre du WP1 du lot1 du projet RAPID SIMPLEXE pour ensuite déterminer les outils de résolutions adaptés pour une application numérique.

REFERENCES

- [1] G. Dodig-Crnkovic, "Scientific Methods in Computer Science", Proceedings of the Conference for the Promotion of Research in IT at New Universities and at University Colleges in Sweden, Skovde, Suecia (pp. 126-130).
- [2] Poincaré, H., & Maitland, F. (2003). *Science and method*. Courier Corporation.
- [3] Ravelo B., & Maurice O. (2016). *Kron-Branin Modeling of YY-tree Interconnects for the PCB Signal Integrity Analysis*. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, 59(2), 411-419.
- [4] Reineix A., Maurice O., *Progrès récents dans la modélisation CEM de câblages électriques de systèmes complexes*. Mars 2017, France. hal-01495620.
- [5] Maurice O., *Processus de modélisation de cavités pour la compatibilité électromagnétique*, hal-02182690.
- [6] El-Fellous, K., Reineix, A., Maurice, O., Andrieu, G., & Hoffmann, P. (2008, May). *étude de la pénétration du champ dans une cavité: du développement modal vers la modélisation circuit, méthode de kron*. In CEM-08, 14ième Colloque International et exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique, Journée Scientifique URSI-France JS08 (pp. 176-178).
- [7] Gardiol, F. (1987). *Hyperfréquences* (Vol. 13). PPUR Presses polytechniques.
- [8] Olivier Maurice, Alain Reineix, Ph. Durand, F. Dubois. On mathematical definition of chords between networks. European electromagnetics, EuroEM 2012, Jul 2012, Toulouse, France.
- [9] 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.
- [10] Olivier Maurice, Alain Reineix. Encadrement dans un formalisme MKME de modèles PEEC, MoM et BLT. 2012. hal 00684239
- [11] Delgado, C., Catedra, M. F., & Mittra, R. (2008). Application of the characteristic basis function method utilizing a class of basis and testing functions defined on NURBS patches. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 56(3), 784-791.
- [12] Chobanyan, E., Olcan, D. I., Ilic, M. M., & Notaros, B. M. (2016). Volume integral equation-based diakoptic method for electromagnetic modeling. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 64(10), 3097-3107.
- [13] Nguyen, T. S. (2012). Réduction de modèles issus de la méthode PEEC pour la modélisation électromagnétique des interconnexions électriques (Doctoral dissertation).
- [14] Aymene Chafik. Modélisation haute fréquence des effets électromagnétiques induits dans les câblages aéronautiques. Electronique. Université de Bordeaux, 2019. Français.tel-02465047