

Comportement et Calcul du Champ Electromagnétique Engendré à Proximité de Lignes d'Energie Transportant des Signaux HF

H. Slimani¹, A. Bendaoud¹, M. Bensetti², H. Miloudi¹, B. Benazza¹, F. Benhamida¹

¹Laboratoire IRECOM, Université Djilali Liabès
Sidi Bel Abbès 22000, Algeria

²Laboratoires: IRSEEM/ESIGELEC; Rouen, France

slimani.halima@yahoo.fr, babdelber22@yahoo.fr

Résumé— La vie s'est développée sur terre en s'adaptant à un environnement présentant des champs électromagnétiques faibles et de basses fréquences, ces champs magnétiques proviennent essentiellement des sources naturelles. Mais, depuis le début du XXème siècle, grâce aux développements de nouvelles technologies concernant les réseaux de télécommunication des champs artificiels d'intensités bien plus élevées et répartis dans un spectre très différent se sont superposés sur ce fond de rayonnement naturel dont les effets ne sont pas entièrement compris. Parmi ces nouvelles technologies nous avons le courant porteur en ligne (CPL) qui se base sur la transmission des signaux de très hautes fréquences par des lignes d'énergie de basse tension, ou Il faut comprendre les mécanismes de pollution électromagnétique engendrés par cette technique. Cette dernière est utilisée par les transporteurs de l'énergie électrique pour la surveillance et la conduite du réseau électrique. Le rayonnement de ces derniers est parfois responsable de la pollution électromagnétique qui affecte et perturbe les équipements électronique et numérique propre au contrôle du réseau. Ceci constitue un sérieux problème de compatibilité électromagnétique et risque d'entraîner de sérieux dysfonctionnements dans le contrôle et la gestion du réseau électrique. Ce domaine jusqu'à ce jour est encore peu exploré par des spécialistes de compatibilité électromagnétique. Ce travail traite le rayonnement électromagnétique à proximité des lignes d'énergie transportant des signaux HF.

Mots clés – *Compatibilité Electromagnétique, Modélisation, transmission HF, perturbations Électromagnétiques, Simulation, Ligne de transmission.*

I. INTRODUCTION

La croissance du développement de la télécommunication provoque la naissance du CPL (Courant Porteur en Ligne). C'est une technologie qui consiste à transporter par les câbles de distribution de l'électricité un signal de Haute Fréquence de 1,6 MHz à 34 MHz en le superposant au signal basse fréquence 50 Hz du courant électrique. Ce signal Haute Fréquence permet de transmettre des données numériques entre une phase et le neutre de l'installation électrique domestique suivant la configuration de l'architecture des câbles des réseaux électriques qui sont en général non blindés.[2]

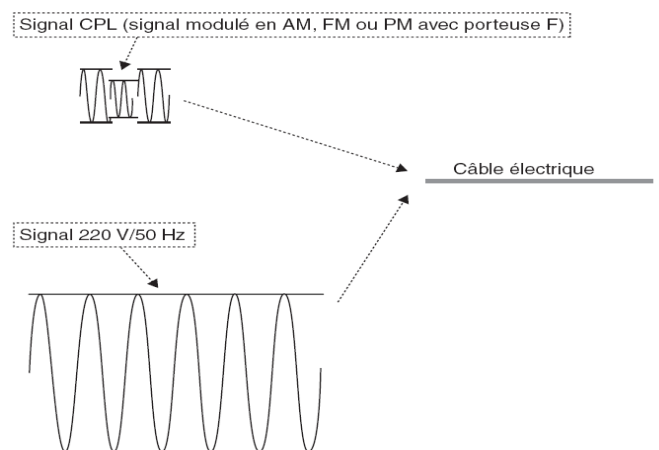


Fig. 1. Somme du signal CPL modulé et du signal électrique 220 V/50 Hz

II. COMMENT FONCTIONNE LA TECHNOLOGIE CPL ?

La distribution de l'énergie électrique se fait par trois types de réseau : Haute-Tension (HT), Moyenne Tension (MT) ou Basse Tension (BT).

Ces tensions arrivent à des postes de transformations pour la distribution sur le réseau final. C'est souvent à ce niveau que les signaux en Hautes Fréquences (HF) sont injectés pour la création de boucles de distributions dites locales.

Elles peuvent être segmentées en deux domaines d'utilisation complémentaires:

1-Indoor: Utilisation de cette technologie pour la réalisation d'un réseau informatique interne à un bâtiment (immeuble, école, etc.).

2- Outdoor : Utilisation de cette technologie pour la réalisation d'un réseau de desserte et permettre l'accès à l'Internet haut débit sur un ensemble de bâtiments (ville, quartier, etc.).

La problématique de la compatibilité électromagnétique de la technologie CPL (Courant Porteur en Ligne) concerne directement le transfert de données à un débit élevé sur le

réseau à basse tension (230V/400V) à l'extérieur et à l'intérieur des bâtiments. De tels réseaux ne sont en effet pas conçus pour transmettre des données à hautes fréquences. Ils agissent comme des antennes car ils n'ont pas été blindés, en fonction du type de raccordement, de câbles ou de lignes, et leur effet varie considérablement d'une installation à une autre.

III. MODÉLISATION DES CÂBLES

La modélisation des câbles de transport d'énergie est décrite par la théorie des lignes de transmission qui utilise deux hypothèses :
L'homogénéité et la conservation du courant. Les définitions de ces deux termes sont représentées ci-dessous : [3, 4, 5, 6]

Homogénéité : une ligne de transmission est composée au moins de deux conducteurs en parallèle au même axe. Les paramètres géométriques (rayon de conducteur, distance entre les centres des conducteurs, longueurs) et physique (nature des conducteurs et des isolants ou diélectrique). Ces paramètres sont alors considérés constants sur toute la longueur de la ligne. Dans cet ensemble de conducteurs on distingue deux types : les conducteurs « aller » et ceux de « retour ».

Conservation du courant : la somme des courants des conducteurs « aller » égale et opposé à la somme des courants conducteurs « retour ». Ces lignes sont caractérisées par des paramètres primaires et secondaires [3]:

- **Paramètres primaires** ou paramètres linéiques (par unité de longueur) :

On définit, à la pulsation ω , l'impédance longitudinale Z et l'admittance Y linéiques par les relations :

$$\bar{Z} = R + jL\omega \quad (1)$$

$$\bar{Y} = G + jC\omega \quad (2)$$

- **Paramètres secondaires** :

L'impédance caractéristique est égale à la racine carrée du rapport de l'impédance longitudinale sur l'admittance transversale. Lorsque l'impédance de la source et de la charge sont égales à l'impédance caractéristique de la ligne, il n'y a pas de réflexion d'onde.

$$Z_c(\omega) = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (3)$$

De la même manière que les paramètres linéiques, l'impédance caractéristique des câbles de transmission HF est constante sur une large bande de fréquence (quelques centaines de MHz).

On peut définir le coefficient de réflexion Γ_0 ou Γ_1 qui est le rapport de la tension (ou de courant) de l'onde incidente sur la tension (ou le courant) de l'onde réfléchie. On définit ce terme à l'entrée de la ligne (Γ_0) ou la sortie (Γ_1) de celui-ci par les relations :

$$\Gamma_0 = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c} \quad (4)$$

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_c}{Z_1 + Z_c} \quad (5)$$

Avec Z_0 : impédance interne de la source, à l'entrée de la ligne,
 Z_1 : impédance de charge à l'extrémité de la ligne,

A partir de ces définitions et en décomposant la ligne en cellules élémentaires associées en série, il est possible d'établir les relations entre les courants et les tensions dans une ligne de transmission homogène.

Considérons un élément de la ligne de longueur dx caractérisé par les éléments longitudinaux $R \cdot dx$ et $L \cdot dx$ et les éléments transversaux $C \cdot dx$ et $G \cdot dx$.

Les tensions et les courants sont respectivement $U(x)$ et $I(x)$ à l'entrée, $U(x+dx)$ et $I(x+dx)$ à la sortie.

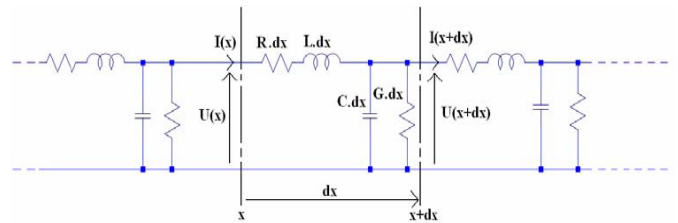


Fig. 2. Tronçon élémentaire d'une ligne de transmission

La modélisation des câbles électriques se fait selon le nombre des conducteurs et de leur nature (blindé ou non blindé), les figures suivantes montrent les formes géométriques et les caractéristiques de quelques câbles électriques :

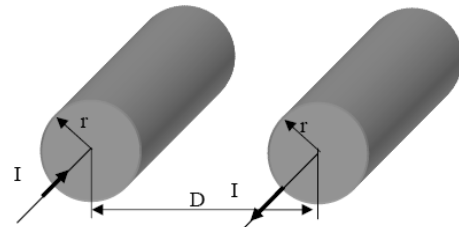


Fig. 3. Ligne bifilaire

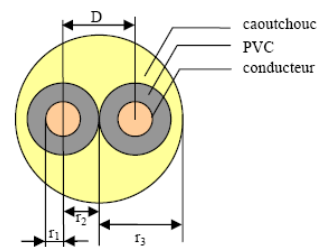


Fig. 4. Caractéristique géométrique d'un câble de deux conducteurs non blindés

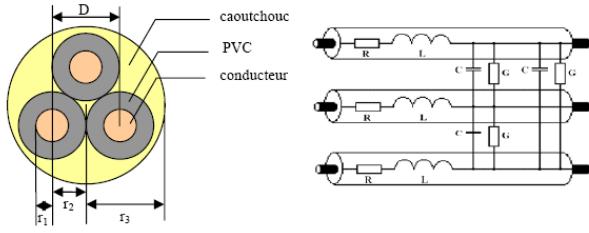


Fig. 5. Caractéristique géométrique d'un câble de trois conducteurs non blindé et leur schéma équivalents.

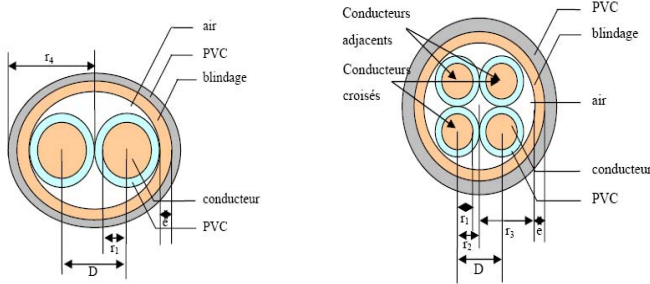


Fig. 6. Caractéristique géométrique des câbles blindés

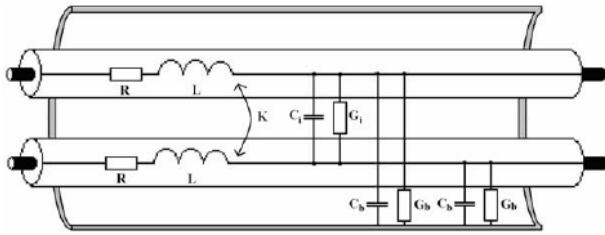


Fig. 7. Schéma équivalent d'un câble blindé de deux conducteurs

IV. RÉSULTATS DE SIMULATION

Le but des simulations que nous avons effectué était le calcul et la représentation de la répartition des champs électromagnétiques engendré à proximité de lignes d'énergie transportant des signaux HF.

Le logiciel que nous avons utilisé est le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) [7].

Ce logiciel est basé sur la méthode des éléments finis [8]. C'est une méthode de résolution des équations de Maxwell qui nécessite le découpage de l'espace en tétraèdres sur lesquels s'appliquent l'algorithme de résolution et le calcul des paramètres S_{ij} .

Afin d'obtenir des résultats plus représentatifs et s'approchant de la réalité, le logiciel HFSS nous a permis de simuler et de calculer les champs (électrique et magnétique) dans les trois types de câbles de longueur $L=50$ cm [3].

L'ensemble des résultats de cartographie de champs électriques et magnétiques présentés est référencé à l'aide d'une échelle de couleur qui permet de repérer les valeurs de l'intensité de ces champs.

Utilisation des paramètres S_{ij}

Cette méthode est essentiellement utilisée pour les câbles coaxiaux. Les paramètres S_{ij} sont souvent utilisés dans le domaine des radio fréquences et des micro-ondes.

Ils permettent, par analogie avec les lignes de transmission, de définir un quadripôle en terme de transmission et de réflexion [3].

Le principe de cette méthode est le suivant : soit un quadripôle parcouru par des ondes directes (entrantes) et des ondes inverses (sortantes). Dans ce quadripôle, elle représente la matrice S (Scattering) ou matrice de répartition comme le montre la Fig. 8.

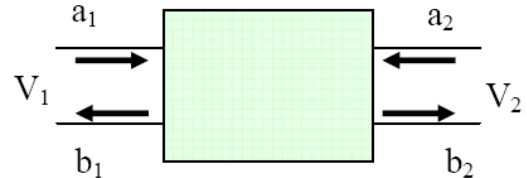


Fig. 8. Conventions utilisées pour le quadripôle (Répartition des paramètres)

Le quadripôle est alors défini par la relation :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Où S_{ij} sont les coefficients de transmission, de la sortie j vers l'entrée i . Les termes de cette matrice S sont :

- S_{11} : coefficient de réflexion d'entrée,
- S_{21} : coefficient de transmission,
- S_{22} : coefficient de réflexion de sortie,
- S_{12} : coefficient de transmission inverse de la ligne.

A. Câble de deux conducteurs non blindé :

Composé de deux conducteurs en cuivre de rayon $R=0,69$ mm entouré par deux cylindres en PVC de rayon $R=1,44$ mm le tout enrobé par un cylindre en caoutchouc de rayon $R=5$ mm.

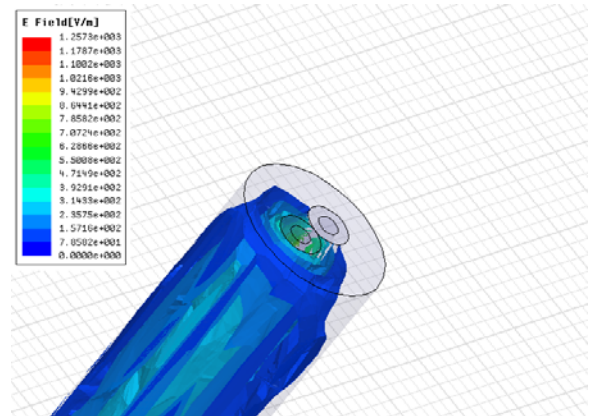


Fig. 8. Propagation du champ électrique dans un câble de deux conducteurs non blindé ($f=10$ MHz).

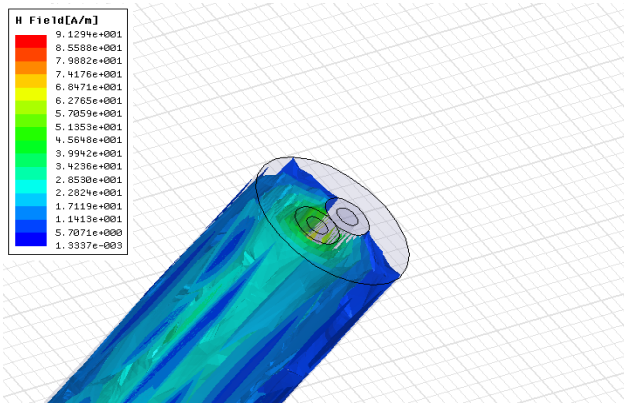


Fig. 9. Propagation du champ magnétique dans un câble de deux conducteurs non blindé ($f=10$ MHz).

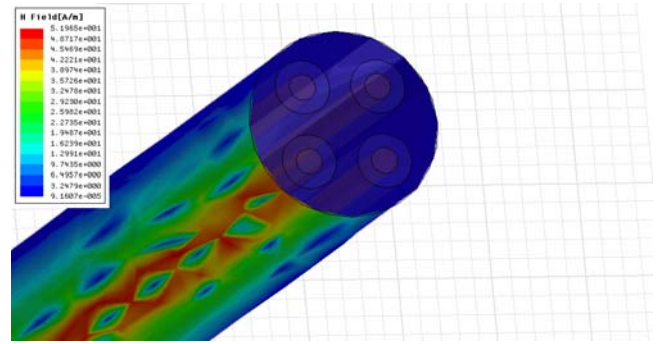


Fig. 12. Propagation du champ magnétique dans un câble de quatre conducteurs non blindé ($f=10$ MHz).

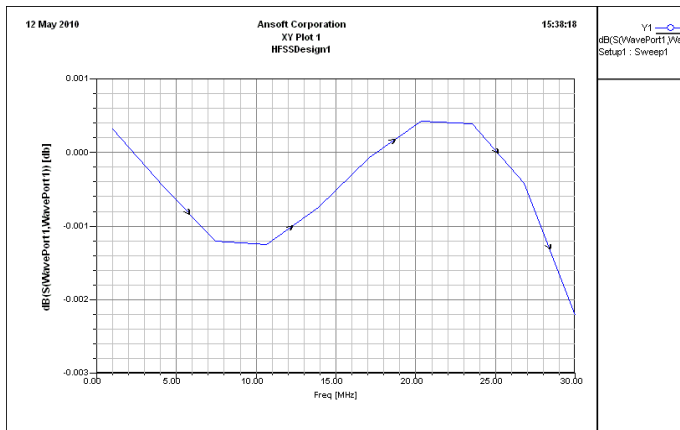


Fig. 10. Représentation de S11 coefficient de réflexion en fonction de la fréquence dans un câble de deux conducteurs non blindé ($f=10$ MHz).

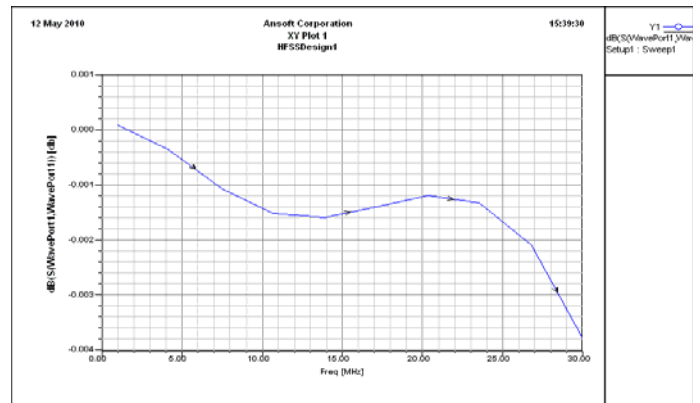


Fig. 13. Représentation de S11 coefficient de réflexion en fonction de la fréquence dans un câble de quatre conducteurs non blindé ($f=10$ MHz).

B. Câble de quatre conducteurs non blindé :

Les quatre conducteurs en cuivre chacun de rayon $R=0,69\text{mm}$ entouré par quatre cylindres en PVC de rayon $R=1,44\text{mm}$ le tout enrobé par un cylindre en caoutchouc de rayon $R=5\text{mm}$.

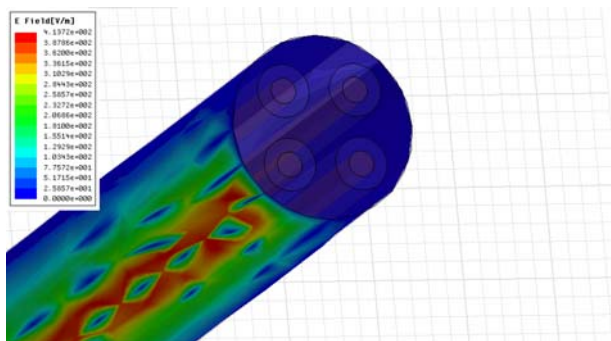


Fig. 11. Propagation du champ électrique dans un câble de quatre conducteurs non blindé ($f=10$ MHz).

C. Câble de deux conducteurs blindé :

Les conducteurs en cuivre de rayon $R=0,69$ mm entouré par deux cylindres en PVC de rayon $R=1,44$ mm et les deux sont inclus dans un autre cylindre en cuivre d'épaisseur $e=1\text{mm}$ et de rayon $R=4,5\text{mm}$. Le tout est enrobé par un cylindre en caoutchouc de rayon $R=5\text{mm}$.

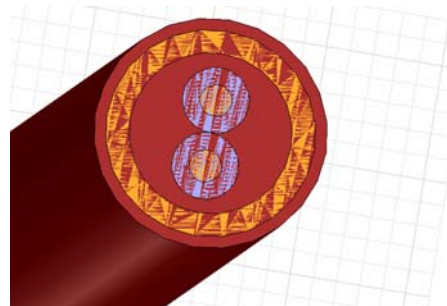


Fig. 14. Représentation d'un câble de deux conducteurs blindé par le logiciel HFSS ($f=10$ MHz).

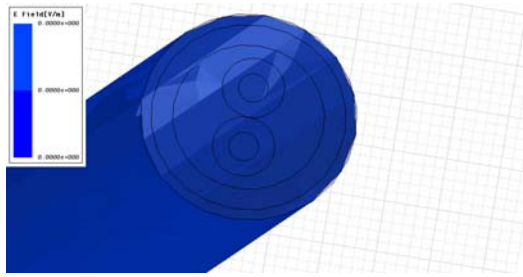


Fig. 15. Champ électrique dans un câble de deux conducteurs blindé

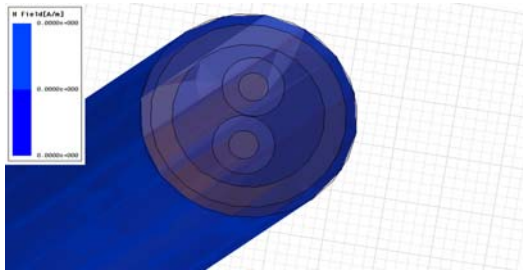


Fig. 16. Valeur du champ magnétique dans un câble de deux conducteurs blindé (f=10 MHz).

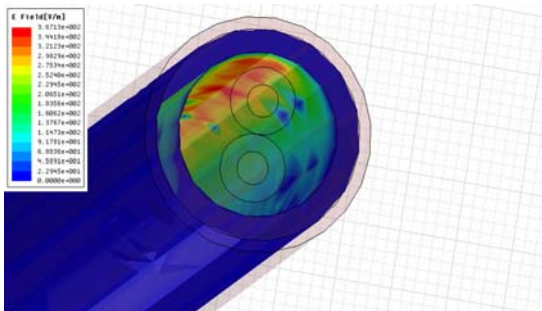


Fig. 17. Propagation du champ E dans le blindage

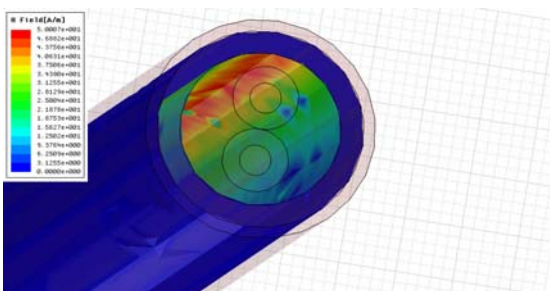


Fig. 18. Propagation du champ H dans le blindage

En analysant les résultats des figures 13 ; 14 ; 15 et 16, nous constatons une très bonne efficacité du blindage pour l'élimination du champ électromagnétique.

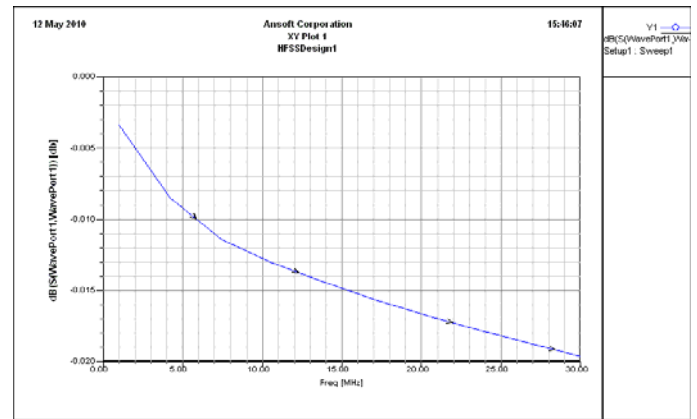


Fig. 19. Représentation de S11 coefficient de réflexion en fonction de la fréquence dans un câble de deux conducteurs blindé (f=10 MHz).

Les résultats obtenus permettent de conclure que le champ électromagnétique varie inversement proportionnel au nombre de conducteurs.

La courbe présentée dans la Fig. 10 montre la diminution du coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence dans la bande de fréquence (0-8Mhz) et une augmentation des valeurs dans une bande de fréquence (10-25Mhz) due à l'intensité du champ puis une décroissance totale jusqu'à une valeur minimal.

Par contre dans la courbe représenté dans la Fig. 13, on remarque une décroissance des valeurs du coefficient de réflexion S11 avec une augmentation légère dans la bande (15-20Mhz) due à la faible valeur du champ puis une diminution vers une valeur minimal, ce qui est clairement indiqué dans la courbe représenté dans la Fig. 19 où il y a une décroissance totale à cause de l'élimination du champ en utilisant le blindage.

D. Influence de la fréquence sur la propagation du champ dans un câble de deux conducteurs non blindé

On a calculé les deux champs électrique et magnétique maximal pour trois fréquences différentes, les résultats sont donnés dans le Tableau 1.

f (MHz)	Champ E (V/m)	Champ H (A/m)
10	1.2573e+003	9.1294 e+001
20	4.1326 e+003	8.2189 e+001
30	7.6080 e+003	8.2189 e+001

Tableau. 1. Champ électrique et magnétique en fonction de la fréquence

A l'aide du Tableau. 1, on peut conclure qu'il y a une variation proportionnel du champ E en fonction de la fréquence, Alors que le champ H reste presque constant et cette conclusion peut encore être confirmé par la représentation de S11 dans la Fig. 20.

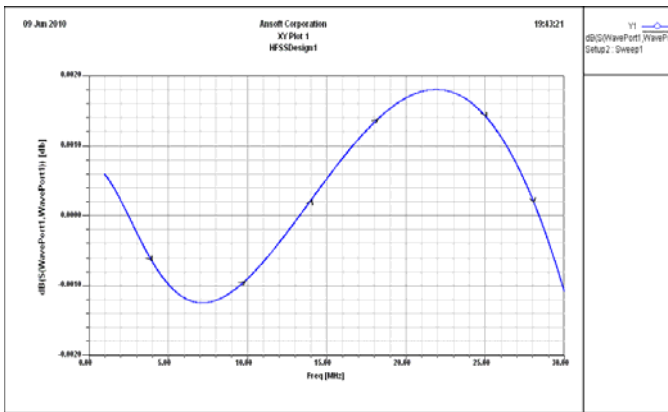


Fig. 20. Représentation de S11 coefficient de réflexion en fonction de la fréquence dans un câble de deux conducteurs non blindé pour $f=20$ MHz

Dans la Fig. 20, on remarque que dans la bande du (15-23) MHz il y a une augmentation du S11 jusqu'à une valeur maximale (égale à 0.0018 dB). Cette augmentation est importante en comparaison avec la Fig. 10 due à l'intensité du champ E.

Si on installe le même blindage étudié dans la section C, on aura les résultats de la Fig. 21.

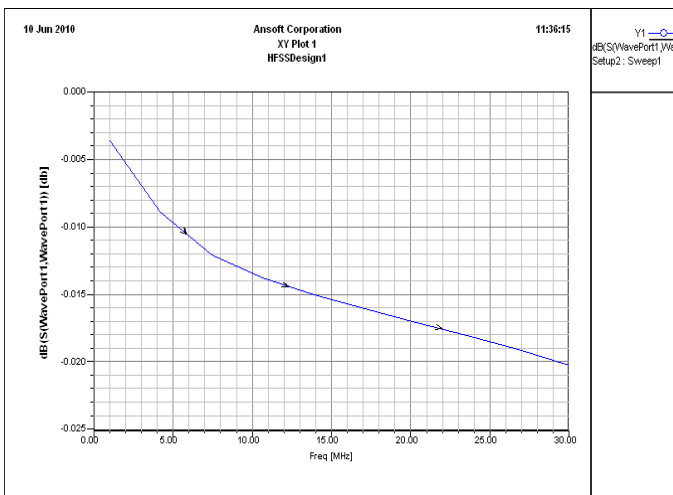


Fig. 21. Représentation de S11 coefficient de réflexion en fonction de la fréquence dans un câble de deux conducteurs blindé pour $f=20$ MHz

En analysant la Fig. 21, on remarque la décroissance rapide de la courbe S11, ce qui montre que le blindage dans notre cas minimise les valeurs des champs électrique et magnétique.

V. CONCLUSION

Les nuisances des systèmes CPL (courant porteurs en ligne) ne sont maintenant plus à démontrer, elles sont largement prouvées par nos résultats obtenus.

Il y a une faible puissance mais à flux continu, on devrait interdire l'implantation de réseaux CPL ou faire une obligation

d'utiliser des câbles blindés, au nom de principe de précaution. [2]

Le fort rayonnement électromagnétique s'étant révélé comme le problème majeur de cette technologie, une méthode pour les réduire s'imposait comme une suite logique dans ce travail. D'autant plus qu'aucune solution n'avait été proposée jusqu'alors pour remédier définitivement à ce problème. Une fois on connaît la cartographie du champ électromagnétique on peut faire des essais sur le réseau 230 V pour confirmer les résultats obtenus mais des développements supplémentaires seront nécessaires. Ceux-ci consisteraient en l'ajout d'un système permettant de synchroniser le déphasage des signaux CPL et auxiliaire en fonction du comportement du canal de transmission afin d'optimiser les performances du système pour chaque fréquence utilisée par le CPL.

VI. REFERENCES

- [1] Richard RAZAFFERSON : « Analyse du rayonnement et des couplages électromagnétiques provoqués par des signaux hautes fréquences interférant avec des câbles d'énergie basse tension »
- [2] Michel Vonlanthen : LA PLC EST UNE ABERRATION TECHNIQUE Power Line Communication (ou CPL en français)
- [3] WEENS YANNICK, Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par Les convertisseurs Electrique de puissance
- [4] N.Idir. R.Bausière, J.J.Franchand « identification des chemins de propagation des courants perturbateurs dans un variateur électronique de vitesse » CEM 2004
- [5] G. Gay .A. Riboulot .A guignabel « les perturbations électromagnétique basse et haute fréquence ».Intersections documentation .le magazine Schneider électrique de l'enseignement Technologique et professionnel.Juin 2000
- [6] V. Costa, S. Caniggia, L. Catello, "On the Computation of Electromagnetic Field Components From a Transmission Line: Theory and Application", IEEE, 1990.
- [7] C. Gary, "Approche Complète de la propagation Multifilaire en Haute Fréquence par Utilisation des Matrices Complexes", EDF Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches, série BN°3/4, pp. 5-20, 1976.
- [8] R. S. Shi, "Rayonnement Electromagnétique des Réseaux Electriques à Topologie Complexe", Thèse de Doctorat de l'INPG. Grenoble 1992.
- [9] J. Newbury and J. Yazdani, "From narrow to broadband communications using the low voltage power distribution network", International Symposium on PLC and its applications, pp. 120-124, Kyoto, Japan, 2003.
- [10] F. Issa, D. Chaffanjon and A. Pacaud, "Outdoor radiated emission associated with power line communication systems", Proc. IEEE International Symposium on EMC, pp. 521-526, Montreal, Canada, 2001.
- [11] E. Marthe, F. Rachidi, M. Ianoz and P. Zwiack, "Indoor radiated emission associated with power line communication systems", Proc. IEEE International Symposium on EMC, pp. 517-520, Montreal, Canada, 2001.
- [12] C. R. Paul, "Analysis of multiconductor transmission lines", Wiley Interscience, 1994.
- [13] F. Issa, T. Sartenar, E. Marthe, F. Rachidi, N. Korovkin, S. Duteau and A. Pacaud, "Analysis of power line communication networks using a new approach based on scattering parameters matrix", Proc. IEEE International Symposium on EMC, pp. 1043-1047, Minneapolis, USA, 2002.
- [14] E. Marthe, F. Issa and F. Rachidi, "Analysis of power line communication networks using a new approach based on an efficient measurement technique", Proc. IEEE International Symposium on EMC, pp. 367-371, Boston, USA, 2003.