



HAL
open science

Modélisation des émissions EM par un câble bifilaire à l'aide d'un conducteur equivalent

I. Junqua, S. Bertuol, J.P. Parmantier, A. Mescco, A. Zeddami, R. Razafferson

► **To cite this version:**

I. Junqua, S. Bertuol, J.P. Parmantier, A. Mescco, A. Zeddami, et al.. Modélisation des émissions EM par un câble bifilaire à l'aide d'un conducteur equivalent. CEM 2014, Jul 2014, CLERMONT-FERRAND, France. hal-01079820

HAL Id: hal-01079820

<https://hal.science/hal-01079820>

Submitted on 3 Nov 2014

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.

MODÉLISATION DES EMISSIONS EM PAR UN CÂBLE BIFILAIRE À L'AIDE D'UN CONDUCTEUR EQUIVALENT

I. Junqua¹ – S. Bertuol¹ – J-P. Parmantier¹

A. Mescco² – A. Zeddami² – R. Razafferson²

¹ONERA – The French Aerospace Lab, F-31055, Toulouse, France, isabelle.junqua@onera.fr

²Orange Labs – F-22307, Lannion

Résumé. Dans ce papier, on propose d'établir un modèle équivalent de rayonnement de liaisons multifilaires à l'aide d'un conducteur simple. Dans un premier temps, on considère le rayonnement de liaisons bifilaires uniformes positionnées dans un plan parallèle au plan de masse. Une fois établi, ce modèle équivalent est validé dans cette configuration générique par des calculs de rayonnement de champs électromagnétiques à l'aide du code de calcul CRIPTE de l'ONERA en comparant les champs rayonnés par la paire d'une part et par le conducteur équivalent d'autre part. Finalement, on évalue la potentialité du modèle équivalent en traitant numériquement une configuration réelle d'un câble cheminant dans un bâtiment.

I. INTRODUCTION

Le déploiement massif de systèmes tels que les « autoroutes de l'information » via les courants porteurs en lignes (CPL) et les transmissions de type xDSL avec l'utilisation de la bande de fréquences de 100 kHz-30 MHz (dans l'état actuel) engendre toujours des problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM), qui sont liés à la dissymétrie de la ligne. Il est donc fondamental de maîtriser les perturbations parasites rayonnées par ces systèmes. Dans ce contexte, Orange Labs et ONERA ont mené une étude visant à établir un modèle équivalent d'émission EM de liaisons multifilaires à l'aide d'un simple conducteur équivalent. Si ce modèle de conducteur équivalent existait, il pourrait être intégré dans une simulation électromagnétique 3D de façon à calculer les émissions rayonnées par ce conducteur simple dans un environnement 3D réaliste.

Cette problématique est relativement complexe, puisque, dans le cas réel, les champs EM émis résultent du rayonnement de la distribution des courants induits le long de la liaison sur chacun des conducteurs élémentaires. Ainsi réduire le problème au rayonnement d'un conducteur équivalent revient à trouver le support physique de même que la bonne distribution de courant unique englobant l'ensemble des mécanismes physiques de couplage entre conducteurs de la liaison multifilaire initiale afin de générer les champs EM attendus.

La démarche proposée ici consiste à établir ce modèle équivalent à partir de l'étude des champs rayonnés par une distribution de courant induit sur une liaison filaire,

les courants étant au préalable évalués par un calcul basé sur la théorie des lignes de transmission.

Pour traiter ce problème, on peut envisager les 3 étapes suivantes : dans un premier temps, l'étude consiste à étudier le rayonnement de liaisons bifilaires uniformes positionnées dans un plan parallèle au plan de référence afin d'établir ce modèle équivalent. Ensuite, ce modèle peut être validé par des calculs d'émission de champs électromagnétiques à l'aide du code CRIPTE de l'ONERA, basé sur la théorie des réseaux de lignes de transmission multiconducteurs (MTLN), en comparant les champs émis par la paire d'une part et par le conducteur équivalent d'autre part. Enfin, on peut évaluer la potentialité du modèle équivalent en traitant numériquement une configuration réelle d'un câble cheminant dans un bâtiment. Cet article s'articule autour de trois chapitres principaux décrivant ces trois étapes.

II. EMISSION EM D'UN CONDUCTEUR SIMPLE ET D'UNE PAIRE PARALLÈLE

II.1. Approche proposée

On reprend les principes classiques de modélisation du rayonnement de distribution de courants suivis par plusieurs auteurs [1 à 6], à savoir :

- une décomposition du rayonnement d'une paire de conducteurs en champs rayonnés d'une part par le courant de mode différentiel et d'autre part par le courant de mode commun,
- une modélisation des conducteurs sous forme de dipôles de Hertz indépendants les uns des autres,
- une hypothèse basse fréquence, pour laquelle la longueur des conducteurs est petite devant la longueur d'onde λ .
- une prise en compte d'un plan de sol métallique infini au-dessus duquel cheminent les conducteurs en symétrisant le problème par la théorie des images et en revenant au problème d'une paire de conducteurs.

Pour notre problème, on propose d'étudier d'un point de vue théorique les 2 configurations illustrées sur la Fig. 1 :

- Cas a : le cas d'un conducteur simple de longueur l , parallèle au plan à une hauteur h au dessus d'un plan

de masse parfaitement métallique. Le conducteur simple est parcouru par un courant I_{mono} .

- Cas b : le cas d'une paire parallèle de longueur l , parallèle au plan à une hauteur h au dessus d'un plan de masse parfaitement métallique et dont les conducteurs élémentaires sont espacés d'une distance égale à s . Les conducteurs 1 et 2 de la paire sont respectivement parcourus par les courants ($I_{MC}+I_{MD}$) et ($I_{MC}-I_{MD}$).

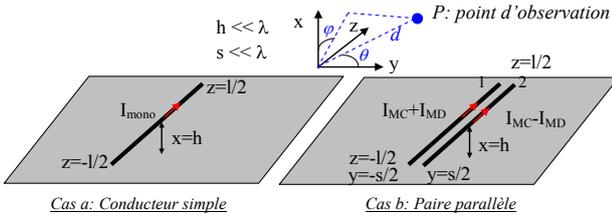


Fig. 1. Etude du rayonnement d'un conducteur simple au dessus d'un plan de sol métallique (cas a) et d'une paire placée dans un plan parallèle au plan de sol métallique (cas b)

On supposera également que h et s sont petits devant λ . Finalement, on définit la zone de rayonnement de champ proche lorsque $kd \ll 1$ (ou $d/\lambda < 2\pi$) et la zone de rayonnement de champ lointain lorsque $kd \gg 1$ (ou $d/\lambda > 2\pi$) où d est la distance du point d'observation aux liaisons filaires considérées et k , le nombre d'onde.

II.2. Rayonnement du brin simple au dessus du plan de sol métallique – Cas a

Le champ électromagnétique rayonné par le conducteur simple au dessus du plan métallique peut être obtenu par superposition des champs rayonnés par 2 dipôles élémentaires de Hertz en espace libre (voir Fig. 2) :

- Le premier situé en $x=h, y=0, z=0$ et parcouru par un courant I_{mono} , représente le conducteur initial,
- Le second situé en $x=-h, y=0, z=0$ et parcouru par un courant $-I_{mono}$, représente le conducteur symétrique par application de la théorie des images.

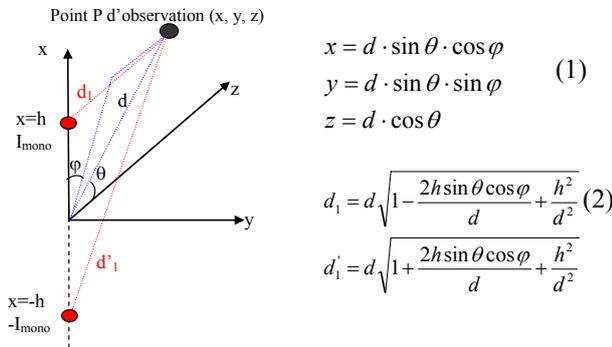


Fig. 2. Cas a – dipôles équivalents

On suppose par la suite que le point d'observation P est situé dans une zone où la hauteur h est faible devant d_1 et d'_1 . En d'autres termes, on ne s'intéresse pas à une zone de champ très proche de façon à pouvoir supposer que le champ magnétique total rayonné par les 2 dipôles

élémentaires, réduit à sa composante φ , φH^{mono} , est la somme des 2 composantes φ des champs magnétiques rayonnés par chacun des 2 dipôles, pris indépendamment :

$$\varphi H^{mono} = \frac{jk \cdot \sin \theta}{4\pi d} I_{mono} \cdot \left\{ \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} \left(1 + \frac{1}{jkd_1} \right) - \frac{e^{-jkd'_1}}{d'_1} \left(1 + \frac{1}{jkd'_1} \right) \right\} \quad (3)$$

$$d_1 \approx d \cdot \left(1 - \frac{h \sin \theta \cos \varphi}{d} \right)$$

$$d'_1 \approx d \cdot \left(1 + \frac{h \sin \theta \cos \varphi}{d} \right)$$

Hypothèse de champ lointain : ($1/kd_1$ et $1/kd'_1 \ll 1$)

Sous cette hypothèse de champ lointain et en ne conservant que les termes du 1^{er} ordre dans les développements limités, on obtient l'expression (4) du champ magnétique total rayonné par les 2 dipôles dans laquelle l'effet du sol apparaît dans le terme $2kh \sin \theta \cos \varphi$:

$$\varphi H^{mono,CL} = \frac{-k \cdot \sin \theta}{4\pi d} I_{mono} \cdot e^{-jkd} \cdot 2kh \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi \quad (4)$$

Hypothèse de champ proche : ($1/kd_1$ et $1/kd'_1 \gg 1$)

Sous cette hypothèse de champ proche et dans le cas où $kh \ll 1$, l'expression approchée du champ magnétique total en champ proche est donnée en (5), dans laquelle l'effet du sol apparaît dans le terme $4h \sin \theta \cos \varphi$:

$$\varphi H^{mono,CP} = \frac{\sin \theta}{4\pi d^3} I_{mono} e^{-jkd} \cdot 4h \sin \theta \cdot \cos \varphi \quad (5)$$

Validation des modèles approchés :

L'objectif est de valider les expressions approchées en zone proche et en zone lointaine du champ magnétique rayonné par un conducteur au dessus d'un plan de sol métallique en les comparant à des calculs numériques réalisés par le module « Rayonnement » du logiciel CRIPTE de l'ONERA. Rappelons que le calcul CRIPTE de rayonnement est réalisé en 2 étapes :

- Un calcul par l'équation « BLT » des courants induits le long des conducteurs testés pour une excitation donnée. Ce calcul est basé sur la théorie MTLN [7].
- Un post traitement de ces distributions de courants par calcul de l'intégrale de rayonnement en prenant en compte le positionnement des conducteurs dans l'espace.

On étudie le cas générique d'un conducteur de longueur $l=1m$, à $h=5cm$ au dessus du plan de masse, court-circuité à ses extrémités et alimenté par un générateur de 1V à une des extrémités. Ce conducteur est placé dans le référentiel comme illustré sur la Fig. 1. Le point d'observation P a pour coordonnées (50, 50, 50). P est placé à 86.6m du conducteur. La bande de fréquence étudiée est 100kHz-1GHz afin de couvrir les 2 zones de rayonnement champ proche et champ lointain.

Sur la Fig. 3, sont représentés les champs magnétiques totaux au point P , calculés d'une part par CRIPTE et d'autre part évalués par les 2 formules approchées (4) et (5) dans lesquelles le courant I_{mono} est approximé par le

courant quadratique moyen, $I_{mono,quad}$, induit le long des 1m du conducteur et calculé par CRIPTE selon :

$$I_{mono,quad} = \sqrt{\frac{1}{l} \int_0^l |I_{mono}(z)|^2 \cdot dz} \quad (6)$$

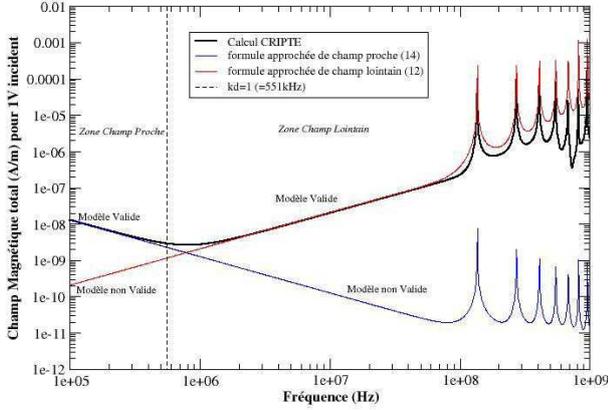


Fig. 3. Champ magnétique total rayonné par un conducteur de 1m à 5cm au dessus du plan de masse en $P(50,50,50)$ – Calcul numérique CRIPTE – Calculs analytiques approchés

La comparaison entre calculs CRIPTE et modèles approchés est très satisfaisante dans leurs bandes de fréquences de validité. Il est intéressant de noter que le courant quadratique moyen déduit des calculs CRIPTE et introduit dans les modèles approchés est une caractéristique suffisante des dipôles équivalents dans toute la bande de fréquence, y compris dans le domaine de résonance du conducteur.

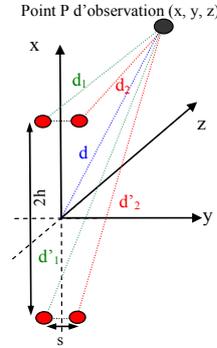
II.3. Rayonnement de la paire parallèle au dessus du plan de sol métallique – cas b

Il s'agit maintenant d'analyser théoriquement le rayonnement d'une paire de conducteurs placée dans un plan parallèle au plan de référence métallique (Fig. 1). Le champ magnétique total rayonné par la paire est alors la superposition des champs magnétiques rayonnés par 4 dipôles de Hertz en espace libre (voir Fig. 4):

- Dipôle 1 : situé en $x=h, y=-s/2$ et $z=0$ parcouru par le courant $(I_{MC}+I_{MD})$, représentant le conducteur 1 de la paire,
- Dipôle 1' : en $x=-h, y=-s/2$ et $z=0$ parcouru par le courant $-(I_{MC}+I_{MD})$, représentant le conducteur image du conducteur 1 de la paire,
- Dipôle 2 : en $x=h, y=s/2$ et $z=0$ parcouru par le courant $(I_{MC}-I_{MD})$, représentant le conducteur 2 de la paire,
- Dipôle 2' : en $x=-h, y=s/2$ et $z=0$ parcouru par le courant $-(I_{MC}-I_{MD})$, représentant le conducteur image du conducteur 2 de la paire.

On va supposer par la suite que le point d'observation P est situé dans une zone où la hauteur h et l'espacement s sont faibles devant les 4 distances d_1, d'_1, d_2 et d'_2 . En d'autres termes, on ne s'intéresse pas à une zone de champ très proche autour de la paire, et on utilise une

expression approchée des 4 distances. Comme précédemment pour le conducteur unique, le champ magnétique total rayonné par les 4 dipôles est réduit à sa composante φ . Il est égal à la somme des 4 composantes φ des champs magnétiques rayonnés par chacun des 4 dipôles pris indépendamment.



$$\begin{aligned} d_1 &= d \sqrt{1 - \frac{2h \sin \theta \cos \varphi}{d} + \frac{s \cdot \sin \theta \sin \varphi}{d} + \frac{h^2 + s^2}{4d^2}} \\ d'_1 &= d \sqrt{1 + \frac{2h \sin \theta \cos \varphi}{d} + \frac{s \cdot \sin \theta \sin \varphi}{d} + \frac{h^2 + s^2}{4d^2}} \\ d_2 &= d \sqrt{1 - \frac{2h \sin \theta \cos \varphi}{d} - \frac{s \cdot \sin \theta \sin \varphi}{d} + \frac{h^2 + s^2}{4d^2}} \\ d'_2 &= d \sqrt{1 + \frac{2h \sin \theta \cos \varphi}{d} - \frac{s \cdot \sin \theta \sin \varphi}{d} + \frac{h^2 + s^2}{4d^2}} \end{aligned} \quad (7)$$

Fig. 4. Cas b – dipôles équivalents

On peut également décomposer ce champ magnétique total en 2 termes, l'un, φH^{MC} , correspondant au champ magnétique rayonné par la distribution de courant de mode commun I_{MC} et l'autre, φH^{MD} , correspondant au champ magnétique rayonné par la distribution de courant de mode différentiel I_{MD} , soit :

$$\begin{aligned} \varphi H^{MC} &= \frac{jk \cdot \sin \theta}{4\pi} I_{MC} \left\{ \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} \left(1 + \frac{1}{jkd_1}\right) - \frac{e^{-jkd'_1}}{d'_1} \left(1 + \frac{1}{jkd'_1}\right) + \frac{e^{-jkd_2}}{d_2} \left(1 + \frac{1}{jkd_2}\right) - \frac{e^{-jkd'_2}}{d'_2} \left(1 + \frac{1}{jkd'_2}\right) \right\} \\ \varphi H^{MD} &= \frac{jk \cdot \sin \theta}{4\pi} I_{MD} \left\{ \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} \left(1 + \frac{1}{jkd_1}\right) - \frac{e^{-jkd'_1}}{d'_1} \left(1 + \frac{1}{jkd'_1}\right) - \frac{e^{-jkd_2}}{d_2} \left(1 + \frac{1}{jkd_2}\right) + \frac{e^{-jkd'_2}}{d'_2} \left(1 + \frac{1}{jkd'_2}\right) \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

Hypothèse de champ lointain :

Sous hypothèse de champ lointain, à savoir que $1/kd_1, 1/kd'_1, 1/kd_2$ et $1/kd'_2$ sont petits devant 1, afin de ne conserver que les termes du 1^{er} ordre dans les développements limités, les champs magnétiques rayonnés par les distributions de courant de mode commun et de mode différentiel sont donnés par :

$$\begin{aligned} \varphi H^{MC,CL} &= \frac{k^2 \cdot \sin \theta}{4\pi d} e^{-jkd} 4I_{MC} \cdot (h \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi) \\ \varphi H^{MD,CL} &= \frac{jk \cdot \sin \theta}{4\pi d} e^{-jkd} I_{MD} \cdot (2kh \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi) \cdot (ks \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi) \end{aligned} \quad (9)$$

Hypothèse de champ proche :

Sous cette hypothèse, on obtient les champs magnétiques rayonnés respectivement par les distributions de courant de mode commun et de mode différentiel suivants :

$$\begin{aligned} \varphi H^{MC,CP} &= \frac{\sin \theta}{4\pi} I_{MC} \cdot e^{-jkd} \cdot \frac{8h \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi}{d^3} \\ \varphi H^{MD,CP} &= \frac{\sin \theta}{4\pi} I_{MD} \cdot e^{-jkd} \cdot \frac{8h \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi \cdot s \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi}{d^4} \end{aligned} \quad (10)$$

Validation des modèles approchés :

Afin de valider ces modèles approchés, on reprend la procédure précédemment décrite pour le rayonnement du conducteur simple et on l'applique au cas de la paire de longueur $l=1m$, à une hauteur $h=5cm$ au dessus du plan

de sol métallique et pour un espacement $s=1\text{mm}$ (Fig. 1). Les 2 conducteurs sont court-circuités entre eux à une extrémité et excités à l'autre extrémité par un générateur de tension idéal de 1 V en mode différentiel pur. Dans un premier temps, on calcule par CRIPTE les champs magnétiques rayonnés par la paire au point P de coordonnées (50, 50, 50) toujours entre 100kHz et 1GHz. Dans cette configuration d'excitation de la paire, le courant de mode commun est négligeable devant le courant de mode différentiel. On applique, dans un second temps, la formulation approchée du champ magnétique rayonné en ce même point P par la distribution du courant de mode différentiel en considérant la moyenne quadratique du courant de mode différentiel calculé par CRIPTE le long de la paire (voir equ. (6)). La comparaison du champ magnétique au point P calculé directement par CRIPTE et déduit des formulations approchées limitées au mode différentiel est donnée sur la Fig. 5 et reste très satisfaisante dans toute la gamme de fréquence.

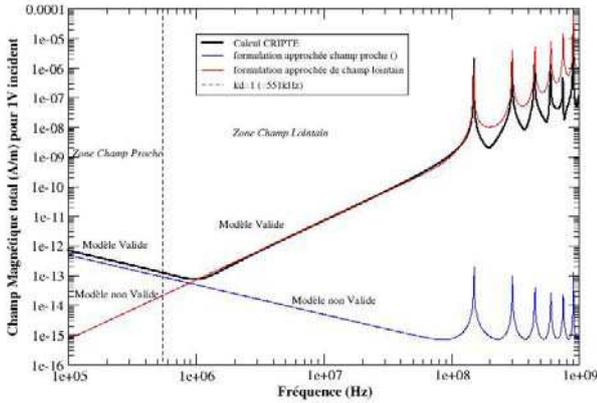


Fig. 5. Champ magnétique total rayonné par la paire ($l=1\text{m}$, $h=5\text{cm}$, $s=1\text{mm}$) en $P(50,50,50)$ – Calcul numérique CRIPTE – Calculs analytiques approchés

III. MODÈLE DE CONDUCTEUR ÉQUIVALENT

III.1. Analogie entre formulations conducteur unique et paire

Hypothèse de champ lointain :

En comparant les formulations (4) et (9) en champ lointain des modules de champs magnétiques rayonnés par la liaison monofilaire et par la paire, on voit apparaître que le champ rayonné par une paire en un point P, de coordonnées sphériques (d , θ , φ), peut être modélisé par le rayonnement d'un conducteur équivalent parcouru par un courant I_{mono}^{CL} qui dépend des courants le long de la paire, I_{MC} et I_{MD} , et de l'écartement s des 2 conducteurs selon la loi suivante :

$$I_{mono}^{CL} = \sqrt{4|I_{MC}|^2 + |I_{MD}|^2 ks \sin \theta \cdot \cos \varphi} \quad (11)$$

Hypothèse de champ proche :

De même, en comparant les formulations (5) et (10) en champ proche du rayonnement du conducteur simple et de la paire, on note que le rayonnement en zone proche

de la paire parallèle en un point $P(d, \theta, \varphi)$, peut être modélisé par le rayonnement d'un conducteur équivalent parcouru par un courant I_{mono}^{CP} qui dépend des courants le long de la paire, I_{MC} et I_{MD} , et de l'écartement s des 2 conducteurs selon la loi suivante:

$$I_{mono}^{CP} = \left| 2I_{MC} + 2I_{MD} \frac{s \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi}{d} \right| \quad (12)$$

III.2. Caractéristiques du conducteur équivalent

Malheureusement, dans les expressions (11) et (12), le courant sur le conducteur équivalent dépend du point d'observation. Néanmoins, afin d'obtenir un modèle empirique qui maximise le rayonnement de la paire et notamment le rayonnement de la distribution de courant en mode différentiel, on propose de majorer les termes ($\sin \theta \cdot \cos \varphi$) et ($\sin \theta \cdot \sin \varphi$) par la valeur 1.

De plus, les 2 zones de rayonnement sont fusionnées en remarquant que la contribution du courant de mode commun est identique en champ proche et en champ lointain et que la contribution du courant de mode différentiel varie en $(2s/d)$ en champ proche et en (jks) en champ lointain.

Ainsi, le rayonnement électromagnétique en un point situé à une distance d de la paire peut être évalué par un conducteur équivalent dont la géométrie est la suivante : il est placé à la même hauteur que la paire, au barycentre de la section transverse de la paire et a la même longueur que la paire. Ce conducteur équivalent doit être parcouru par un courant $I_{mono,eq}$ selon la loi suivante :

$$I_{mono,eq} = 2I_{MC} + I_{MD}s \sqrt{\frac{4}{d^2} + k^2} \quad (13)$$

Rappelons les hypothèses de développement de ce modèle :

- la paire est dans un plan parallèle au plan de référence,
- la longueur des lignes, la hauteur au dessus du plan de référence et l'écartement entre conducteurs sont supposés faibles devant la longueur d'onde,
- la distance d'observation d reste grande devant la hauteur de la ligne et l'espacement entre conducteurs,
- le modèle est applicable à l'évaluation du champ magnétique total rayonné. En zone proche, pour obtenir les champs électriques rayonnés, il faudrait corriger par les impédances de mode différentiel,

Afin d'étendre le domaine d'application de ce modèle équivalent à des liaisons dont la longueur peut être du même ordre de grandeur que la distance au point d'observation, on pose que :

- d dans la formule (13) d'équivalence entre paire et conducteur unique est la distance minimale entre le point d'observation et le parcours de la ligne.
- I_{MC} et I_{MD} sont les courants quadratiques moyens le long de la liaison (voir (6)).

III.3. Validation du modèle de conducteur équivalent

On reprend le cas de la paire parallèle ($l=1m$, $h=5cm$ et $s=1mm$ ou $s=4mm$) court-circuitée à une extrémité et excitée par un générateur de tension de 1V en différentiel à l'autre extrémité. Les champs magnétiques rayonnés par cette paire sont calculés par CRIPTE et constituent les données de référence auxquelles le modèle de conducteur équivalent doit être comparé. En parallèle de l'étape de résolution BLT du calcul CRIPTE, on extrait les courants de mode commun et de mode différentiel et on déduit les courants quadratiques moyens nécessaires au modèle équivalent, $I_{MC,quad}$ et $I_{MD,quad}$. On applique ensuite le principe du modèle équivalent:

- On calcule par CRIPTE les champs rayonnés par le conducteur équivalent ($l=1m$, $h=5cm$) court-circuité à ses extrémités et excité par un générateur de tension de 1V, $H_{mono,1V}(P)$ au point d'observation P placé à une distance minimale d du conducteur simple.
- On extrait du calcul CRIPTE le courant quadratique moyen le long du conducteur simple, $I_{mono,quad}$
- Les champs rayonnés par le modèle équivalent en P , $H_{mono,eq}(P)$ sont obtenus en normalisant les champs rayonnés par le conducteur simple, $H_{mono,1V}(P)$, par la fonction de transfert :

$$\left(2I_{MC,quad} + I_{MD,quad} \cdot S \cdot \sqrt{\frac{4}{d^2 + k^2}} \right) / I_{mono,quad} \quad (14)$$

La validation du modèle équivalent est réalisée en comparant:

- Les cartographies de champs magnétiques sur un plan à hauteur constante, $x=0.5m$, au dessus du plan de sol à des fréquences discrètes typiques (Fig. 6)
- Les champs magnétiques en 2 points d'observation sur toute la bande de fréquence (Fig. 7).

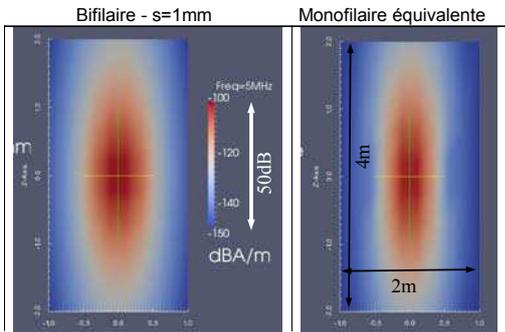


Fig. 6. Cartographie de champ magnétique rayonné par la paire et par le conducteur équivalent à 5MHz

Le modèle du conducteur équivalent donne des résultats cohérents, quel que soit l'espacement s entre les conducteurs élémentaires de la paire, tant du point de vue de l'amplitude des champs magnétiques que de leur dynamique et distribution spatiale. Dans le domaine basse fréquence (100kHz-5MHz), la comparaison est très

satisfaisante. Évidemment en plus haute fréquence dans le domaine de résonance du câblage, les écarts avec le modèle équivalent sont plus importants du fait notamment de la variation des courants très fluctuante le long des lignes, que ce soit sur la ligne monofilaire équivalente ou sur la paire. Rappelons également que le modèle équivalent développé suppose des courants constants dans l'axe de propagation des conducteurs ce qui, dans cette gamme de fréquence de résonance, n'est pas vérifié.

Sur la Fig. 7, il apparaît quelques écarts de niveaux sur le point (0.5,-1,2). Ils peuvent s'expliquer aisément par le fait que l'on a décidé dans (14) d'utiliser la notion de distance minimale à la ligne et que l'on a volontairement omis le facteur angulaire ($\sin\theta \cdot \sin\varphi$) initialement pris en compte dans (12). Néanmoins, ces 2 figures attestent de la cohérence du modèle équivalent, tant du point de vue des amplitudes que des variations fréquentielles.

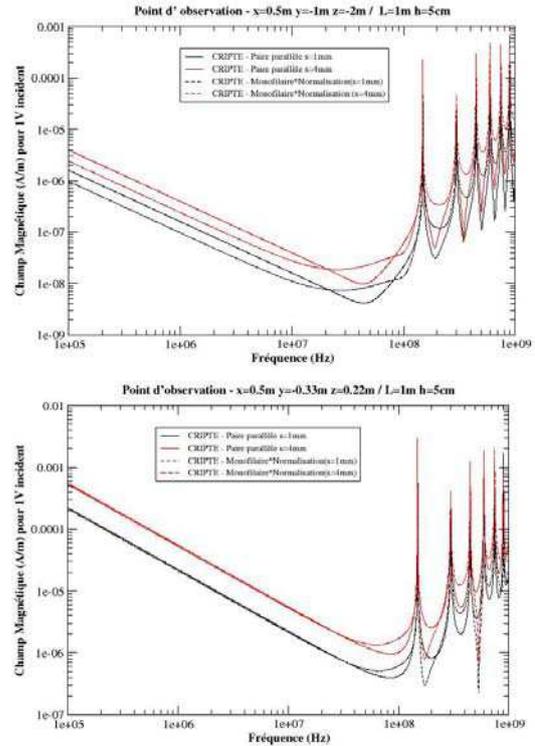


Fig. 7. Champs magnétiques rayonnés par la paire et par le conducteur équivalent en 2 points d'observation

IV. APPLICATION À UNE CONFIGURATION 3D

IV.1. Description de la configuration réelle

De façon à évaluer la représentativité du modèle équivalent du rayonnement de la paire développé dans le paragraphe II, nous avons étudié une configuration dite « tridimensionnelle (3D) », représentative en termes de longueur et de cheminement dans un environnement domestique. Il s'agit d'une liaison bifilaire cheminant au dessus d'un plan de sol métallique et le long de murs et plafonds non conducteurs comme décrit sur la Fig. 8. Les 2 conducteurs élémentaires de la paire sont espacés de 4 cm et chargés aux 2 extrémités par 100 Ω . Le générateur

de 1V est placé à l'extrémité de la liaison du tronçon horizontal au niveau du plancher. Nous référençons l'ensemble des lignes de transmission de ce modèle par rapport à ce plancher.

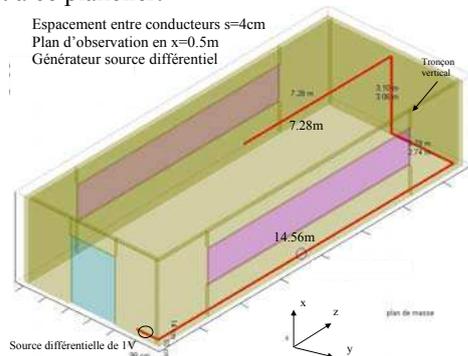


Fig. 8. Liaison filaire en "configuration réelle"

IV.2. Champs magnétiques rayonnés par la paire et par le modèle équivalent

Les données de référence de champs rayonnés par la paire sont calculées par CRIPTE sur un plan horizontal à $x=0.5m$ entre 150kHz et 120MHz. Dans un second temps, les champs rayonnés par le conducteur simple équivalent sont également calculés par CRIPTE et post-traités par la fonction de transfert (14). Des exemples de comparaison de cartographies sont donnés sur la Fig.9 à deux fréquences (1MHz et 120MHz).

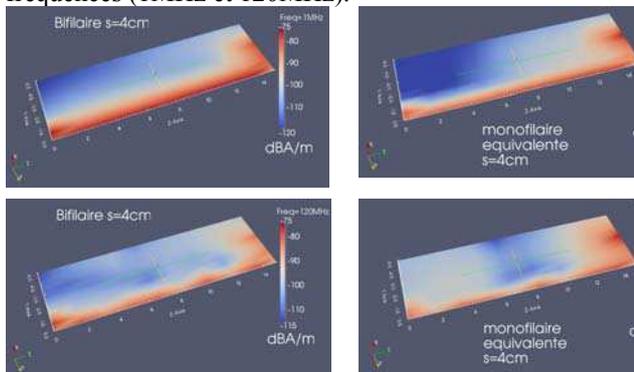


Fig.9. Champs magnétiques rayonnés par la paire et le conducteur équivalent en configuration « réelle »

La comparaison des cartographies deux à deux est globalement très satisfaisante sur toute la gamme de fréquence tant du point de vue des niveaux de champs magnétiques obtenus que de leur distribution spatiale. On peut noter néanmoins quelques écarts entre le rayonnement de la bifilaire et le rayonnement du conducteur unique équivalent dans les zones de faible rayonnement. Malgré ces légers écarts, on peut considérer que le modèle équivalent de la paire par un conducteur rayonnant unique est validé dans cette configuration.

V. CONCLUSION

Dans cette étude, nous avons établi théoriquement un modèle de rayonnement d'une paire par un conducteur unique lorsque celle-ci est dans un plan parallèle au plan de sol. Il faut noter que le modèle obtenu n'est pas

universel, puisqu'il dépend non seulement des caractéristiques de la paire mais aussi du point d'observation. Néanmoins, nous avons réussi à définir les paramètres de ce modèle, comme par exemple en normalisant le courant du conducteur équivalent par utilisation des moyennes quadratiques des courants induits sur les liaisons, et en revisitant la notion de distance d'observation. Ce modèle simple a ensuite été validé sur une configuration « réelle ». Il est apparu que ce modèle équivalent permettait d'obtenir des distributions spatiales et des amplitudes de champs électromagnétiques cohérentes avec le rayonnement d'une paire. Ce modèle est d'autant plus cohérent que les configurations testées ont été choisies de façon à limiter le rayonnement dû à la distribution du courant de mode commun. Si ce courant de mode commun n'est plus négligeable devant le courant de mode différentiel, le modèle équivalent devient indépendant du point d'observation. Ce modèle équivalent pourrait être étendu aux paires torsadées en introduisant a posteriori une fonction d'atténuation liée au pas de torsadage de la paire. Finalement, il serait intéressant d'inclure ce modèle de conducteur équivalent dans une simulation « 3D full wave » de façon à modéliser l'environnement réel de la liaison filaire.

REFERENCES

- [1] R. Razafferson, "Analyse du rayonnement et des couplages électromagnétiques provoqués par des signaux haute fréquence interférant avec des câbles d'énergie basse tension", thèse électronique de l'USTL, Octobre 2002.
- [2] C.R. Paul, "A comparison of the contributions of common-mode and differential-mode currents in radiated emissions", in IEEE Trans. On EMC, Vol 31, n°2, pp 189-193, May 1989.
- [3] D.W.P. Thomas & Co, "Calculation of radiated electromagnetic fields from cables using time domain simulation", in IEEE Trans. On EMC, Vol 36, n°3, pp 201-205, August 2004.
- [4] V. Costa & Co, "On the computation of electromagnetic field components from a transmission line: theory and application", in proceedings of IEEE international symposium on EMC, August 1990.
- [5] M. Mardiguan, "Manuel pratique de compatibilité électromagnétique", 2^{ème} édition, éditions Lavoisier, 2003.
- [6] A. Vukicevic, "Electromagnetic compatibility of power line communication systems", Thèse de l'EPFL, Juin 2008.
- [7] C.E. Baum, T.K. Liù, F.M. Tesche, "On the Analysis of General Multiconductor Transmission-Line Networks", Interaction Notes, Note 350, November 1978