

# Sommaire

<b>SOMMAIRE</b>	<b>1</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>7</b>
<b>CHAPITRE. I GENERALITES SUR LE BLINDAGE ELECTROMAGNETIQUE</b>	<b>11</b>
<b>I.1 Contexte</b>	<b>11</b>
<b>I.2 Définitions de la CEM</b>	<b>12</b>
<b>I.3 Blindage électromagnétique</b>	<b>12</b>
I.3.1 Mécanismes du blindage électromagnétique	13
I.3.2 Impédance des ondes électromagnétiques	14
I.3.2.1 Impédance d'onde pour un dipôle électrique	15
I.3.2.2 Impédance d'onde pour un dipôle magnétique.	15
I.3.3 Efficacité de blindage en champ lointain	16
I.3.4 Blindage magnétique en champ proche	18
I.3.5 Blindage électrique en champ proche	19
I.3.6 Techniques de blindage en champ magnétique basse fréquence	21
<b>I.4 Effet des ouvertures et des fentes</b>	<b>21</b>
I.4.1 Expressions analytiques du blindage avec ouverture en champ lointain	23
I.4.2 Expressions analytiques du blindage avec ouverture en champ proche	25
<b>I.5 Méthodes de calcul de SE dans le cas d'un boîtier de dimensions finies</b>	<b>25</b>
I.5.1 Méthodes numériques	25
I.5.2 Méthodes analytiques	27
<b>I.6 Blindage dans le domaine automobile</b>	<b>27</b>
I.6.1 Introduction	27
I.6.2 Protection contre les champs magnétiques proches	29
I.6.2.1 Effets des champs magnétiques sur la santé	29
I.6.2.2 Normes d'exposition aux champs électromagnétiques	29
I.6.3 Problématique et aide à la conception	31
I.6.3.1 Blindage électromagnétique basse fréquence	31
I.6.3.2 Aide à la conception	31

<b>I.7 Synthèse des travaux sur la mesure des champs magnétiques dans les VHEs</b>	<b>32</b>
<b>I.8 Positionnement de nos travaux</b>	<b>34</b>
<b>I.9 Conclusion</b>	<b>34</b>
<b>CHAPITRE. II MODELISATION NUMERIQUE EN BASSE FREQUENCE</b>	<b>37</b>
<b>II.1 Introduction</b>	<b>37</b>
<b>II.2 Contraintes liées à la modélisation basse fréquence</b>	<b>37</b>
<b>II.3 Outils de modélisation</b>	<b>38</b>
II.3.1 CST Studio	38
II.3.2 Comsol multi-physique	39
II.3.3 Maxwell 3D	39
II.3.4 Flux	40
<b>II.4 Etude comparative entre les logiciels</b>	<b>40</b>
II.4.1 Structure modélisée	41
II.4.2 Analyse des résultats	43
<b>II.5 Conclusion sur les différents outils de modélisation</b>	<b>48</b>
<b>II.6 Etude de l'efficacité du blindage d'une enceinte métallique avec et sans ouverture</b>	<b>49</b>
II.6.1 Introduction	49
II.6.2 Calcul de l'efficacité du blindage	50
II.6.3 Modélisation	50
II.6.3.1 Modélisation de la bobine émettrice	50
II.6.3.2 Modélisation des sondes réceptrices	51
II.6.3.3 Modélisation du problème	54
II.6.4 Bancs de mesure	54
II.6.5 Calibrage de la boucle rayonnante	55
<b>II.7 Recommandation pour la conception du blindage avec un outil numérique</b>	<b>59</b>
<b>II.8 Conclusions</b>	<b>60</b>
<b>CHAPITRE. III EFFICACITE DU BLINDAGE MAGNETIQUE DES FENTES</b>	<b>63</b>
<b>III.1 Introduction</b>	<b>63</b>

<b>III.2</b>	<b>Méthode basée sur les moments dipolaires équivalents</b>	<b>64</b>
III.2.1	Hypothèses de travail	64
III.2.2	Calcul des moments dipolaires équivalents	65
III.2.3	Calcul de la polarisabilité électrique et magnétique	66
III.2.4	Calcul des champs rayonnés par les moments dipolaires équivalents	68
III.2.5	Calcul de l'efficacité du blindage magnétique	68
III.2.6	Approche développée	69
<b>III.3</b>	<b>Application dans le cas d'un plan infini avec fente</b>	<b>70</b>
III.3.1	Structure modélisée	70
III.3.2	Modélisation sous CST	72
III.3.3	Banc de mesure développé	73
III.3.4	Résultats et analyse	74
III.3.4.1	Effet de la discrétisation de la fente	74
III.3.4.2	Influence de l'épaisseur de la fente	74
III.3.4.3	Influence de la distance source-blindage et configuration de la source	75
III.3.5	Etudes paramétriques	77
III.3.5.1	Influence de la longueur et la largeur de la fente	77
III.3.6	Conclusions	78
<b>III.4</b>	<b>Application dans le cas d'une enceinte métallique avec fente courte</b>	<b>79</b>
III.4.1	Résonances des cavités	79
III.4.2	Méthodologie développée	80
III.4.3	Efficacité de blindage par la théorie des lignes de transmissions	81
III.4.4	Exemple illustratif de la méthodologie développée	81
III.4.5	Validation expérimentale	83
III.4.6	Limite de la méthodologie développée	85
<b>III.5</b>	<b>Application dans le cas d'une enceinte avec fente quelconque</b>	<b>86</b>
III.5.1	Méthodes hybrides	86
III.5.2	Source de rayonnement à l'extérieur de l'enceinte	86
III.5.2.1	Méthodologie développée	86
III.5.2.2	Validation numérique sous Comsol	87
III.5.2.3	Influence de la bobine émettrice	89
III.5.3	Source de rayonnement à l'intérieure de l'enceinte	90
III.5.3.1	Méthodologie développée	91
III.5.3.2	Validation numérique sous Comsol	92
III.5.3.3	Rayonnement d'une fente	93
III.5.3.4	Etude de la sensibilité	95

<b>III.6</b>	<b>Conclusions</b>	<b>99</b>
	<b>CHAPITRE. IV APPLICATION</b>	<b>101</b>
<b>IV.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>101</b>
<b>IV.2</b>	<b>Modélisation</b>	<b>102</b>
IV.2.1	Modèle 3D simple sous forme parallélépipède	104
IV.2.2	Modèle 3D avec la forme réelle du boîtier	105
IV.2.2.1	Modélisation numérique	105
IV.2.2.2	Modélisation analytique	107
IV.2.3	Calcul de l'efficacité du blindage magnétique	109
<b>IV.3</b>	<b>Validation expérimentale</b>	<b>109</b>
IV.3.1	Banc champ proche	109
IV.3.2	Chaine de mesure	110
<b>IV.4</b>	<b>Analyse des résultats</b>	<b>113</b>
<b>IV.5</b>	<b>Paramètres influençant l'efficacité du blindage magnétique</b>	<b>115</b>
IV.5.1	Bancs de mesures développés	115
IV.5.2	Influence des ouvertures	116
IV.5.3	Influence des joints	118
IV.5.4	Influence des connexions (vis)	120
<b>IV.6</b>	<b>Outil développé pour le pré dimensionnement de l'efficacité du blindage magnétique</b>	<b>122</b>
<b>IV.7</b>	<b>Conclusion</b>	<b>123</b>
	<b>CONCLUSION GENERALE</b>	<b>125</b>
	<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES</b>	<b>131</b>
	<b>ANNEXE A</b>	<b>139</b>
	<b>ANNEXE B</b>	<b>144</b>
	<b>ANNEXE C</b>	<b>151</b>
	<b>ANNEXE D</b>	<b>154</b>



## *Introduction Générale*

## Introduction générale

Ces dernières années, les avancées technologiques réalisées sur les véhicules électriques (VEs) et la problématique écologique ont permis de relancer les programmes de recherche dans l'espoir de favoriser le marché des VEs. Leurs succès ont été rapidement freinés par la faible autonomie et la lenteur du temps de recharge de ses batteries qui rendent encore ce type de véhicules peu utilisable. En parallèle, les véhicules hybrides (VHs) qui associent une motorisation électrique au moteur à combustion constituent une solution alternative et prometteuse.

L'électronique est largement utilisée dans les véhicules électriques ou hybrides (VEHs), plus de 20 % des constituants d'un véhicule sont composés de l'électronique et de logiciels embarqués. Ce chiffre est en croissance permanente et il pourra atteindre 40 % en 2015 [Col-12] [Ind]. Cette électronique se décompose en une électronique de surveillance et une électronique de puissance. L'électronique de surveillance sert entre autres à la gestion de la recharge électrique, le contrôle moteur ainsi que dans les systèmes d'assistance à la conduite et au confort. Par contre, l'électronique de puissance sert à contrôler le flux d'énergie entre les batteries et les différentes charges (moteurs électriques, compresseur,...).

Cette généralisation de l'électronique a permis d'améliorer le confort et la performance des VEHs. Par contre, elle génère dans certaines configurations des problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM). En effet, les composants de puissance peuvent se comporter comme des sources de rayonnement électromagnétique. Dans cette configuration, ces composants constituent une source de perturbations et peuvent altérer le bon fonctionnement des composants se trouvant au voisinage. Pour minimiser le risque de dysfonctionnement du dispositif, il est important d'avoir une connaissance du rayonnement électromagnétique de ces éléments perturbateurs pour pouvoir placer au mieux les composants sensibles de l'électronique.

Les organes de puissance mettent en jeu de forts courants qui vont transiter entre les différents éléments via des câbles, ils génèrent des champs magnétiques intenses de différentes fréquences selon les sources qui les créent. Pour cette raison, des directives et des normes (2004/40/CE, CISPR,...) ont été imposées aux constructeurs automobiles pour la commercialisation d'un équipement électrique en maîtrisant son environnement électromagnétique. On peut citer l'exemple de la Figure.1, un boîtier contenant de l'électronique de puissance utilisé pour entrainer un moteur triphasé pour faire fonctionner une pompe hydraulique d'un système de direction assistée [Gui-12]. Les mesures ont été réalisées sur la bande (20 Hz - 200 kHz) et les résultats ont été comparés avec les gabarits de la norme

CEM en vigueur, il en résulte que les niveaux des champs magnétiques basses fréquences dépassent les normes sur la bande de fréquence (70 kHz - 160 kHz).

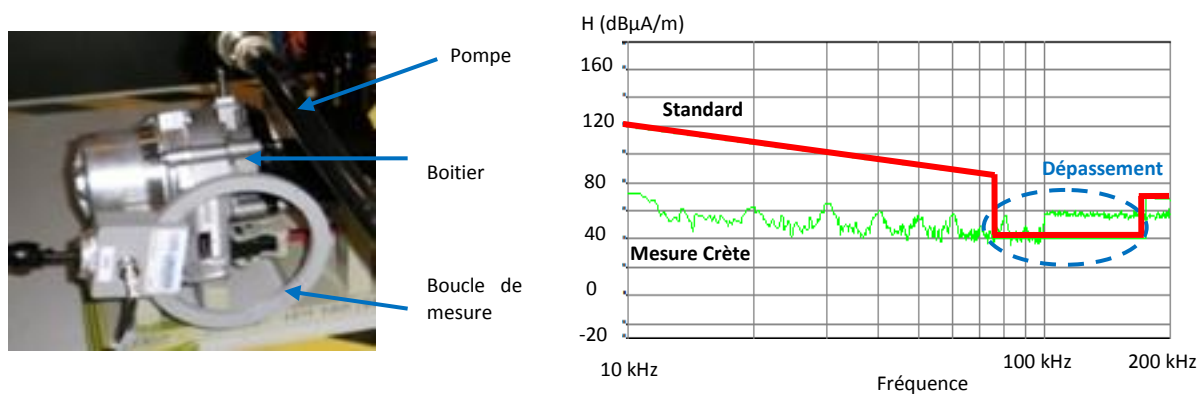


Figure.1 : Banc de mesure et la courbe du champ magnétique rayonné par l'électronique de puissance de la pompe hydraulique

Pour réduire les effets des champs électromagnétiques rayonnés, on peut agir séparément ou simultanément : sur la source de bruit en abaissant le niveau de perturbation, sur la victime en augmentant son immunité ou sur le mode de couplage en réduisant son efficacité. Cependant, si toutes les erreurs de conception sont déjà figées dans le dispositif, on ne peut plus agir que sur le couplage. C'est souvent cette dernière solution qui est envisagée en insérant des filtres CEM ou un blindage pour obtenir ou améliorer la compatibilité. Plusieurs travaux ont été réalisés dans ce domaine [Zho-13] [Bel-12] [And-12] [Kes-11] [Los-11] [Ahn-10] [Jet-08].

Mes travaux de thèse s'articulent autour cette problématique et plus particulièrement sur le blindage électromagnétique dans le but de minimiser le champ magnétique rayonné par les systèmes de puissance.

Le blindage électromagnétique est l'une des solutions employées pour réduire les problèmes d'interférences électromagnétiques. L'utilisation du blindage électromagnétique consiste d'un point de vue émission, à contenir les émissions rayonnées de sources à l'intérieur de l'enceinte blindée, et d'un point de vue immunité, à exclure les émissions rayonnées de la source se trouvant à l'extérieur de l'enceinte [Bel-12].

Pour calculer l'efficacité du blindage, de nombreux travaux ont été développés en haute fréquence [Bel-12] [ELF-10] [Zho-10] [Ara-09]. Cependant dans le cas des systèmes embarqués des VEHs, les conditions de champ lointain ne sont pas remplies. Cela est peut être dû, d'une part, à une faible distance entre la source et le blindage, et d'autre part à la courte distance entre le blindage et le point de mesure.



Généralement pour réduire le champ rayonné, l'électronique de systèmes embarqués est confinée à l'intérieur de boîtiers. Ces boîtiers sont équipés d'ouvertures et de fentes. La présence de ces éléments dégrade les performances du blindage magnétique. Il est nécessaire donc de disposer de méthodologies de conception mais également de modèles pouvant prédire l'efficacité du blindage ainsi que les phénomènes mis en jeu et cela dès la phase de conception. Ces différents modèles doivent permettre aux concepteurs de maîtriser quelques contraintes liées au blindage des dispositifs électroniques embarqués à bord des véhicules.

Les travaux présentés dans ce rapport portent essentiellement sur le développement de modèles permettant la prédiction de l'efficacité de blindage magnétique de boîtiers munis d'ouvertures et de fentes dans le cas d'une source de rayonnement magnétique basse fréquence.

Ce rapport est organisé en quatre principaux chapitres.

Le premier chapitre présente un état de l'art sur le blindage électromagnétique et plus particulièrement en basse fréquence. Les effets de la diffusion à travers des plaques conductrices et de la présence de d'ouvertures et de fentes sont présentés.

Dans le deuxième chapitre, nous étudions l'aptitude des méthodes numériques à résoudre les problèmes de diffusion des champs magnétiques dans les tôles minces en basse fréquence. Une étude comparative entre différents logiciels est réalisée sur un cas d'étude simple. Nous nous intéressons aussi au blindage magnétique d'une enceinte métallique avec ou sans ouverture.

Le troisième chapitre de ce mémoire est consacré au développement de méthodologies basées sur la méthode des moments magnétiques pour la prédiction de l'efficacité de blindage magnétique en présence de fentes de petites dimensions. Une validation expérimentale des modèles développés sur des structures simples est présentée. Le chapitre se termine par la présentation de différentes approches dites 'hybrides' associant des méthodes numériques et analytiques qui sont appliquées dans le cas de fentes de dimensions quelconques.

Le quatrième chapitre est dédié à l'application des méthodes développées dans le cadre d'une application industrielle proposée par le groupe VALEO. Dans ce chapitre, nous présentons les bancs de mesures développés et la mise en œuvre de l'approche hybride.

Enfin, nous terminons ce mémoire par une conclusion générale sous forme de synthèse globale de notre travail et de quelques perspectives pour d'éventuels travaux futurs.

*Chapitre I :*  
*Généralités sur le Blindage Electromagnétique*

## Chapitre. I Généralités sur le blindage électromagnétique

### I.1 Contexte

Depuis les années 2000, le prix du pétrole a doublé. Parallèlement la pollution atmosphérique a augmenté, ce qui engendre une croissance des émissions de CO<sub>2</sub> et une influence négative sur la composition de l'atmosphère. Ceci représente sans doute une contribution aux changements climatiques. Actuellement, environ 25% des émissions totales de CO<sub>2</sub> industriel sont produites par les véhicules. Les réservoirs mondiaux de pétrole sont très exploités (avec un pic de l'exploitation en 2010). Une prédiction récente suppose que les réserves seront épuisées dans les prochaines quarante ans [Szu-11]. Il y a donc des raisons et la nécessité de l'électrification du transport routier. Le succès croissant du marché des véhicules hybrides est réalisé avec une partie importante du système de transport électrique vert. En 2020, il est attendu qu'environ 15 % du nombre total des véhicules seront hybrides et électriques (VHEs) sur les routes du monde. Cela signifie que la technologie hybride et l'amélioration permanente de la technologie est nécessaire et doit commencer dès maintenant [Szu-11] [Mes-07] [Cha-02].

L'évolution du domaine automobile dans lequel on cherche de meilleures performances (robustesse, confort,...), est accompagnée par diverses exigences. On trouve celles qui sont liées à la compatibilité électromagnétique (CEM), à la sécurité, à l'environnement, à la santé... [Hal-10] [Kar-10] [Mes-07] [Cha-02]. Dans le cas des VHEs des contraintes supplémentaires se sont ajoutées comme l'autonomie de la batterie [Fai-10]. Les niveaux de puissance électrique requis pour un bon fonctionnement et le développement des différentes parties constituant les VEHs font partie des causes qui engendrent des contraintes de CEM et d'exposition aux champs électromagnétique (EM). Par ailleurs, quelle que soit la problématique, on cherche la protection contre les champs électromagnétiques incidents.

Généralement, la protection au champ électromagnétique est assurée par des solutions standards : modifications de l'architecture, blindage électromagnétique qui est une solution peu efficace au-dessous de la dizaine ou centaine de kHz ou par d'autres solutions innovantes.

Nous commençons dans ce premier chapitre par expliquer, via une étude bibliographique, les différents mécanismes de blindage magnétique et électrique basse fréquence. Puis, nous présenterons les différentes méthodes analytiques et numériques utilisées pour le calcul de l'efficacité de blindage électromagnétique. À la fin de ce chapitre, Nous mettons en évidence l'utilisation du blindage électromagnétique dans le domaine des VHEs et son intérêt.

## I.2 Définitions de la CEM

La définition de la CEM telle que définie dans le décret n° 92-587 relatif aux appareils électriques et électroniques est: «L'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique, de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques de nature à créer des troubles graves dans le fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement».

Sur la Figure I.1 on présente la trilogie de la CEM. Pour réduire les effets des champs électromagnétiques, on peut agir séparément ou simultanément sur la source en abaissant son pouvoir perturbateur, la victime en augmentant son immunité ou le mode de couplage en réduisant son efficacité [Mai-07]. Le blindage est l'une des solutions préconisées pour réduire les perturbations électromagnétiques rayonnées. Ce dernier est une technique utilisée pour contenir et/ou exclure les émissions rayonnées, les décharges électrostatiques et perturbations conduites. Nous nous intéressons au blindage contre les champs magnétiques basse fréquence (1 Hz - 10 MHz).

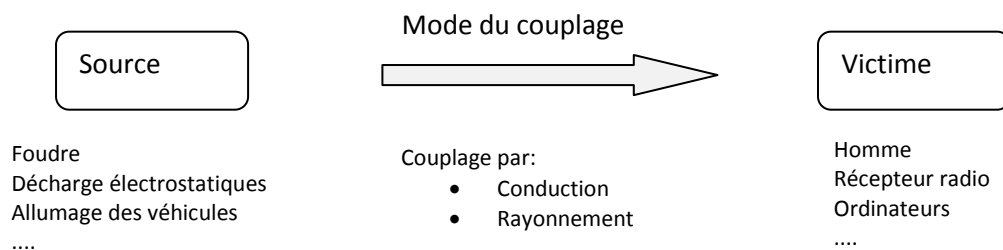


Figure I.1 La trilogie de la CEM

## I.3 Blindage électromagnétique

Un blindage électromagnétique est une enveloppe conductrice séparant l'espace en deux régions. Une région qui contient des sources de champs électromagnétiques, alors que la seconde comporte le dispositif à protéger. Le blindage est utilisé pour réduire les perturbations et rendre un dispositif conforme aux normes d'émission et d'immunité rayonnées [Ott-09] [Pau-06] [Rac-05].

L'objectif de cette partie est d'analyser les différents mécanismes de blindage électromagnétique. Cela nous permettra au moins d'une manière simplifiée la compréhension physique du fonctionnement. Cette première étude nous amène à proposer des solutions pour avoir une meilleure performance du blindage et de tester ces solutions dans le cas d'applications VHEs.

Généralement, si un dispositif blindé subit une excitation électromagnétique externe, la pénétration du champ électromagnétique peut se faire par différents mécanismes: la diffusion à travers les parois, à travers les ouvertures, ou par le biais d'un conducteur tel qu'un câble de connexion [Elf-10] [Rac-05].

Nous allons voir les différentes expressions de l'efficacité de blindage pour une plaque conductrice supposée infinie, sans aucune ouverture, il s'agit donc de tenir compte du phénomène de diffusion des champs. En second lieu, l'effet de l'ouverture sera présenté.

### I.3.1 Mécanismes du blindage électromagnétique

L'efficacité de blindage est le ratio entre le champ incident ( $E_i$ ,  $H_i$ ) et le champ transmis ( $E_t$ ,  $H_t$ ), ou alternativement, le champ avec le blindage et le champ sans blindage en un point donné. Une atténuation de 100 dB traduit une réduction d'un facteur  $10^5$  du champ incident. Dans ce cas, le blindage doit être complètement fermé, ce qui est impossible dans la réalité puisque [Pau-06]:

- Si la longueur d'un câble blindé est de  $\lambda/4$ , le câble peut devenir une source de rayonnement.
- Les ouvertures dans le blindage dégradent les performances du blindage. Elles sont considérées comme des antennes de rayonnement dont les dimensions sont identiques à celles de l'ouverture.

Considérons une plaque métallique de conductivité électrique ( $\sigma$ ), de permittivité électrique ( $\epsilon$ ), de perméabilité magnétique ( $\mu$ ) et d'épaisseur finie ( $t$ ). Posons les hypothèses simplificatrices suivantes : la direction du champ électromagnétique est perpendiculaire à la paroi et l'illumination est uniforme. Le champ électromagnétique rencontre cette plaque conductrice (Figure I.2) et subit une atténuation due à l'effet d'écran. Ce dernier est appelé efficacité de blindage (SE) et est définie par l'expression (I-1) [Mai-07] et en terme de champ magnétique incident et transmis,  $H_{incident}$ ,  $H_{transmis}$ , par l'expression (I-2) [Pau-06]:

$$SE = \frac{\text{Champ reçu en un point donné, sans blindage}}{\text{Champ reçu en ce point, avec blindage}} \quad (I-1)$$

$$SE = 20 \log \left| \left( \frac{H_{incident}}{H_{transmis}} \right) \right| \quad (I-2)$$

Les différents phénomènes qui contribuent à l'efficacité de blindage sont [Ott-09] [Mai-07] [Pau-06]:

- Pertes par réflexion : la réflexion sur la paroi gauche est due à la désadaptation de l'onde électromagnétique rencontrant un changement de milieu.
- Pertes par absorption : l'absorption est une perte due à la traversée de l'onde électromagnétique certaine épaisseur de matériau. Une proportion pénètre dans la paroi et est atténuée par un facteur  $\exp(-\alpha \cdot z)$ .  $\alpha = 1/\delta$  et  $\delta$  est l'épaisseur de peau.
- Pertes par réflexions multiples: ces réflexions sont ignorées si  $t \gg \delta$  et la seule transmission initiale sera considérée. Quand l'épaisseur du matériau est peu importante par rapport à

l'épaisseur de peau, il se produit de multiples réflexions entre les parois du blindage. La somme de ces termes diminue de façon importante l'efficacité de blindage totale.

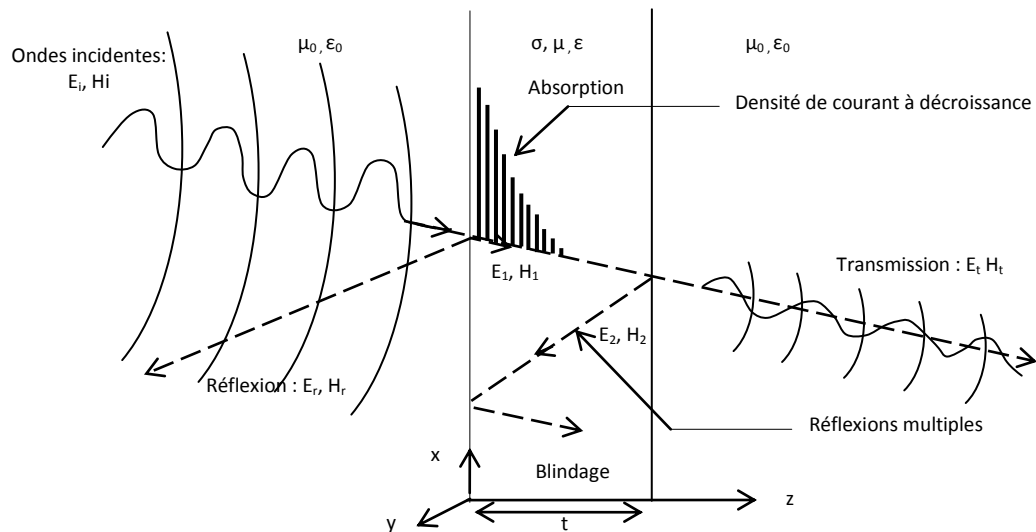


Figure I.2 Mécanismes du blindage électromagnétique

L'efficacité du blindage donnée par l'équation (I-1) et (I-2) peut être divisée en trois termes chacun représentant un phénomène :

$$SE_{dB} = R_{dB} + A_{dB} + M_{dB} \quad (I-3)$$

$R_{dB}$  : représente les pertes par réflexions sur la face gauche du conducteur ( $R > 0$ ).

$A_{dB}$  : représente les pertes par absorption dans le conducteur ( $A > 0$ ).

$M_{dB}$  : représente les réflexions et transmissions multiples additionnels ( $M < 0$ ). La valeur négative de ce dernier facteur diminue l'efficacité de blindage.

### I.3.2 Impédance des ondes électromagnétiques

L'impédance d'onde est le rapport entre la composante du champ électrique ( $E$ ) et la composante du champ magnétique ( $H$ ). En champ lointain, l'impédance vaut  $Z = \frac{E_\theta}{H_\phi} = 377 \Omega$  (Figure I.3).

En revanche, en champ proche, l'impédance d'onde dépend de la source. S'il s'agit d'une source de courant (ex : transformateur), l'impédance est inférieure à  $377 \Omega$ . Dans le second cas où elle est supérieure à  $377 \Omega$ , elle est considérée comme une source de tension (ex : éclateurs, balais d'un moteur à courant continu) [Pau-06].

La zone du champ lointain est obtenue lorsque la distance ( $r$ ) est supérieure à  $\lambda/2\pi$  [Pau-06].  $\lambda$  est la longueur d'onde.

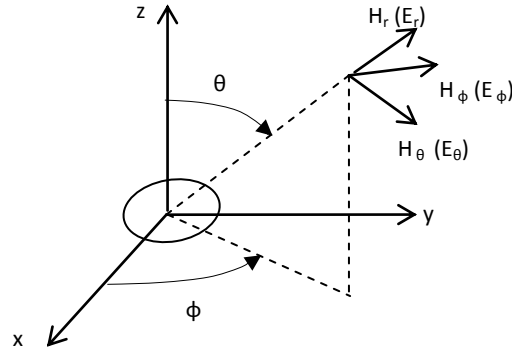


Figure I.3 Rayonnement d'un dipôle magnétique

### 1.3.2.1 Impédance d'onde pour un dipôle électrique

L'impédance d'un dipôle électrique  $Z_w = E_\phi / H_\phi$  est donnée par l'expression (I-4) [Pau-06] [Bal-05]. La variation de l'impédance en fonction de la fréquence est montrée sur la Figure I.4.

$$Z_w = \eta_0 \frac{j/r\beta_0 + 1/(\beta_0 r)^2 - j/(\beta_0 r)^3}{j/r\beta_0 + 1/(\beta_0 r)^2} \quad (I-4)$$

En champ lointain, le terme  $1/r$  est dominant d'où  $Z_w = \eta_0$

En champ très proche  $\beta_0 r \ll 1$ ,  $Z_w \approx \eta_0 \left(-j \frac{1}{\beta_0 r}\right)$

Où  $\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$  est la constante de phase correspondante à longueur d'onde en espace libre.

$\eta_0$  est l'impédance intrinsèque dans l'espace libre.

En champ proche  $E (1/r^3)$  et  $H (1/r^2)$ . Cela donne pour un dipôle électrique une haute impédance  $Z_w$  supérieure à celle du vide. Cette impédance est donnée par l'expression (I-5):

$$|Z_w|_e = \frac{1}{2\pi f \epsilon_0 r} \quad (I-5)$$

### 1.3.2.2 Impédance d'onde pour un dipôle magnétique.

Le dipôle magnétique est le dual du dipôle électrique. L'impédance de cette source est  $Z_w = E_\phi / H_\theta$  où les composantes en champ lointain pour un dipôle magnétique sont  $E_\phi$  et  $H_\theta$ . Elle est donnée par l'expression (I-6) [Pau-06] [Bal-05]. Sa variation en fonction de la fréquence est montrée sur la Figure I.4.

$$Z_w = -\eta_0 \frac{j/r\beta_0 + 1/(\beta_0 r)^2}{j/r\beta_0 + 1/(\beta_0 r)^2 - j/(\beta_0 r)^3} \quad (I-6)$$

En champ lointain le terme  $1/r$  est dominant d'où  $Z_w = \eta_0$ .

Pour les champs très proches :  $\beta_0 r \ll 1$ ,  $Z_w \approx -j\eta_0\beta_0 r$

En champ proche H ( $1/r^3$ ) et E ( $1/r^2$ ). L'impédance de l'onde est inférieure à celle du vide. L'impédance d'une source magnétique proche est donnée par l'expression (I-7).

$$|Z_w|_m = 2\pi f \mu_0 r \quad (I-7)$$

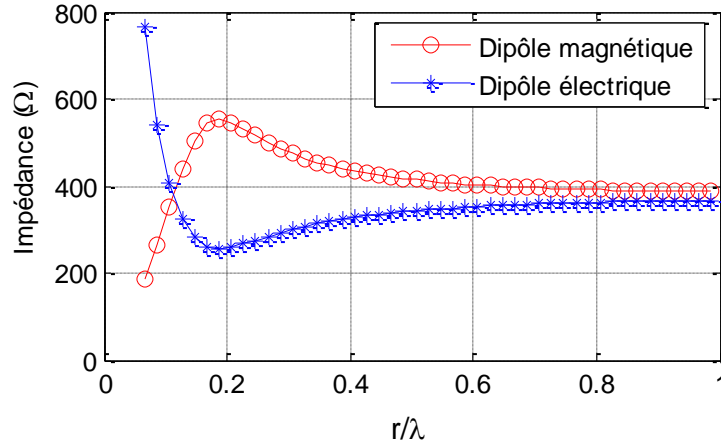


Figure I.4. Impédance d'onde pour un dipôle électrique et un dipôle magnétique

### I.3.3 Efficacité de blindage en champ lointain

En champ lointain, la source de rayonnement est considérée comme une onde plane uniforme. Deux méthodes pour évaluer l'efficacité du blindage ont été développées. Nous allons présenter d'abord une méthode exacte puis une méthode approximative [Pau-06] [Rac-05]. Nous considérons que l'incidence de l'onde électromagnétique est normale au blindage. Les différentes composantes du champ électromagnétique sont données par leurs formes générales (Figure I.2) :

$$\vec{E}_i = \hat{E}_i \cdot e^{-j \cdot \beta_0 \cdot z} \vec{a}_x \quad (I-8)$$

$$\vec{H}_i = \frac{\hat{E}_i}{\eta_0} \cdot e^{-j \cdot \beta_0 \cdot z} \vec{a}_y \quad (I-9)$$

$$\vec{E}_r = \hat{E}_r \cdot e^{j \cdot \beta_0 \cdot z} \vec{a}_x \quad (I-10)$$

$$\vec{H}_r = -\frac{\hat{E}_r}{\eta_0} \cdot e^{j \cdot \beta_0 \cdot z} \vec{a}_y \quad (I-11)$$

La constante de phase et l'impédance intrinsèque dans l'espace libre sont données respectivement par les expressions (I-12) et (I-13):

$$\beta_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0} \quad (I-12)$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (I-13)$$



La constante de phase et l'impédance intrinsèque dans le blindage sont données respectivement par les expressions (I-14) et (I-15):

$$\hat{\gamma} = \sqrt{j \cdot \omega \cdot \mu (\sigma + j \cdot \omega \cdot \varepsilon)} = \alpha + j \cdot \beta \quad (I-14)$$

$$\hat{\eta} = \sqrt{\frac{j \cdot \omega \cdot \mu}{\sigma + j \cdot \omega \cdot \varepsilon}} \quad (I-15)$$

La résolution du problème nécessite les équations de continuité de la composante tangentielle du champ électrique et magnétique à l'interface du blindage. Nous avons besoin de quatre équations: deux équations pour la continuité des composantes tangentielles du champ électrique et deux équations pour la continuité des composantes tangentielles du champ magnétique. La résolution de ces équations nous donne la formule de l'efficacité du blindage donnée ci-dessous:

$$SE_{dB} = 20 \log \left( \frac{E_i}{E_t} \right) = 20 \log \left( \frac{(\eta_0 + \eta)^2}{4\eta_0\eta} \left[ 1 - \left( \frac{\eta_0 - \eta}{\eta_0 + \eta} \right)^2 e^{-2t/\delta} e^{-j2\beta t} \right] e^{t/\delta} e^{j\beta t} e^{-j\beta_0 t} \right) \quad (I-16)$$

$E_i$  : le champ incident.

$E_t$  : le champ transmis.

En revanche dans la méthode approximative, la solution considère le blindage comme un bon conducteur en supposant que son épaisseur est plus grande que l'épaisseur de peau à la fréquence de l'onde incidente ( $t \gg \delta$ ). L'idée est de calculer les différentes pertes d'une manière séparée (voir Annexe A) [Pau-06].

Les pertes par réflexions sont données par l'expression (I-17)

$$R_{dB} = 20 \log \left| \frac{E_i}{E_t} \right| \cong 20 \log \left| \frac{\eta_0}{4\hat{\eta}} \right| \quad (I-17)$$

Les pertes par absorption sont données par l'expression (I-18).

$$A_{dB} = 20 \log e^{t/\delta} \quad (I-18)$$

Les pertes par réflexions multiples sont données par l'équation ci dessous (I-19):

$$M_{dB} = 20 \log \left| 1 - \left( \frac{\eta_0 - \hat{\eta}}{\eta_0 + \hat{\eta}} \right)^2 e^{-2\hat{\gamma} \cdot t} \right| \quad (I-19)$$

Une fois ces différentes pertes calculées, nous utilisons l'équation (I-3) pour calculer l'efficacité du blindage de la paroi.

### I.3.4 Blindage magnétique en champ proche

Les différents mécanismes du blindage en champ lointain sont également valables en champ proche. L'efficacité de blindage correspond à la somme des pertes par réflexion, par absorption et par réflexion multiples. Nous obtenons chaque terme en utilisant les expressions obtenues précédemment mais en substituant l'impédance de l'onde par l'impédance d'un dipôle.

Les pertes par réflexions en champ magnétique proche sont données par l'expression (I-20) [Pau-06]:

$$R_{m\ dB} = 14.57 + 10\log\left(\frac{fr^2\sigma_r}{\mu_r}\right) \quad (I-20)$$

D'autres expressions (I-21) peuvent être utilisées pour le calcul des pertes par réflexion en champ proche magnétique [Mai-07]. Le terme entre parenthèses dans l'expression (I-21) représente la correction en champ proche qui intervient dans la variation de l'impédance d'onde en champ proche et lointain ( $Z_w$ ).

$$R_{m\ dB} = 20\log\left(\frac{120\pi}{4Z_b} \times \frac{2\pi D}{\lambda}\right) \quad (I-21)$$

avec :

D : distance entre la source et le blindage en mètres (m).

f : fréquence en mégahertz (MHz).

$\mu_r, \sigma_r$  : perméabilité relative et la conductivité relative par référence au cuivre.

Les pertes par absorption sont les mêmes que pour une onde plane. Elles sont données par l'expression (I-22) [Pau-06]. Ces pertes sont faibles en basse fréquence et ne dépendent pas de l'origine de la source (proche/lointain), mais seulement des caractéristiques des matériaux (épaisseur, conductivité électrique, perméabilité magnétique et permittivité électrique) et de la fréquence. L'évaluation de ce type de pertes est basée sur la connaissance de l'épaisseur de peau. Cette dernière est donnée par l'expression (I-23) [Mai-07] (voir Annexe A).

$$A_{dB} = 131 t \sqrt{\sigma_r \mu_r f} \quad (I-22)$$

$$\delta = \frac{0.066}{\sqrt{\sigma_r \mu_r f}} \quad (I-23)$$

Les expressions des pertes par réflexions multiples sont obtenues en changeant l'impédance du vide ( $\eta_0$ ) dans l'expression (I-24) par celle du dipôle  $Z_w$  (l'expression (I-6) ou (I-7)) [Pau-06].

$$M_{dB} = 20\log\left[1 - \left(\frac{\eta_0 - \eta}{\eta_0 + \eta}\right)^2 e^{-2t/\delta} e^{-j2\beta t}\right] \quad (I-24)$$

La Figure I.5 est une comparaison de l'efficacité du blindage pour deux positions de dipôle magnétique (respectivement situé à 1 et 30 mètres du blindage, en cuivre et de 0.5 mm d'épaisseur). L'efficacité du blindage est plus faible que celle en champ lointain. L'efficacité du blindage due aux pertes par réflexion n'est pas élevée à cause de la faible valeur de l'impédance de l'onde. De même, l'efficacité du blindage due aux pertes par absorption est faible. Cette dernière est contrôlée par l'épaisseur de peau et est valable tant que la fréquence est inférieure à 100 kHz.

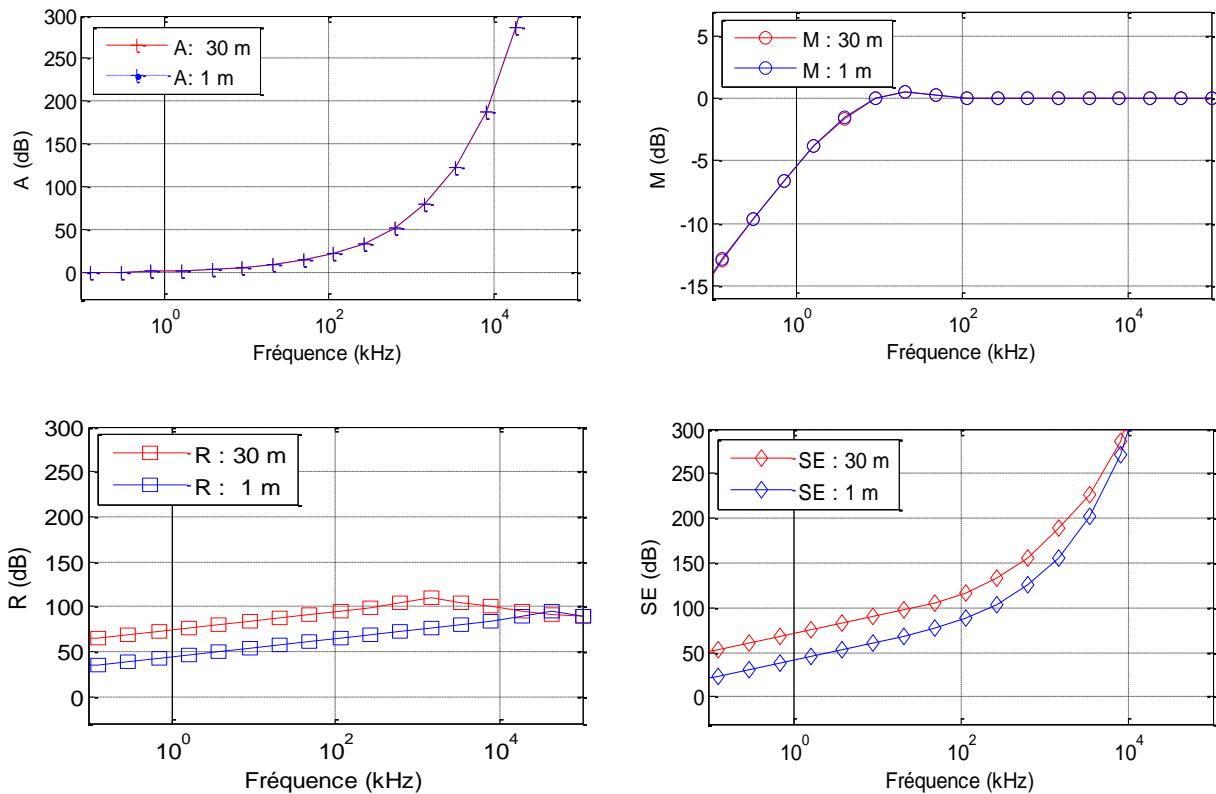


Figure I.5 Efficacité de blindage en champ magnétique proche

### I.3.5 Blindage électrique en champ proche

Le terme des pertes par réflexions est obtenu en remplaçant l'impédance intrinsèque du vide par celle de l'impédance de la source d'un dipôle électrique  $Z_w$  (équation (I-25)):

$$R_e \text{ dB} = 20 \log \left| \frac{(\hat{z}_w + \hat{\eta})^2}{4 \hat{z}_w \hat{\eta}} \right| \cong 20 \log \left| \frac{\hat{z}_w}{4 \hat{\eta}} \right| \quad (\text{I-25})$$

Même chose que précédemment (champ magnétique proche), le terme perte par absorption n'est plus affecté par ce type de source. Son expression et celle des pertes par réflexions multiples sont déduites en remplaçant l'impédance du vide par celle du dipôle électrique (voir Annexe A) [Pau-06].

La Figure I.6 montre une comparaison de l'efficacité du blindage pour deux positions d'un dipôle électrique (situé à 1 et 30 mètres du blindage, en cuivre et de 0.5 mm d'épaisseur). On obtient les

mêmes conclusions que dans le cas du champ proche magnétique pour l'efficacité du blindage due aux pertes par réflexions multiples et pertes par absorptions. Par contre, l'efficacité du blindage due aux pertes par réflexions, dans le cas du champ électrique proche est plus élevée que celle d'une onde plane uniforme. Elle augmente d'une façon inversement proportionnelle à la distance entre la source et le blindage.

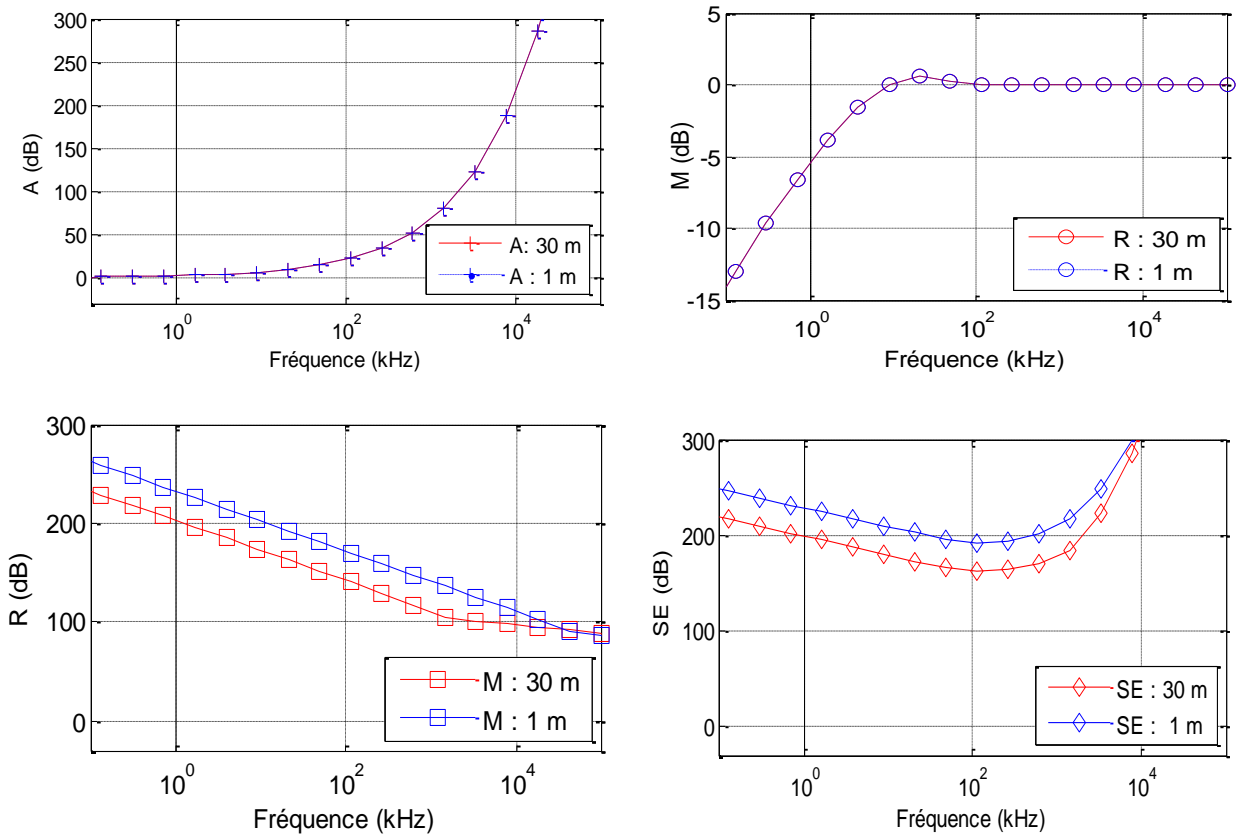


Figure I.6 Efficacité de blindage en champ électrique proche

En se basant sur ces résultats, on peut conclure qu'en basse fréquence:

- Pour atténuer les champs électriques, il suffit d'utiliser des matériaux ayant une conductivité électrique élevée comme le cuivre, l'aluminium ou l'acier.
- Il n'en est pas de même avec les champs magnétiques. Pour atténuer ces champs les solutions ne sont pas nombreuses; seuls les matériaux ferromagnétiques avec une perméabilité relative élevée (Mumetal,  $\mu_r \approx 10000$ ) permettent un blindage efficace. D'autres solutions sont proposées dans la littérature [Kes-11] [Los-11] [Ott-09] [Cel-08] [Pau-06]. Ces solutions sont détaillées ci-dessous.

### I.3.6 Techniques de blindage en champ magnétique basse fréquence

Nous avons vu que pour une source champ lointain, l'efficacité du blindage due aux pertes par réflexions est prédominante en basse fréquence. Tandis que l'efficacité du blindage due aux pertes par absorption est prédominante en fréquences élevées. Pour une source de champ électrique proche, la situation ne change pas. En revanche, pour une source champ proche magnétique la situation est différente : l'efficacité du blindage due aux pertes par absorption tend à dominer dans toute la bande de fréquence. En basse fréquence et en champ proche magnétique, les pertes par réflexions et par absorptions sont faibles. Cela nécessite d'avoir d'autres techniques de blindage contre ce type de source. Deux méthodes pour le blindage ont été proposées dans la littérature:

- Les matériaux magnétiques: l'utilisation des matériaux magnétiques permet de canaliser les lignes des champs magnétiques par contre cette méthode à deux inconvénients : la perméabilité décroît avec l'augmentation de la fréquence et avec l'intensité du champ magnétique. Jusqu'à quelques kHz, les matériaux à haute perméabilité (Mumetal) sont plus efficaces par rapport à d'autres matériaux comme l'acier. En revanche ce dernier devient plus efficace en haute fréquence (au-dessus de 20 kHz). D'un point de vue industriel, les boîtiers d'alimentation en électronique de puissance sont généralement réalisés en acier (20 kHz - 100 kHz). En basse fréquence (60 Hz), le blindage est assuré par les matériaux magnétiques à condition qu'ils ne soient pas saturés.

- La technique du flux opposé (Shurted Turn Method): cette technique permet de réduire le champ magnétique. Une bande de cuivre entoure le dispositif et réduit la fuite du champ magnétique. La surface limitée par la bande est perpendiculaire au flux. Cela engendre le maximum de force électromotrice. Il existe aussi des cas où deux bandes orthogonales sont mises en place.

## I.4 Effet des ouvertures et des fentes

L'idée d'utiliser une enceinte métallique pour protéger les dispositifs contre les interférences électromagnétiques est très répandue. Des ouvertures sont aménagées dans le blindage pour: la ventilation, la mise en place des appareils de mesure, le branchement des connecteurs d'entrées et de sorties,... . Ces ouvertures diminuent considérablement les performances du blindage à réduire les champs électromagnétiques (EM) incidents. Sur la Figure I.7, on représente un convertisseur et un moteur d'un véhicule 2004 Toyota Prius [Sta-06]. Nous remarquons bien la présence des ouvertures et des fentes dans cette structure.

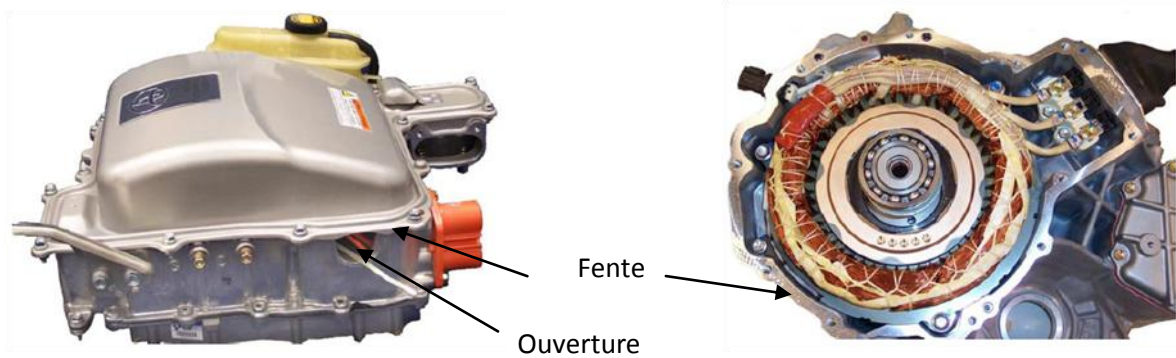


Figure I.7 Convertisseur et moteur du véhicule Toyota Prius

La réduction du champ EM est conditionnée par l'établissement des courants induits dans le blindage. La Figure I.8 montre la déviation des lignes de courant en présence d'ouvertures de différentes formes. Sans ouverture, les lignes des courants induits sont faiblement perturbées en revanche elles sont fortement perturbées en présence d'une ouverture rectangulaire.

D'après la figure I.8, il est recommandé de faire une multitude d'ouvertures qu'une large ouverture de surface équivalente. Les fuites des champs électromagnétiques dépendent de trois critères: la dimension maximale de l'ouverture, l'impédance d'onde et la fréquence de la source d'excitation [Ott-09] [Pau-06].

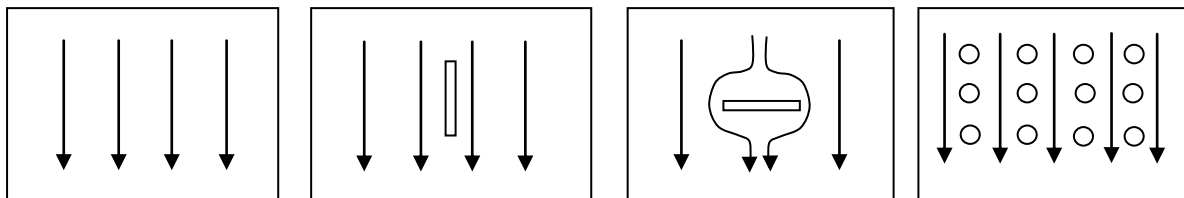


Figure I.8 Effets des ouvertures sur les courants induits

Les fentes entre les différentes parties d'un dispositif, même de faibles dimensions, sont des antennes et qui peuvent rayonner des champs élevés (principe de Babinet [Mai-07]). La longueur de ces fentes est plus importante que leurs épaisseurs. Pour réduire les effets de ces fentes on doit placer des vis à des intervalles bien précis. Cela diminue la longueur des antennes. Une autre solution peut être envisagée, il s'agit d'utiliser des joints métalliques pour combler le vide entre le boîtier et le couvercle (Figure I.9) [Pau-06].

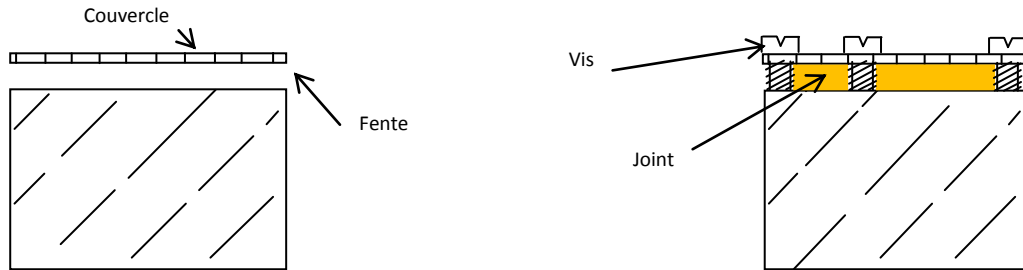


Figure I.9 Protection contre le rayonnement des fentes

Pour comprendre le mécanisme de blindage en présence des ouvertures, on prend comme base une paroi pleine. Dans les conditions les plus sévères (source au voisinage du blindage) l'efficacité de blindage de la paroi pleine est faible en basse fréquence et elle s'améliore avec l'augmentation de la fréquence. Elle atteint des valeurs importantes dès l'apparition de l'effet de peau. Alors que l'atténuation de l'ouverture suit une pente inverse. Elle se dégrade avec l'augmentation de la fréquence et atteint une valeur proche de 0 dB si la grande dimension de l'ouverture est égale à  $\lambda/2$ . Ce comportement est illustré sur la Figure I.10. Il peut être interprété par le principe de Babinet. Ce dernier énonce qu'une ouverture se comporte comme un dipôle. À partir de la fréquence de croisement, l'ouverture contrôle la performance électromagnétique globale de la paroi [Mai-07] [Eva-97].

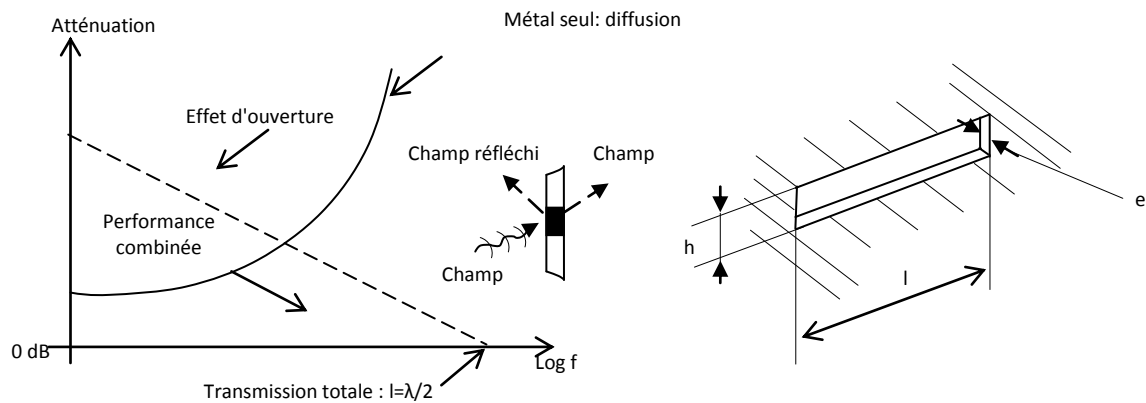


Figure I.10 Efficacité du blindage dans le cas d'une paroi muni d'une ouverture

#### I.4.1 Expressions analytiques du blindage avec ouverture en champ lointain

L'étude analytique du blindage d'une ouverture est une tâche complexe. Elle demande des approximations même pour des cas simples. Les expressions exposées sont basées sur des hypothèses simplificatrices [Mai-07]:

- Le champ électrique a une polarisation perpendiculaire à la grande dimension de l'ouverture,
- La direction d'incidence du champ est normale à la paroi,
- La paroi a des dimensions quasi infinies, ou plus grandes que celle de l'ouverture,

- On est en situation du champ lointain ( $Z_{ch}=120\pi \Omega$ ).

En s'appuyant sur le principe de Babinet et le calcul de l'impédance qui s'oppose à la circulation des courants de surface de l'ouverture [Mai-07], une formulation simplifiée du blindage apportée par l'ouverture est obtenue. Nous distinguons deux cas :

**Cas 1 : Les dimensions de l'ouverture sont inférieures à la demi longueur d'onde ( $l < \lambda/2$ ) :**

L'atténuation portée par une ouverture est donnée par l'expression (I-26) [Mai-07]:

$$SE_{dB} = 100 - 20 \log l - 20 \log f + 20 \log \left( \frac{1+2.3 \log l}{h} \right) + \frac{30e}{l} \quad (I-26)$$

avec  $l$ ,  $h$ ,  $e$ , sont respectivement la longueur, la hauteur et l'épaisseur de l'ouverture en millimètre.  $f$  est la fréquence en mégahertz.

L'atténuation d'une ouverture est la résultante de la contribution de plusieurs phénomènes physiques :

- Les trois premiers termes ( $100-20\log l-20\log f$ ) correspondent aux pertes par réflexions. Ils sont dus à la désadaptation de l'impédance de l'onde et l'impédance de l'ouverture.
- Le quatrième terme s'appelle « facteur de minceur », il présente l'atténuation apportée par l'ouverture en comparant à celle d'une simple ouverture carrée. Ce terme est en fonction des deux dimensions transversales  $l$  et  $h$  de l'ouverture. Il vaut :

$$0 \text{ dB} \rightarrow \frac{l}{h} = 1$$

$$10 \text{ dB} \rightarrow \frac{l}{h} = 10$$

$$15 \text{ dB} \rightarrow \frac{l}{h} = 100$$

$$18 \text{ dB} \rightarrow \frac{l}{h} = 1000$$

- Le dernier terme est en fonction de la profondeur de l'ouverture. Il s'appelle perte de traversée ou terme de mode évanescent. Il traduit l'atténuation apportée par la traversée de l'ouverture. Cette dernière est considérée comme un guide d'onde qui fonctionne en dessous de sa fréquence de coupure.

**Cas 2: les dimensions de l'ouverture sont supérieures à la demi longueur d'onde ( $l > \lambda/2$ ) :**



Dans ce cas, quelles que soit les valeurs des deux derniers termes de l'expression (I-26), le champ incident est transmis sans aucune atténuation [Mai-07]:

$$SE = 0 \text{ dB} \quad (I-27)$$

#### I.4.2 Expressions analytiques du blindage avec ouverture en champ proche

Les différentes expressions utilisées précédemment en champ lointain peuvent être exploitées pour satisfaire l'étude en champ proche électrique ou magnétique. Il suffit donc de prendre en compte l'impédance de l'onde en champ proche. La correction à apporter pour un champ à dominance magnétique ( $C(H)$ ) ou électrique ( $C(E)$ ) est donnée respectivement par les équations (I-28) et (I-29) [Mai-07]:

$$C(H) = -20 \log \left( \frac{48}{Df} \right) \quad (I-28)$$

$$C(E) = +20 \log \left( \frac{48}{Df} \right) \quad (I-29)$$

où:

$C(H)$ ,  $C(E)$  sont en dB.

D est la distance entre le blindage et la source de rayonnement en mètre.

f est la fréquence en mégahertz.

### I.5 Méthodes de calcul de SE dans le cas d'un boîtier de dimensions finies

Dans la pratique, les boîtiers des systèmes embarqués ont des dimensions finies, l'efficacité de blindage électromagnétique (SE) peut être calculée par des méthodes numériques ou par des formulations analytiques. Le choix d'une méthode dépend de la complexité de la structure étudiée et des phénomènes physiques mis en jeu.

#### I.5.1 Méthodes numériques

Les méthodes numériques peuvent modéliser les dispositifs électromagnétiques complexes. Cependant elles exigent souvent beaucoup de temps de calcul et un espace mémoire assez important. Les simulations numériques permettent de dimensionner les systèmes en réduisant le temps de développement, le coût et le nombre d'essais à effectuer. Par contre, ce type de simulations ne peut pas remplacer les essais.

Il n'existe pas une méthode plus performante qu'une autre mais simplement des méthodes plus ou moins rapides pour un cas de modélisation donné. Le choix d'une telle méthode dépend du problème à traiter. On distinguera [Cel-08]:

- La méthode des moments (MoM): c'est une technique très puissante pour résoudre les problèmes de rayonnement EM, en présence d'objets de forme arbitraire. Cette méthode est basée sur l'idée de prendre une équation linéaire de l'inconnue et la représenter par une équation matricielle linéaire. Elle peut appliquer dans le domaine fréquentiel ou temporel.
- La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD): c'est la technique numérique la plus populaire pour la résolution des problèmes d'électromagnétisme. Ceci est principalement dû à sa simplicité, sa précision et sa robustesse. La méthode utilise un processus progressif dans le temps et qui simule la propagation des ondes EM. Elle consiste à appliquer les équations différentielles sur des petits éléments. La résolution des équations est donc directe.
- La méthode des lignes de transmission (TLM): elle appartient aux méthodes différentielles dans le domaine temporel, bien que des applications dans le domaine fréquentiel existent également. Sa particularité réside dans le fait qu'il s'agit d'une technique numérique pour résoudre les problèmes en se référant à des analogies de circuit. Elle est basée sur l'équivalence entre les équations de Maxwell pour les champs électriques et magnétiques d'une onde 1D et les équations des télégraphistes pour des tensions et des courants le long d'une ligne de transmission à deux fils continus.
- La méthode des éléments finis (FEM): cette méthode est largement utilisée pour modéliser les dispositifs en génie électrique. Elle est basée sur la minimisation d'une énergie fonctionnelle associée au problème à résoudre. Les formulations simplifiées sur chaque élément du maillage sont transformées en un système d'équations linéaires. Une diversité de maillage en 2D ou 3D constitue l'un des points forts pour modéliser les structures de forme complexe.
- La technique d'intégration finie (FIT): c'est une approche utilisée pour résoudre les équations de Maxwell sous leurs formes intégrales. Le résultat est un ensemble d'équations regroupées en un système matriciel et traduisant les deux équations intégrales de Maxwell sur deux grilles décalées en espace. Cette méthode est une généralisation de la méthode FDTD.
- La méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit): c'est une méthode de modélisation en 3D qui est utilisée dans le domaine fréquentiel ou temporel. Comme pour la méthode des moments, la méthode PEEC s'appuie sur les formules intégrales. Sa particularité consiste à décomposer la structure 3D à modélisée en circuits électriques RLC. Cette méthode attribue à chaque portion du circuit, une contribution à l'impédance totale, d'où la notion d'éléments partiels.

### I.5.2 Méthodes analytiques

Lors de calcul de l'efficacité du blindage, les méthodes analytiques présentent une rapidité de calcul. Elles sont aussi faciles à implémenter et précises par rapport aux méthodes numériques. La plupart de ces méthodes sont basées sur la théorie de diffraction de Bethe [Bel-12] [Bel-09] [Bet-44].

Le problème de la pénétration des champs électromagnétiques à travers une ouverture a fait l'objet de travaux depuis de nombreuses années [Bel-09] [Mar-03] [Mar-03] [Ara-08] [Bel-00] [Axf-82] [But-80] [Tay-73] [Mon-73]. Parmi ces modèles, on peut citer:

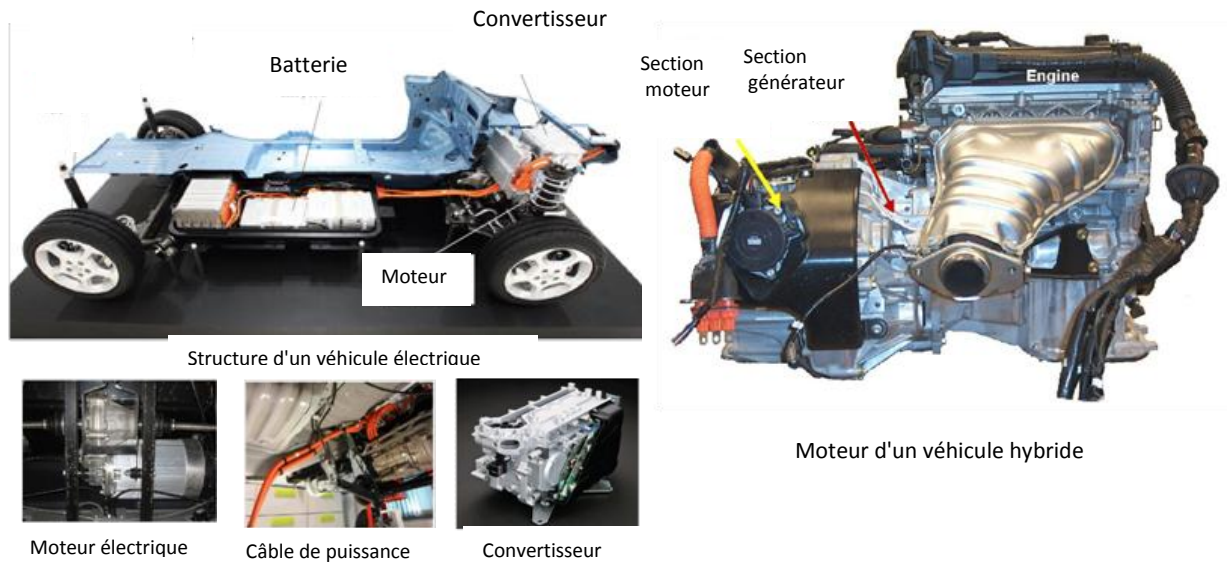
- Le modèle de M. P. Robinson, le principe consiste à transformer l'enceinte métallique avec ouverture en un circuit électrique équivalent. L'enceinte est modélisée comme un guide d'onde court-circuité en l'une de ces extrémités. Alors que l'ouverture est modélisée par une ligne de transmission court-circuitée en ses deux extrémités [Rob-98] [Rob-96].
- Le modèle de R. Azaro est basé sur l'interaction entre une onde électromagnétique et une enceinte métallique munie d'une ouverture rectangulaire en utilisant le mode quasi TEM [Aza-01].
- Les méthodes basées sur l'impédance de surface et l'impédance de la fente: en exploitant l'impédance de surface du blindage, les champs électromagnétiques à l'intérieur et à l'extérieur du blindage peuvent être calculés de façon indépendante. Le calcul est réalisé sans introduire les dérivées spatiales des champs à l'interface [Mon-85] [Mon-73].
- Le modèle basé sur les moments magnétiques dipolaires [Exf-82] [Mel-77] sera présenté d'une manière détaillée dans le chapitre III.

## I.6 Blindage dans le domaine automobile

### I.6.1 Introduction

D'un point de vue CEM, l'intégration de systèmes d'entraînement électriques dans les véhicules d'aujourd'hui (VEHs) représente un défi important. Ce système d'entraînement est constitué d'une source haute tension, de convertisseurs, de moteurs électriques et de câbles de haute puissance blindés ou non blindés (Figure I.11). Ce type de VEHs fait appel à deux types de motorisation, selon les circonstances de conduite, soit le moteur thermique, soit le moteur électrique où les deux en même temps. La puissance électrique pour se déplacer est fournie par une batterie qui nécessite un système d'électronique embarqué complexe. Traiter ce nouveau système d'entraînement électrique ou ses composants en termes de procédures de tests interférences électromagnétiques et les limites d'émission entraînerait d'importants problèmes d'incompatibilité. Aujourd'hui certains véhicules utilisent de plus en plus d'électronique pour un meilleur asservissement des aides à l'assistance, cela

conduit souvent, à des problèmes de CEM, qui oblige les constructeurs à les analyser attentivement. En revanche, il est rarement évoqué l'impact du champ électromagnétique sur la santé des passagers. Pour résoudre cette problématique, de nombreux constructeurs de véhicules ont rappelé des séries de voitures et en grand nombre [Soy-11] [Fai-10] [Nex] [Bag].



**Figure I.11 Véhicules hybrides et électriques**

Certaines organisations (Next-up, Science et Avenir) ont testé diverses configurations sur différents véhicules comme sur la Toyota Prius. Des tests sur 60 véhicules ont été réalisés. Le but est de pousser certains constructeurs à réagir vis à vis des problèmes de santé. Lors des mesures de champs dans la Toyota Prius type Hybride, il a été constaté que le champ magnétique basse fréquence est très important au niveau du siège passager arrière droit comme le montre la Figure I.12 (2491 nT). Même s'il s'avère être un chiffre en dessous des normes européennes issues de l'ICNIRP, il est quand même à une valeur largement supérieure à celle recommandée par le consortium international scientifique BioInitiative. Suite à ces résultats, l'organisation Next-up a lancé une alerte pour éviter l'utilisation du siège arrière droit de ce véhicule. Ce siège se trouve à la sortie des câbles de puissance d'alimentation du coffret blindé des batteries [Nex].

Polarisation	Point mesure 1	2	3	4	5
x	300	70	90	90	80
y	140	80	94	18	25
z	150	136	80	12	10
Amplitude(nT)	363.45	172.61	152.76	92.56	84.40
	Sol pédales accélérateur/frein	Console centrale	Pieds passager	Siège conducteur	Siège avant conducteur
6	7	8	9	Champ magnétique ambiant	
100	32	1848	>2000	8	
32	320	882	>2000	5	
40	330	1420	1956	9	
112.35	460.78	2491.87	Valeur>3500	13.03	
Siège Ar. Gauche	Accoudoir Centrale Ar	Siège Ar Droit	Coffre coté Droit		
moteur thermique		>900	>1900		

Toyota Prius Hybride: valeurs des champs magnétiques, position parking, contact ON

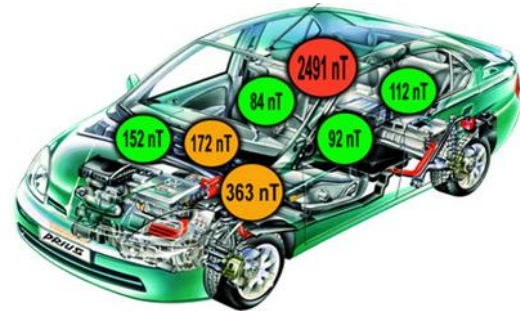


Figure I.12 Mesure des champs magnétique dans Toyota Prius Hybride [Nex]

## I.6.2 Protection contre les champs magnétiques proches

### I.6.2.1 Effets des champs magnétiques sur la santé

L'interaction des champs magnétiques basse fréquence avec le corps humain génère des courants induits. Dans certaines circonstances, une forte intensité de ces courants peut stimuler le système nerveux central où d'une manière générale, ils provoqueront des effets nocifs. Un effet nocif est une altération décelable de la santé des personnes exposées ou de leur descendance. Ces effets peuvent être distingués en deux catégories; les effets directs qui résultent d'une interaction directe entre les champs et le corps humain. Les effets indirects font intervenir des interactions avec un objet se trouvant à un potentiel électrique différent de celui du corps humain [ICN-11]. En se basant sur des données scientifiques, les valeurs limites citées dans l'ICNIRP ont été établies pour garantir un niveau de protection adéquat contre l'exposition aux champs électromagnétiques de fréquence variable [ICN-11].

Parmi les effets sanitaires des champs magnétiques basse fréquence (50 Hz) publiés dans l'ICNIRP, on trouve qu'une exposition long terme supérieure à 0,4  $\mu$ T peut doubler le risque de leucémie infantile. En conséquence, le centre international de recherche sur le cancer (CIRC) a classé ce type des champs comme potentiellement cancérigènes. Cependant ce qui nous concerne, il reste ambiguë la contribution des véhicules thermique ou hybrides à une telle exposition [Bag].

### I.6.2.2 Normes d'exposition aux champs électromagnétiques

La progression de la technologie et le développement des nouvelles applications a rendu les champs électromagnétiques naturel ou artificiel omniprésents dans notre environnement professionnel ou domestique. Pour cela, les organismes internationaux de normalisation ont durci les règles de

commercialisations des produits et les obligent à être conformes à des normes précises. Cela nous permettra de prévenir les conséquences sanitaires liées à l'exposition aux champs électromagnétiques.

Pour assurer une protection du public, deux catégories de valeurs limites sont indiquées dans l'ICNIRP, les restrictions de bases représentées par la densité de courant (J), le débit d'absorption spécifique (DAS) et la densité de puissance (S) et les niveaux de référence représentés par l'intensité de champ électrique (E), l'intensité de champ magnétique (H), la densité de flux magnétique (B) et la densité de puissance (Seq) [ICN-98].

L'ensemble des informations publiées par ICNIRP ont été utilisés comme référence pour l'élaboration des différents documents énumérés ci-dessous :

- Recommandation européenne (1999/519/CE): En juillet 1999, une recommandation a été adoptée. Elle présente les limites relatives à l'exposition du public aux champs électromagnétiques dans la gamme de fréquence 0 – 300 GHz [Rec-99].
- Directive européenne (2004/40/CE): En avril 2004, cette directive a été adoptée. Elle fixe des prescriptions minimales de protection des travailleurs contre les champs électromagnétiques (de 0 Hz à 300 GHz) durant leur travail et elle s'impose aux états membres de l'union européenne à partir de 2008 [Dir-04].
- Standard (C95.1-2005) : En octobre 2005, ce standard a été publié par le comité ICES (International Committee on Electromagnetic Safety) de l'IEEE. Cela pour une meilleure harmonisation avec L'ICNIRP concernant les valeurs limites d'exposition aux champs électromagnétiques dues aux téléphones mobiles [And-07].

En se basant sur la recommandation 1999/519/CE, afin de mesurer les champs magnétiques dans un véhicule, des cahiers de charges ont été proposées. On peut citer ceux de PSA et BMW [PSA-08] [BMW-11]. Les deux cahiers des charges présentent une méthodologie à suivre précise et détaillée : les différentes conditions de test, les caractéristiques des instruments de mesures (sonde de champ, analyseur de spectre). Ces détails nous permettent de voir une différence dans la sévérité. On trouve que le cahier de charges BMW présente des exigences plus sévères que le cahier de charges PSA et particulièrement pour les deux points suivants :

- La bande de fréquence dans le cahier de charges BMW est allongé jusqu'à 400 kHz en revanche dans le cahier de charges PSA la fréquence limite est de 150 kHz.
- Le cahier de charges BWM exige pour certains équipements que la distance minimale entre la sonde du champ magnétique et l'équipement sous test (EST) soit nulle, alors que le cahier de charges PSA exige une distance minimale de 7 cm.

Sur la Figure I.13 on représente les niveaux de référence pour le public et les travailleurs de l'induction magnétique exigés par L'ICNIRP [ICN-98]. Les limites sont présentées sur la bande de 1 Hz à 300 GHz.

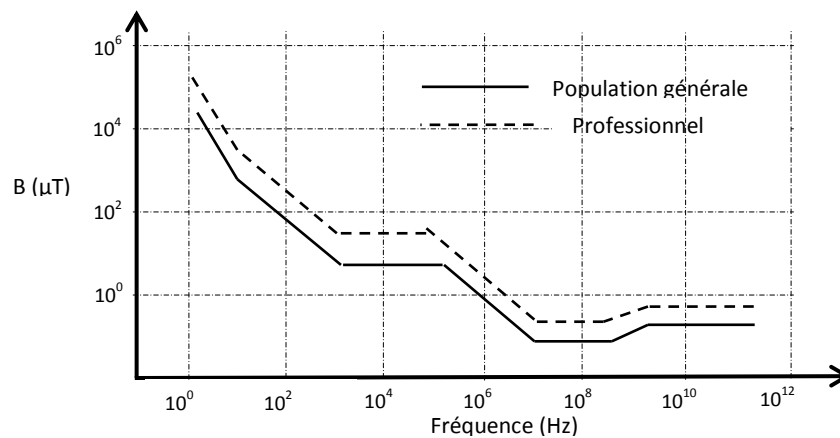


Figure I.13 Niveaux de référence pour l'exposition à des champs magnétiques

### I.6.3 Problématique et aide à la conception

#### I.6.3.1 Blindage électromagnétique basse fréquence

Différentes contraintes existent pour concevoir le blindage en basse fréquence dans le domaine des VEHS. Les courants qui passent dans les différents organes du système de puissance d'un VEHS génèrent des champs magnétiques intenses. Ils vont diffuser dans les tôles ou ils pénètrent à travers les ouvertures (fentes). Notre objectif est de réduire le champ magnétique rayonné et le rendre conforme aux normes dédiées au VEHS. La solution à ce problème est un compromis entre la prise en compte des contraintes de modélisations et les moyens informatiques (temps de calcul et espace mémoire). Diverses contraintes apparaissent lors de la modélisation en basse fréquence et on peut citer par exemple la diffusion ou la non diffusion des champs dans les matériaux [Flux-09], la non-linéarité des matériaux magnétiques [Ott-09] et la diversité de la taille des structures (câbles, carrosserie, boîtiers avec ouvertures et fentes...) [Ozg-12] [Kli-09]. L'ensemble de ces contraintes seront détaillées dans le deuxième chapitre.

#### I.6.3.2 Aide à la conception

La conception d'un véhicule est associée à une définition détaillée de l'architecture électrique et électronique. Cette dernière regroupe tous les éléments électriques et électroniques (les convertisseurs, les moteurs, les capteurs et les calculateurs, et les faisceaux de câbles,...) (Figure I.14) [Kli-09] [Zhu-07]. Dans un contexte industriel, le développement de nouveaux projets est fortement gêné par les délais et les coûts. D'un point de vue CEM, grâce à une combinaison entre les simulations numériques et d'outils logiciels de post traitement (archivage des propriétés physiques, numérisation de câblages, descriptions de circuits électroniques,...), le pré-dimensionnement d'un système peut atteindre un niveau de

représentativité élevé. Vis à vis de la complexité de la tâche à engager des démarches prédictives d'aide au design et à la validation, les industriels ont besoin d'une coopération avec des partenariats afin de développer de nouvelles stratégies de modélisation [Bun-10].

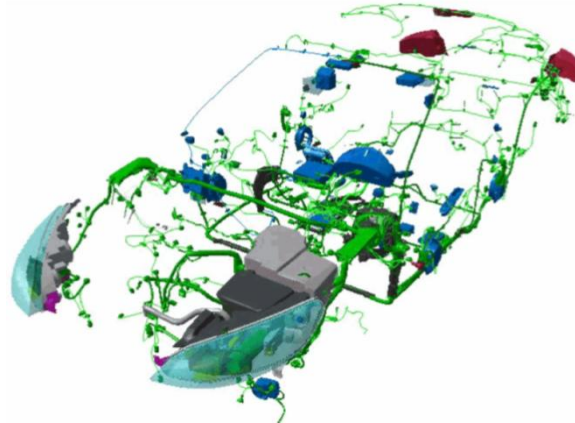


Figure I.14 Architecture Électrique et Électronique [Kli-09]

Ce qui nous intéresse dans ce travail de thèse est le blindage électromagnétique, la première question qu'on se pose consiste à savoir si une protection est nécessaire pour satisfaire les exigences CEM. Afin de répondre à cette question, des simulations/calculs ou des mesures sur une maquette sont envisageables. Pour une approche basée sur la modélisation et la simulation, on peut se référer à GSI-RD-H01-0000-431-Méthodes d'émission pour l'analyse des risques au guide technique de niveau d'équipement. Si les niveaux dépassent les exigences, cela signifie que le blindage est nécessaire (après avoir envisagé la conception, les composants ...). L'atténuation nécessaire pour le blindage correspond directement à la différence entre les niveaux escomptés/mesurées et la marge d'exigence +6 à 10 dB de marge. Notez que comme décrit précédemment, la nécessité du blindage est liée à la méthode d'essai utilisée, et à la nature de la source. En effet, une source en champ proche ou en champ lointain conduira à des valeurs d'atténuation différentes pour un blindage donné. La définition de la mesure impacte directement la configuration champ proche ou lointain.

## I.7 Synthèse des travaux sur la mesure des champs magnétiques dans les VHEs

En 2010, une étude sur la mesure des champs électriques et magnétiques émis par les tramways, trains et les voitures hybrides a été réalisée en Australie [Hal-10]. L'auteur a pu constater que l'intensité des champs magnétiques dépend de l'état des véhicules et l'endroit de mesure. Il a été remarqué que l'intensité du champ magnétique est plus élevée sur la face avant des tramways et des trains dans lequel un pic se produit lors du croisement. Elle est plus élevée au niveau du côté arrière que du côté avant pour la voiture hybride. L'intensité du champ magnétique varie en fonction de la vitesse et celle-ci est plus élevée au cours de l'accélération (ceci étant lié au profil du courant). Les niveaux maximaux de



l'intensité du champ magnétique enregistrés sont émis à 50 Hz dans le tramway, à 15,25 à 16,50 Hz dans le train et à 12 Hz dans la voiture hybride. Les niveaux sont beaucoup plus bas que les niveaux recommandés par l'ICNIRP. Les résultats du laboratoire ont montré que ces champs ont une influence sur le système biologique.

En élargissant la bande de fréquence de 0 Hz à 32 kHz, les champs magnétiques sont mesurés dans l'habitacle des véhicules hybrides [Kar-10], des mesures ont été prises aux emplacements des quatre sièges et à trois hauteurs (pieds, la poitrine et la tête). En raison du fait que l'intensité du champ magnétique change en permanence alors que la voiture se déplace, à la suite de la séquence de fonctionnement du moteur à combustion et le moteur électrique, les mesures ont été effectuées dans quatre différentes conditions de conduite: stationnement, pendant le déplacement à 30-40 km/h, à 80-100 km/h et en à haute vitesse de croisière. Le pourcentage des valeurs des champs magnétiques par rapport à ceux de l'ICNIRP pour le grand public a également été calculé. Les résultats ont montré que les valeurs les plus élevées, qui ont atteint 78,8 % des valeurs de référence de l'ICNIRP pour le grand public, ont été mesurées près des pieds du siège passager, pendant les phases de freinage et d'accélération.

Pour le pré-dimensionnement des architectures électriques jusqu'à quelques centaines de kHz (100 kHz) dans les VHEs et donc pour surmonter quelques contraintes de modélisation rencontrées en CEM, un travail a été réalisé en abordant la problématique du retour du courant dans la carrosserie. Cette dernière est équipée de câbles. La modélisation 3D du système est réalisée en utilisant une nouvelle formulation basée sur les éléments finis. Cette formulation fait appel aux régions minces conductrices couplées à un circuit. Les simulations en régime harmonique sur un cas test automobile ont montré les parcours du courant, et les champs magnétiques rayonnés autour de la carrosserie et dans les zones occupées par les passagers [Ozg-12].

Aux fréquences élevées (environs des 400 MHz), des travaux ont été réalisés pour la modélisation et les mesures des champs électromagnétiques dans l'habitacle des véhicules standards [Rud-05] [Rud] ou VHEs [Sil-11]. Dans ces véhicules qui sont équipés d'émetteurs, les occupants sont exposés à une distribution de champ non uniforme qui est due à la résonance de la cavité. Dans ce type de situation, la relation entre les niveaux de références et les restrictions de bases sont calculées sous l'hypothèse que le corps est exposé à une onde plane uniforme. Pour le calcul des grandeurs dérivées telles que le débit d'absorption spécifique, nous avons besoin d'un modèle de base du véhicule qui va être complété par les modèles des occupants. Les simulateurs humains utilisés sont des corps à pertes diélectriques ayant des propriétés électriques représentatives des tissus humains. La modélisation a fait appel à des méthodes numériques robustes telles que les méthodes des lignes de transmission et la méthode de différence finie dans le domaine temporel.

Plusieurs techniques sont proposées pour réduire l'intensité des champs électromagnétiques produit par les VHEs. En 2010, Ahn et All [Ahn-10] ont présenté un type d'un véhicule électrique (On-line Electric Véhicule, OLEV) et son mécanisme de transfert d'énergie sans contact (60 Hz - 20 kHz). Les OLEVs absorbent leurs énergies à partir des lignes électriques sous la surface de la route et ils utilisent une source de courant importante pour générer un champ magnétique. Ces courants circulent dans les lignes électriques et les bobines de détection. Dans ce cas, le métal à haute conductivité et un matériau à forte perméabilité sont utilisés comme blindage. Dans ce travail, des techniques pour la réduction des champs magnétiques de la ligne d'alimentation et du véhicule lui-même en se basant sur des simulations et des mesures ont été proposées. En appliquant un blindage métallique par plan vertical, le flux magnétique est réduit à 25% par rapport à celle d'un écran horizontal. Cette valeur peut être atteinte en augmentant le nombre de connexions entre la carrosserie et le blindage horizontal. Lorsque le nombre de connexions augmente, la taille de la boucle qui se compose de la carrosserie de véhicule métallique, la plaque de masse horizontale et les connexions, diminue.

## **I.8 Positionnement de nos travaux**

Il faut bien distinguer entre les problématiques liées à exposition aux champs EM et celles de la compatibilité électromagnétique. Nous avons vu précédemment que les objectifs de la CEM étaient de limiter le pouvoir perturbateur (émission) et de garantir une immunité suffisante d'un dispositif. En revanche, les objectifs de la limite de l'exposition sont de protéger les personnes contre les effets directs et indirects des champs électromagnétiques.

Dans ce travail de thèse, on va s'intéresser à la problématique CEM et plus particulièrement à la réduction des champs magnétiques basses fréquences rayonnés par les applications des systèmes embarquées du VHEs en utilisant le blindage électromagnétique. Notre contribution portera essentiellement sur le développement de méthodologies, de modèles analytiques, numériques ou hybrides pour la prédiction de l'efficacité de blindage magnétique sur la bande de fréquence (1 Hz - 10 MHz). Ces modèles vont permettre le pré-dimensionnement des systèmes dès la phase de conception. Nous nous intéressons en particulier à étudier la diffusion des champs magnétiques à travers les parois et les fuites des champs à travers les fentes et les ouvertures.

## **I.9 Conclusion**

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les problématiques liées au champ électromagnétique basse fréquence dans le domaine automobile. Nous avons distingué deux types de problématiques: la CEM et l'exposition aux champs électromagnétiques des passagers dans les VEHS.

Une partie de ce chapitre a été consacrée au blindage électromagnétique et aux différentes techniques pour le calcul de l'efficacité de blindage EM en champ proche et lointain.

Vue les structures de blindage utilisées dans les VEHS, le calcul de l'efficacité de blindage par des méthodes analytiques est très délicat voire impossible dans certains cas, le recours à des méthodes numériques ou hybrides est nécessaire. Le prochain chapitre sera consacré à la présentation, à l'implémentation et à la validation expérimentale de quelques méthodes numériques via différents logiciels de modélisation numérique.

*Chapitre II :*  
*Modélisation Numérique en Basse Fréquence*

## Chapitre. II Modélisation numérique en basse fréquence

### II.1 Introduction

Généralement, les dispositifs électromagnétiques ont des structures complexes qui rendent le calcul de l'efficacité du blindage par des formules analytiques très délicat voire impossible pour certains cas. Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à évaluer quelques méthodes numériques pour le calcul de l'efficacité du blindage magnétique basse fréquence (1 Hz - 10 MHz). Le choix d'une méthode est lié à sa capacité de prendre en considération les contraintes de modélisation telles que l'épaisseur de peau, le phénomène de diffusion,...

Pour atteindre cet objectif, nous réalisons une étude comparative entre les différents logiciels du commerce dans le but de trouver un outil permettant de prendre en compte principalement le phénomène de diffusion dans les matériaux magnétiques ou non. Dans ce chapitre, nous présentons les résultats obtenus sur un cas d'application simple (plan de masse au-dessus de deux câbles).

Ensuite, nous nous intéressons à présenter les bancs de mesure basses fréquences développés et les modèles numériques associés au blindage d'un boîtier avec et sans ouverture. Dans cette partie, l'objectif est d'étudier l'effet de la diffusion et de l'ouverture sur l'efficacité du blindage magnétique.

Nous terminons ce chapitre par des recommandations sur le choix d'un outil numérique permettant d'étudier correctement l'effet de diffusion dans les matériaux.

### II.2 Contraintes liées à la modélisation basse fréquence

Diverses contraintes peuvent apparaître lors de la modélisation en basse fréquence (1 Hz - 10 MHz).

Parmi ces contraintes, on peut citer:

- Les courants qui parcourent les différents organes du système de puissance d'un VEH génèrent des champs magnétiques intenses. Les champs vont diffuser dans les tôles et génèrent des courants induits. Ces courants circulent dans des régions définies par l'épaisseur de peau (Figure II.1) et par le phénomène de proximité. Pour mailler ces régions où se développent les courants induits, en règle générale, il faut mettre, dans la couche limite de l'effet de peau, deux couches d'éléments de deuxième ordre, ou plus de quatre couches d'éléments du premier ordre pour avoir une approximation correcte de la variation du champ magnétique [Flux-09]. Tenant compte de l'épaisseur des matériaux qui sont généralement de l'ordre quelques millimètres, l'épaisseur de peau peut prendre des valeurs inférieures à l'épaisseur du blindage. Ce qui conduira à des problèmes de maillage.

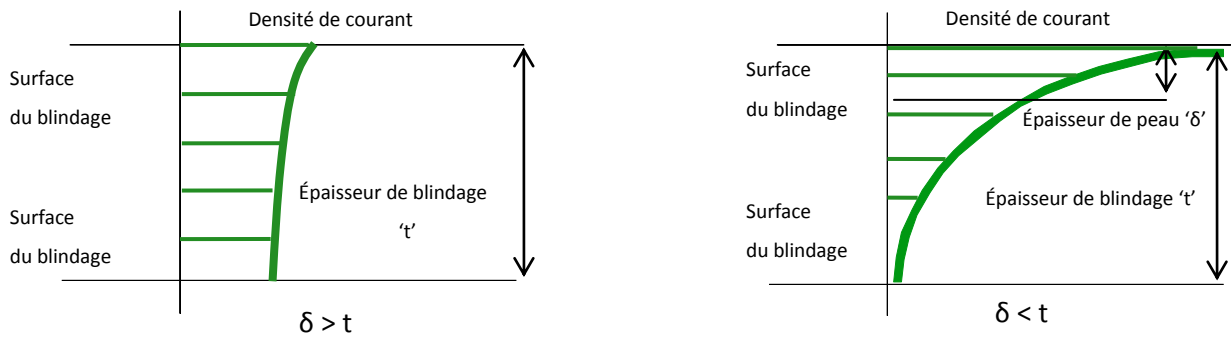


Figure II.1 Diffusion du champ magnétique dans le blindage

- Il va falloir considérer simultanément dans les simulations des structures de tailles très différentes (carrosserie, câblages, boîtiers, fentes,...). Cette situation, dans la plupart du temps, est à l'origine de la divergence des solutions liée à l'instabilité numérique. Ceci nécessite une réflexion quant au choix des méthodes numériques pour la modélisation [Ozg-12] [Kli-09].
- D'une part, la courbe d'aimantation  $B(H)$  où le cycle d'hystérésis représente la signature magnétique du matériau. Dans la plupart des matériaux magnétiques l'expression ( $B = \mu H$ ) n'est plus valable. En fait, la perméabilité magnétique  $\mu$  dépend de  $H$ , d'où la nécessité d'une représentation de la fonction  $B(H)$ . D'autre part, toute variation d'induction dans les matériaux provoque, à l'intérieur de celle-ci, une dissipation d'énergie (chaleur). Ces pertes sont présentées par une décomposition de la perméabilité magnétique en parties réelle et imaginaire [ $\mu(f) = \mu'(f) - i\mu''(f)$ ] [Ott-09].

Dans ce qui suit, nous proposons des solutions pour tenir en compte de l'effet de peau dans toute la bande de fréquence concernée tout en minimisant les contraintes multi-échelle dans le système modélisé. On prend l'hypothèse que le comportement des matériaux utilisés est linéaire.

## II.3 Outils de modélisation

Plusieurs logiciels ont été testés selon leurs disponibilités dans les différents laboratoires d'accueils: IRSEEM, LGEP ou au sien de VALEO. Parmi les logiciels, on peut citer: CST studio, Maxwell, Comsol et Flux.

### II.3.1 CST Studio

CST Studio est un logiciel utilisé pour l'analyse et la conception des systèmes d'électromagnétique. Il intègre plusieurs modules: propagation d'ondes, basse fréquence, câblage,... [CST-12-a] [CST-12-b] [CST-14]. L'outil CST est constitué d'un certain nombre de modules de résolutions (temporel et fréquentiel).

---

Le module de résolution temporel utilisé est basé sur la méthode TLM. La résolution du problème se fait par la discrétisation du domaine d'étude en cellules hexaédriques. L'avantage de ce module de résolution est sa capacité de prendre en compte des objets de dimensions relativement petites, comme les fentes et les ouvertures. Ce module de résolution perd son intérêt dans le cas des structures qui sont électriquement très petites devant la plus petite longueur d'onde [CST-03].

Le module de résolution fréquentiel peut constituer une alternative. En effet, il est bien adapté pour des structures électriquement petites et pour les applications basses fréquences avec un nombre faible de mailles. Selon la complexité de la structure étudiée, le maillage peut être tétraédrique ou hexaédrique.

La solution du problème est assurée par une méthode numérique de type FEM, MoM, FIT, FDTD [CST-12-a] [CST-12-b].

### **II.3.2 Comsol multi-physique**

Comsol est un simulateur numérique multi-physique basé sur la méthode des éléments finis. Parmi les modules existants, on cite : propagation d'ondes, électrostatique, magnéto-statique, magnétodynamique y compris le couplage avec les circuits électriques [Com-14]. Comsol utilise plusieurs modules de résolutions (temporel, fréquentiel). Le module de résolution fréquentiel a été sélectionné dans nos études.

Comsol offre une grande variété d'algorithmes de résolutions. Il y a les algorithmes directs qui sont adaptés pour les problèmes de taille petite et les algorithmes itératifs qui doivent être utilisés pour les problèmes de grande taille. S'il y a assez de mémoire disponible, des algorithmes directs peuvent être appliqués pour des problèmes de taille plus importante. Cela est souhaitable parce qu'ils donnent une solution plus précise que les algorithmes itératifs [Hof-09] [Com-14].

Comsol propose une diversité de maillage (triangulaire, tétraédrique, couche limite,...). Ce dernier permet d'avoir un maillage correct dans les régions minces.

### **II.3.3 Maxwell 3D**

Maxwell est un logiciel de simulation électromagnétique dédié à la conception et à l'analyse des dispositifs électromagnétiques et électromécaniques en 2D et en 3D. Cet outil utilise la méthode des éléments finis pour résoudre les problèmes de type électrostatique, magnéto-statique, magnétodynamique en se basant sur un module de résolution de type temporel ou fréquentiel.

Un avantage de Maxwell est son processus de solution automatisée pour lesquels nous devons spécifier la géométrie, les propriétés des matériaux et la grandeur de sortie désirée. De ce point de vue, Maxwell

---

gène automatiquement un maillage approprié (tétraèdres) efficace et précis pour résoudre le problème [Max-09] [Max-10].

Dans notre étude, nous nous sommes intéressés au module de résolution fréquentiel basse fréquence « Eddy Current Solver » qui utilise la formulation T- $\Omega$  [Mul-12]. En utilisant le même module de résolution, la technique impédance de surface offerte par Maxwell 3D permet de simuler l'effet des courants induits dans un conducteur. L'utilisation de cette technique n'est possible que pour certaines conditions sur l'épaisseur de peau, le champ magnétique et la source de courant [Max-10].

### II.3.4 Flux

Flux est un logiciel de simulation en électromagnétique basé sur la méthode des éléments finis. Il sert à la conception et l'analyse des dispositifs électromagnétiques. Comme Maxwell, Flux constitue de certains modules : électrostatique, magnétostatique, magnétodynamique. La solution est assurée par des modules de résolutions de type temporel ou fréquentiel. Il traite aussi des applications couplées (électromagnétique / thermique). La possibilité de faire un couplage champs EM-circuit entre les conducteurs et leurs alimentations permet d'analyser les dispositifs qui peuvent être limités par la complexité de leurs alimentations [Flux-09-a] [Flux-09-b].

Le module magnétodynamique permet d'étudier les phénomènes magnétiques en régime permanent sinusoïdal en tenant compte des courants de Foucault dans les régions conductrices. Le choix de la formulation à utiliser dépend énormément du problème à résoudre. On trouve des formulations pour les régions non conductrices, conductrices et des formulations d'impédance de surface [Flux-05].

Une technique pour modéliser les régions minces conductrices a été proposée par Flux. Elle permet de décrire le comportement des régions minces quelle que soit la fréquence, la perméabilité et la conductivité du matériau. Il s'agit des régions surfaciques. Cette technique utilise une solution analytique pour décrire la variation du champ électromagnétique et le courant dans une plaque mince [Flux-05] [Ozg-12].

## II.4 Etude comparative entre les logiciels

Nous avons réalisé une étude comparative entre les différents logiciels pour modéliser une structure simple. Parmi les logiciels nous avons sélectionné :

- CST module propagation et basse fréquence avec ses modules de résolutions fréquentiels,
- Maxwell 3D avec son module de résolution fréquentiel,
- Comsol 2D avec son module de résolution fréquentiel,
- Flux 2D et 3D avec ses modules de résolutions fréquentiels.



Dans cette étude, nous avons utilisé une unité de calcul de type Dell, Intel(R) Xeon(R) CPU E31225 @3.10 GHz 3.10 GHz, et de 8.00 Go de RAM. Les paramètres de simulation ont été choisis sur la base d'un compromis entre le temps de calcul et l'espace mémoire.

#### II.4.1 Structure modélisée

Pour se rapprocher de la réalité, nous avons modélisé un plan de masse (châssis d'un VEH) placé au-dessus de deux conducteurs (câbles de puissance) (Figure II.2). Les propriétés physiques et géométriques sont données dans le Tableau II-1.

Les conducteurs sont parcourus par des courants alternatifs d'amplitude 1 kA. Ils se terminent par une charge de 50  $\Omega$ .

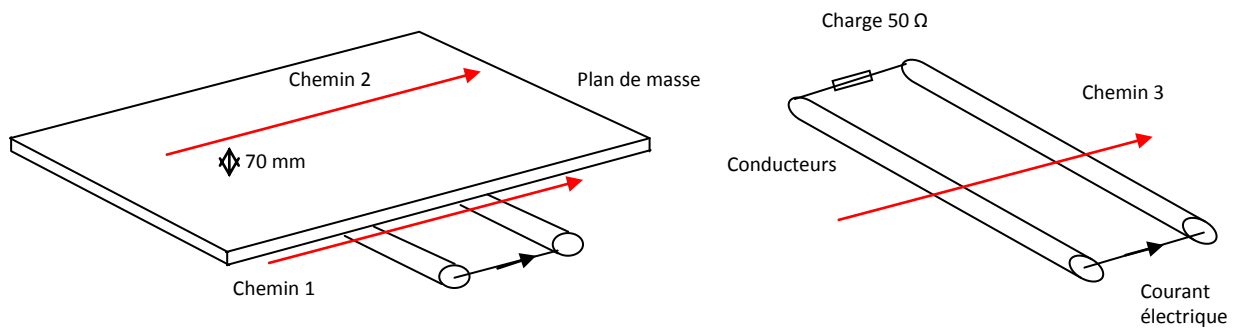


Figure II.2 Structure modélisée et chemins de calculs

Paramètres géométriques	Valeurs		
Câbles	Longueur des câbles	500 mm	
	Rayon des câbles	2.25 mm	
	Distance entre câble	30 mm	
	Conductivité électrique	Cuivre	5.998e7[S/m]
	Perméabilité relative magnétique		1
	Permittivité relative électrique		1
Plan de masse	Longueur	1000 mm	
	Largeur	1000 mm	
	Épaisseur	1 mm	
	Conductivité électrique	Fer	1.12e7 [S/m]
	Perméabilité relative magnétique		4000
	Permittivité relative électrique		1
Distance entre les câbles et le plan de masse		20 mm	

Tableau II-1. Propriétés physiques et géométriques de la structure

---

Pour simplifier le problème, nous avons réalisé une modélisation en deux dimensions (2D). En revanche, il n'est pas possible de tenir compte des effets aux extrémités. Ces effets feront l'objet d'une modélisation complète en 3D.

Lors de la modélisation de la structure, nous avons rencontré deux contraintes :

- La modélisation en utilisant Comsol a été réalisée seulement en 2D à cause de la capacité de la machine utilisée (8 Go de RAM). Nous avons essayé de modéliser en 3D mais l'espace mémoire et le temps de calcul demandés dépassent nos ressources informatiques. Nous avons donc abandonné ce type de simulations (48 Go accessible et recommandé).
- Nous avons modélisé la structure en utilisant le module de résolution TLM de CST. L'utilisation de ce module de résolution a demandé des moyens informatiques performants. C'est pourquoi dans cette application ce module de résolution n'est pas sélectionné.

La structure contient une région mince (plan de masse). Pour modéliser cette dernière, nous avons implémenté la technique offerte par Flux3D. Le plan de masse est modélisé comme une région surfacique mince et conductrice.

Pour étudier l'influence de l'épaisseur de peau, nous avons simulé deux configurations. Dans la première configuration les propriétés physiques du plan de masse ont été choisies telles que l'épaisseur de peau soit supérieure à l'épaisseur du plan de masse. Dans la deuxième configuration, les propriétés physiques sont choisies en se rapprochant du cas réels où l'épaisseur de peau peut prendre des valeurs très petites par rapport à l'épaisseur du plan de masse. La variation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence pour les deux matériaux utilisés est représentée sur la Figure II.3.

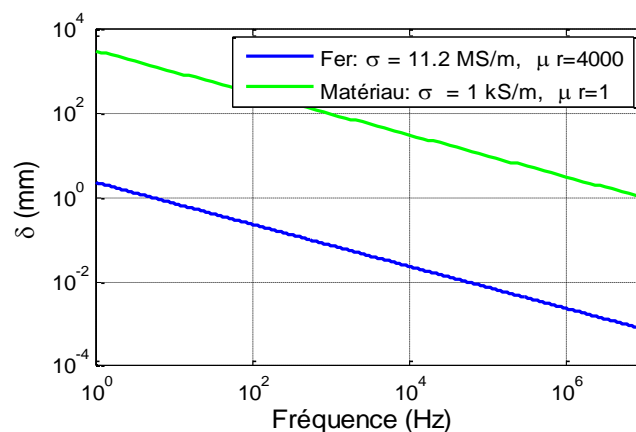


Figure II.3 Evolution de l'Épaisseur de peau en fonction de la fréquence

L'évolution du champ magnétique a été déterminée dans le cas de trois configurations différentes. Dans la première configuration, on s'intéresse à calculer le champ entre le plan de masse et les conducteurs.

---

Dans la seconde, il est déterminé à une distance de 70 mm en dessus du plan de masse. Enfin dans la dernière configuration, on considérera seulement la présence des conducteurs (Figure II.4).

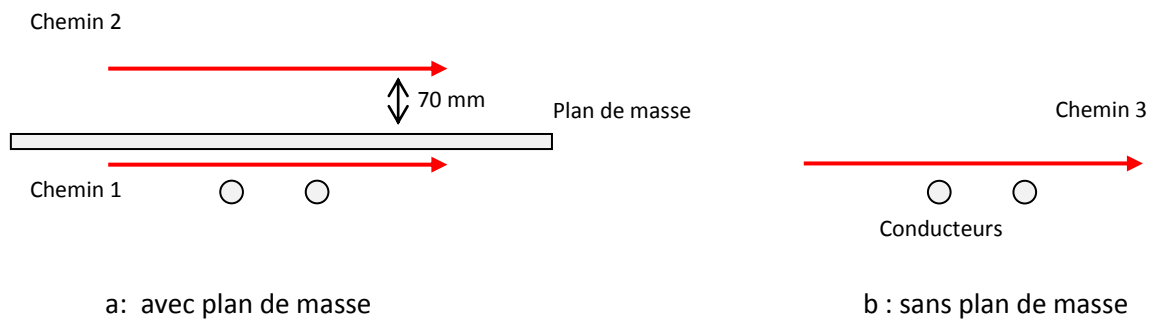


Figure II.4 Chemins de calculs

### II.4.2 Analyse des résultats

Nous affectons les propriétés physiques ( $\sigma=1$  kS/m et  $\mu_r=1$ ) au plan de masse. Les résultats de la répartition du champ magnétique sur le chemin 1 et le chemin 3 montrent une convergence entre les différents outils de simulation sur toute la bande de fréquence. Les écarts sont dus principalement aux maillages, méthodes de discrétisations, algorithmes de résolution des systèmes d'équations (directs ou itératives), critères d'arrêts,... (Voir Annexe B).

Les résultats de la répartition du champ magnétique sur le chemin 3 sont montrés sur Figure II.5. Une convergence acceptable a été obtenue. Les différences sont dues aux différentes causes citées précédemment. La convergence est obtenue car l'épaisseur de peau est beaucoup plus importante que l'épaisseur du plan de masse. Avec les propriétés imposées, l'épaisseur de peau vaut 5.033 mm à 10 MHz. La densité de courant induite dans le plan de masse à une répartition uniforme sur son épaisseur.

Dans cette configuration d'étude, nous sommes parvenus à faire les simulations sur notre unité de calcul avec succès. Les différents logiciels donnent des résultats dans des temps acceptables (quelques minutes).

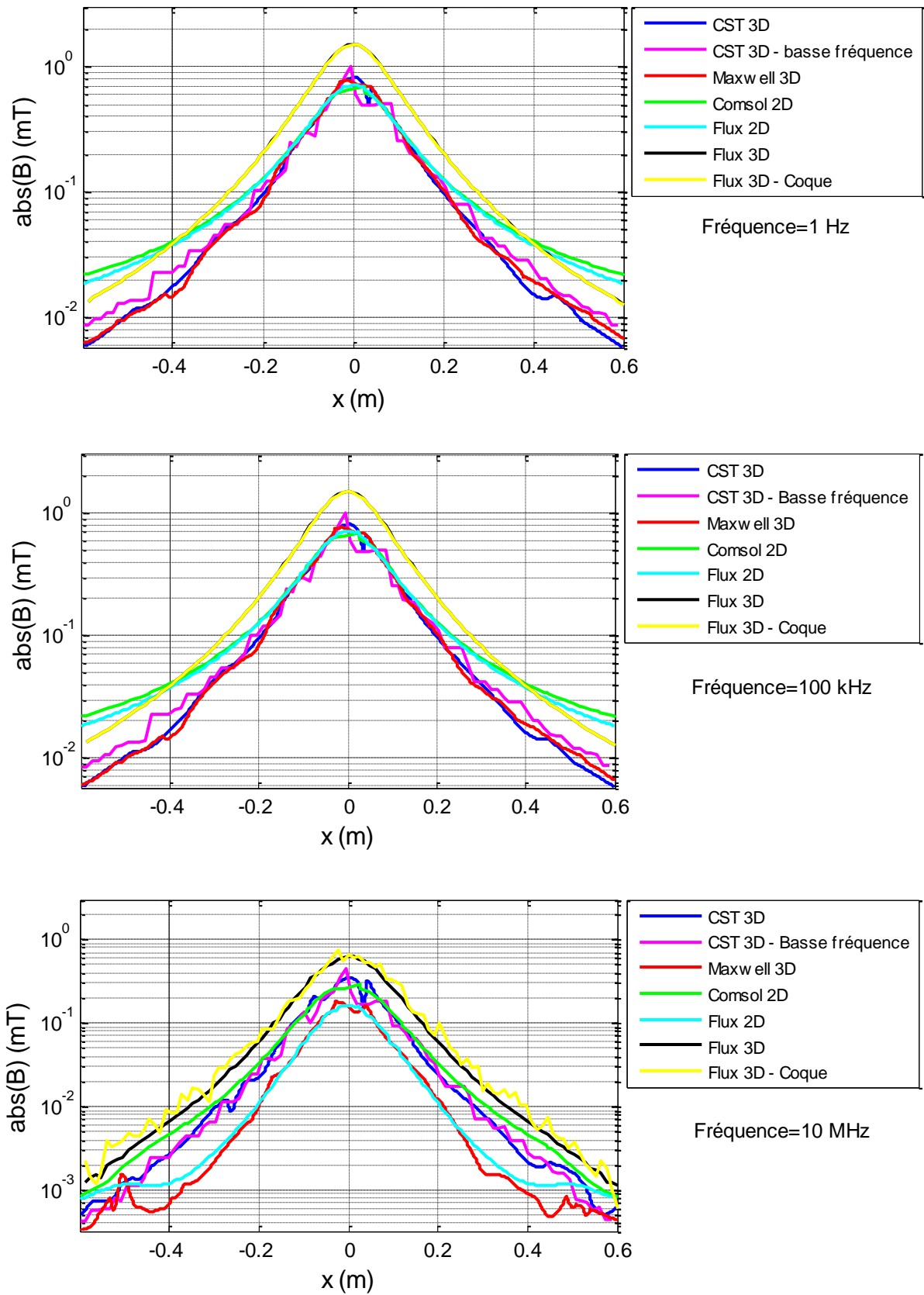


Figure II.5 : Champ magnétique dans le cas : épaisseur de peau est supérieure à l'épaisseur du plan de masse (Chemin 3)

Nous avons simulé la structure précédente en affectant des propriétés physiques réelles du Fer doux au plan de masse ( $\sigma=1.12 \times 10^7$  S/m et  $\mu_r= 4000$ ). Les nouvelles propriétés donnent une épaisseur de peau inférieure à celle du plan de masse à partir d'une fréquence de 5 Hz.

Dans le Tableau II-2, nous regroupons quelques paramètres numériques utilisés. Il s'agit de définir le maillage (nombre des nœuds et d'éléments, type triangulaire, tétraèdres,...), la méthode de discrétisations des équations EM (MEF, MDF,...), la méthode de résolution des systèmes d'équations (direct, itérative). Nous avons relevé, cette fois-ci, le temps de simulation et l'espace mémoire demandé.

Caractéristiques Logiciels		Maillage			Méthodes de résolutions		Temps de calcul	Espace mémoire	
		Type	Nœuds	Eléments	Méthodes de discrétisation	Résolution des systèmes d'équations	[Sec] /fréquence	[Go]	
<i>Sans plan de masse</i>									
<b>CST</b>	Propagation d'ondes	Tétraèdres, élément ordre 3	/	28867	MEF	Auto	210	1.80	
	Basse fréquence	Tétraèdres, élément ordre 1	/	182100	FIT	Auto	25	4.63	
<b>Flux</b>	<b>3D</b>	Tétraèdres, 1 <sup>er</sup> ordre	1823	10049	MEF	Super LU	2260	0.011	
	<b>2D</b>	Triangles ,1 <sup>er</sup> ordre et génération du 2 <sup>eme</sup> ordre	1437	712	MEF	Auto	15.6	0.039	
<b>Maxwell3D</b>		Tringle : Auto	/	221225	MEF	DCS	402	0.061	
<b>Comsol 2D</b>		Triangles	12562	1540	MEF	Auto : MUMPS	5	0.634	
<i>Avec plan de masse</i>									
<b>CST</b>	Propagation d'ondes	Tétraèdres, élément ordre 3	/	32141	MEF	Auto	1200	5.292	
	Basse fréquence	Tétraèdres, élément ordre 1	/	544286	FIT	Auto	240	5.19	
<b>Flux</b>	<b>3D</b>	<b>Volume</b>	Tétraèdres, 1 <sup>er</sup> ordre génération du 2eme ordre	26218	166655	MEF	ICCG ou IGBCG	7200	0.47
		<b>Coque</b>	Tétraèdres, 1 <sup>er</sup> ordre	21049	116560	MEF	ICCG* <sup>1</sup> ou IGBCG* <sup>3</sup>	1200	4.6
	<b>2D</b>	Triangles 1ere ordre et génération du 2eme ordre	29758	14871	MEF	Auto	16	0.039	
<b>Maxwell3D</b>		Tringle : Auto	/	220889	MEF	Auto	465.6	0.007	
<b>Comsol 2D</b>		Triangles	12562	1540	MEF	Auto :MUMPS* <sup>3</sup>	60	0.07	

**Tableau II-2: Propriétés numériques utilisés**

Les résultats de la répartition du champ magnétique sur le chemin 1 à 10 MHz sont représentés sur la Figure II.6. Dans Annexe B, on représente les résultats pour 1 Hz et 100 kHz. Nous pouvons constater que dans les conditions réelles une convergence entre certains outils de simulations peut être atteinte.

ICCG\*<sup>1</sup> ou IGBCG\*<sup>2</sup>: Incomplete Choleski Conjugate Gradient,  
MUMPS\*<sup>3</sup>: Multifrontal Massively Parallel sparse direct Solver.

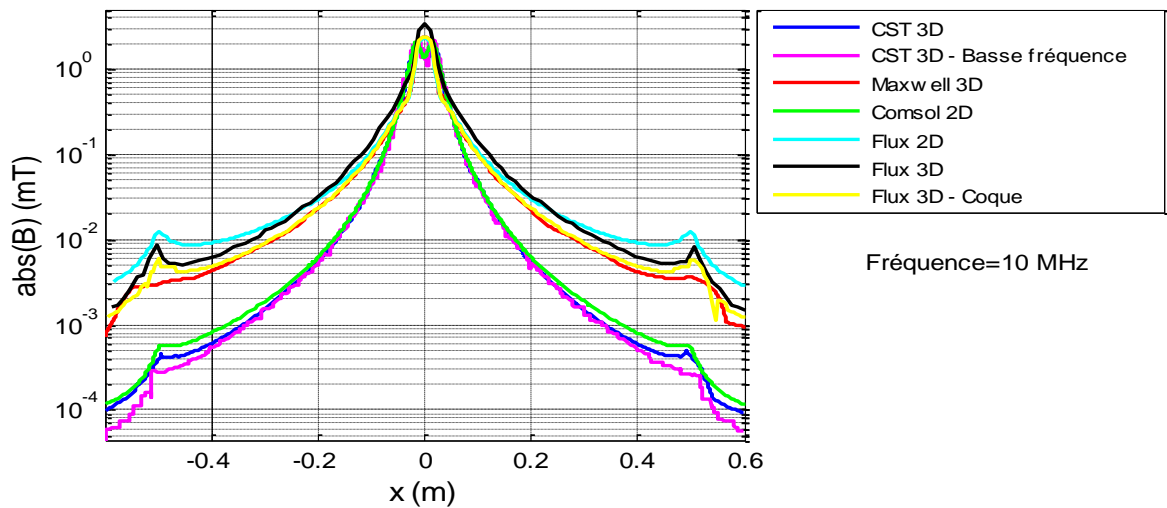
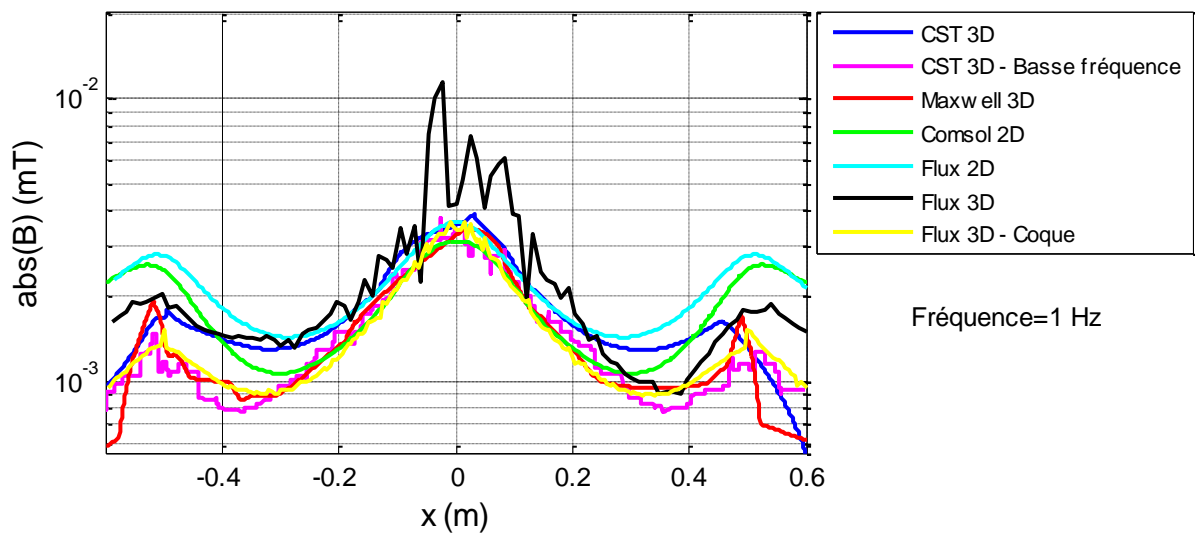


Figure II.6 Champ magnétique : propriétés physiques réels en présence du plan de masse (Chemin 1)

Sur la Figure II.7 on trace la répartition des champs magnétiques sur le chemin 2. Nous pouvons constater dans les conditions réelles une divergence entre les outils de simulations. En très basse fréquence où l'épaisseur de peau est supérieure à l'épaisseur du plan de masse, les logiciels donnent des résultats de même tendance. En revanche si l'épaisseur de peau devient très petite, une diversité des résultats a été obtenue.



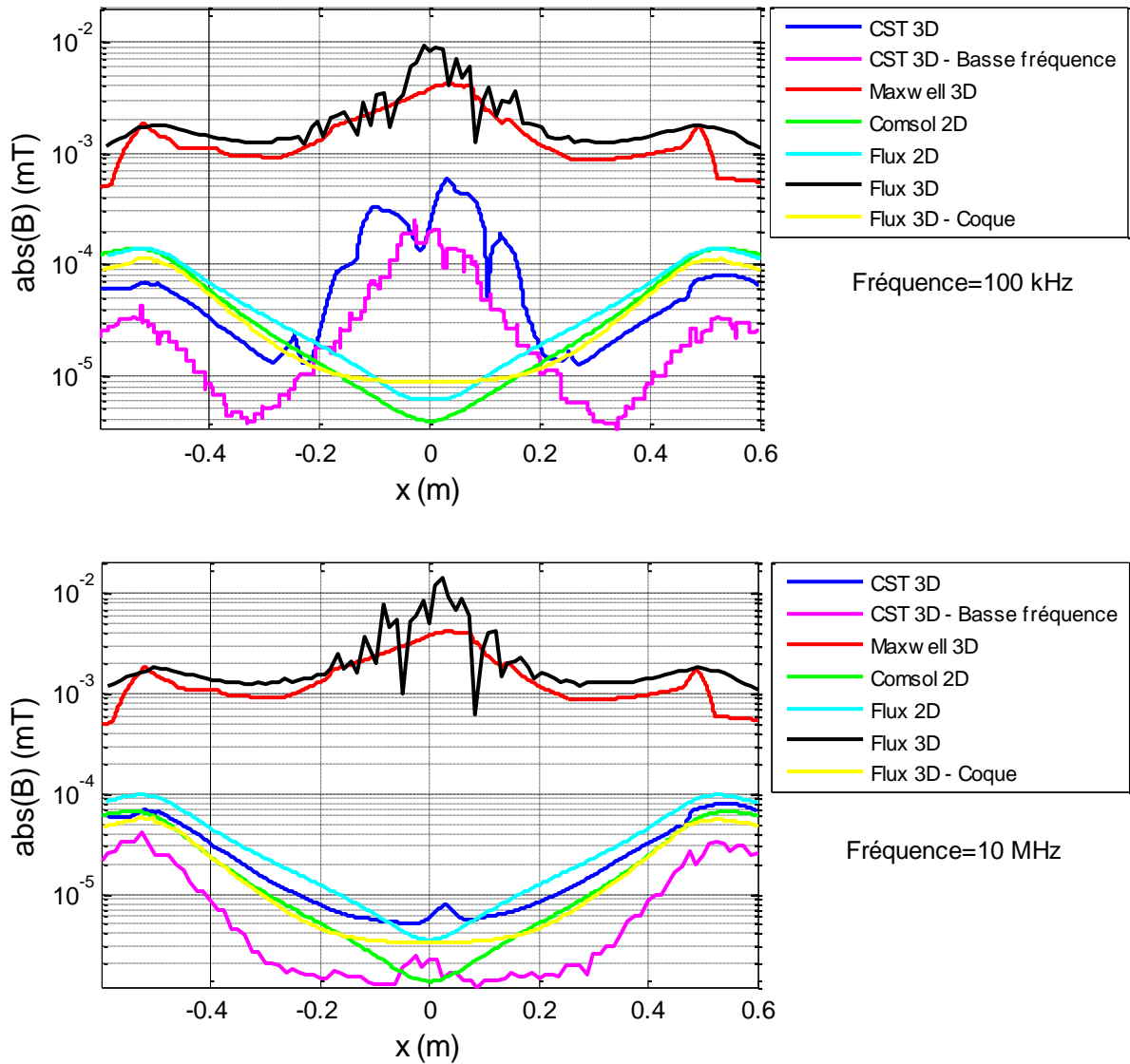


Figure II.7 Champ magnétique dans le cas propriétés physiques réelles : Chemin 2

Lors de la modélisation, nous avons constaté que les différents simulateurs numériques 3D n'arrivent pas à mailler l'épaisseur de peau. Cette dernière est de l'ordre de 1 mm à 5 Hz et de 0.75  $\mu\text{m}$  à 10 MHz. Pour valider l'influence du maillage, une comparaison entre Comsol 2D et CST a été réalisée :

- CST avec un maillage obtenu automatiquement  $\rightarrow$  Une maille dans l'épaisseur du plan de masse,
- Comsol avec un maillage obtenu automatiquement  $\rightarrow$  Une maille dans l'épaisseur du plan de masse,
- Comsol avec un maillage manuel  $\rightarrow$  Quatre mailles dans l'épaisseur de peau.

Au centre du chemin 2, on calcule la variation du champ magnétique en fonction de la fréquence. Les résultats sont donnés dans la Figure II.8.

Les résultats confirment que la différence entre les simulateurs est due principalement au maillage du plan de masse. Nous avons donc modifié le type de maillage dans CST en remplaçant les éléments tétraédriques par des éléments hexaédriques. On est arrivé à mailler l'épaisseur de peau (environ 2 million mailles) mais cela a nécessité un temps de calcul énorme ce qui nous a conduits à arrêter les simulations sans arriver à une convergence .

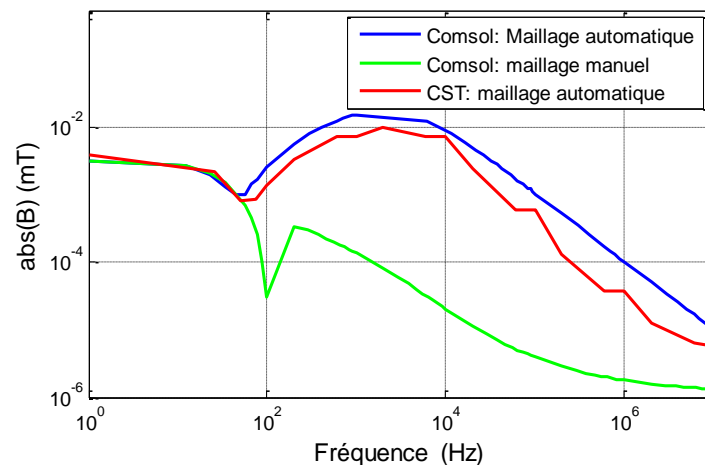


Figure II.8 Résultats du champ magnétique pour différents maillages

## II.5 Conclusion sur les différents outils de modélisation

Nous avons vu à travers ces études comparatives que lorsque l'épaisseur de peau est supérieure à l'épaisseur du blindage, les logiciels parviennent à simuler la structure sous réserve de choisir les bonnes conditions de simulations. En revanche, si l'épaisseur de peau est inférieure à l'épaisseur du blindage, les logiciels peuvent simuler la structure et donnent des résultats plus au moins comparables en certains endroits (Figure II.6). La convergence est plus difficile s'il s'agit de tenir compte de la diffusion des champs magnétiques dans les matériaux (Figure II.7).

Nous avons vu que les différents logiciels 3D ont des difficultés à mailler l'épaisseur du plan de masse. D'où la différence entre les résultats numériques. Une autre raison contribue à la différence entre les résultats, il s'agit des bruits numériques. Si la valeur des champs calculés devient très faible et en dessous de la précision des logiciels, la valeur calculée est fautive. Il est possible d'utiliser des modules de résolutions à double précision [Dav-05]. Ces derniers codent sur 64 bit au lieu de 32 bit.

Dans la suite nous présentons des résultats issus de la modélisation sous CST en utilisant le module propagation. Le choix de cet outil est lié à :

- sa disponibilité au sein de l'ensemble des laboratoires où je suis rattaché et chez VALEO.



- sa capacité à résoudre les problèmes de diffusion en utilisant des techniques de modélisations spécifiques (module de résolution TLM).

## II.6 Etude de l'efficacité du blindage d'une enceinte métallique avec et sans ouverture

### II.6.1 Introduction

Il s'agit ici d'étudier l'efficacité du blindage magnétique d'une enceinte métallique. Pour être proche des applications VEHS ayant de grandes surfaces conductrices, nous nous sommes intéressés à étudier l'effet d'une source basse fréquence sur l'efficacité du blindage magnétique d'un boîtier métallique avec et sans ouverture [Fri-14-a] (Figure II.9).

La structure étudiée est constituée d'une enceinte en cuivre de 1 mm d'épaisseur et de dimensions de 510\*400\*200 mm<sup>3</sup> (Figure II.9). Une ouverture de dimension 200\*30 mm<sup>2</sup> a été réalisée pour étudier son impact.

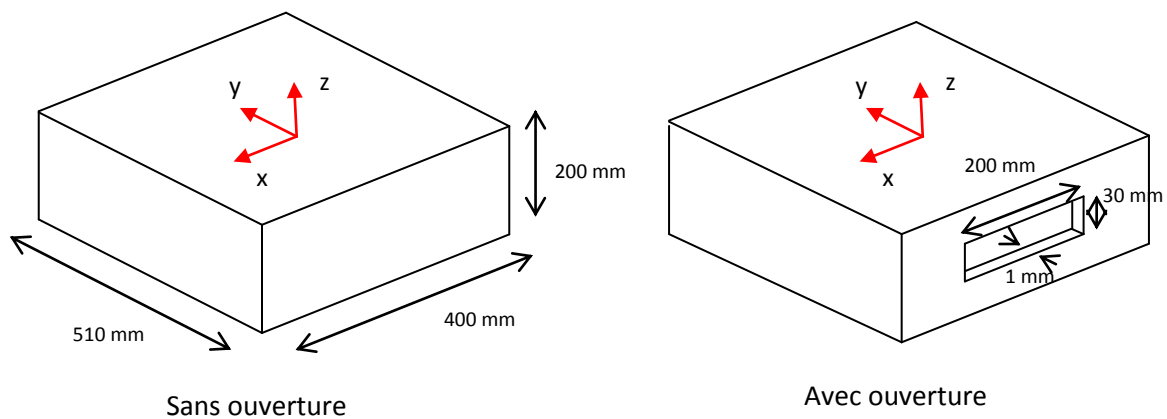


Figure II.9 Enceinte métallique avec et sans ouverture

En absence ou en présence de l'ouverture, les bobines sont positionnées comme indiqué sur la Figure II.10. La distance entre la bobine émettrice et le blindage vaut 50 mm alors elle vaut 82 mm entre la bobine réceptrice et le blindage.

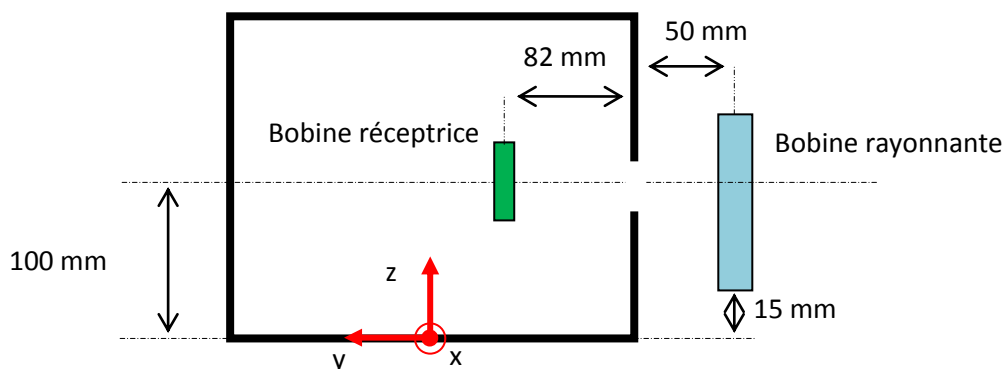


Figure II.10 Positionnement des bobines dans le cas d'enceinte avec ouverture

### II.6.2 Calcul de l'efficacité du blindage

Il convient de noter que la tension détectée par le capteur est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique. Le calcul de l'efficacité du blindage est obtenu à partir de la norme IEEE Std. 299 en utilisant une expression du rapport entre les tensions en absence et en présence du blindage [Ara-02] [IEE-97].

$$SE = 20 \log_{10} \left( \frac{|V_{ns}^i|}{|V_s^i|} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{|\varphi_{ns}^i|}{|\varphi_s^i|} \right) \quad (II-1)$$

Où  $V_{ns}^i, V_s^i$  sont, respectivement, les tensions en absence et en présence du blindage.  $\varphi_{ns}^i, \varphi_s^i$  sont, respectivement, les densités de flux magnétique en absence et en présence du blindage.

### II.6.3 Modélisation

Pour prédire l'efficacité du blindage de la structure étudiée, nous avons modélisé l'ensemble des éléments du problème :

#### II.6.3.1 Modélisation de la bobine émettrice

La bobine émettrice utilisée (FESP 5132) a un diamètre de 120 mm et 20 spires réparties sur quatre couches (Figure II.11). L'alimentation de cette bobine est fournie par l'intermédiaire d'un câble de 1,77 m de longueur [Sch-14] [PSA-08].

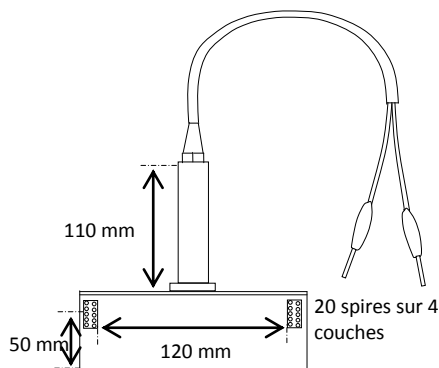


Figure II.11 Bobine émettrice

La modélisation 3D de la bobine émettrice nécessite un temps de simulation et un espace mémoire très important. Pour cette raison, nous nous sommes orientés vers la modélisation de la bobine en utilisant la technique des fils minces [Hel-04]. Le rayon est plus petit que la longueur d'onde. L'utilisation d'un modèle fil mince dans le processus de modélisation permet de minimiser les contraintes multi-échelles.

En comparant l'impédance de la bobine modélisée en fils minces avec la mesure en utilisant un analyseur de réseau vectoriel, nous constatons que (Figure II.12) :

- La capacité inter spires est mal estimée par la modélisation sous CST,
- L'effet de peau n'est pas pris en considération (conductivité parfaite du fil mince).

Pour surmonter la première contrainte, nous avons corrigé l'impédance de la bobine en couplant avec le modèle fils minces un circuit électrique. Le modèle 3D en fils minces est corrigé en ajoutant les éléments parasites suivants : une capacité (136 pF), une inductance (682 nH) et une résistance (0.3  $\Omega$ ) représentant respectivement l'effet capacitif inter spires, l'inductance et la résistance des conducteurs.

La variation de la résistance en fonction de la fréquence n'est pas prise en considération.

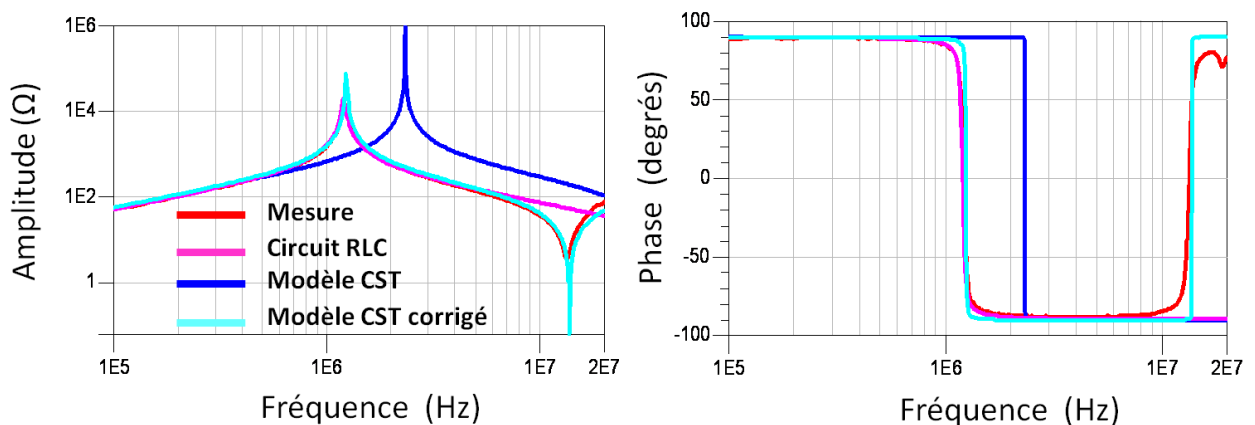


Figure II.12 Impédance de la bobine émettrice

Le modèle RLC de la bobine est proposé dans la Figure II.13. Ce modèle donne des bons résultats en dessous de 7 MHz. Il n'est plus valable au dessus de cette fréquence à cause de l'antirésonance de la bobine.

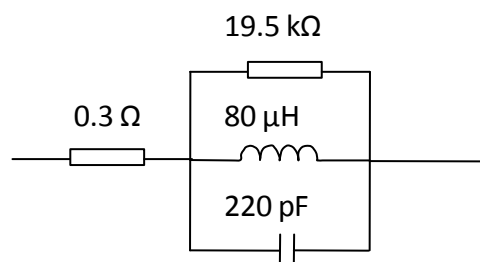


Figure II.13 Modèle RLC de la bobine émettrice

### II.6.3.2 Modélisation des sondes réceptrices

Deux sondes ont été utilisées pour mesurer l'efficacité du blindage de 9 kHz à 10 MHz (Figure II.14). La première sonde couvre la plage fréquentielle de 9 kHz à 200 kHz (sonde développée au sein de notre laboratoire), alors que la seconde sonde couvre la plage fréquentielle de 100 kHz à 10 MHz (EMV-Schwachstellen Aufspüren, rayon 30 mm) [Roh-11].



Figure II.14 Sonde champs magnétiques. a : sonde développée. b : sonde commerciale

La première sonde (Figure II.14.a) est mise en place pour détecter les faibles tensions induites en basses fréquences. Elle dispose 200 spires avec 50 mm de diamètre en moyenne.

Une caractérisation de la sonde est faite en utilisant un analyseur de réseau dans la bande fréquentielle (9 kHz-20 MHz) (Figure II.16). La fréquence de résonance est de l'ordre de 300 kHz. Nous avons utilisé cette sonde jusqu'à 200 kHz. Au-dessus de 300 kHz les capacités inter spires modifient l'impédance de la bobine.

Le modèle RLC équivalent (Figure II.15) de la sonde est obtenu par simulation. Les impédances de la bobine obtenue par la mesure et par le circuit électrique proposé sont données dans la Figure II.16.

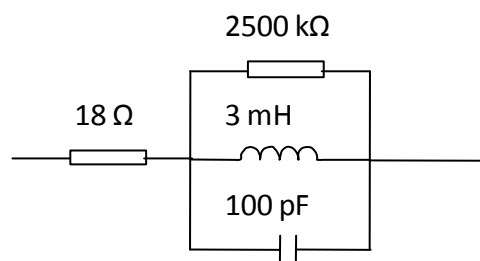


Figure II.15 Circuit équivalent de la sonde développée

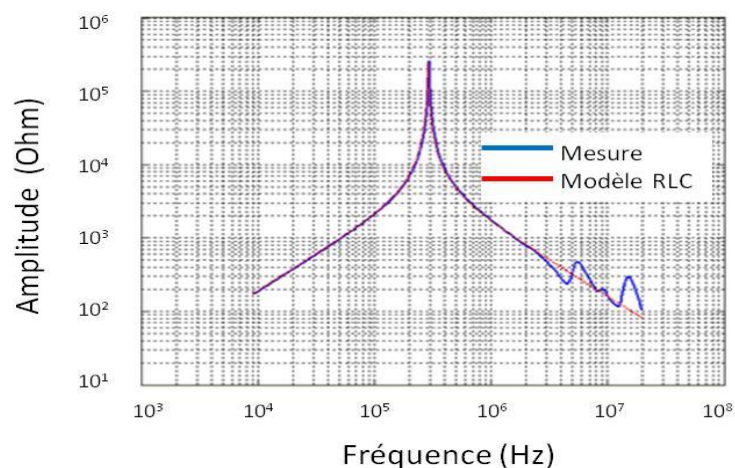


Figure II.16 Impédance de la sonde développée: mesure et modèle RLC

Nous avons aussi modélisé la sonde par une seule spire (Figure II.17). Le modèle équivalent est obtenu en modifiant le rayon du conducteur de la spire ( $D_{\text{fil}}$  équivalent). Ce dernier est choisi lorsque l'impédance en amplitude et en phase de la spire donne une faible erreur avec la mesure.

Malheureusement, pour cette sonde, nous ne pouvons pas construire un modèle 3D en raison d'un fort effet inductif (3mH). Cela avec une correction minimale sur les éléments parasites.

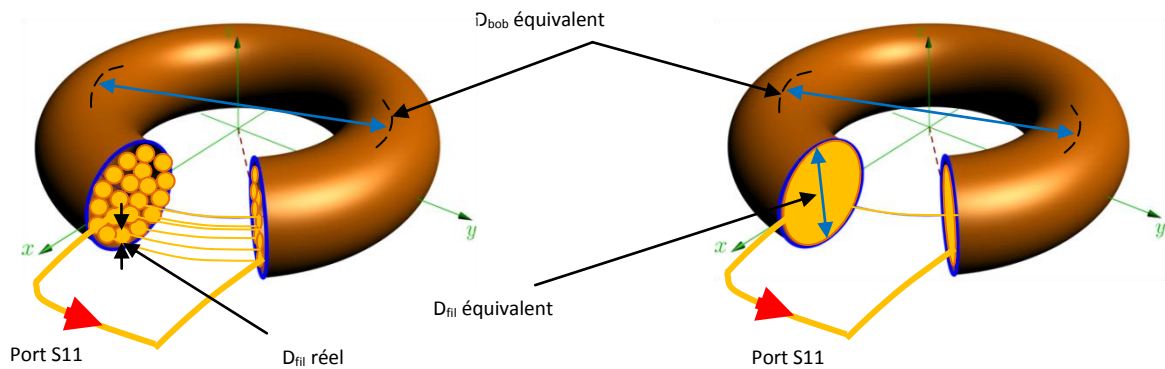


Figure II.17 Modèle 3D de la bobine réceptrice

Concernant la modélisation de la deuxième sonde (Figure II.14.b), nous avons suivi la démarche précédente. Nous avons caractérisé la sonde en utilisant une mesure S11 dans la bande (100 kHz – 20 MHz). Un modèle 3D avec une seule spire est implémenté sous CST. Le modèle équivalent est obtenu en comparant les impédances en amplitude et en phase.

Nous avons comparé, l'impédance d'un modèle fil mince (conducteur parfait), l'impédance d'un modèle 3D et les résultats de mesure. Pour le même rayon du conducteur ( $r=0.15$  mm) et le même diamètre de la bobine ( $D=60$  mm), la modélisation 3D donne des bons résultats (Figure II.18).

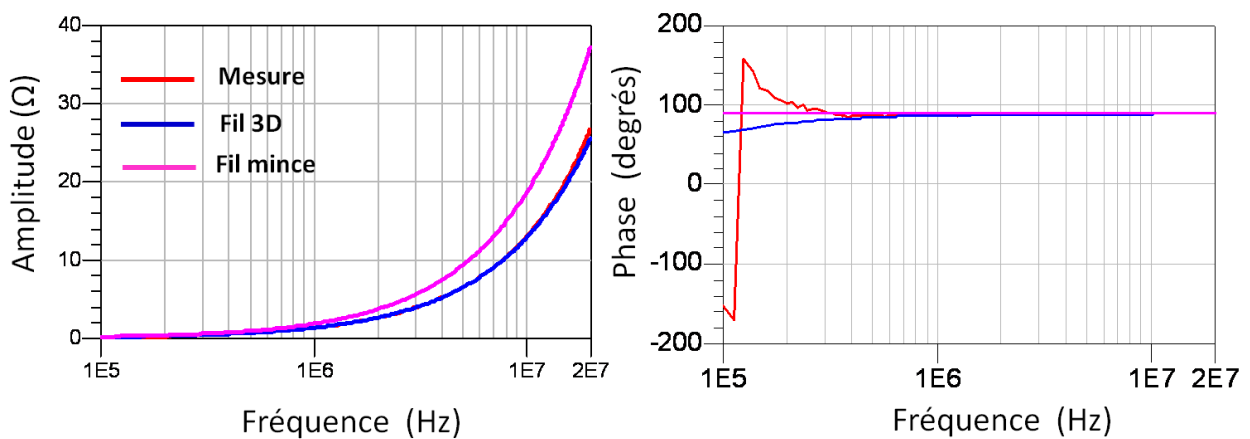


Figure II.18 Impédance de la bobine réceptrice

### II.6.3.3 Modélisation du problème

Pour nous rapprocher de la configuration réelle de notre problème, la structure modélisée est constituée d'une enceinte métallique, d'une bobine émettrice et d'une bobine réceptrice (Figure II.19). Nous avons simulé la structure en utilisant le module de résolution fréquentiel de CST avec une puissance normalisée de 1W. Grâce au circuit électrique, nous avons corrigé l'impédance de la bobine émettrice et afin de reproduire les mêmes conditions de mesure (intensité de courant dans la bobine émettrice de 9,2 mA).

Dans un premier temps, nous avons calculé l'efficacité du blindage magnétique de l'enceinte métallique sans ouverture en utilisant le module de résolution fréquentiel. Les résultats ont été insuffisants aux fréquences élevées (difficulté de mailler l'épaisseur de peau). Afin d'améliorer nos résultats, le module de résolution TLM a été utilisé. Dans un second temps, l'effet de l'ouverture sur l'efficacité du blindage magnétique est étudié.

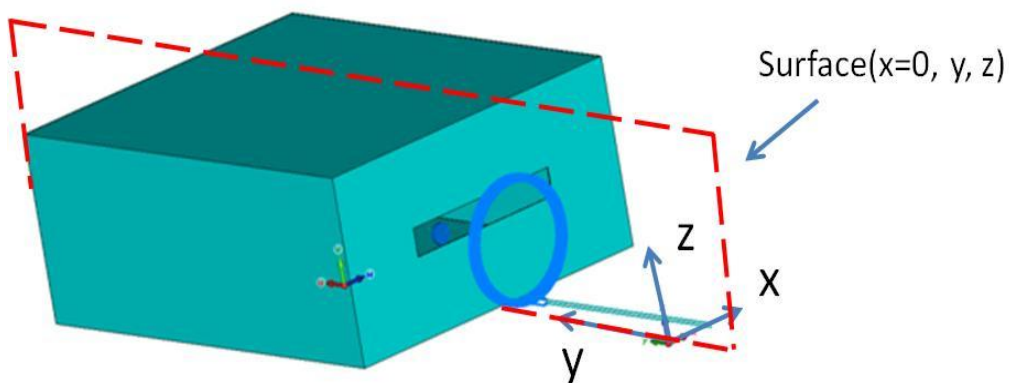


Figure II.19 Structure modélisée sous CST

### II.6.4 Bancs de mesure

Pour valider les résultats numériques obtenus, nous avons développé un banc d'essai (Figure II.20). Il se compose d'une source de rayonnement (FESP 5132), un générateur de signaux (9 kHz à 3 GHz), de deux sondes magnétiques et un récepteur de mesure (9 kHz à 3 GHz). La limite de détection du récepteur est de -25 dB $\mu$ V soit environ 60 nV.

Dans le cas d'une enceinte fermée et afin de balayer une large bande de fréquences, nous avons utilisé un amplificateur de puissance.

Le générateur de signaux délivre une puissance à un amplificateur de gain variable. Ce dernier permet d'amplifier la puissance délivrée la bobine sur toute la plage de fréquence (9 kHz -200 kHz). La sortie de l'amplificateur est reliée à la boucle rayonnante. Sur le récepteur on mesure la tension induite dans la boucle réceptrice.

Pour évaluer l'efficacité du blindage magnétique, les mesures sont effectuées en présence et en absence de l'enceinte métallique.

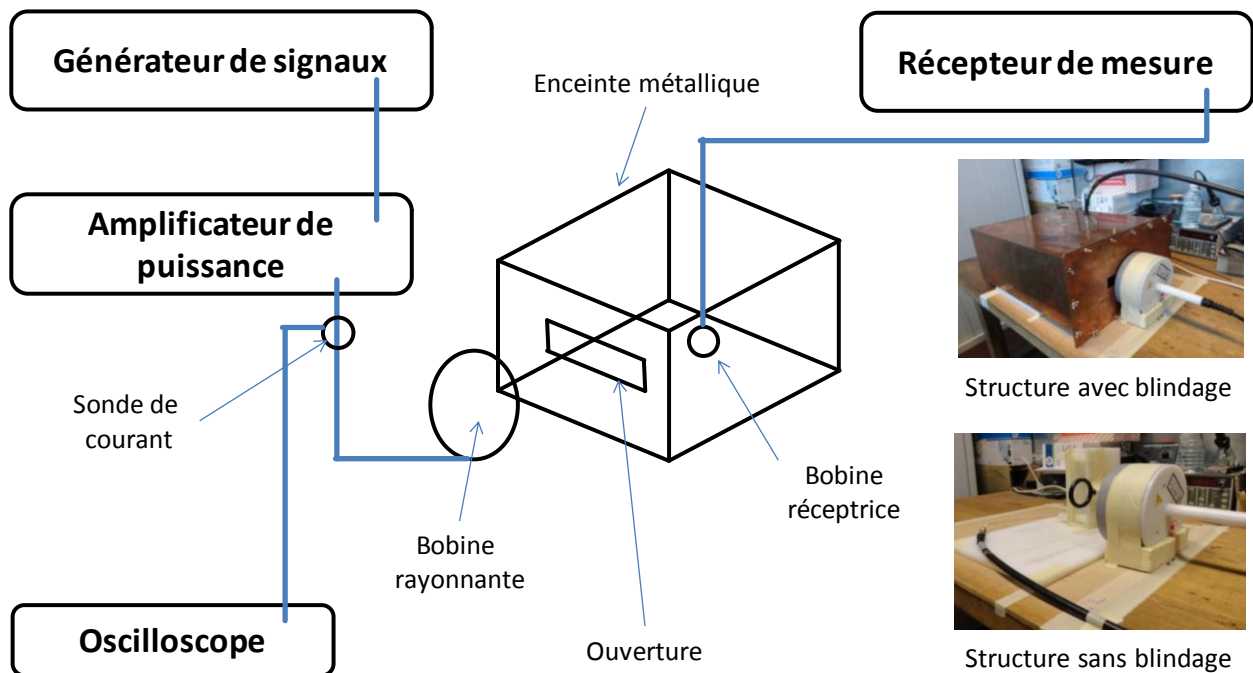


Figure II.20 Banc de mesure développé

### II.6.5 Calibrage de la boucle rayonnante

Le calibrage de la boucle rayonnante est effectué en comparant les résultats numériques de CST et les données du fabricant [Sch-14] [PSA-08]. Nous montrons sur la Figure II.21 le champ magnétique à 50 mm du centre de la boucle rayonnante. La bobine est parcourue par un courant de 1 A.

Nous constatons une erreur de 1.16 % entre la modélisation et les données du fabricant dans la bande de fonctionnement de la bobine (20 Hz - 150 kHz). Le champ rayonné par la bobine est quasiment constant jusqu'à l'apparition d'une résonance à 1 MHz.

En se basant sur les simulations numériques, la présence de la bobine réceptrice à une distance de 120 mm a une influence négligeable.

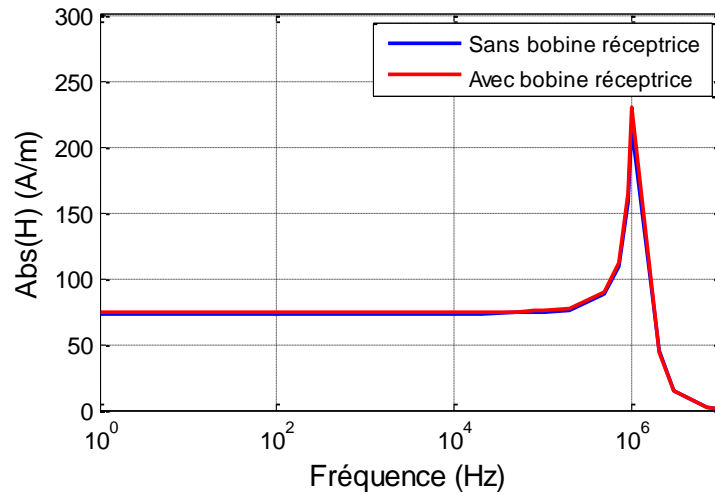


Figure II.21 Rayonnement de la bobine émettrice en présence et en absence de la bobine réceptrice

Sur la Figure II.22, nous présentons la distribution de champ magnétique en absence de l'enceinte sur la surface ( $x = 0$ ) dans le plan ( $y, z$ ) à 100 kHz (Figure II.19).

Nous avons choisi une configuration coaxiale entre les bobines émettrice et réceptrice; les axes des deux sondes sont parallèles. Pour des raisons de validation, des précautions ont été prises en considération pour positionner la sonde réceptrice dans des zones à fort champ.

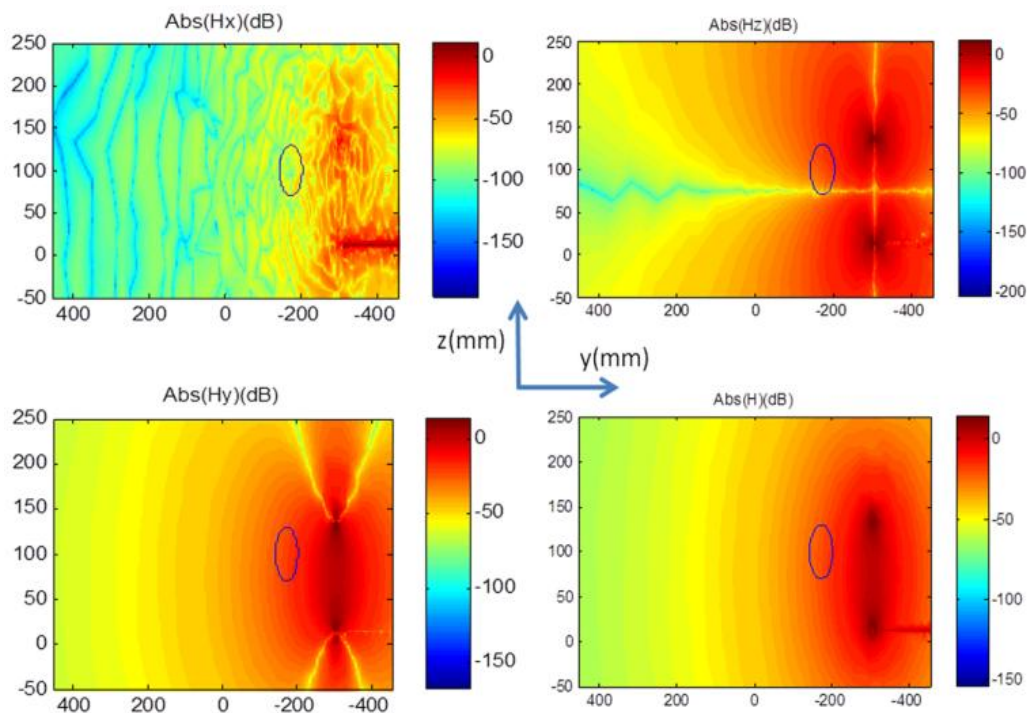


Figure II.22 Champ magnétique sans blindage

Dans la suite, nous présentons les résultats de l'efficacité du blindage pour les deux cas suivants :

- Enceinte métallique sans ouverture,



- Enceinte métallique avec ouverture.

En utilisant le module de résolution fréquentiel, sur la Figure II.23 on présente la variation de l'efficacité du blindage de l'enceinte fermée en fonction de la fréquence. Les résultats montrent une bonne concordance entre la simulation et la mesure en basses fréquences. Cependant, un écart est constaté au-delà de 20 kHz. Cela est dû principalement à l'incapacité de CST à mailler correctement l'épaisseur du blindage (l'épaisseur de peau est inférieure à l'épaisseur du blindage).

Pour surmonter le problème de maillage aux fréquences élevées (30 kHz-200 kHz), nous avons utilisé le module de résolution TLM de CST. Les parois de l'enceinte ont été modélisées en utilisant les techniques des régions minces. Les différentes propriétés géométriques et physiques ont été affectées: épaisseur de la tôle et le type de matériau. Les résultats sont représentés sur la Figure II.23, un bon accord est observé en les comparants avec la mesure.

Les mesures se sont limitées à 200 kHz car nous avons atteint la limite du capteur magnétique. A cette fréquence, une atténuation de 100 dB est atteinte.

L'utilisation du module de résolution TLM demande un espace mémoire relativement faible (28.83 Mb) par rapport au module de résolution fréquentiel (6022.69 Mb). L'inconvénient majeur de l'utilisation du module de résolution TLM est le temps de calcul (TLM : 756 minutes, Module de résolution fréquentiel: 137 minutes).

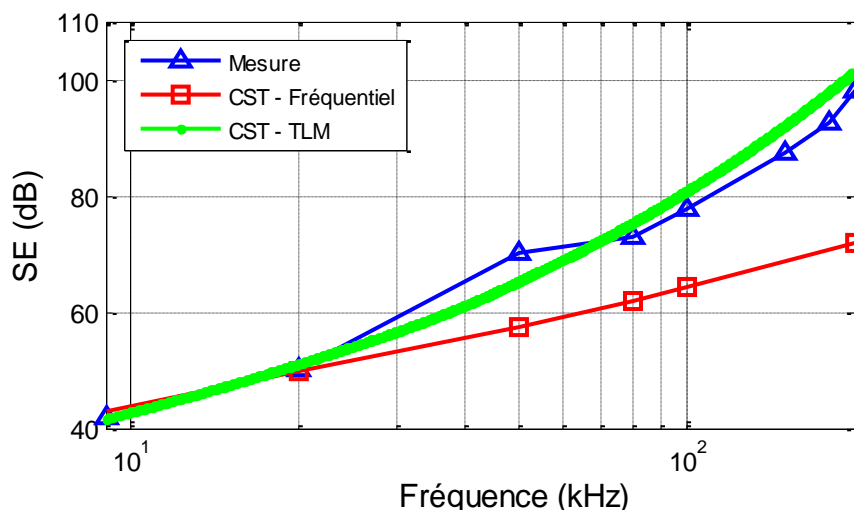


Figure II.23 Blindage magnétique de l'enceinte fermée

Pour étudier l'effet des ouvertures, nous avons réalisé une ouverture sur une paroi de l'enceinte métallique (Figure II.9). Sur la Figure II.24, on présente la distribution du champ magnétique sur la surface indiquée précédemment à 100 kHz (Figure II.19).

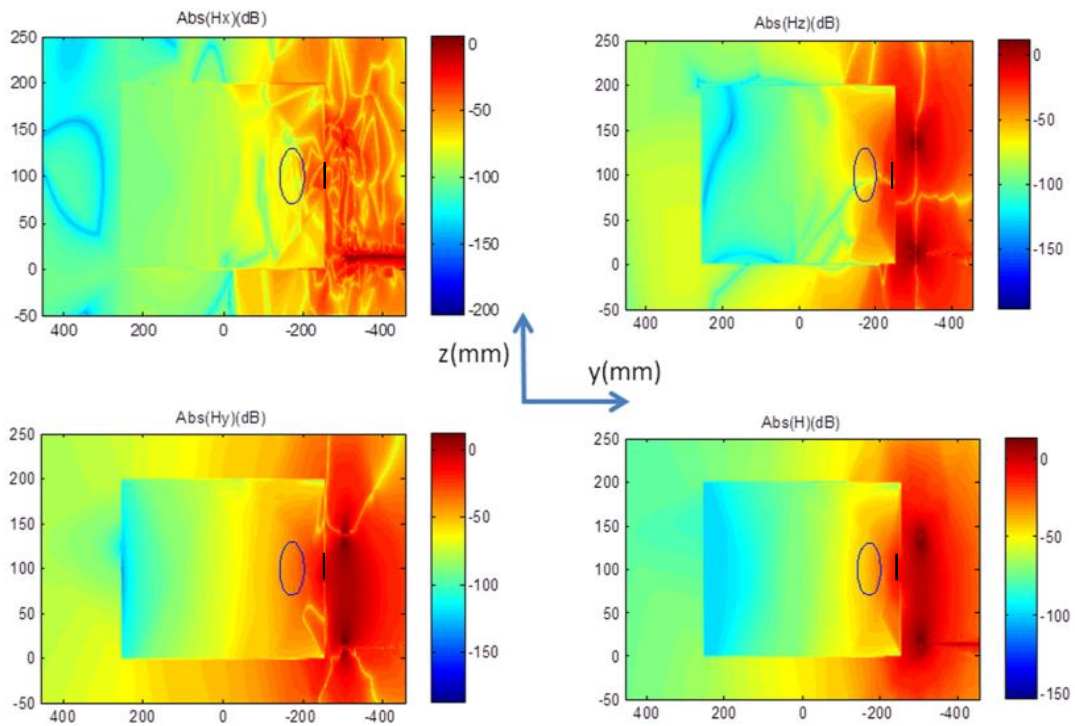


Figure II.24 Champ magnétique en présence d'une ouverture dans l'enceinte

Sur la Figure II.25 on représente l'efficacité du blindage magnétique de l'enceinte métallique avec ouverture en fonction de la fréquence. Une dégradation significative de l'efficacité du blindage est observée par rapport à l'enceinte sans ouverture. L'efficacité du blindage passe de 100 dB à 16 dB à la fréquence 100 kHz.

Les mesures sont assurées par un récepteur de mesure à partir de 9 kHz.

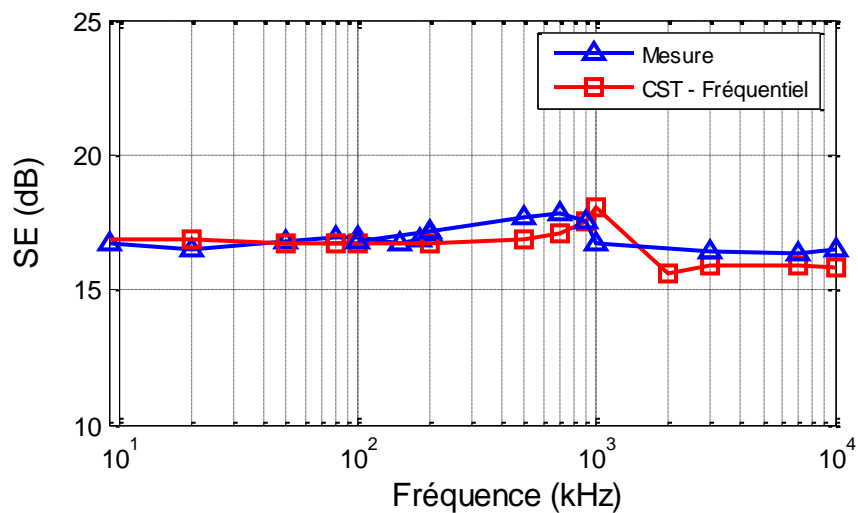


Figure II.25 Efficacité du blindage magnétique de l'enceinte avec ouverture

---

Cette première étude a permis d'étudier deux phénomènes physiques importants: phénomène de diffusion et l'effet d'ouverture. Les résultats obtenus ont montré que :

- Si l'épaisseur de peau est supérieure à l'épaisseur du blindage, le champ magnétique subit une atténuation faible. Au-dessous de la fréquence où l'épaisseur de peau est égale à l'épaisseur du blindage, la densité de courant induit dans le blindage est pratiquement homogène et faible (Figure II.1).
- Si l'épaisseur de peau est inférieure à l'épaisseur du blindage, le matériau présente une atténuation élevée (Figure II.1). Les champs magnétiques dus à la diffusion deviennent très faibles. L'efficacité du blindage magnétique est contrôlée principalement par les ouvertures et les fentes.

Par retour d'expérience, les mesures de l'efficacité du blindage magnétique sont accessibles autour de 50 dB. Même si on suppose que l'on peut les mesurer autour des 140 dB, ils ne sont jamais atteints en pratique [Mai-07].

## **II.7 Recommandation pour la conception du blindage avec un outil numérique**

Pour choisir un outil, nous avons réalisé des études sur des structures de blindage soit en résolvant un problème de diffusion ou d'ouverture. Généralement, nous avons constaté que l'utilisation d'un tel outil est limitée par quelques conditions. Pour avoir des bons résultats, les moyens de calculs et le choix des bons paramètres de simulations (maillage, module de résolutions, formulations,...) doivent être analysés d'une manière attentive. Un compromis entre le temps de simulations et l'espace mémoire doit être trouvé.

La difficulté pour tenir compte de la diffusion des champs magnétiques dans les tôles de faible épaisseur peut être résolue en utilisant des techniques de modélisation qui ne nécessitent pas un maillage de l'épaisseur de peau. Ces techniques sont basées sur des modèles analytiques, ils sont disponibles dans certains logiciels tels que : CST et Flux.

Pour calculer l'efficacité du blindage basse fréquence de boîtiers réels qui peuvent être munis ou non d'ouvertures, nous devrions connaître: le type de la source d'excitation, la nature du blindage pour déterminer l'épaisseur de peau,... Nous récapitulons les résultats obtenus comme suit. Nous prenons comme référence l'application simple modélisée précédemment (deux câbles en dessus d'un plan de masse) :

- Si l'épaisseur de peau est supérieure à celui du blindage, nous pouvons utiliser les différents outils. En revanche, si l'épaisseur de peau est inférieure à l'épaisseur du blindage, le recours aux outils permettant la modélisation des régions minces par des techniques spéciales est fortement recommandée (CST, Flux). La modélisation en 2D de la diffusion peut être réalisée sans difficulté.
- Dans certaines configurations, les champs magnétiques à l'intérieur du blindage sont dus principalement aux ouvertures ou aux fentes existantes. Par retour d'expérience, le logiciel CST avec son module de résolution fréquentiel peut être utilisé s'il s'agit des enceintes avec ouvertures. En revanche, le module de résolution TLM peut être utilisé pour résoudre les problèmes des fentes.

Dans le Tableau II-3, nous présentons une synthèse permettant la sélection d'un logiciel de calculer l'efficacité de blindage en prenant en considération uniquement la diffusion du champ magnétique dans les parois du blindage.

Outil		Efficacité du blindage magnétique en dB			Commentaires
		SE < 50 dB	50 dB < SE < 100 dB	SE > 100 dB	
CST	Fréquentiel	✓	✗	✗	Epaisseur de peau supérieure à épaisseur du blindage
	TLM	✓	✓	✗	Temps de calcul très important
Comsol	2D	✓	✓	✓	/
	3D	!	!	!	Espace mémoire très important 48 GB de mémoire recommandé
Flux	2D	✓	✓	✓	/
	3D	✓	✗	✗	/
	3D coque	✓	✓	✓	Précautions sur le maillage et les formulations
Maxwell 3D		✓	✗	✗	/
		✓ : Bons résultats	✗ : Mauvais résultats	! : Résultats à confirmer	

Tableau II-3 La sélection d'un outil en fonction de l'efficacité de blindage

## II.8 Conclusions

Ce chapitre a été consacré à l'étude de l'efficacité du blindage magnétique en basse fréquence. Deux phénomènes ont été exposés et analysés : le phénomène de diffusion et l'effet d'ouverture. Suivant la valeur de l'épaisseur de peau, l'un des deux phénomènes est prépondérant. Nous avons vu que l'efficacité du blindage s'améliore en augmentant la fréquence (effet de peau). En revanche la présence des ouvertures dégrade les performances du blindage.

Pour modéliser la diffusion dans les tôles conductrices, nous avons présenté une étude comparative entre les différents outils de modélisation numérique. Nous avons vu l'incapacité d'un outil 3D à mailler

---

l'épaisseur de peau dans les régions minces, le recours aux techniques de modélisation spécifiques a été nécessaire (région minces, fils minces).

Généralement, les dispositifs électromagnétiques possèdent des ouvertures et des fentes. Nous avons vu que la modélisation numérique de l'effet d'ouvertures a été réalisée sans difficulté. Par contre la modélisation de l'effet des fentes nécessite un maillage et/ou un temps de calcul très importants. Il n'est pas possible de résoudre ce genre de problèmes avec les contraintes imposées par l'industrie (temps de simulation court). Notre objectif pour le prochain chapitre est de proposer des solutions alternatives permettant de traiter ce type de problématiques.

---

*Chapitre III :*  
*Efficacité du Blindage Magnétique des Fentes*

## Chapitre. III Efficacité du blindage magnétique des fentes

### III.1 Introduction

Le chapitre précédent nous a permis de présenter les paramètres influents sur le calcul de l'efficacité de blindage magnétique basse fréquence. Les effets de pénétration du champ électromagnétique à travers les parois du blindage et les ouvertures ont été présentées. Des modèles numériques basés sur les méthodes de discrétisation ont été utilisés. Ces méthodes ont montré leurs efficacité lorsqu'on s'intéresse à étudier l'effet d'une ouverture.

Cependant, la présence de fentes rend ces méthodes lourdes à cause de la taille de la fente qui nécessite une densité de maillage importante. Dans certains cas, on constate une divergence de la solution numérique obtenue. Pour surmonter ces difficultés, nous présentons dans ce chapitre une méthode basée sur les moments magnétiques équivalents pour modéliser l'efficacité de blindage magnétique en présence de fentes.

Dans un premier temps, nous présentons la méthode des moments dipolaires de type électriques et magnétiques dans sa forme générale ainsi que les hypothèses et les simplifications considérées dans ce travail. L'application de cette méthode en champ proche magnétique exige des hypothèses et simplifications particulières. Pour ce faire, nous avons étudié une application particulière impliquant un plan infini muni d'une fente et validé notre approche par une confrontation avec des résultats de mesures.

Dans un second temps, nous focalisons notre étude sur le développement d'une méthodologie permettant de prédire l'efficacité du blindage des enceintes avec des fentes de dimensions petites par rapport aux dimensions de l'enceinte. La méthodologie prend en considération le phénomène de diffusion et l'effet de la fente.

Dans la dernière étape, nous intéressons à la généralisation de cette approche pour des applications de dimensions finies en associant des modèles analytique et numérique (Figure III.1).

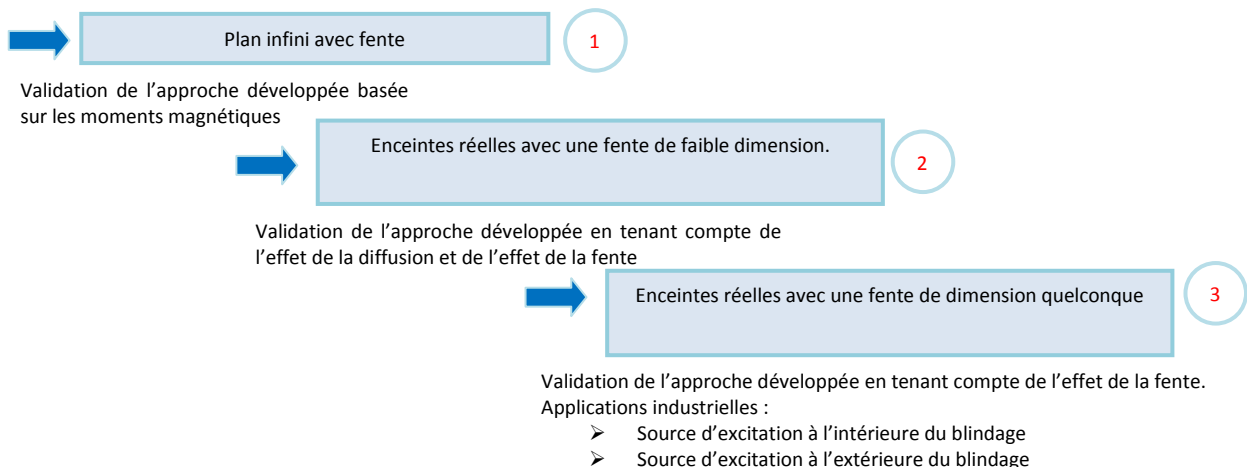


Figure III.1. Ordre des travaux effectués

### III.2 Méthode basée sur les moments dipolaires équivalents

Dans le cas d'un plan infini avec fente, le calcul de l'efficacité du blindage par les modèles analytiques basés sur l'impédance de la fente sont rapides. Cependant, ces derniers donnent des résultats insuffisants dans le cas du champ proche magnétique [Axf-82] [Mon-73]. Pour s'affranchir de cette limite, des méthodes analytiques basées sur les moments électriques et magnétiques ont été développées (Figure III.2) [Fri-13-a] [Hoe-89] [Axf-82] [Mel-77] [Bet-42]. Pour ces approches, le champ électromagnétique diffracté par une fente dans un plan conducteur de dimension infinie peut être approché par le rayonnement de dipôles équivalents (Figure III.2). Dans la suite, nous donnerons tout d'abord les hypothèses de travail puis la méthodologie à suivre dans sa forme générale. À travers un exemple, nous présenterons les simplifications mises en place et les résultats obtenus.

La pénétration des champs magnétiques à travers une fente peut être calculée à partir de la connaissance de l'excitation et de la polarisabilité [Mel-77] [Bet-42].

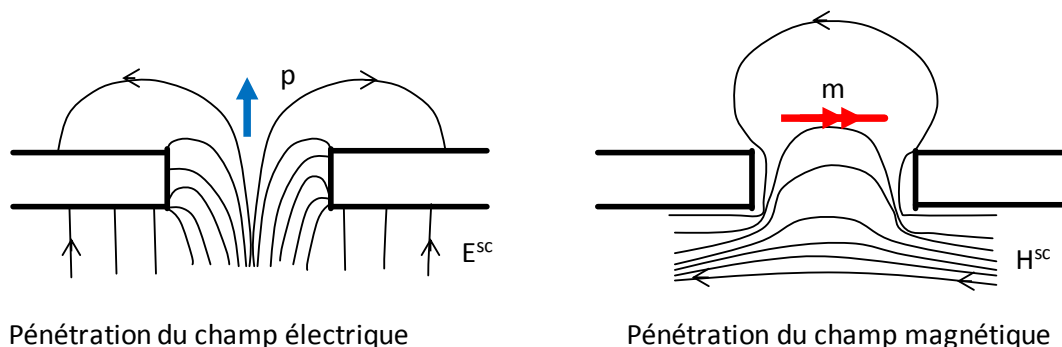


Figure III.2. Pénétration des champs électromagnétiques dans la fente

#### III.2.1 Hypothèses de travail

Pour appliquer la méthode basée sur les moments dipolaires équivalents, des hypothèses de départ ont été posées. La fente doit être électriquement courte. Autrement dit, les dimensions maximales de la



fente sont très faibles par rapport à la longueur d'onde. La largeur de la fente est très faible par rapport sa longueur. Dans les applications VEHS et en tenant compte de la plage de fréquence concernée (1 Hz - 10 MHz), ces hypothèses sont bien validées. En comparant la longueur de la fente de quelques centimètres à la longueur d'onde la plus petite ( $f=10$  MHz  $\rightarrow \lambda=30$  m) et sa largeur de quelques millimètres. Ces hypothèses conduiront à une contribution négligeable des dipôles électriques par rapport aux dipôles magnétiques vis-à-vis du champ total rayonné par la fente. Cela est dû, comme nous le verrons plus tard, à la valeur de la polarisabilité électrique par rapport à celle de la polarisabilité magnétique.

La fente se trouve dans un plan parfaitement conducteur de dimensions infinies ou sur une paroi d'une enceinte dont les dimensions sont très grandes par rapport à celles de la fente. Dans ce dernier cas, cela permet de négliger les champs réfléchis par les autres parois de l'enceinte. Le plan de conductivité électrique infinie rend impossible la diffusion des champs électromagnétiques à travers les parois. Seules les composantes normales des champs électriques et les composantes tangentiels des champs magnétiques peuvent exister sur la surface de la fente.

### III.2.2 Calcul des moments dipolaires équivalents

Nous supposons que le plan conducteur se trouve dans le plan  $xy$  à  $z=0$ . Sa présence divise l'espace en deux régions (Figure III.4) : éclairée ( $0^-$  : coté excitation) et ombre ( $0^+$  : coté mesure).

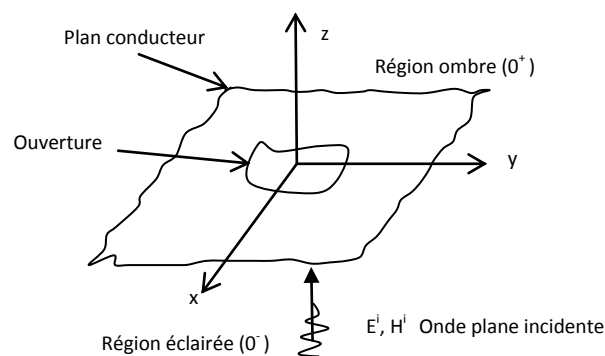


Figure III.3. Illustration du problème original

Nous calculons tout d'abord les champs incidents rayonnés par la source  $E^i, H^i$  au niveau de la fente. Nous nous intéressons aux champs de court circuit ( $E^{sc}, H^{sc}$ ). Ces champs sont situés dans la face éclairée. Ils sont calculés en supposant que la fente est couverte par un conducteur isotrope. Ils sont tout simplement liés aux champs incidents par les équations (III-1) et (III-2) [Exf-82] [But-73] [Tay-73] :

$$\mathbf{E}_n^{sc} = 2 \mathbf{E}_n^i \quad (\text{III-1})$$

$$\mathbf{H}^{sc} \times \mathbf{n} = 2 \mathbf{H}^i \times \mathbf{n} \quad (\text{III-2})$$

L'existence du champ électromagnétique au niveau de la fente polarise cette dernière et donne naissance aux moments magnétique et électrique. Ces sources ponctuelles sont situées sur le côté ombre de la fente en court-circuit. Le moment  $\vec{p} = p_z \vec{z}$  du dipôle électrique équivalent est orienté perpendiculairement au plan conducteur. En revanche, le moment magnétique ( $\vec{m} = m_x \vec{x} + m_y \vec{y}$ ) a deux composantes tangentielles (Figure III.4). Ces moments dipolaires peuvent être exprimés en termes des champs incidents et de la polarisabilité de la fente (équations (III-3), (III-4) et (III-5)).

Les signes négatifs dans les équations (III-4) et (III-5) signifient que le dipôle magnétique équivalent est dans la direction opposée à celle du champ  $H^{sc}(o-)$  [Rac-05] [But-76].

$$\mathbf{P} = 2\varepsilon\alpha_e E_z^i(\mathbf{0}-) \quad (\text{III-3})$$

$$\mathbf{m}_x = -2\alpha_{m,xx} H_x^i(\mathbf{0}-) \quad (\text{III-4})$$

$$\mathbf{m}_y = -2\alpha_{m,yy} H_y^i(\mathbf{0}-) \quad (\text{III-5})$$



Figure III.4. Illustration de l'excitation et problème équivalent

### III.2.3 Calcul de la polarisabilité électrique et magnétique

Les expressions (III-3), (III-4) et (III-5) montrent que les moments des dipôles équivalents sont proportionnels aux champs d'excitation. Ces constantes de proportionnalité, polarisabilité électrique et magnétique, dépendent de la forme et de la taille de la fente. Si la fente a un axe de symétrie, seules trois composantes sont suffisantes : une composante pour le moment du dipôle électrique et deux composantes pour le moment du dipôle magnétique [But-73]. Les polarisabilités pour différentes formes d'ouvertures : cercle, ellipse, rectangle, fente peuvent être calculées analytiquement, numériquement ou par la mesure [But-80] [Mel-77] [But-76].

Les composantes des tenseurs de polarisabilité pour une fente électriquement courte et étroite orientée dans un système de coordonnées cartésiennes comme indiqué sur la Figure III.5, sont exposées dans le Tableau III-1 [But-80].

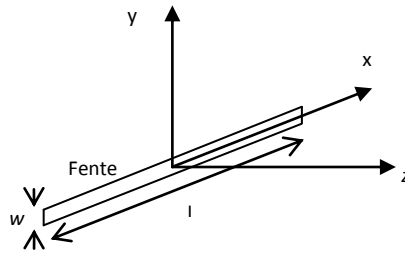
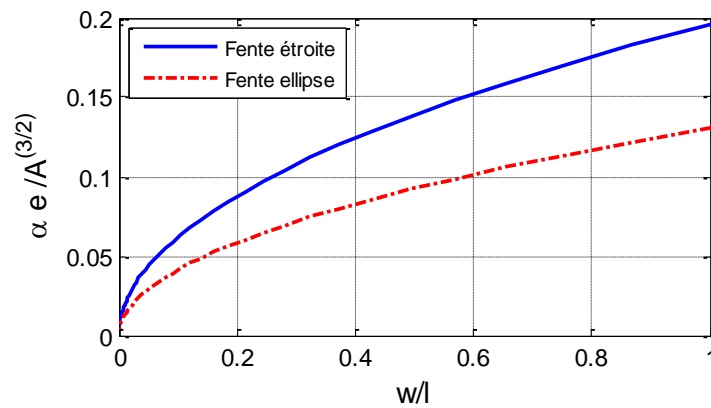


Figure III.5 Position de la fente

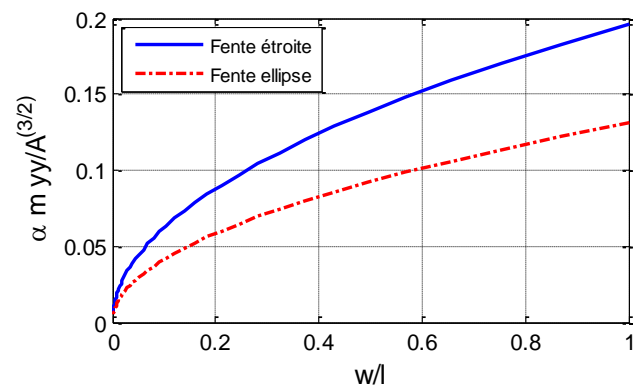
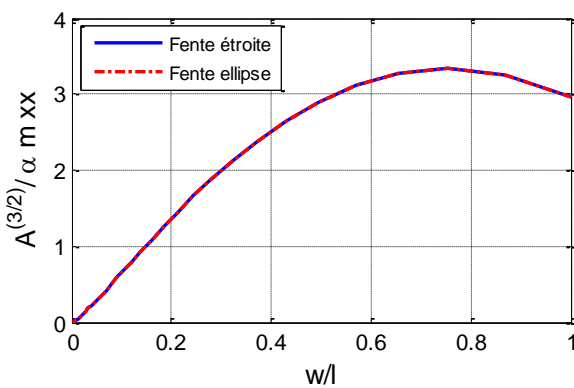
Forme	$\alpha_e$	$\alpha_{m,xx}$	$\alpha_{m,yy}$
Fente Ellipse ( $w < l$ )	$\frac{\pi}{24} w^2 l$	$\frac{\pi}{24} \frac{l^3}{\ln\left(\frac{4l}{w}\right) - 1}$	$\frac{\pi}{24} w^2 l$
fente étroite ( $w < l$ )	$\frac{\pi}{16} w^2 l$	$\frac{\pi}{24} \frac{l^3}{\ln\left(\frac{4l}{w}\right) - 1}$	$\frac{\pi}{16} w^2 l$

Tableau III-1 Polarisabilité d'une fente

Dans la Figure III.6 nous présentons la variation des polarisabilités électrique ( $\alpha_e$ ) et magnétiques ( $\alpha_{m,xx}, \alpha_{m,yy}$ ) normalisées en fonction de ( $w/l$ ). A représente la surface de la fente.



(a) :  $\alpha_e / A^{3/2}$  en fonction de ( $w/l$ ).



(b) :  $A^{3/2}/\alpha_{m,xx}$  en fonction de  $(w/D)$ .(c) :  $\alpha_{m,yy}/A^{3/2}$  en fonction de  $(w/D)$ .

Figure III.6 Polarisabilité électrique et magnétique normalisées

### III.2.4 Calcul des champs rayonnés par les moments dipolaires équivalents

A partir des moments de dipôles équivalents, on peut calculer le champ rayonné dans le côté ombre. Il est équivalent au rayonnement d'un moment d'amplitude  $2p$  et  $2m$  en utilisant la théorie des images (Figure III.7) [Bal-05].

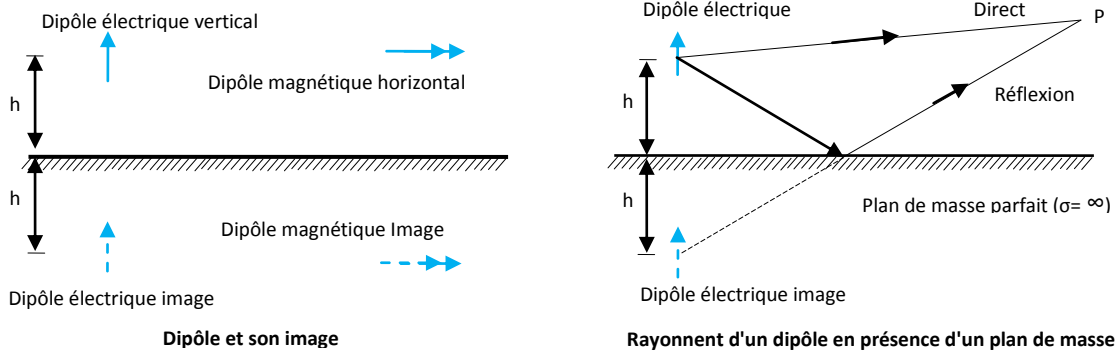


Figure III.7 Théorie des images

Le rayonnement est dans un espace uniforme de dimension infinie caractérisé par  $(\epsilon, \mu)$ . Pour un dipôle électrique de moment  $\vec{P}$  et un dipôle magnétique de moment  $\vec{m}$ , les champs rayonnés sont donnés par les expressions (III-6) et (III-7) [Cel-08] [But-80] [Str-41].

$$\vec{E} = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times (\vec{P} \times \nabla G) + j\omega\mu \vec{m} \times \nabla G \quad (\text{III-6})$$

$$\vec{H} = -\nabla \times (\vec{m} \times \nabla G) - j\omega\vec{P} \times \nabla G \quad (\text{III-7})$$

$G$  est la fonction de Green de l'espace libre:  $G(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi r} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}$ ,  $\lambda$  est la longueur d'onde.  $\omega, \epsilon, \mu$  sont respectivement la pulsation, la permittivité électrique, et la perméabilité magnétique.

### III.2.5 Calcul de l'efficacité du blindage magnétique

Pour calculer l'efficacité du blindage magnétique, nous avons besoin du champ rayonné par la source en un point de mesure en absence du blindage ( $H^{ref}$ ). Dans le cas où la source de rayonnement est un dipôle magnétique, ce champ est calculé en utilisant les expressions de rayonnement d'un dipôle magnétique ou électrique [Ram-11] [Mon-76].

Le calcul du champ magnétique avec et sans blindage permet d'extraire l'efficacité du blindage magnétique de la fente en utilisant la relation (III-8). Il est nécessaire de signaler ici que l'efficacité du

blindage dépend de la position de la source de rayonnement vis-à-vis à la fente [Cel-08] [Ara-02] [Exf-82].

$$SE = 20 \log \left| \frac{H^{ref}}{H} \right| \quad (III-8)$$

### III.2.6 Approche développée

Généralement, en champ magnétique proche, la composante tangentielle qui polarise fortement la fente n'est plus uniforme. Nous avons développé une nouvelle approche pour prendre en compte cette contrainte en imposant un réseau de dipôles magnétiques dans la fente. Cette approche n'est valable que pour des fentes électriquement courtes. Elle est basée sur la distribution des champs sur la paroi en absence de la fente.

Si le champ magnétique a la même direction avec une amplitude non uniforme, la fente est discrétisée en petits éléments où le champ magnétique ( $H_i$ ) est supposé pratiquement constant (Figure III.8). Dans chaque élément, le moment magnétique ( $m_i$ ) est affecté et calculé à partir de ( $H_i, l, \alpha_{m,xx}$ ). Le champ magnétique rayonné par la fente est la contribution de chaque moment magnétique en utilisant l'équation (III-9) et les formulations standards du rayonnement d'un moment magnétique [Cel-08].

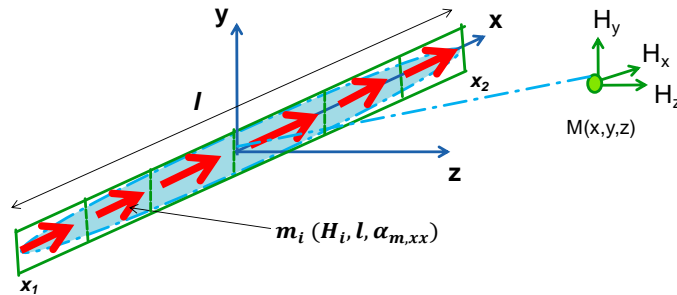


Figure III.8. Illustration de l'approche développée

$$H^{xyz} = \frac{1}{|x_2 - x_1|} \int_{x_1}^{x_2} H_i^{xyz} dx \quad (III-9)$$

où  $x_2, x_1$  sont les limites de la fente.  $H_i^{xyz}$  est le champ magnétique dû à chaque discrétisation.  $H^{xyz}$  est le champ magnétique total.

Si le champ magnétique a deux directions différentes avec des amplitudes non uniformes, la fente est donc divisée en deux parties. Pour chaque partie, le champ magnétique rayonné est calculé en utilisant la même procédure que le cas précédent ; les moments magnétiques ( $m_i$ ) sont calculés en fonction de ( $H_i, l_j, \alpha_{m,xx,j}$ ) à la place de ( $H_i, l, \alpha_{m,xx}$ ) comme le montre la Figure III.9. Le champ rayonné total de la fente correspond à la somme vectorielle des champs rayonnés de chaque partie en utilisant l'expression (III-10).

La même procédure de modélisation est appliquée si le champ magnétique dans la fente change ses orientations plus que deux fois.

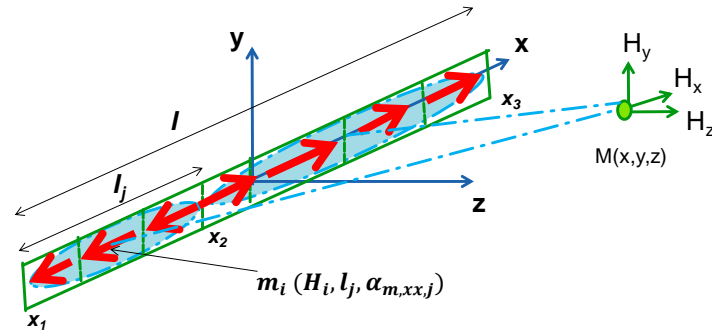


Figure III.9. Illustration de l'approche développée

$$H^{xyz} = \frac{1}{|x_2 - x_1|} \int_{x_1}^{x_2} H_i^{xyz} dx + \frac{1}{|x_3 - x_2|} \int_{x_2}^{x_3} H_i^{xyz} dx \quad (\text{III-10})$$

### III.3 Application dans le cas d'un plan infini avec fente

Dans cet exemple, nous présentons l'application de la démarche précédente pour calculer l'efficacité du blindage magnétique d'un plan infini avec fente en champ proche magnétique (9 kHz- 10 MHz). Les résultats de modélisation analytique développée sont comparés avec ceux issus de la modélisation numérique sous CST et la mesure. Une étude paramétrique est aussi réalisée pour étudier la robustesse et le domaine de validité de l'approche développée.

#### III.3.1 Structure modélisée

La structure étudiée est présentée dans la Figure III.10. Elle est constituée d'un plan infini parfaitement conducteur d'épaisseur ( $t=1$  mm) (Figure III.10). Ce plan possède une fente de dimension ' $l=100$  mm' et ' $a=1$  mm'. La structure est excitée par une source de champ magnétique proche. Cette dernière est une boucle rayonnante avec une seule spire de rayon ' $R=11.5$  mm' orientée selon deux configurations (coplanaire et coaxiale).

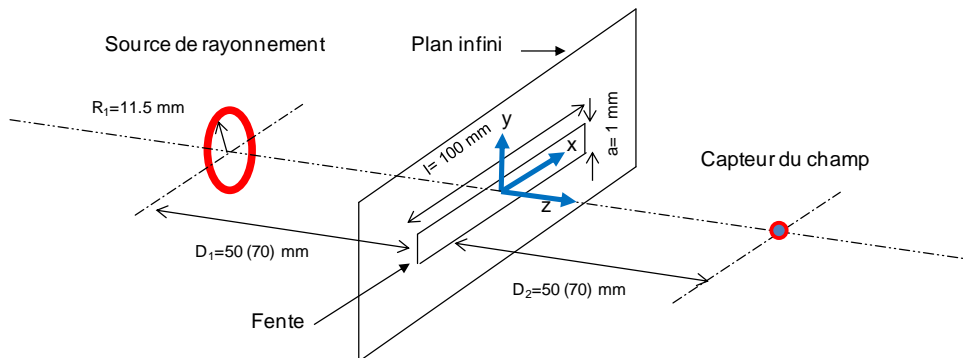


Figure III.10. Structure modélisée

La configuration « coaxiale » signifie que l'axe de la bobine émettrice et celui de la fente sont parallèles. Les axes sont perpendiculaires dans la configuration coplanaire (Figure III.11). La distance entre la boucle et le blindage est ' $D_1$ '.

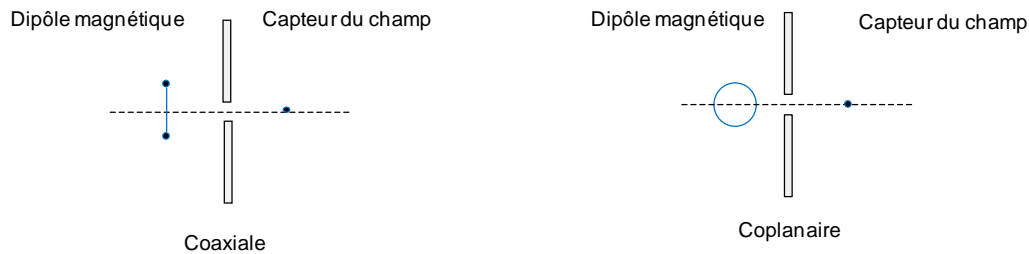


Figure III.11 Différentes configurations de la source de rayonnement

Pour calculer l'efficacité du blindage magnétique, les champs magnétiques sans et avec blindage sont calculés à une distance ' $D_2$ ' comme indiqué sur la Figure III.10.

Pour l'application de la méthode analytique développée, il est nécessaire de déterminer la polarisabilité électrique et magnétique d'une fente. Cette dernière est électriquement courte avec une longueur de ( $l=100$  mm) est une largeur de ( $a=1$  mm). Dans cette étude, nous avons utilisé des formules analytiques présentées dans le Tableau III-1. Pour une fente orientée dans un système de coordonnées cartésiennes comme le montre la Figure III.10,  $\alpha_{m,xx} = 2.622 \times 10^{-5}$ ,  $\alpha_{m,yy} = 1.963 \times 10^{-8}$ ,  $\alpha_{e,zz} = 1.963 \times 10^{-8}$ .

Compte tenu des valeurs obtenues, la contribution au champ magnétique rayonné par le moment électrique ' $\vec{p}$ ' et le moment magnétique ' $\vec{m}_{yy}$ ' est négligeable par rapport à celui rayonné par le moment magnétique ' $\vec{m}_{xx}$ '. Par conséquent, seule la composante ' $\alpha_{m,xx}$ ' sera considérée [Exf-82].

Il est très intéressant de tenir compte l'influence de l'épaisseur ' $t$ ' de la fente sur la valeur de la polarisabilité magnétique. Vis-à-vis aux dimensions de notre fente, nous pouvons atteindre une amélioration de 3 dB en termes de précision en utilisant les modèles développés dans [War-89]. La Figure III.12 montre la variation de la polarisabilité longitudinale  $\alpha_{m,xx}(l, t, a)$  en fonction du rapport entre l'épaisseur et la largeur de la fente.

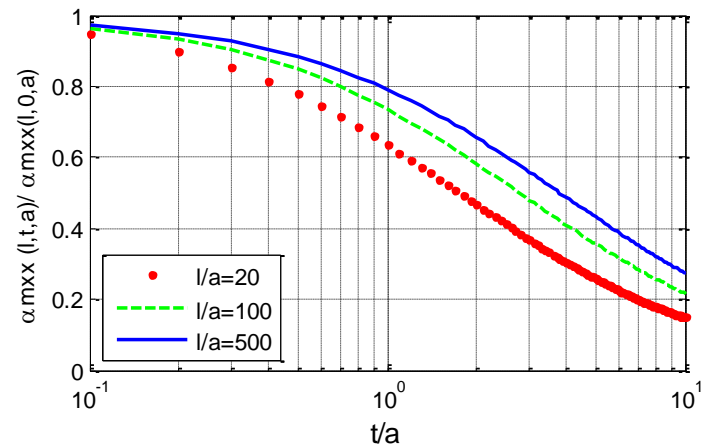


Figure III.12. Influence de l'épaisseur sur la polarisabilité longitudinale

Pour approcher le rayonnement de la boucle à celui d'un dipôle magnétique élémentaire, il faut que [Coc-02] [Hoe-89] :

- la distance entre la boucle de rayonnement et le blindage doit être supérieure au diamètre de la boucle.
- les dimensions de la boucle de rayonnement doivent être faibles par rapport à la longueur d'onde.

Dans les modèles développés (analytiques et numériques), l'efficacité du blindage est calculée à partir du champ magnétique au centre de la boucle réceptrice. Les résultats peuvent être améliorés par le calcul de la tension induite dans la boucle réceptrice en utilisant la distribution du champ magnétique sur la surface décrite par l'antenne [Ara-02].

### III.3.2 Modélisation sous CST

Notre structure a été modélisée sous CST. Elle est constituée d'un plan infini muni d'une fente et d'une spire d'excitation parcourue par un courant (Figure III.13). La solution du problème est réalisée en utilisant le module de résolution TLM. Nous avons montré dans nos études antérieures que ce module de résolution est mal adapté à la résolution des problèmes électromagnétiques basses fréquences (temps de calcul important). Il s'agit ici de valider les résultats de la modélisation analytique.



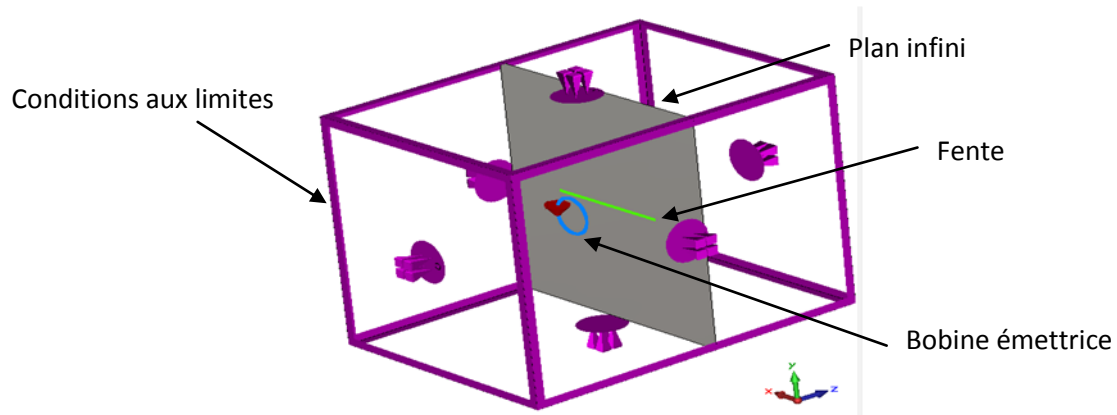


Figure III.13. Modélisation sous CST

### III.3.3 Banc de mesure développé

Nous avons développé un banc d'essai constitué d'un plan fini de dimensions suffisamment grandes ( $400 \times 400 \times 1 \text{ mm}^3$ ) et placé sur une grande paroi d'une cavité. La fente de 100 mm de longueur et de 1 mm de largeur est placée au milieu de ce plan (Figure III.14).

Le banc d'essai développé est constitué d'un générateur de signaux (DC - 20 MHz) délivrant une puissance de 24 dBm à une boucle rayonnante (8 spires et de diamètre de 23 mm). En utilisant un récepteur de mesure (9 kHz - 3 GHz), la tension induite aux extrémités de la boucle réceptrice (60 mm de diamètre, Rohde & Schwarz) est mesurée dans la bande fréquentielle (9 kHz - 10 MHz). L'efficacité du blindage est obtenue en faisant le rapport des tensions induites sans et avec blindage.

Les centres des deux bobines réceptrice et émettrice se trouvent sur le même axe à une distance de 70 mm du blindage.

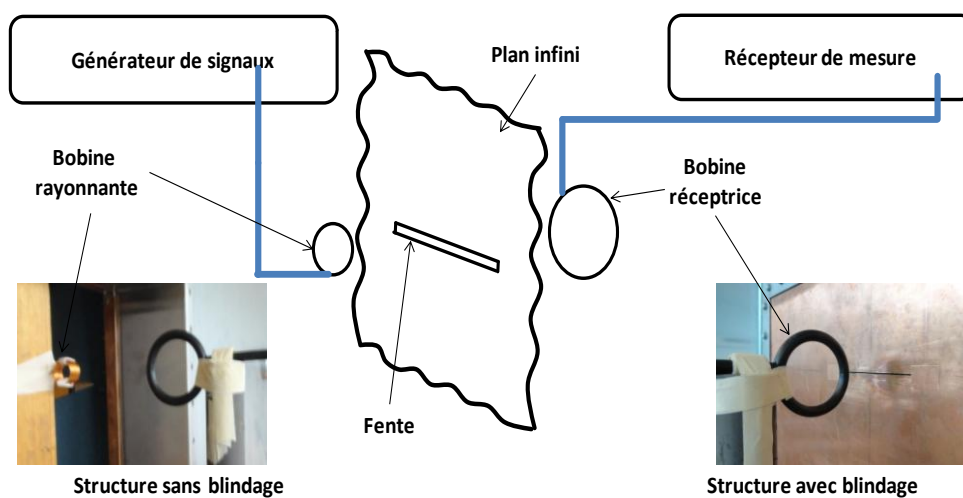


Figure III.14. Banc de mesure développé

### III.3.4 Résultats et analyse

#### III.3.4.1 Effet de la discrétisation de la fente

Le modèle développé est basé sur la division de la fente en sous fentes. Ces dernières sont discrétisées en petits éléments. Nous présentons sur la Figure III.15 l'influence du nombre de discrétisation sur l'efficacité du blindage magnétique pour les deux configurations (coplanaire et coaxiale) à la fréquence de 100 kHz. Nous remarquons ainsi une convergence de la solution pour la configuration coaxiale à partir de quatorze dipôles. Dans le cas d'une configuration coplanaire où le champ est dans une direction, il suffit de considérer sept dipôles pour reconstituer le champ dans la fente.

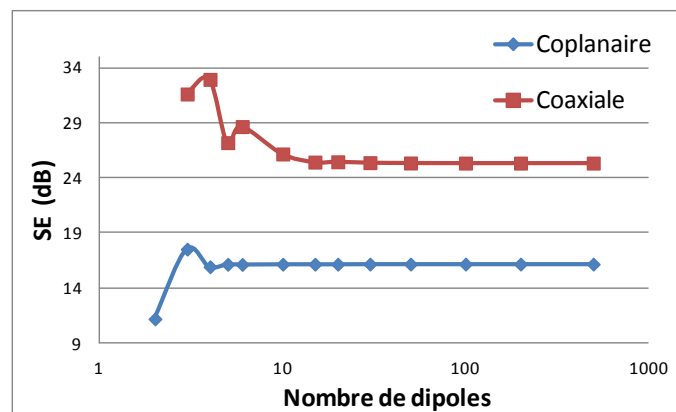


Figure III.15. Influence du nombre de dipôles sur la convergence de la solution

#### III.3.4.2 Influence de l'épaisseur de la fente

Nous avons comparé les résultats des mesures pour deux fentes de tailles différentes; la première fente a 100 mm de longueur et 1 mm de largeur, la deuxième à 100 mm de longueur et 3 mm de largeur. Les résultats sont représentés sur la Figure III.16. Nous remarquons que la largeur d'une fente réduit l'efficacité du blindage magnétique d'une valeur pouvant atteindre 5 dB pour les fréquences élevées.

Il est clair aussi que l'efficacité du blindage magnétique tend à prendre des valeurs constantes sur la gamme de fréquence considérée si la fente est plus large.

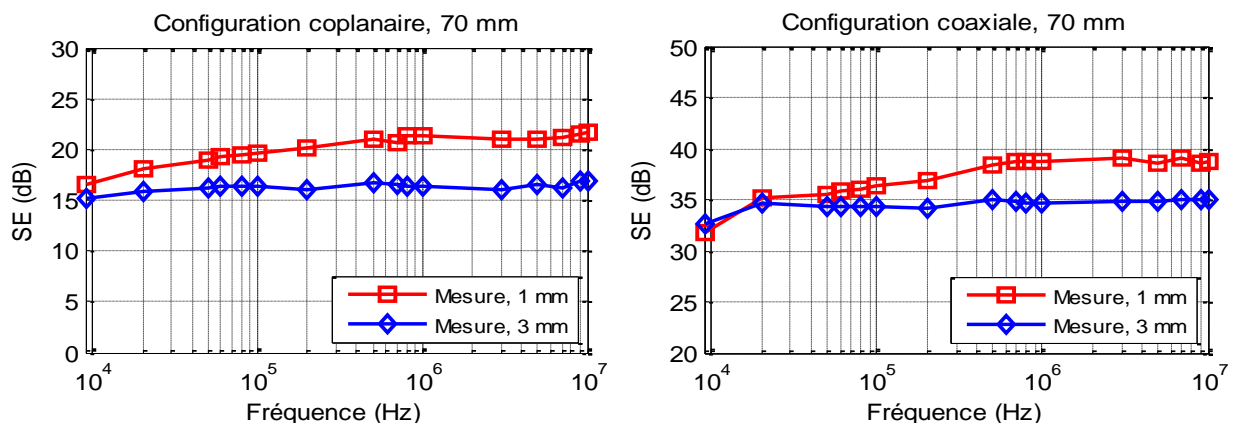


Figure III.16. Résultat de mesures pour une fente de 1 mm et 3 mm de largeur

Dans la suite, nous présentons les résultats obtenus pour une fente de 100 mm de longueur et 1 mm de largeur.

### III.3.4.3 Influence de la distance source-blindage et configuration de la source

Pour valider les modèles développés, différents cas ont été étudiés. L'effet de la position de la boucle rayonnante (coaxiale, coplanaire) et la distance entre la source de rayonnement et le blindage (50 mm, 70 mm) sont présentés sur la Figure III.17.

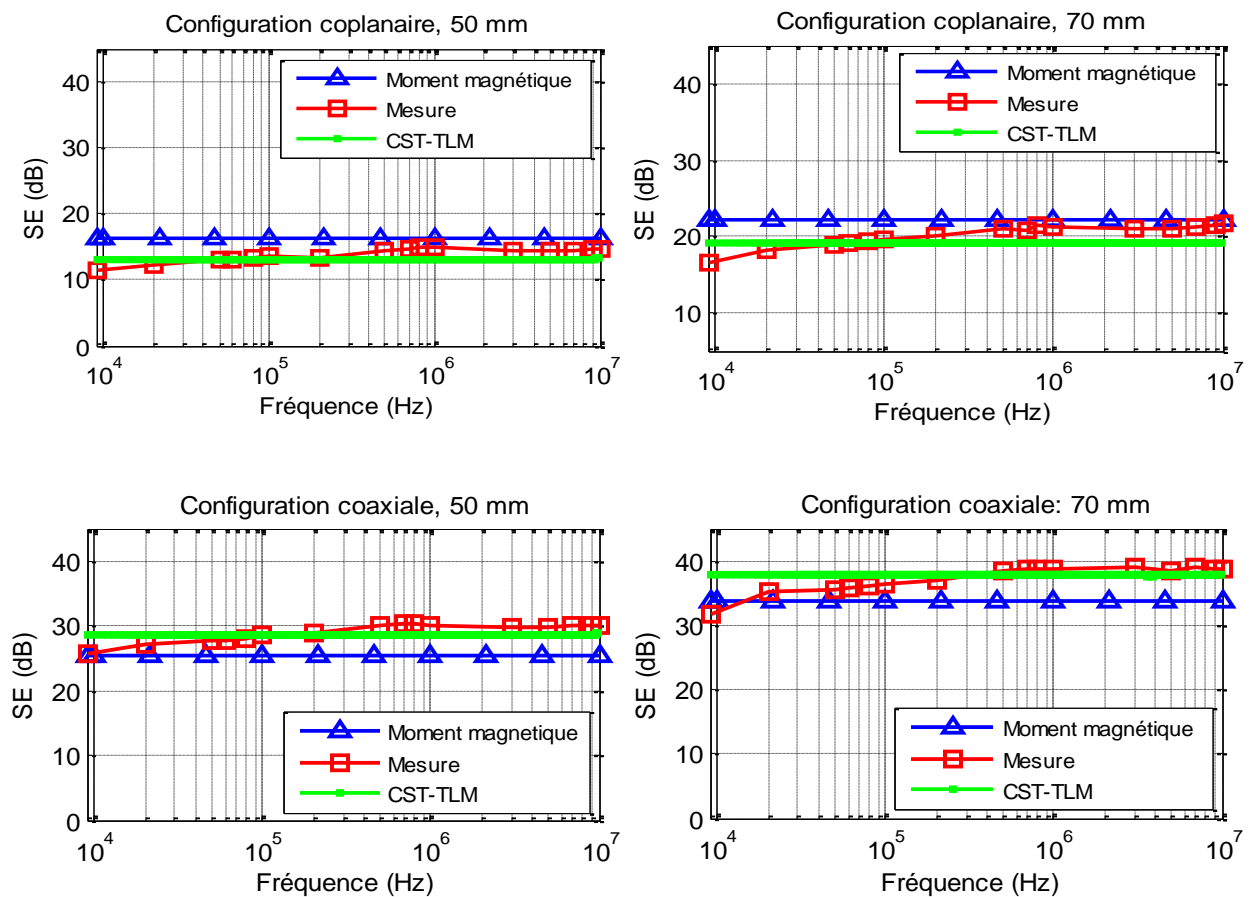


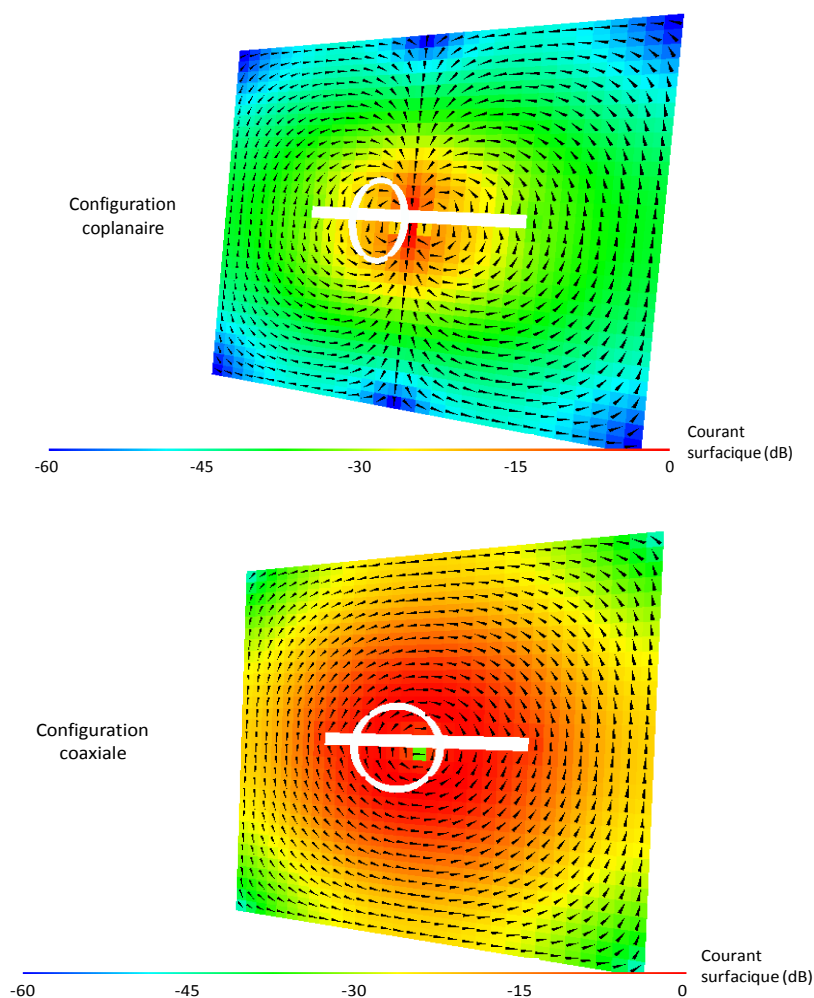
Figure III.17. Efficacité du blindage d'un plan infini avec fente

Une bonne concordance est obtenue entre les résultats simulés (modèle développé, CST) et les mesures. La différence en basses fréquences (9 kHz) peut atteindre 5 dB. Ceci peut être expliqué comme suit. Dans la modélisation, le plan infini a une conductivité électrique parfaite, cela signifie que la diffusion du champ magnétique à travers les parois est quasiment inexistante. Cependant, dans la mesure nous avons utilisé du cuivre avec une épaisseur de 1 mm, la tension induite est due au champ rayonné à partir de la fente et à une faible valeur de la diffusion à travers les parois. L'efficacité du blindage est une combinaison entre la diffusion et l'effet de la fente. En plus, en modélisation, l'effet de

la réflexion de la paroi sur la boucle rayonnante n'est pas pris en considération. Aussi lors de la mesure, ce phénomène dégrade les propriétés de rayonnement de la boucle rayonnante (loi de Lenz).

Les résultats montrent aussi que l'efficacité du blindage augmente avec l'augmentation de la distance source-blindage. Pour une distance donnée, l'efficacité du blindage est plus importante pour la configuration coaxiale par rapport à la configuration coplanaire.

Nous présentons sur la Figure III.18, la répartition des courants induits dans le plan conducteur pour les deux configurations (coplanaire et coaxiale) à 10 MHz. Le blindage est d'autant plus important que les courants induits dans le plan de la fente sont importants.



Il nous semble aussi pertinent de comparer les deux méthodes de modélisation (analytique et numérique). Le Tableau III-2 présente un aperçu sur l'espace mémoire utilisé et le temps de calcul nécessaire dans le cas :

- deux configurations (coplanaire et coaxiale),

- la source de rayonnement se trouve à une distance de 50 mm du blindage,
- la fente a 100 mm de longueur et 1 mm de largeur,
- le champ magnétique est mesuré à une distance de 50 mm du blindage.

Paramètre numériques	Modèle analytique		Modèle Numérique (CST-TLM)	
	Coplanaire	Coaxiale	Coplanaire	Coaxiale
Espace mémoire	<b>2 Mb</b>	<b>2 Mb</b>	<b>13.037 Mb</b>	<b>11.949 Mb</b>
Temps de calcul	<b>~1 s</b>	<b>~1 s</b>	<b>192 min 6 sec</b>	<b>56 min 16 sec</b>

Tableau III-2. Caractéristiques du calcul pour le modèle analytique et numérique

Nous remarquons bien que le modèle analytique demande un temps de calcul et un espace mémoire négligeable par rapport à la modélisation numérique d'où l'intérêt de la méthode.

### III.3.5 Etudes paramétriques

Pour valider la robustesse de la méthode analytique développée, nous avons effectué une étude paramétrique en variant la taille de la fente. Nous avons fait varier la longueur de la fente de 50 mm à 1000 mm pour une largeur constante de 1 mm. Puis nous avons varié la largeur de 1 mm à 10 mm pour une longueur constante de 500 mm. Les résultats sont obtenus à 100 kHz.

#### III.3.5.1 Influence de la longueur et la largeur de la fente

Sur la Figure III.19, nous présentons l'efficacité de blindage pour une fente située à une distance de 0.457 m de la source de rayonnement (configuration étudiée dans [Exf-82]). Cette dernière est en configuration coplanaire. Le point de mesure se trouve à la même distance, soit 0.457 m du blindage.

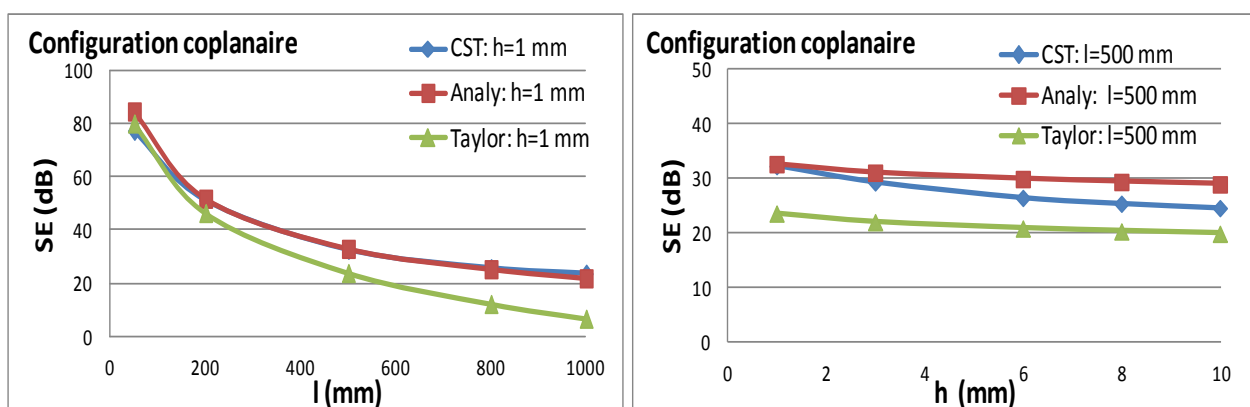


Figure III.19. Configuration coplanaire : SE( $l$ ) & SE( $h$ )

Nous constatons que si la longueur de la fente est courte, les différents résultats se rapprochent. En revanche, le modèle analytique de Taylor diverge pour des fentes longues. En effet, le modèle de Taylor suppose que la répartition du champ magnétique est homogène dans la fente [Koo-96] (voir Annexe C). D'où la nécessité de prendre en considération la variation du champ magnétique dans la fente.

Les résultats de la variation du  $SE(h)$  montrent que l'écart entre la modélisation (numérique et analytique) augmente avec la largeur de la fente. Cela est dû aux différentes simplifications faites sur le modèle analytique et/ou le modèle numérique. En effet, cet écart peut être interprété par l'absence de la composante transversale du moment magnétique qui représente le rayonnement de la fente. En plus, nous avons constaté que le maillage a une importance particulière et qui doit être pris en compte attentivement lors de la modélisation numérique.

La Figure III.20 montre la variation de l'efficacité de blindage magnétique en fonction de la longueur et de la largeur de la fente. Les résultats obtenus correspondent à la configuration coaxiale dans laquelle la distance entre la bobine émettrice et le blindage est de 0.305 m.

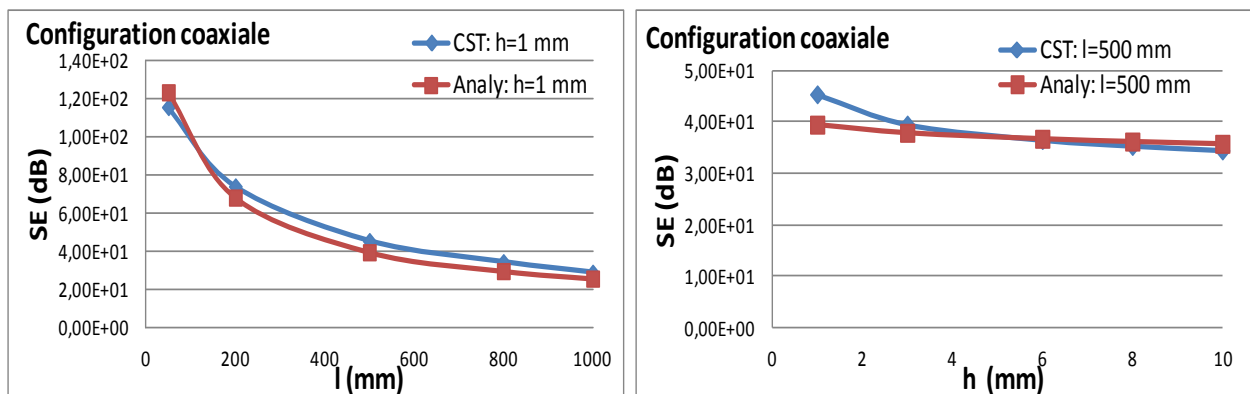


Figure III.20. Configuration coaxiale : SE vs l & SE vs h

S'il s'agit de la variation du  $SE(l)$  ou  $SE(h)$ , les mêmes constats et interprétations issus des résultats de la configuration coplanaire (Figure III.19) peuvent être affectés aux résultats de la Figure III.20 coaxiale (Figure III.20).

### III.3.6 Conclusions

Pour évaluer l'efficacité du blindage magnétique d'un plan infini avec fente, nous avons proposé une méthode basée sur les moments magnétiques dipolaires. Les résultats obtenus avec cette méthode sont acceptables en comparaison avec les résultats de mesure ou de simulation numérique.

Dans la suite, nous appliquons cette méthode pour évaluer l'efficacité de blindage d'une enceinte métallique simple. L'objectif est de voir quelles sont les limites, les conditions ou les hypothèses à

mettre en oeuvre pour modéliser les applications de dimensions finies. Cela permettra de répondre aux besoins industriels en termes des ordres de grandeurs avec un minimum de temps de calcul et de coût.

### III.4 Application dans le cas d'une enceinte métallique avec fente courte

Dans cette partie, nous présentons une approche pour évaluer l'efficacité du blindage magnétique d'une enceinte conductrice avec fente. L'enceinte est excitée par une source champ magnétique proche. Nous nous limitons au cas d'une source champ magnétique qui se trouve à l'extérieure de l'enceinte métallique. Cependant, grâce au théorème de réciprocité, notre approche sera aussi valable si la source se trouve à l'intérieur du blindage [Bal-05] [Mon-85]. Cette méthodologie répond à la demande du partenaire industriel Valeo.

#### III.4.1 Résonances des cavités

Dans ce chapitre, deux cavités ont été étudiées avec ou sans fentes. Le calcul des fréquences de résonance, en se référant à une cavité parallélépipédique, sont exposés dans le Tableau III-3. Pour une cavité fermée, les fréquences de résonance des modes (m, n, p) sont données par l'expression (III-11) [Tap-08].

$$f_{mnp} = \frac{1}{2} c \left[ \left( \frac{m}{L} \right)^2 + \left( \frac{n}{W} \right)^2 + \left( \frac{p}{H} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (\text{III-11})$$

où L, W et H représentent respectivement longueur, la largeur et la hauteur du parallélépipédique. C est la vitesse de la lumière dans le vide ( $3 \times 10^8$  m/s).

Si la cavité a une fente électriquement courte, les champs rayonnés dans la fente sont dus aux réflexions multiples et aux champs rayonnés par les dipôles équivalents de la fente. Ces derniers n'altèrent pas significativement la nature des modes [Tap-08].

Les fréquences de résonances trouvées sont largement élevées par rapport à notre plage de fréquence.

Cavité	L (m)	W (m)	H (m)	F <sub>100</sub> (MHz)	λ (m) à 10 MHz
Cavité 1	0.500	0.400	0.200	300	30
Cavité 2*	0.170	0.100	0.55	882.35	30

Tableau III-3 Résonance d'une cavité

\* L'étude de l'efficacité du blindage de la cavité 2 est traité dans la partie §III.5

### III.4.2 Méthodologie développée

Pour évaluer l'efficacité du blindage magnétique d'une enceinte métallique avec fente, nous avons développé une méthodologie basée sur la combinaison de deux méthodes analytiques (Figure III.21). L'idée est de rapprocher le calcul de l'efficacité du blindage d'une enceinte avec fente à celui d'un plan infini avec fente. Pour atteindre cet objectif, nous avons utilisé :

- L'approche développée précédemment à base de moments dipolaires pour tenir compte de l'effet de la fente. Nous calculons l'efficacité du blindage magnétique d'un plan infini avec fente. Le plan sera considéré comme un conducteur parfait. Le résultat est la première caractéristique cherchée.
- L'approche des lignes de transmission (solution analytique des champs dans l'épaisseur du plan conducteur) permettant de prendre en considération l'effet de la diffusion. Nous calculons l'efficacité du blindage magnétique d'un plan infini sans fente en affectant des propriétés physiques réelles. L'objectif est de quantifier la diffusion du champ magnétique traversant le plan conducteur. Nous obtenons donc la deuxième caractéristique.

Une fois les deux caractéristiques obtenues, nous pouvons les combiner pour obtenir l'efficacité du blindage de l'enceinte. Le point d'intersection a une importance particulière des deux courbes. En effet, ce point nous renseigne si c'est la diffusion ou la fuite à travers la fente qui est prépondérante.

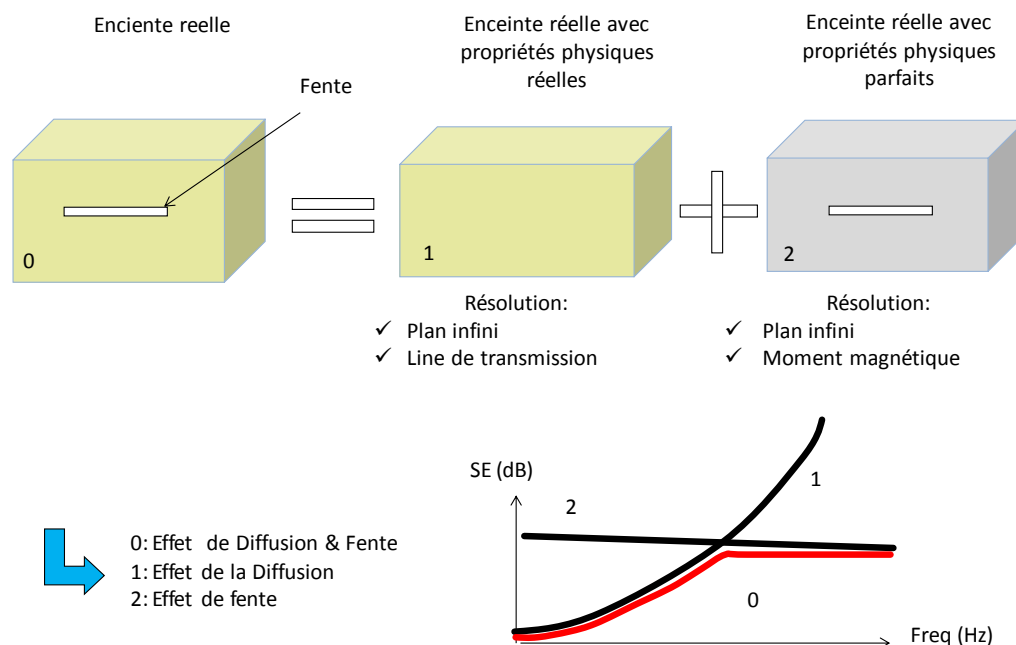


Figure III.21. Méthodologie développée pour le calcul de l'efficacité du blindage des enceintes avec fente

Cependant, il est intéressant de mentionner que si l'impédance de la source est égale à l'impédance de la paroi de l'enceinte métallique, l'efficacité du blindage de l'enceinte avec fente est équivalente à celle



d'un plan infini avec fente [Mon-85]. Généralement, cette condition n'est pas vérifiée. Cela est dû principalement à des positions quelconques des sources de rayonnement et à une diversité des caractéristiques (physique et géométrique) du blindage.

### III.4.3 Efficacité de blindage par la théorie des lignes de transmissions

Cette approche est déjà expliquée dans le premier chapitre. Nous exposons dans ce paragraphe les grandes lignes d'application. Considérant un blindage constitué d'un plan infini de conductivité électrique ( $\sigma$ ), de permittivité électrique ( $\epsilon$ ), de perméabilité magnétique ( $\mu$ ) et d'épaisseur finie ( $t$ ). Le blindage est illuminé par un champ électromagnétique lointain (onde plane).

L'efficacité du blindage peut être calculée en utilisant l'approche des lignes de transmissions donnée par l'équation (III-12).

$$SE_{dB} = R_{dB} + A_{dB} + B_{dB} \quad \text{(III-12)}$$

Où

$R_{dB}$  : Pertes par réflexions,

$A_{dB}$  : Pertes par absorption,

$B_{dB}$  : Pertes par réflexions multiples.

Le blindage magnétique dépend de la source de rayonnement (champ proche ou lointain). Pour notre cas, nous nous intéressons au cas champ proche magnétique. Les résultats de l'efficacité du blindage sont obtenus en remplaçant dans l'équation I.16 (chapitre I) l'impédance de la source en champ lointain ( $377 \Omega$ ) par celle de l'impédance de l'onde en champ proche. Cette approche a été validée dans les travaux de [Cel-08] [Pau-06] [Ara-02].

### III.4.4 Exemple illustratif de la méthodologie développée

Nous avons appliqué la méthodologie sur un boîtier simple de dimensions ( $500 \times 400 \times 200 \text{ mm}^3$ ) et de 1 mm d'épaisseur (Figure III.22). Une fente de 100 mm de longueur et de 1 mm de largeur est réalisée au milieu de la surface de dimensions ( $400 \times 200 \text{ mm}^2$ ). L'enceinte est excitée par une bobine située à 50 mm en configuration coplanaire et face à la surface contenant la fente. Le champ magnétique est mesuré à une distance de 50 mm du blindage.

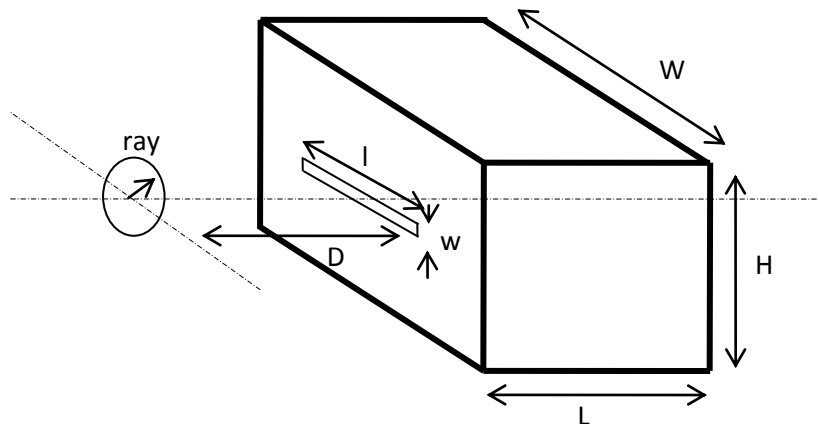


Figure III.22. Structure modélisée

Dans un premier temps une conductivité électrique faible de 50 kS/m est imposée à l'enceinte. La perméabilité relative et la permittivité relative valent 1. Ces propriétés physiques assurent une convergence rapide de la solution en utilisant CST avec son module de résolution TLM.

Sur la Figure III.23, nous présentons la variation de l'efficacité du blindage obtenue par modélisation analytique. Nous remarquons que pour le plan infini, l'efficacité du blindage est faible en basse fréquence et elle augmente et atteint des valeurs élevées quand l'effet de peau apparaît.

Par contre, l'efficacité du blindage d'un plan infini avec fente reste quasiment constante. L'effet de diffusion est quasiment négligeable car le conducteur se comporte comme un conducteur parfait.

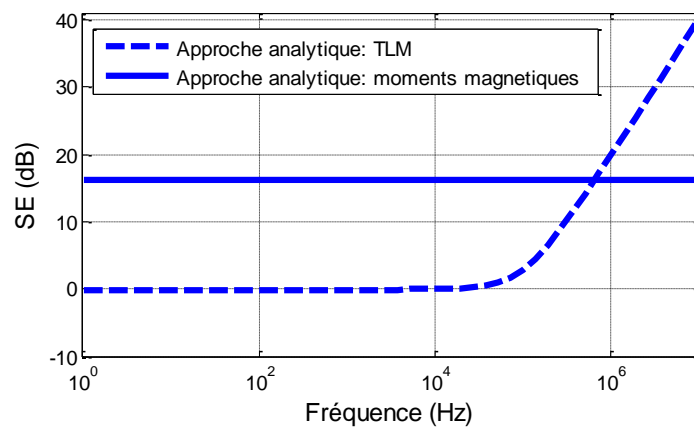


Figure III.23. Efficacité du blindage magnétique d'un plan infini

Sur la Figure III.24, nous présentons la variation de l'efficacité du blindage obtenue par modélisation analytique et numérique. L'efficacité du blindage du boîtier avec fente suit l'efficacité du blindage d'un plan infini sans fente jusqu'à la fréquence d'intersection. À partir de cette fréquence, l'effet de la fente est prépondérant.

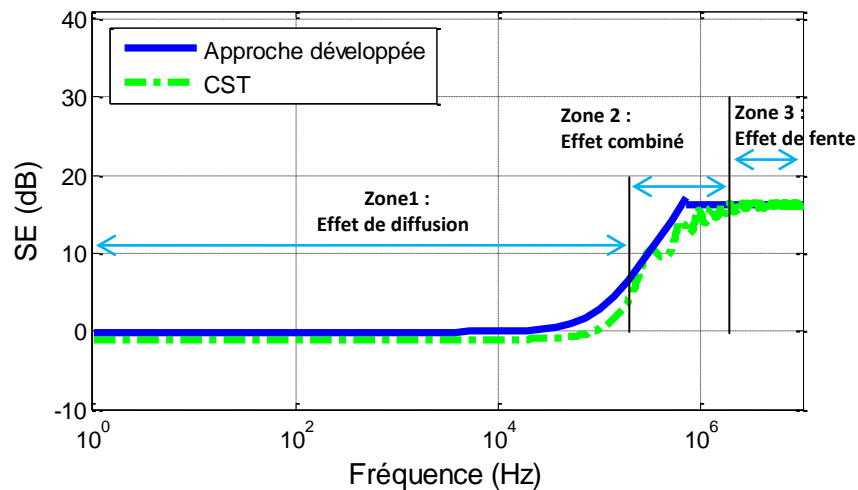


Figure III.24. Exemple d'illustration de l'efficacité du blindage magnétique obtenue par la méthodologie développée

D'après les résultats obtenus (Figure III.24), en fréquences élevées, l'approche analytique basée sur les moments magnétiques est validée (effet de fente). De même, aux basses fréquences, l'approche TL est aussi validée (effet de diffusion). Cependant dans la plage des fréquences intermédiaires, les fuites des champs magnétiques sont dues à la diffusion et à l'effet de la fente d'où les petites différences entre les modèles. Le comportement de l'efficacité du blindage peut être divisé en trois zones :

- Zone 1 : effet de diffusion,
- Zone 2 : effet combine les effets de diffusion et les effets de fentes,
- Zone 3 : effet de fentes.

#### III.4.5 Validation expérimentale

Cette approche a été appliquée dans le cas d'un boîtier réel en cuivre de dimensions ( $W=400$  mm,  $H=200$  mm,  $L=500$  mm) avec une fente de 100 mm de longueur et 1 mm de largeur (Figure III.25). Le boîtier est excité par une source de champ magnétique extérieure (bobine de 8 spires et de 23 mm de diamètre) en utilisant un générateur basses fréquences (DC - 20 MHz). La tension est mesurée par une autre bobine qui se trouve à l'intérieur du boîtier et orientée en configuration coplanaire (60 mm de diamètre, Rohde & Schwarz). Les tensions aux bornes de la bobine réceptrice sont effectuées en utilisant un récepteur de mesure sur la bande de fréquence de 9 kHz à 10 MHz.

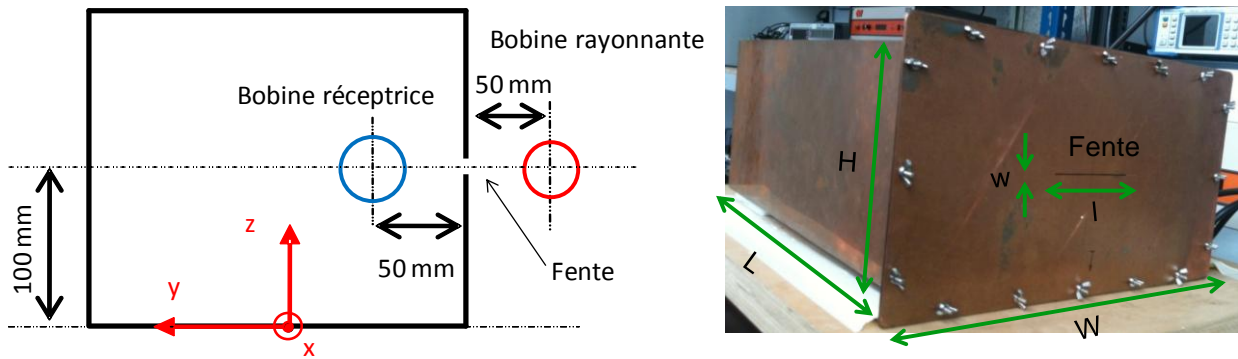


Figure III.25. Cas d'étude sur un boîtier de dimensions finis muni d'une fente.

Sur la Figure III.26, nous représentons les résultats suivants :

- Efficacité du blindage d'un plan infini sans fente et avec propriétés physiques réelles (cuivre),
- Efficacité du blindage d'un plan infini avec fente et avec une conductivité électrique infinie,
- Efficacité du blindage du boîtier réel obtenu par simulation numérique sous CST,
- Mesures sur le boîtier réel.

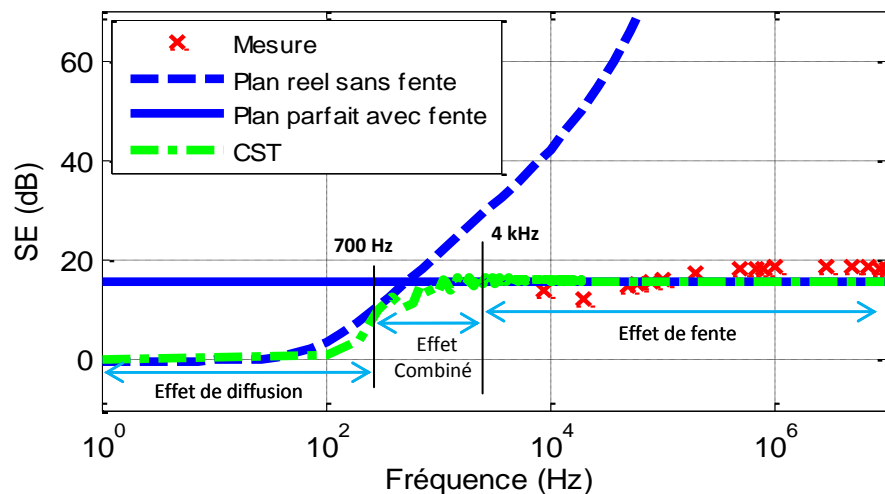


Figure III.26. L'efficacité de blindage d'une enceinte réelle

Nous remarquons une corrélation entre les résultats de simulations numériques, analytiques et des mesures.

Si l'épaisseur de peau est supérieure à l'épaisseur du blindage (fréquence < 700 Hz), l'efficacité du blindage magnétique est due principalement à l'effet de diffusion. En revanche, l'efficacité du blindage magnétique due à l'effet de fente apparaît autour de 4 kHz.

Cependant dans la plage de fréquentielle de 700 Hz au 4 kHz, on remarque la présence d'une combinaison entre l'effet de diffusion et de fente.

Le Tableau III-4 présente l'espace mémoire et le temps de calcul utilisés. L'approche développée nécessite un temps de calcul et un espace mémoire beaucoup plus faibles que ceux demandés par les simulations numériques.

	Unité de calcul	Temps de calcul	Espace mémoire
Modèle numérique	Dell, Intel (R) Xeon (R) CPU E31225 @ 3.10 GHz 3.10 GHz, et de 8.00 Go	<b>12.5 heures</b>	<b>20 Mb</b>
Approche développée	de RAM	<b>5 seconds</b>	<b>4 Mb</b>

Tableau III-4 Temps de calcul et espace mémoire utilisés pour l'approche développée

### III.4.6 Limite de la méthodologie développée

La méthodologie développée nous a permis de calculer l'efficacité du blindage d'une enceinte métallique avec fente en un temps de calcul faible et avec un espace mémoire raisonnable. La méthode est appliquée dans le cas d'un plan infini.

Pour étudier le domaine de validité de la méthode, nous avons réalisé une étude paramétrique en faisant varier le rapport entre les dimensions de la fente et celles du blindage. Nous avons préservé le même problème de l'exemple précédent et seule la longueur de la fente a été variée de 60 mm à 200 mm. L'efficacité de blindage est calculée à la fréquence de 10 MHz. Les résultats obtenus par la méthode analytique sont comparés avec ceux obtenus sous CST (Figure III.27).

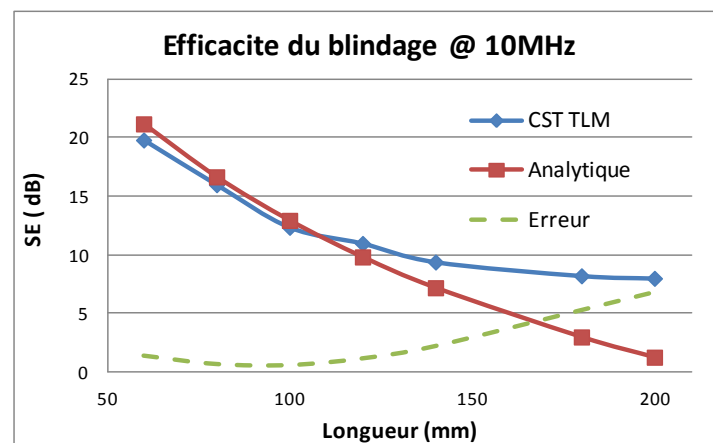


Figure III.27. Limite de la méthodologie développée

Nous constatons que la méthode donne de bon résultat avec un faible écart lorsque la longueur de la fente est faible par rapport aux dimensions du boîtier ( $l < 140$  mm). Au-delà de cette longueur, nous avons constaté une augmentation importante de l'écart jusqu'à atteindre une valeur de 7 dB pour  $l = 200$  mm.

### III.5 Application dans le cas d'une enceinte avec fente quelconque

Nous avons vu précédemment que la méthodologie développée est valide lorsque la longueur de la fente est petite par rapport à celle de l'enceinte du blindage. Dans ce qui suit, nous allons proposer de nouvelles approches dites « hybrides » permettant de prédire l'efficacité de blindage magnétique, quelle que soit la taille de la fente. Ces approches sont basées sur l'association de la méthode des moments magnétiques avec des méthodes numériques.

#### III.5.1 Méthodes hybrides

Dans la pratique, les boîtiers des systèmes embarqués se trouvent dans différentes situations. Nous distinguons deux cas, soit la source de rayonnement se trouve à l'extérieur (cas d'immunité rayonnée) ou à l'intérieur (cas d'émissivité rayonnée). Dans ce qui suit, et sans tenir compte du théorème de réciprocité, l'évaluation de l'efficacité du blindage est obtenue par l'association de différents modèles (analytiques et numériques) en cascade selon la position de la source de rayonnement.

- Modèle hybride (analytique - numérique) : les résultats obtenus par le modèle analytique constituent les entrées pour le modèle numérique.
- Modèle hybride (numérique - analytique) : les résultats obtenus par le modèle numérique constituent les entrées pour le modèle analytique.

Les méthodologies développées ici sont basées sur des hypothèses simplificatrices qui nous permettent, d'un point de vue CEM, de trouver un ordre de grandeur de l'efficacité du blindage magnétique basses fréquences. Ceci peut être utilisé par les concepteurs afin de trouver les conditions optimales de fonctionnement du blindage.

#### III.5.2 Source de rayonnement à l'extérieur de l'enceinte

##### III.5.2.1 Méthodologie développée

Nous considérons une enceinte métallique avec une fente excitée par une source de rayonnement externe. Pour s'affranchir de la contrainte liée à l'application de la méthode des moments magnétiques à des applications de dimensions finies, nous proposons une nouvelle méthodologie, basée sur l'association de deux approches, une analytique et l'autre numérique. L'idée est de calculer les moments magnétiques équivalents de la fente en utilisant l'approche analytique développée précédemment en §III.2. La seconde étape consiste à utiliser une méthode numérique telle que la méthode des éléments finis pour calculer le champ rayonné à l'intérieur du blindage par les moments magnétiques qui sont considérés comme sources.

L'organigramme de la Figure III.28 illustre la démarche proposée. Pour calculer la répartition des moments magnétiques, nous supposons que la fente se trouve dans un plan infini avec une conductivité électrique infinie. C'est l'hypothèse la plus importante dans notre approche analytique-numérique. Le calcul des moments magnétiques est effectué en utilisant l'expression du cas d'un plan infini après avoir introduit tous les paramètres géométriques de la fente et de la source de rayonnement.

Après la localisation des sources de rayonnement et leurs répartitions dans la fente, nous procédons au calcul du champ magnétique rayonné au point de mesure en utilisant une méthode numérique de type éléments finis, différences finies,... en prenant en considération les dimensions finies du boîtier. Les parois du boîtier ont une conductivité électrique infinie ou suffisamment élevée pour négliger le phénomène de diffusion.

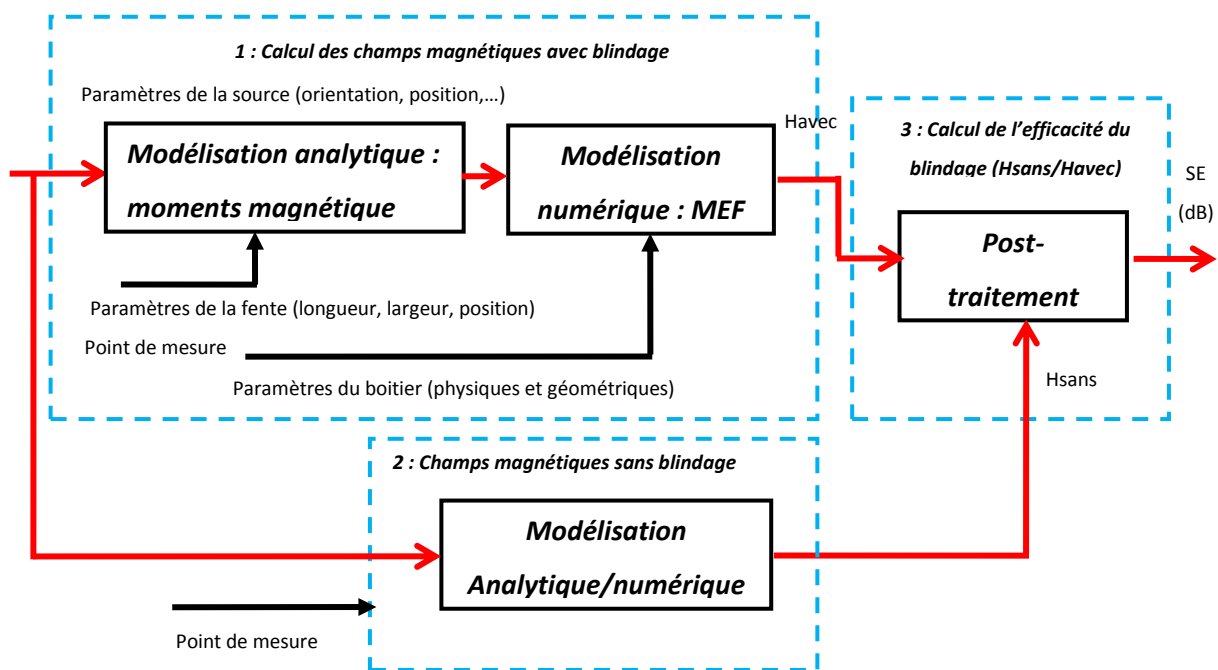


Figure III.28. Organigramme du modèle analytique-numérique

### III.5.2.2 Validation numérique sous Comsol

Pour valider notre approche, nous avons développé dans un premier temps une modélisation 3D sous Comsol. La structure est constituée d'un boîtier avec fente. La source de rayonnement est un dipôle magnétique se trouvant à l'extérieur du boîtier. Le champ magnétique est mesuré en un point donné à l'intérieur du boîtier (Figure III.29).

Pour mettre en évidence la variation de l'efficacité du blindage en fonction de la source de rayonnement, nous avons choisi deux configurations de dipôles magnétiques « coaxiale » et « coplanaire ». Nous avons veillé à respecter le nombre minimal de deux éléments d'ordre quadratique dans la fente lors de la modélisation 3D.

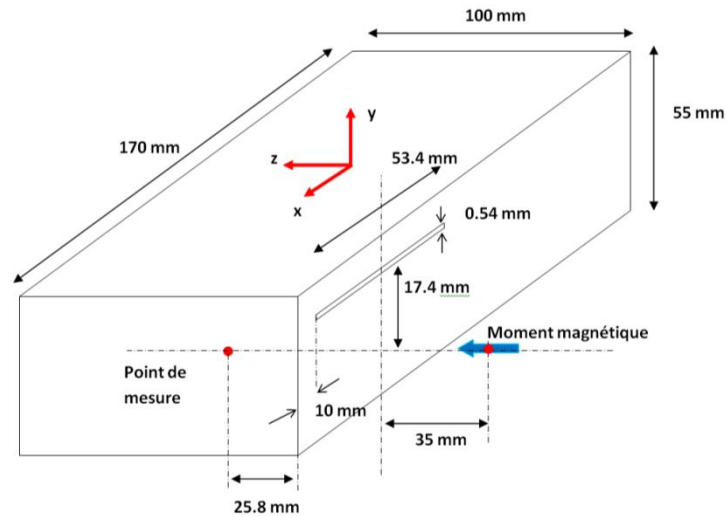


Figure III.29. Structure modélisée

Pour appliquer notre approche, le champ magnétique rayonné au niveau de la fente est calculé en utilisant l'expression d'un dipôle magnétique. Nous avons choisi l'outil Comsol qui permet l'introduction de source de rayonnement sous forme de moments magnétiques (amplitude et direction).

La Figure III.31 montre le rayonnement d'un dipôle magnétique à 35 mm en configuration coaxiale (Figure III.30). Nous remarquons qu'il y a une légère variation du champ en fonction de la fréquence sur la bande (9 kHz - 10 MHz). Les moments magnétiques introduits sous Comsol sont indépendants de la fréquence. En revanche, nous constatons une variation spatiale du champ dans la fente. Tenir compte de ces variations est réalisé en décomposant la fente en petits éléments.

Le modèle peut être généralisé en tenant compte du rayonnement quelconque (variation spatiale et fréquentielle) de la source rayonnante. Implémenter ce type de méthodologie nécessite une interface de communication entre un outil de programmation et un outil de simulation 3D, par exemple Matlab-Comsol.

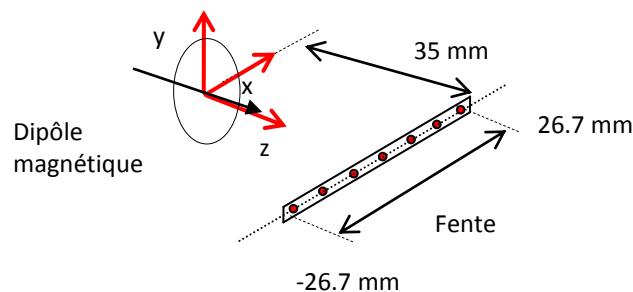


Figure III.30 Orientation du dipôle magnétique dans la configuration coaxiale



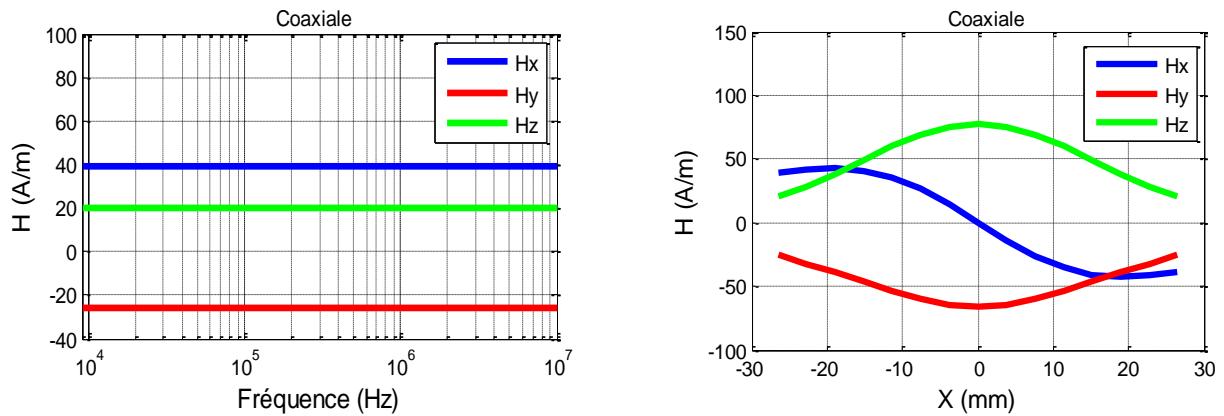


Figure III.31 Variation spatiale et fréquentielle du champ magnétique dans la fente

Les résultats obtenus par la méthode hybride et par Comsol sont présentés dans la Figure III.32. Nous constatons une bonne concordance entre les deux modèles. Cela montre la pertinence de la méthode hybride «analytique-numérique» pour la prédiction de l'efficacité de blindage magnétique dans le cas de boîtiers munis de fentes.

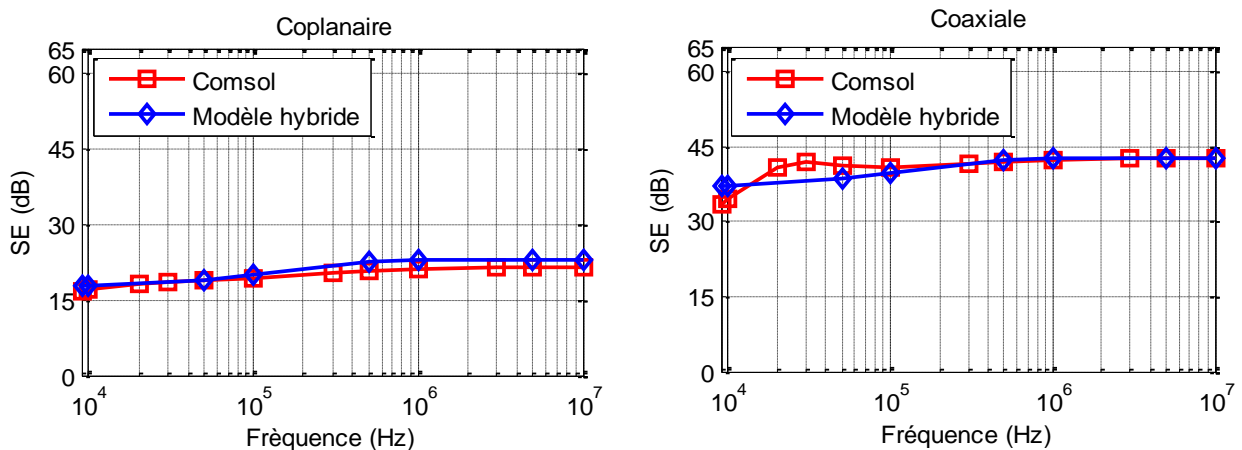


Figure III.32. Efficacité du blindage magnétique obtenue par le modèle développé

### III.5.2.3 Influence de la bobine émettrice

Pour étudier l'influence de la bobine émettrice sur l'efficacité du blindage magnétique, nous avons modélisé la structure de la Figure III.29. Le dipôle magnétique est remplacé par une bobine de 8 spires et de 22 mm de diamètre. Le point de mesure est remplacé par une autre bobine constituée de 5 spires et de 30 mm de diamètre.

Pour valider les résultats de modélisation, nous avons développé un banc de mesure basse fréquence. Afin de mettre en évidence la variation de l'efficacité du blindage en fonction de la position de la bobine émettrice, nous avons choisi deux configurations 'coaxiale' et 'coplanaire' (Figure III.33).

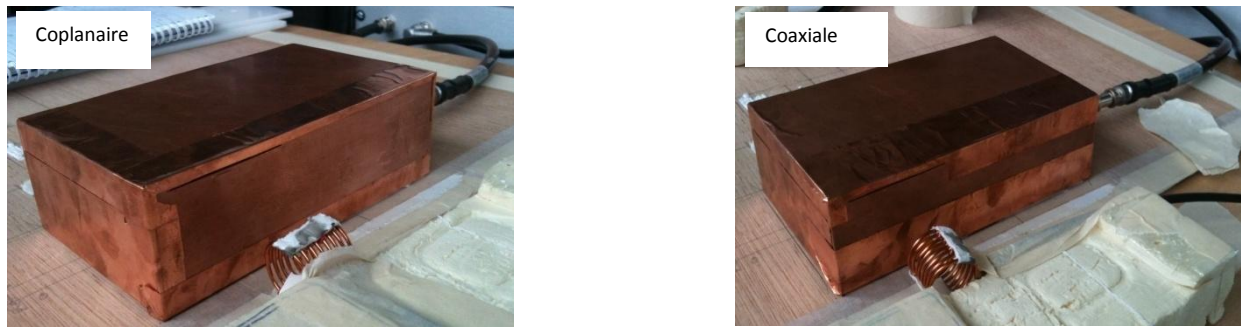


Figure III.33 Banc de mesure développé

Sur la Figure III.34, nous présentons les résultats de l'efficacité du blindage magnétique. Hormis quelques écarts liés à des imperfections lors de la mesure en configuration coaxiale, on voit bien que les tendances (profils) sont bien retranscrites.

L'efficacité du blindage est presque constante dans le cas d'un rayonnement d'un dipôle magnétique. En revanche, elle augmente dans le cas d'une bobine rayonnante. Cela est dû principalement à la diminution du champ rayonné de la bobine émettrice à cause de l'effet d'auto-induction (loi de Lenz) sur le blindage.

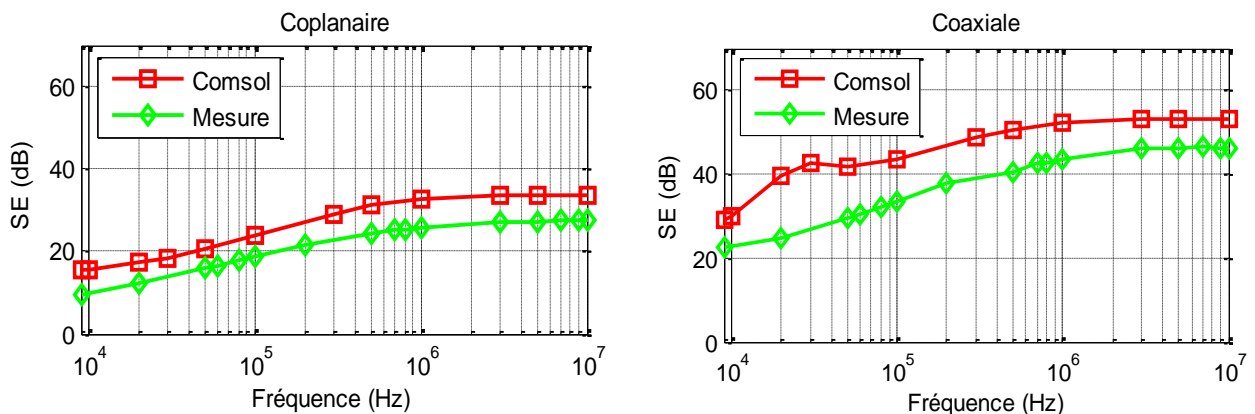


Figure III.34 Efficacité du blindage magnétique d'un boîtier avec fente

### III.5.3 Source de rayonnement à l'intérieure de l'enceinte

Le deuxième cas se rapproche le plus des cas réels relatifs aux systèmes embarqués. La source de rayonnement se trouve à l'intérieur de l'enceinte (Figure III.35). Pour évaluer l'efficacité du blindage magnétique, nous avons développé une autre approche basée sur l'association d'un modèle numérique et d'un modèle analytique.

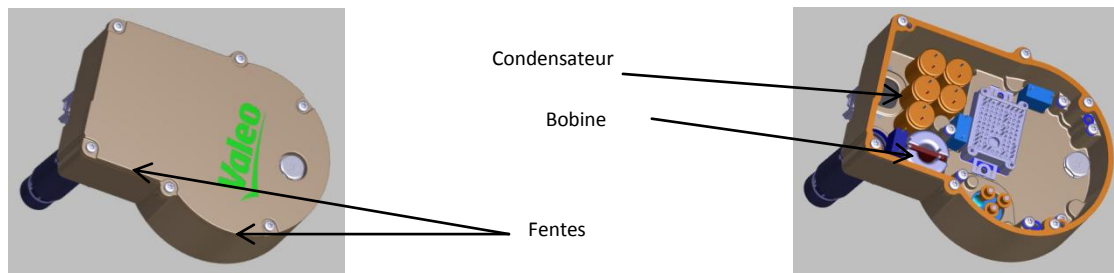


Figure III.35. Système d'électronique embarquée

### III.5.3.1 Méthodologie développée

Le principe de calcul de l'efficacité du blindage est illustré dans l'organigramme de la Figure III.36. En premier lieu, on s'intéresse à évaluer le champ magnétique à l'intérieur du boîtier, au voisinage de la fente à travers une méthode numérique (éléments finis). Cela nous permet de prendre en compte les phénomènes physiques liés au boîtier. On ne considère que ce champ comme source d'excitation de la fente.

En appliquant la méthode des moments développée dans §III.2, on représente le champ magnétique rayonné à l'intérieur de la fente par des moments magnétiques équivalents. Ces derniers sont exprimés en fonction de la polarisabilité magnétique et du champ d'excitation. Pour tenir compte de la variation du champ magnétique à l'intérieur de la fente, cette dernière est discrétisée en petits éléments et en sous fentes si cela est nécessaire. En utilisant les formules de rayonnement d'un moment magnétique, nous pouvons calculer le champ magnétique rayonné au point de mesure.

Pour estimer l'efficacité du blindage à partir de l'équation (III-8), nous calculons le champ magnétique rayonné par la source de rayonnement en absence du blindage par une méthode numérique ou analytique.

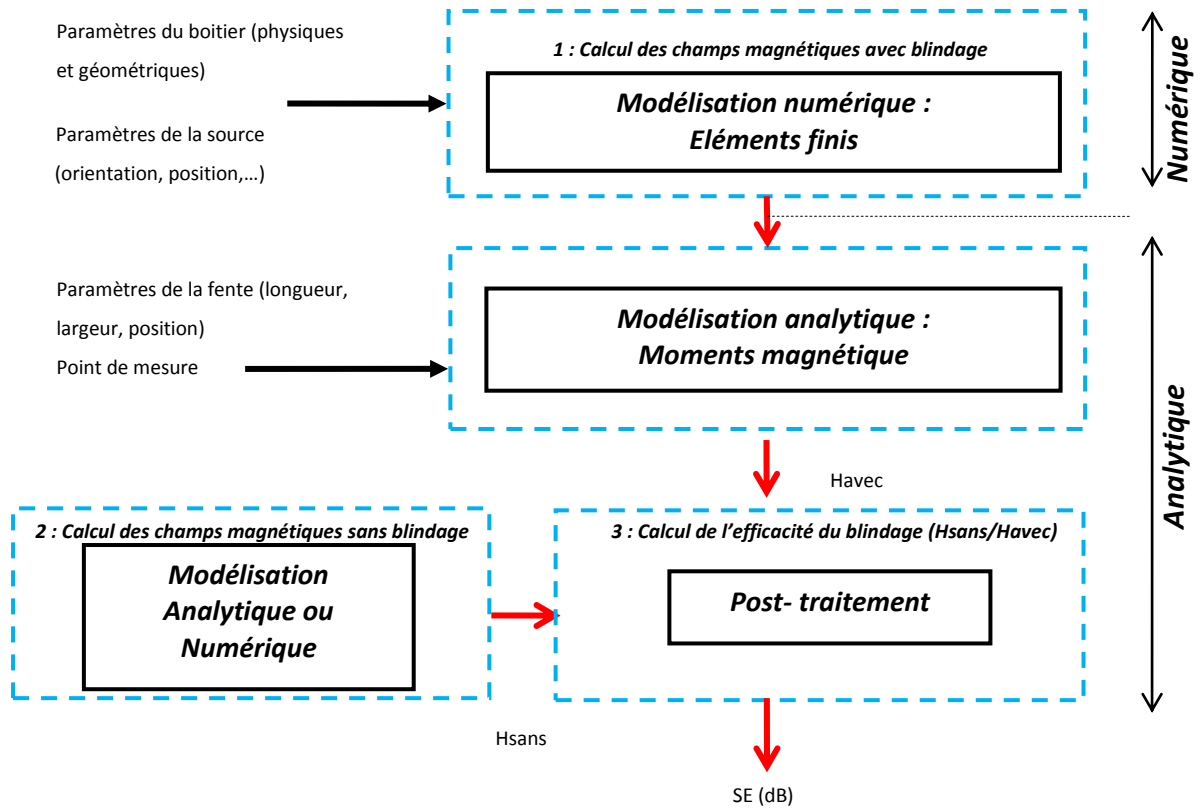


Figure III.36. Organigramme du modèle hybride numérique-analytique

### III.5.3.2 Validation numérique sous Comsol

Pour valider l'approche développée, nous avons modélisé la structure précédente de la Figure III.29. A la différence de la configuration précédente, la source d'excitation représentée par un dipôle magnétique se trouve, cette fois ci, à l'intérieur du blindage. Le champ magnétique est évalué en un point qui se trouve à l'extérieur du blindage (Figure III.37).

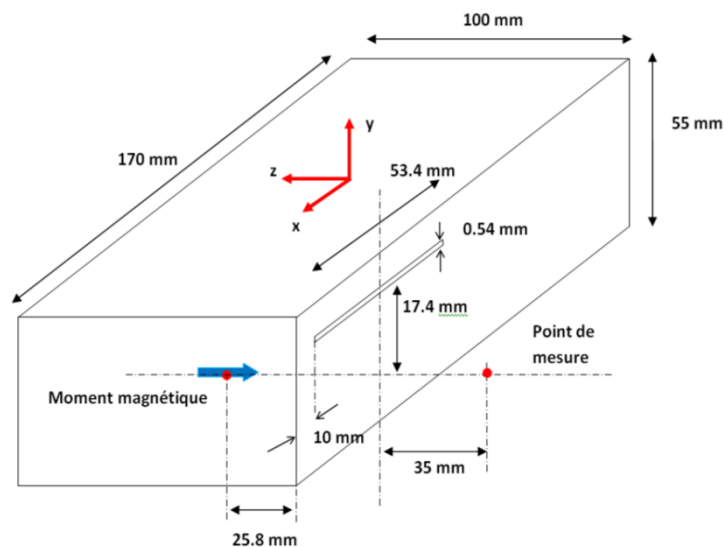


Figure III.37 Structure modélisée dans le modèle hybride (numérique - analytique)

Sur la Figure III.38, nous représentons le maillage 3D développé sous Comsol. Pour limiter le domaine d'étude à l'extérieur du boîtier, nous avons utilisé des éléments infinis.

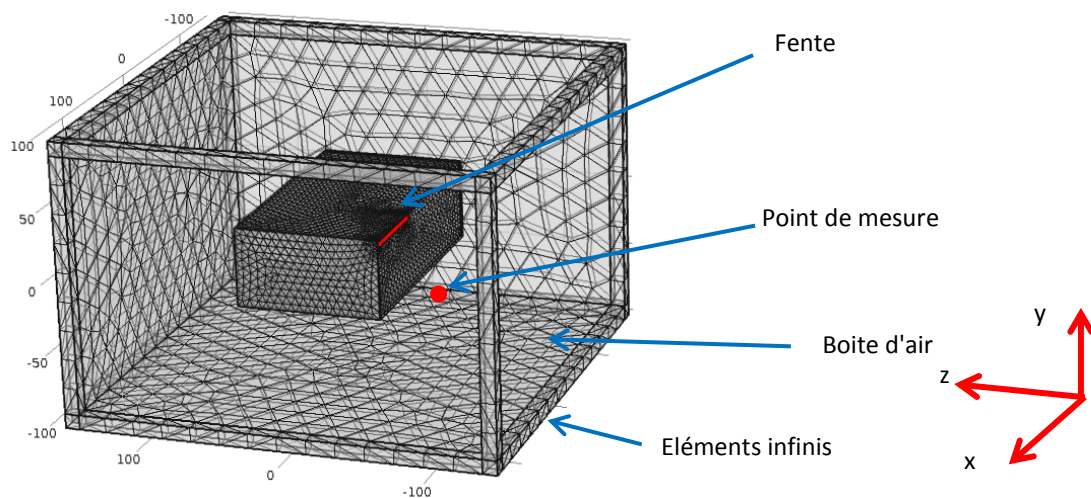
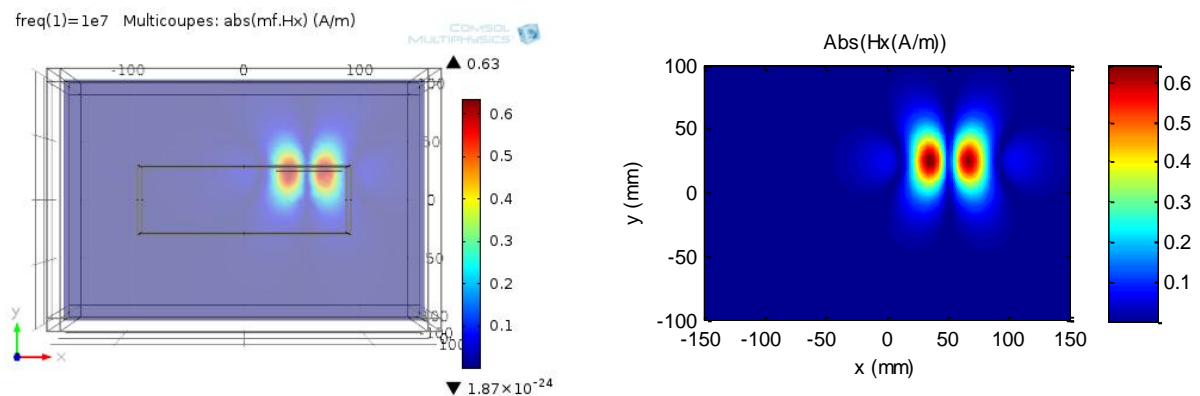


Figure III.38. Structure modélisée sous Comsol 3D

### III.5.3.3 Rayonnement d'une fente

Nous traçons sur la Figure III.39 les cartographies des champs magnétiques rayonnés à une distance de 25 mm de la fente dans le cas de la configuration coaxiale. Le rayonnement de la fente correspond au rayonnement de deux dipôles de sens inverse puisque la distribution du champ magnétique exciteur le long de la fente fait apparaître des champs de sens différents. Malgré les hypothèses et les simplifications mises en place, ces approches donnent des résultats acceptables.



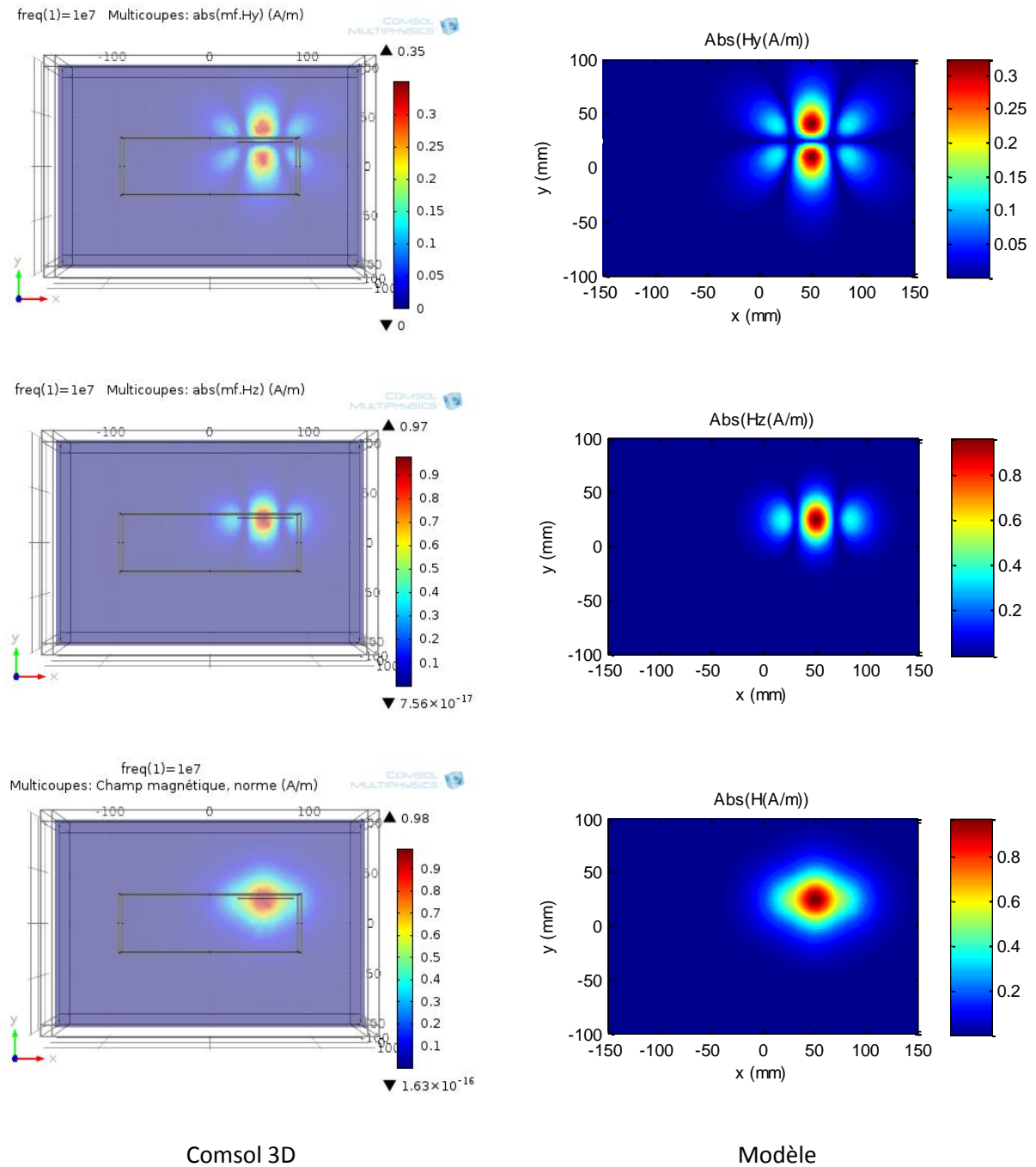


Figure III.39. Champ magnétique rayonné par une fente de 53.4 mm de longueur

La variation des champs magnétiques et de l'efficacité du blindage avec la fréquence pour les deux configurations (coplanaire et coaxiale) sont représentées sur la Figure III.40. Nous constatons une bonne corrélation entre le modèle hybride et les résultats obtenus sous Comsol.

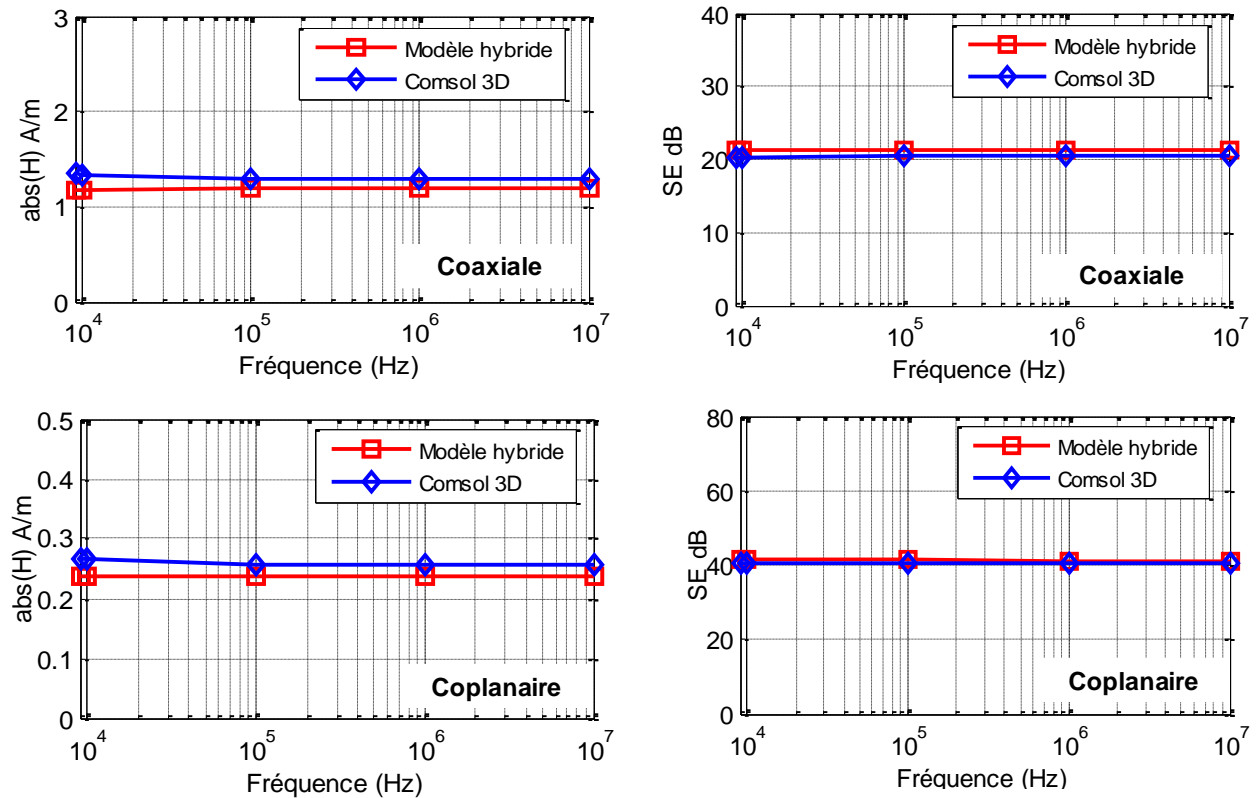


Figure III.40. Champ magnétique rayonné et efficacité du blindage magnétique

Dans cette étude, le fait que nous ayons utilisé les données du modèle numérique 3D comme des entrées pour l'approche développée, nous n'avons pas pu comparer le temps de calcul et l'espace mémoire utilisés.

#### III.5.3.4 Etude de la sensibilité

Dans le but d'étudier la sensibilité de la méthode développée, nous avons fait varier séparément le nombre de points de discrétisation de la fente, la distance du champ exciteur, le point de mesure et la longueur de la fente. Les résultats sont aussi obtenus en changeant la source de rayonnement. L'ensemble des résultats sont obtenus à la fréquence 10 MHz. Cette étude permet de conclure sur les limites et d'extraire quelques conclusions sur les paramètres ayant une influence sur l'efficacité du blindage magnétique des enceintes métalliques avec fentes.

##### III.5.3.4.1 Nombre de dipôles

Le modèle développé est basé sur la discrétisation de la fente en petits éléments. Sur la Figure III.41, nous présentons l'influence du nombre de dipôles sur l'estimation de l'efficacité de blindage pour deux configurations (coaxiale et coplanaire). Il ressort de la Figure III.41 que 40 dipôles sont suffisants pour retrouver une solution stable.



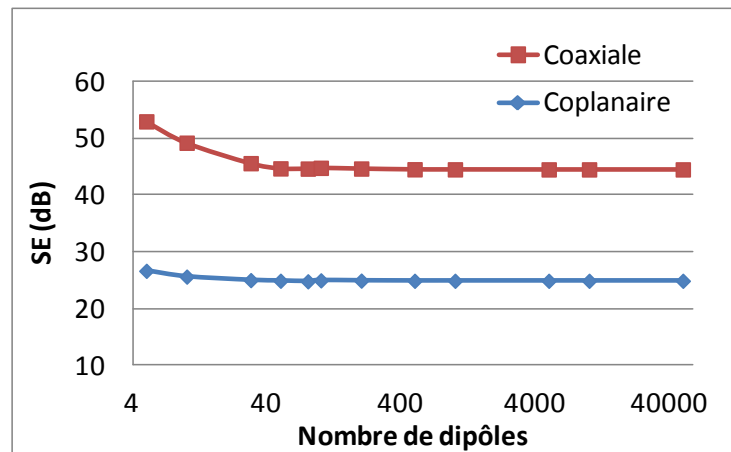


Figure III.41. Influence du nombre de discrétisation : Fente de 43.5 mm de longueur

III.5.3.4.2 Distance du champ magnétique excitateur

Le modèle développé est basé sur l'évaluation du champ magnétique au niveau de la fente. Ce dernier est approximé à partir du champ qui se trouve au voisinage de la fente. Prenant l'exemple, d'un boîtier muni d'une fente de 53.4 mm de longueur et de 0.54 mm de largeur. Le champ magnétique excitateur est calculé au centre de la fente a une distance 'd'.

Les résultats de l'influence du champ magnétique d'excitation sur l'efficacité du blindage sont présentés dans la Figure III.42. La mesure du champ magnétique à proximité de la fente montre qu'une variation de quelques millimètres (jusqu'à 3 mm) conduit à une baisse de l'efficacité d'environ 2.5 dB. Il faut noter que cette partie constitue une zone de forte variation du champ.

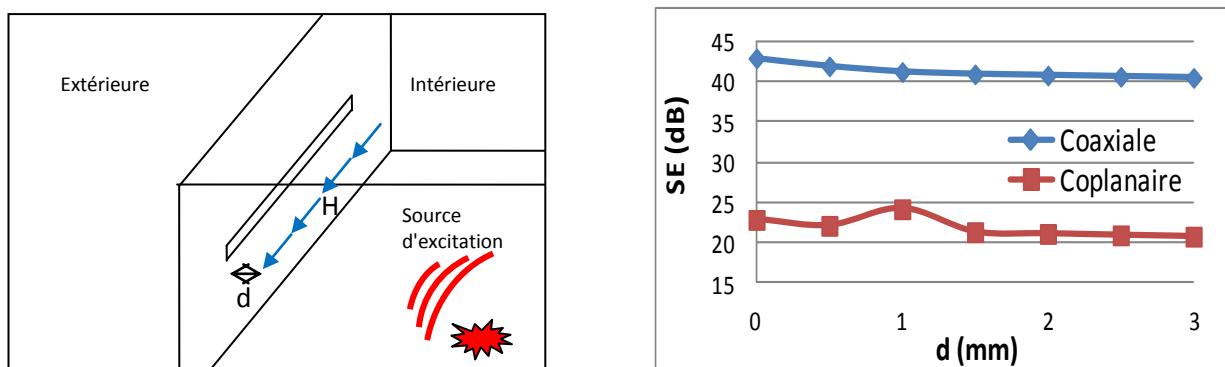


Figure III.42. Influence du champ excitateur sur l'efficacité du blindage

III.5.3.4.3 Influence du point de mesure sur l'efficacité du blindage

Pour étudier l'influence du point de mesure sur l'efficacité du blindage magnétique, nous avons modifié la position du point de mesure comme le montre la Figure III.43.



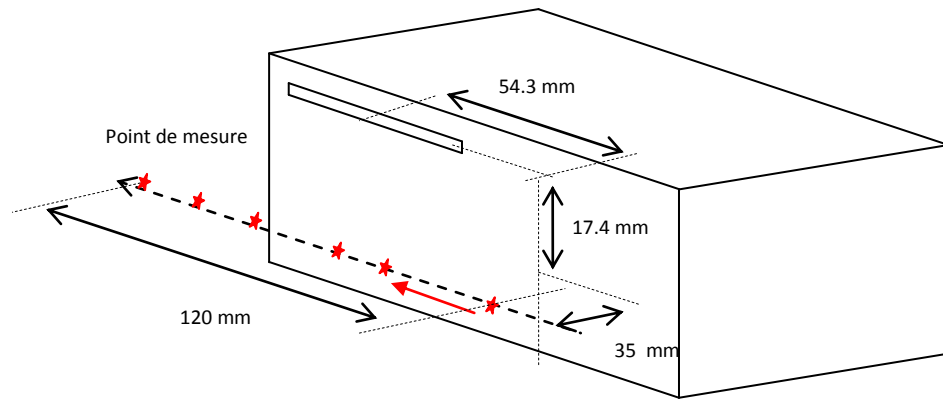


Figure III.43. Variation du point de mesure

Nous traçons sur la Figure III.44, la variation du champ magnétique rayonné et de l'efficacité du blindage en fonction du point de mesure (Figure III.43). Cela pour les deux configurations (coplanaire et coaxiale). Il est clair que les modèles développés donnent des résultats identiques. Pour une configuration donnée, le changement de point de mesure a une influence sur l'efficacité du blindage. Cette différence peut atteindre les 6 dB.

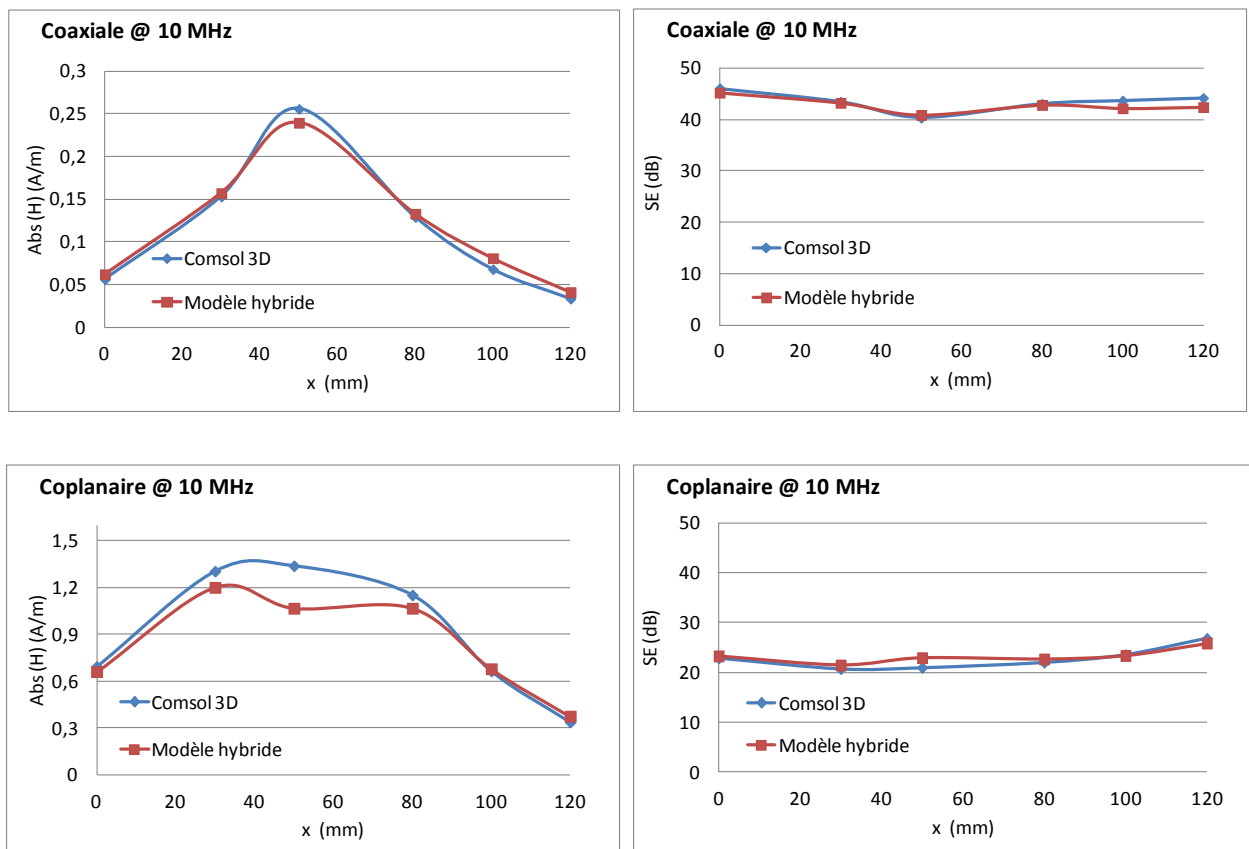


Figure III.44. Variation de l'efficacité du blindage et du champ magnétique en fonction du point de mesure pour deux configurations du dipôle magnétique.

### III.5.3.4.4 Influence de la longueur de la fente sur l'efficacité du blindage

Nous nous sommes aussi intéressés à l'influence de la longueur de la fente sur l'efficacité de blindage magnétique. Pour cela, nous avons varié la longueur de la fente de 33.4 mm à 153.4 mm (Figure III.45).

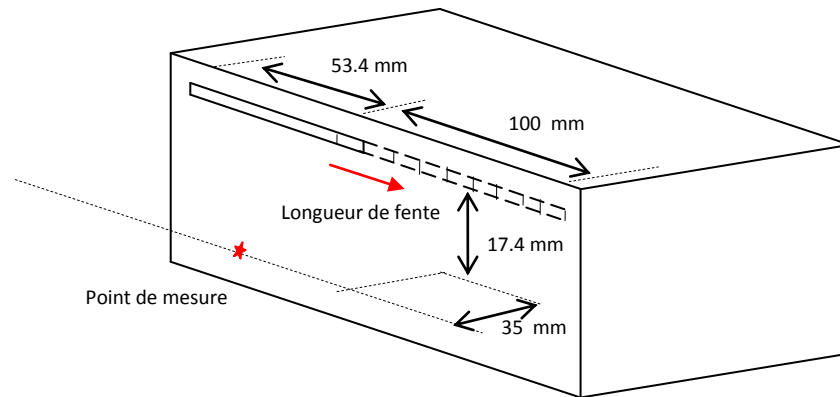
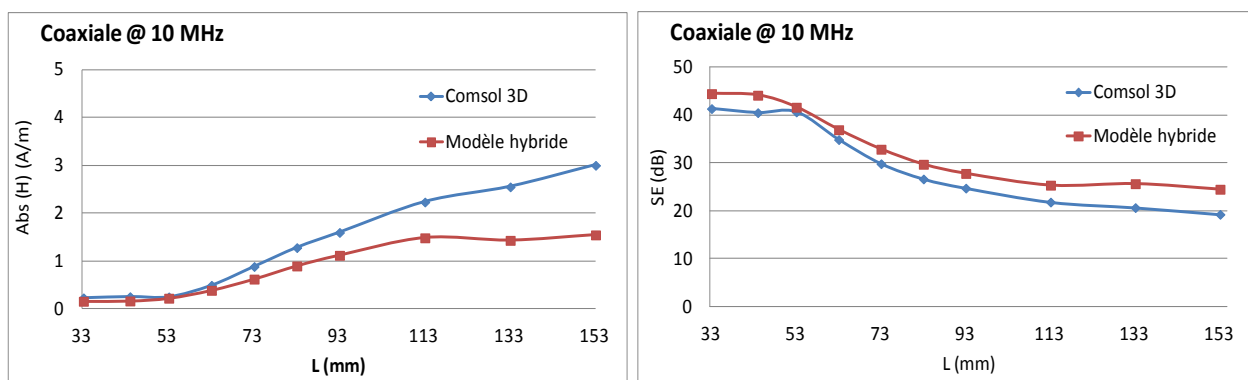


Figure III.45. Variation de la longueur de la fente

Les résultats obtenus sont exposés sur la Figure III.46. L'efficacité de blindage diminue avec l'augmentation de la taille de la fente. Cela est dû principalement aux fuites des champs magnétiques.

Pour une longueur donnée de la fente, on remarque que la configuration de la source de rayonnement a une influence sur les résultats de l'efficacité du blindage. Ces résultats montrent que le modèle développé est limité par la longueur de la fente. Pour une fente de 153.4 mm de longueur, la différence peut atteindre 5.92 dB pour la configuration coplanaire.

Cette différence est due probablement aux différentes simplifications réalisées sur notre modèle. Le champ magnétique rayonné est déterminé à partir d'un réseau de moments magnétiques placés dans un plan parfaitement conducteur et infini. Par contre, notre structure possède des dimensions finies et la fente se trouve au bord du boîtier.



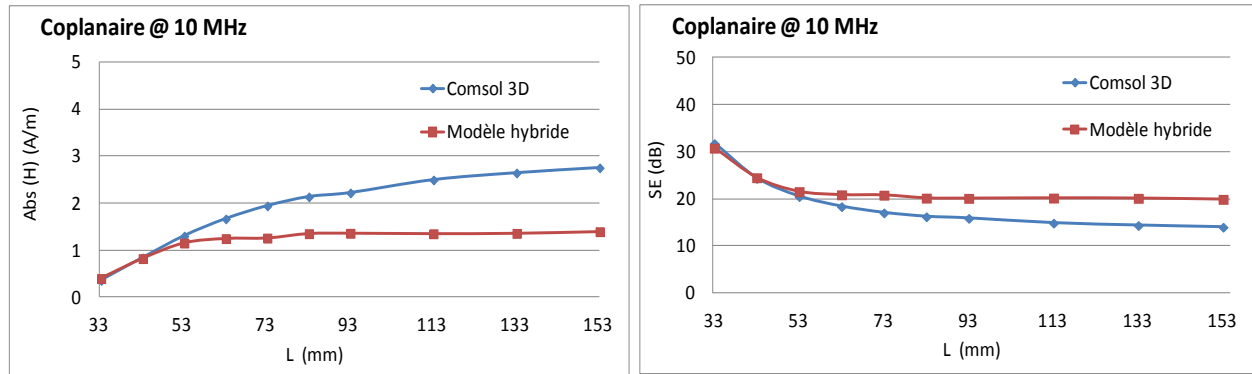


Figure III.46. Variation de l'efficacité du blindage et du champ magnétique en fonction de la longueur de la fente pour deux configurations du dipôle magnétique.

### III.6 Conclusions

Nous avons proposé dans ce chapitre différentes approches pour le calcul de l'efficacité du blindage magnétique en champ proche magnétique. Nous avons vu que la pénétration du champ à travers une fente peut être déterminée à partir de la connaissance de la source d'excitation et des polarisabilités de la fente.

Au cours de cette étude et en se basant sur la méthode des moments dipolaires de type magnétiques, nous avons calculé l'efficacité du blindage pour différentes configurations :

- plan infini avec fente,
- enceinte métallique avec une fente de faible longueur par rapport aux dimensions de l'enceinte,
- enceinte métallique avec une fente de dimensions quelconques quelle que soit la position de la source de rayonnement (intérieur ou extérieure de l'enceinte).

Malgré les hypothèses et les simplifications mises en place dans les approches développées, les résultats obtenus sont acceptables en comparaison avec les résultats issus de la modélisation numérique 3D ou de la mesure.

Dans le prochain chapitre, nous allons nous intéresser à l'application des différentes approches développées sur des structures réelles issues d'applications automobiles.

*Chapitre IV :*  
*Application*

## Chapitre. IV Application

### IV.1 Introduction

Le chapitre précédent a été consacré au développement de modèles hybrides pour la prédiction de l'efficacité du blindage magnétique d'enceintes métalliques avec fentes. Ces approches ont permis de s'affranchir de la difficulté liée au maillage de la fente. Elles ont été validées sur des cas simples et il est nécessaire à travers ce dernier chapitre de les valider sur des cas réels issus d'applications industrielles.

L'application étudiée est issue d'un projet collaboratif dont l'objectif est de proposer des solutions technologiques sur un compresseur électrique pour améliorer le confort thermique dans les VEHs [Fri-13-a]. Nous allons nous intéresser au boîtier de système d'électronique embarquée contenant de l'électronique de puissance (Figure IV.1).

Le boîtier est constitué d'éléments d'électronique de puissance (carte de puissance,...) et de commande ( $\mu$ contrôleur,...) servant à contrôler un moteur triphasé du compresseur électrique. Pour amener la puissance électrique de la batterie vers le moteur, des câbles d'énergies sont reliés au boîtier grâce à des connecteurs à travers des ouvertures (Figure IV.1).

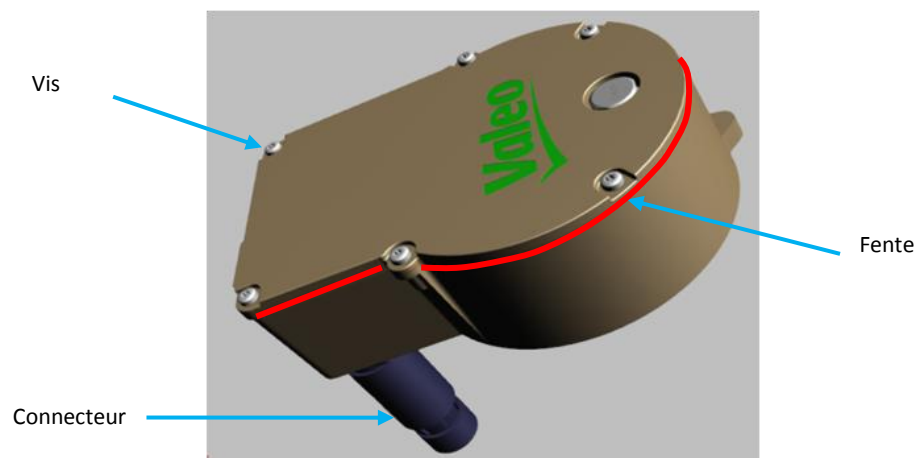


Figure IV.1 Application industrielle

Dans le but de réduire les perturbations électromagnétiques de type conduites en mode commun et différentiel (le plus souvent en mode commun), un filtre CEM de type «  $\pi$  » est utilisé et intégré dans le boîtier. Ce filtre est composé de (Figure IV.2):

- deux condensateurs mode commun,
- un condensateur mode différentiel,
- deux bobines mode commun.

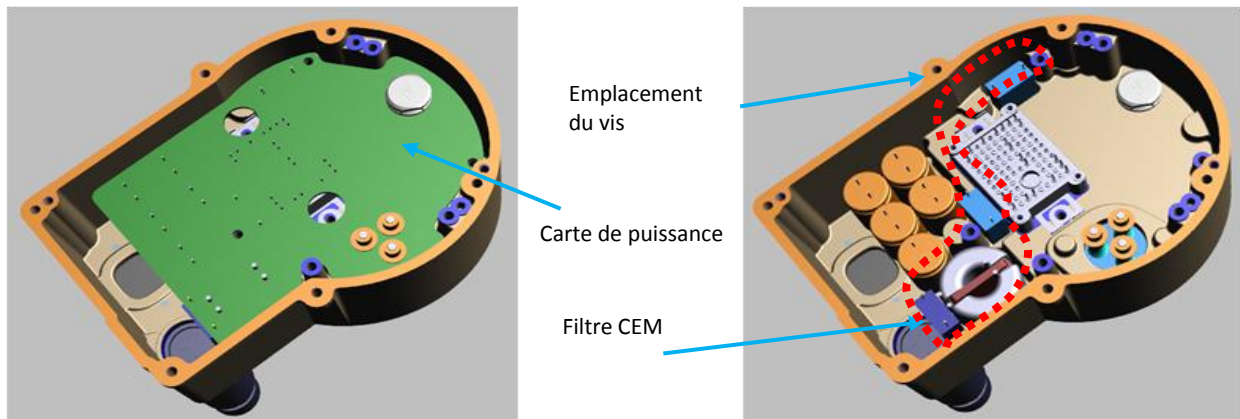


Figure IV.2 Carte de puissance et filtre CEM

Le boîtier possède deux parties mécaniquement séparées par un joint. Ce dernier empêche toute contamination provenant de l'extérieure (eau, produits chimiques, ondes électromagnétiques...) pouvant dégrader le fonctionnement du dispositif. Le joint est non conducteur avec une largeur de 0.54 mm tout le long du boîtier. La connexion entre les deux parties est assurée par six vis. Les parois du boîtier sont en aluminium avec une épaisseur de 3 mm.

La présence de fentes et d'ouvertures dégrade les performances de l'efficacité du blindage magnétique du boîtier. Notre objectif est de prédire l'efficacité du blindage en utilisant les différentes méthodes vues précédemment (numériques, hybrides).

Pour calculer l'efficacité du blindage magnétique, nous avons choisi un point de mesure pour évaluer le champ magnétique en présence et en absence du boîtier (Figure IV.3). Ce point se trouve à l'extérieur du boîtier à une distance « D » du centre de la fente 1.

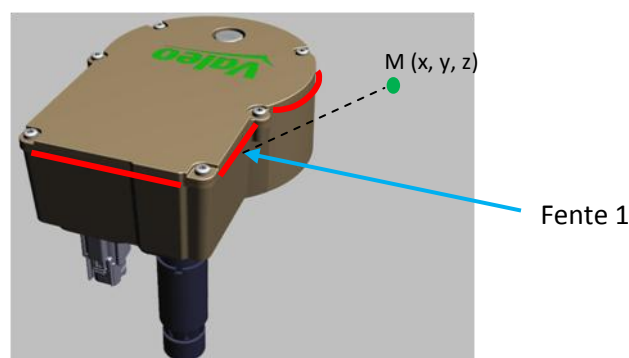


Figure IV.3: Mesure de l'efficacité du blindage magnétique en présence du boîtier

## IV.2 Modélisation

La modélisation du boîtier avec sa forme géométrique réelle (complexe) est difficile à réaliser avec les outils de modélisation numérique à cause de la présence des fentes et d'ouvertures. Un modèle numérique sous CST a été développé. Nous avons réalisé un maillage qui regroupe tous les éléments

nécessaires en essayant de se rapprocher de la configuration réelle (Figure IV.4). Le maillage ne contient que trois éléments, le boîtier y compris son joint et ses connexions (vis), la bobine émettrice (8 spires avec 25 mm de diamètre, Annexe D) et la bobine réceptrice de type Rohde & Schwarz avec 60 mm de diamètre (le modèle numérique associé a été proposé dans le chapitre II). Pour simplifier la modélisation, nous avons négligé la diffusion des champs magnétiques au-delà de la fréquence de 9 kHz. Cela nous a permis de considérer dans la modélisation les parois comme des surfaces parfaitement conductrices. La modélisation est faite en utilisant le module de résolution de type TLM dans la bande fréquentielle de 9 kHz à 10 MHz. Nous avons simulé deux configurations (coaxiale, coplanaire).

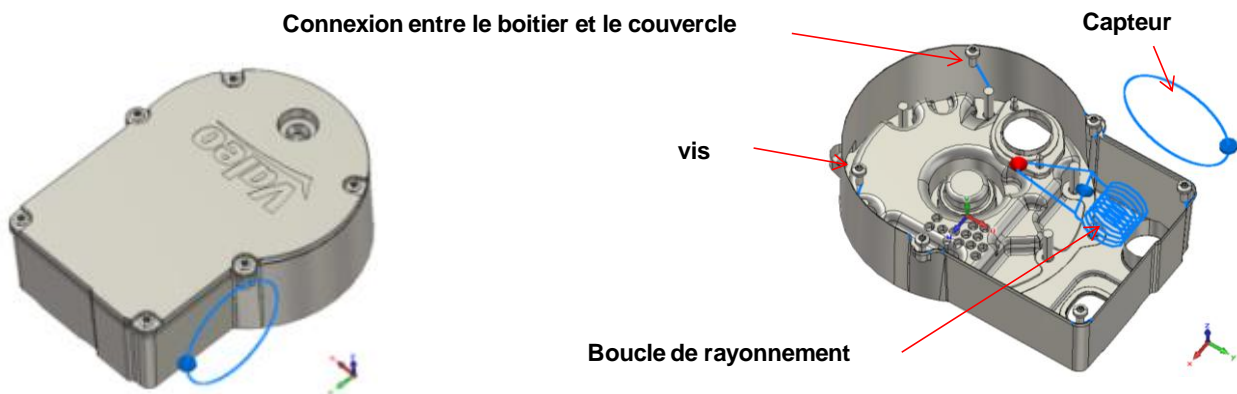


Figure IV.4 Modélisation de la structure sous CST

Les résultats de modélisation montre que l'efficacité du blindage magnétique est quasi constante (Figure IV.5) sur toute la bande de fréquence. A la fréquence 10 MHz, nous constatons un écart de 15 dB entre la mesure et le modèle. Cette différence est liée principalement au mauvais maillage au niveau de la fente. En effet, pour effectuer des simulations précises, il est nécessaire de mailler finement l'ensemble de la géométrie du problème, ce qui nécessite d'importantes ressources de calcul. Dans nos simulations, l'outil de simulation a permis de considérer un seul élément dans la largeur de la fente.

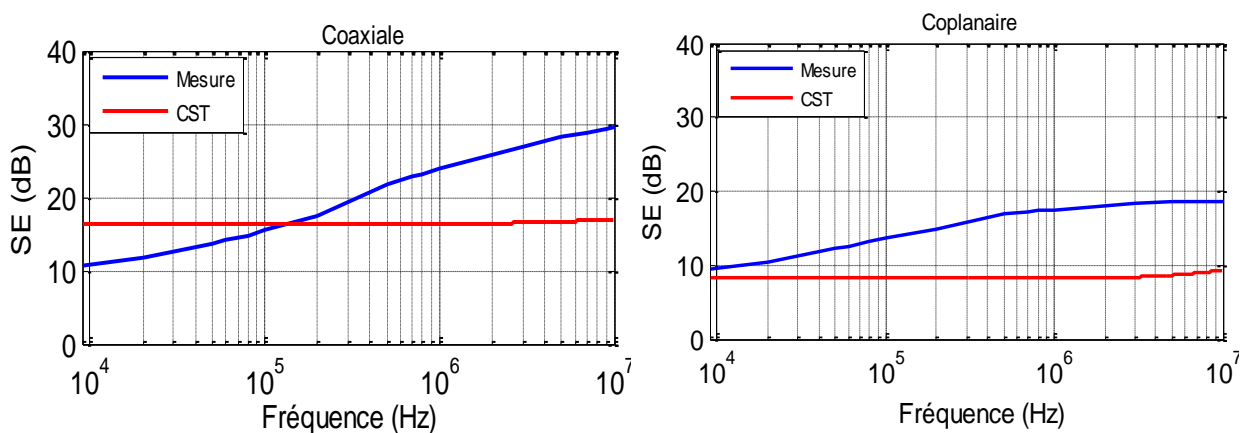


Figure IV.5 Efficacité de blindage magnétique

Cette étude a montré la difficulté des outils numériques à résoudre ce genre de problèmes. Pour surmonter cette difficulté, nous proposons les solutions suivantes :

- Modèle 3D simple sous forme parallélépipède,
- Modèle 3D représentant la forme réelle du boîtier.

#### IV.2.1 Modèle 3D simple sous forme parallélépipède

Un modèle simple sous forme parallélépipède où les dimensions sont identiques au boîtier réel est présenté sur la Figure IV.6. Le modèle ne possède qu'une seule fente.

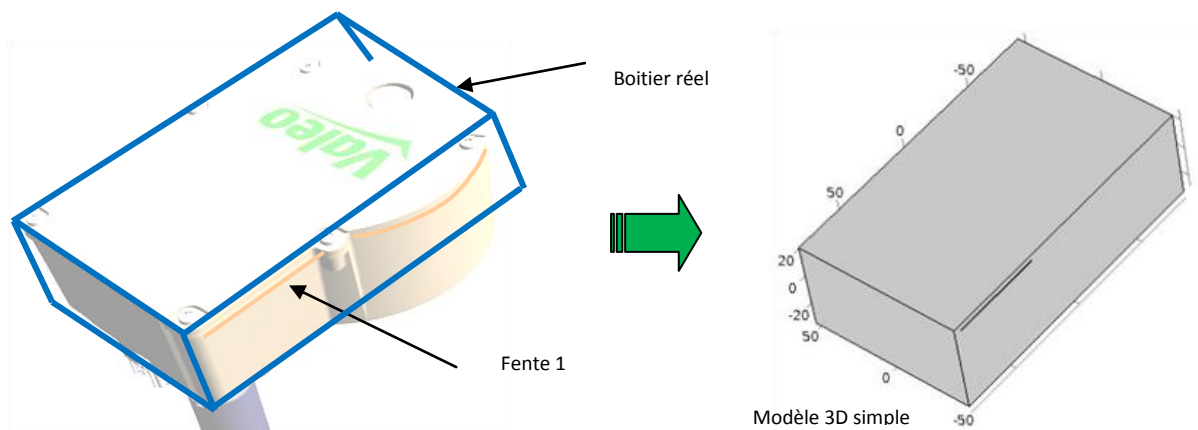


Figure IV.6 Modèle 3D simple sous forme parallélépipède

Pour prédire l'efficacité du blindage, nous avons utilisé Comsol car il permet plus de souplesse que CST dans la définition du maillage. La source de rayonnement est une bobine 3D qui se trouve à l'intérieur du boîtier. Elle est excitée par un courant électrique avec une densité de  $5 \times 10^6 \text{ A/m}^2$ . Le point de mesure du champ magnétique est à l'extérieur du boîtier. Le domaine d'étude est limité par une boîte d'air. La Figure IV.7 présente le maillage du boîtier et la bobine d'excitation.

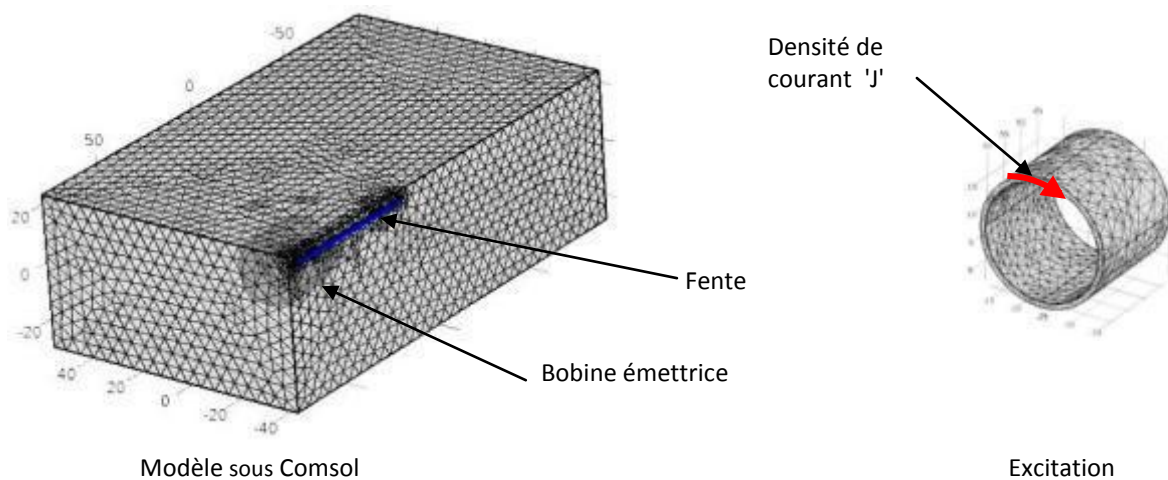


Figure IV.7 Maillage du boîtier et de la bobine d'excitation



### IV.2.2 Modèle 3D avec la forme réelle du boîtier

Compte tenu de la nature de notre application où la source de rayonnement se trouve à l'intérieur du boîtier. Nous allons appliquer le modèle hybride de type numérique-analytique (Figure IV.8).

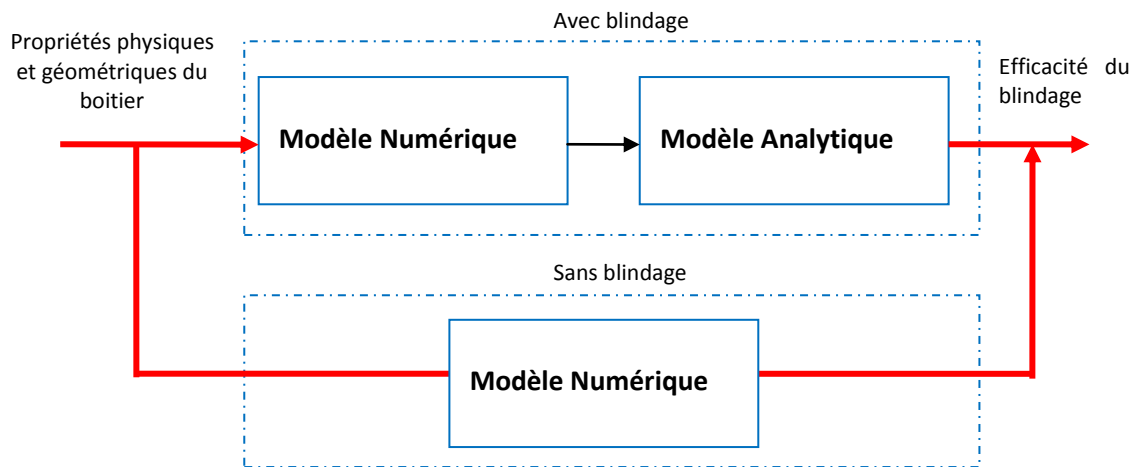


Figure IV.8 Modèle hybride de type numérique-analytique

La première étape lors de la modélisation hybride consiste à faire une modélisation numérique où nous évaluons le champ magnétique exciteur (plus proche de la fente). Par la suite en utilisant une approche analytique, nous déterminons les moments magnétiques équivalents au niveau de la fente et le rayonnement à l'extérieur du boîtier (point de mesure).

#### IV.2.2.1 Modélisation numérique

La modélisation numérique requise pour le modèle hybride a été réalisée sous Comsol (Figure IV.9). Lors de la modélisation, on s'intéresse aux phénomènes physiques à l'intérieur du boîtier. Pour simplifier la modélisation une solution a été proposée, il s'agit de limiter le domaine d'étude aux surfaces internes du boîtier. Ces dernières sont modélisées en utilisant les conditions aux limites de type impédance de surface [Meu-08].

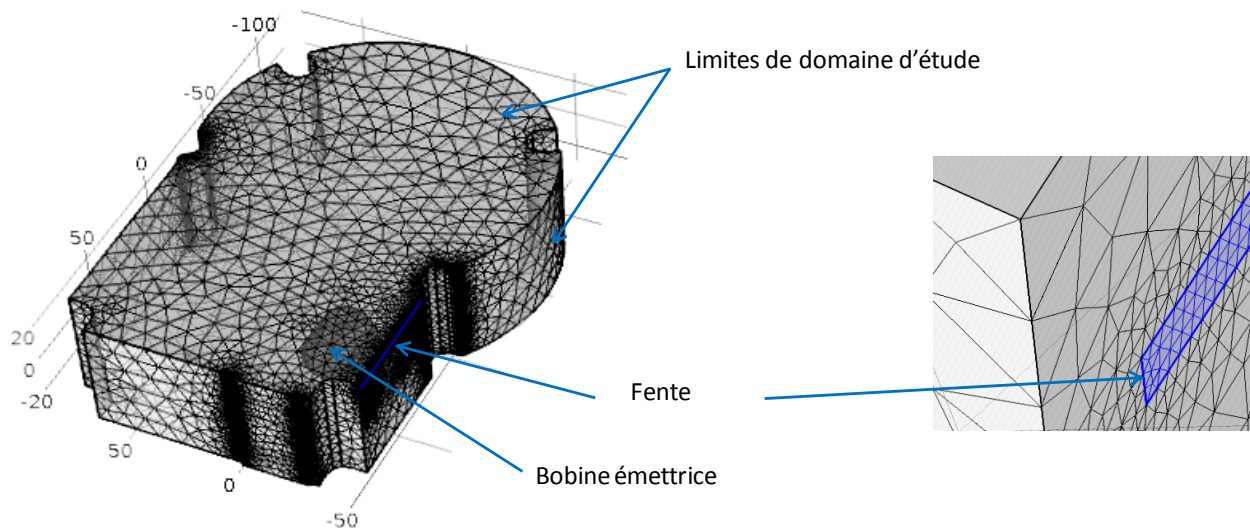


Figure IV.9 Modèle 3D simplifié de l'application

Sur la Figure IV.10 nous présentons la variation spatiale du champ magnétique normalisée dans la fente pour les deux configurations : coaxiale et coplanaire. Nous nous intéressons à la composante longitudinale du champ magnétique qui excite fortement la fente et elle est calculée en utilisant l'équation (IV-1).

$$H_{norm} = \frac{H_{point}}{|H_{max}|} \quad (IV-1)$$

où  $H_{point}$  est le champ magnétique en un point de la fente et  $|H_{max}|$  est le champ magnétique maximum dans la fente.

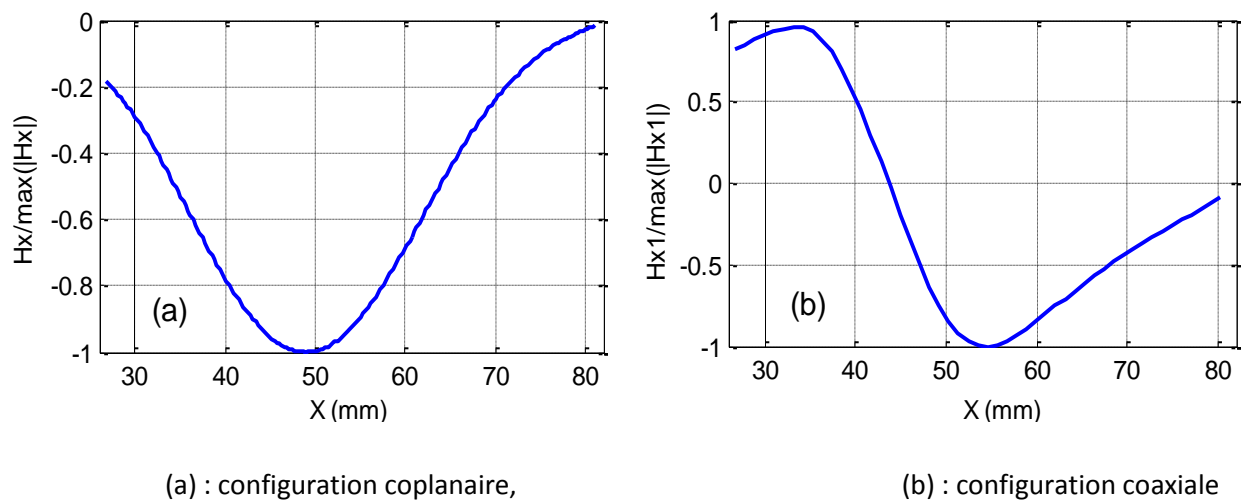


Figure IV.10 Variation du champ magnétique normalisé dans la fente.

### IV.2.2.2 Modélisation analytique

Après la détermination du champ magnétique exciteur au niveau de la fente, l'étape suivante consiste à déterminer le champ magnétique au point de mesure en appliquant notre modèle analytique. Lors de la modélisation analytique, nous avons suivi les étapes suivantes (Figure IV.11) :

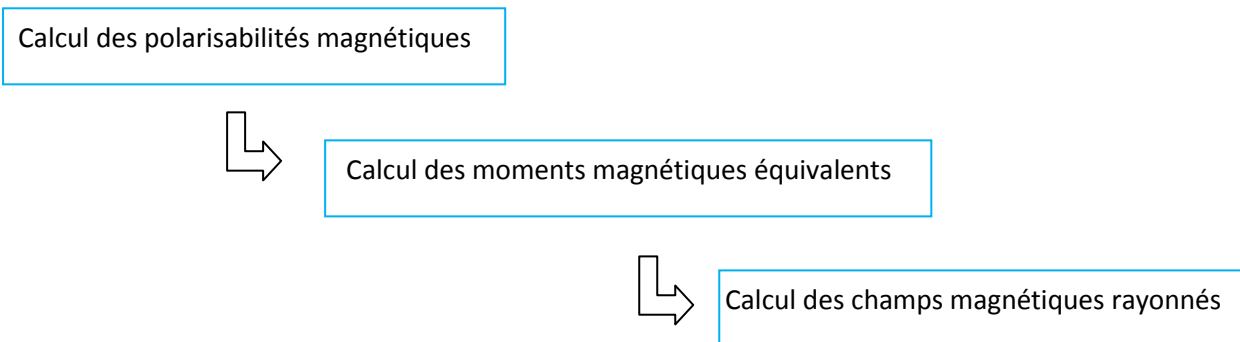


Figure IV.11 Modélisation analytique du modèle hybride

Nous commençons la modélisation analytique par le calcul de la polarisabilité magnétique en se basant sur la variation spatiale du champ magnétique dans la fente et les propriétés géométriques de cette dernière (Chapitre III).

La Figure IV.10 montre que le champ magnétique dans la configuration coplanaire possède un seul sens. Cependant, il change de sens dans la configuration coaxiale (deux sens). Compte tenu de cette variation du champ magnétique, dans la configuration coplanaire la polarisabilité magnétique est calculée sur la totalité de la fente (la longueur est de 53.4 mm). Par contre, dans la configuration coaxiale, la polarisabilité est calculée en subdivisant la fente en deux sous fentes élémentaires (fente élémentaire 1 et fente élémentaire 2) avec une longueur de 36.31 mm et 17.08 mm respectivement.

Le Tableau IV-1 représente les polarisabilités magnétiques pour les deux configurations de la bobine émettrice.

	Configuration coplanaire	Configuration coaxiale	
	Fente entière	Fente élémentaire 1	Fente élémentaire 2
Polarisabilité magnétique ( $\alpha_{m,xx}$ )	$2.88 \times 10^{-6}$	$9.18 \times 10^{-7}$	$8.95 \times 10^{-8}$

Tableau IV-1 Calcul de polarisabilité magnétique de la fente

Une fois le calcul réalisé du champ excitateur et de la polarisabilité magnétique, nous calculons les moments magnétiques. La méthodologie de calcul a été présentée dans la chapitre III. Dans la configuration coplanaire les moments magnétiques imposés dans la fente ont le même sens et occupent la totalité de la fente. Cependant dans la configuration coaxiale, les moments magnétiques ont deux sens différents et occupent chacun une fente élémentaire.

Pour tenir compte de la variation spatiale du champ magnétique dans la fente, nous divisons la fente en plusieurs éléments. Sur la Figure IV.12, nous présentons la variation de l'efficacité du blindage en fonction du nombre d'éléments. Le calcul est effectué à une hauteur de  $D=50$  mm au centre de la fente 1. Pour les deux configurations (coplanaire et coaxiale), nous avons opté pour 50 éléments pour les différents cas d'étude.

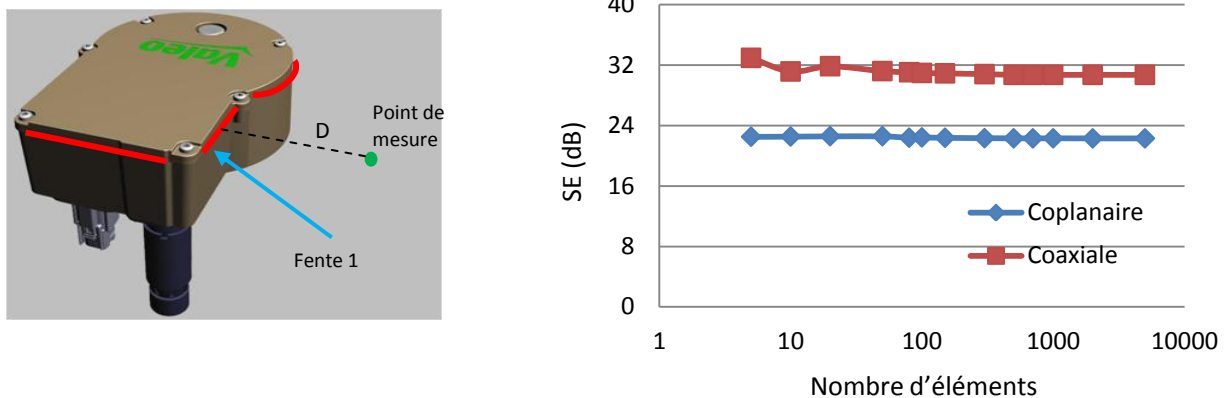


Figure IV.12 Variation de l'efficacité du blindage en fonction de nombre d'éléments

La dernière étape de la modélisation analytique consiste à calculer le rayonnement de ces moments au point de mesure. Grâce aux expressions de rayonnement d'un moment magnétique, nous calculons le champ rayonné par chaque moment magnétique. Le champ magnétique total est une contribution de rayonnement de l'ensemble des moments magnétiques (Figure IV.13).

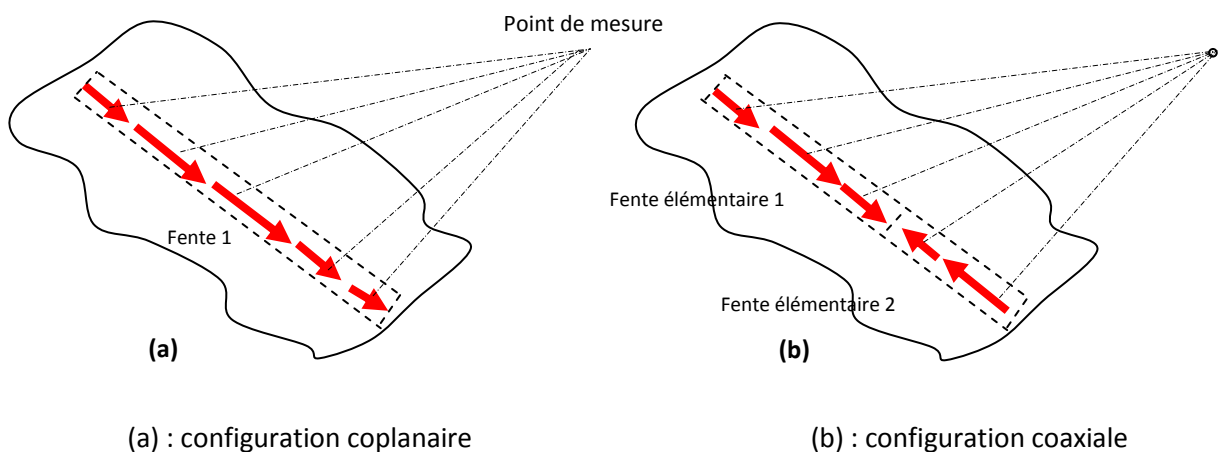


Figure IV.13 Distribution des moments magnétiques sur la fente

### IV.2.3 Calcul de l'efficacité du blindage magnétique

Les modèles développés précédemment permettent d'évaluer le champ magnétique rayonné en présence du blindage. Pour déterminer l'efficacité du blindage, nous calculons le champ magnétique en absence du blindage avec une méthode numérique (Comsol) pour les deux modèles (forme simple et réelle).

## IV.3 Validation expérimentale

Pour valider les résultats de modélisation, nous avons utilisé le banc de mesure champ proche de l'IRSEEM. Ce banc permet de donner des cartographies des champs magnétiques au voisinage du dispositif sous test (DST). À partir des résultats de mesures en présence et en absence du blindage, il est possible de calculer l'efficacité du blindage magnétique.

Les mesures ont été réalisées à la fréquence 10 MHz à cause de la limite des moyens de mesure (sonde magnétique). Ce qui limite la validation de l'approche hybride uniquement à cette fréquence.

### IV.3.1 Banc champ proche

Le banc de mesure est constitué d'un robot trois axes (translations) avec une résolution mécanique de 5  $\mu\text{m}$  et des déplacements maximaux de 50 cm x 50 cm x 15 cm selon les axes x, y, z. La Figure IV.14 illustre le banc champ proche avec l'ensemble des équipements associés. Pour la mesure du champ rayonné, une sonde de champ magnétique est utilisée. Cette dernière est placée sur le bras du robot qui se déplace au-dessus du DST. Le PC effectue l'acquisition des données mesurées à travers un analyseur de spectre ou un analyseur de réseau. Pour améliorer la sensibilité des mesures, il est possible d'utiliser un amplificateur faible bruit.

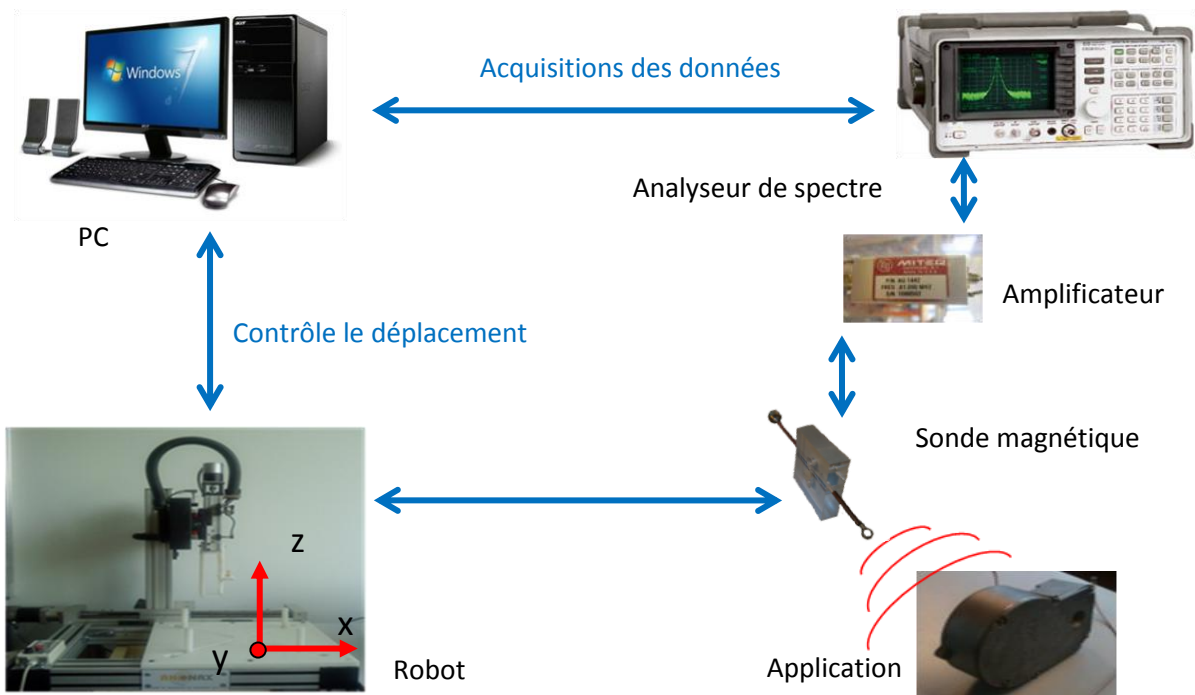


Figure IV.14 Banc champ proche développé à l'IRSEEM

### IV.3.2 Chaîne de mesure

Pour détecter les champs magnétiques rayonnés, deux sondes circulaires de deux spires et de 4 mm de diamètre chacune ont été réalisées (Figure IV.15). Les sondes sont fabriquées en utilisant un câble coaxial semi-rigide. À l'intérieur de ce dernier se trouve une âme centrale entourée par un diélectrique en téflon de permittivité diélectrique  $\epsilon_r=2.1$ . Ce dernier assure l'isolation électrique entre l'âme centrale et le câble coaxial.

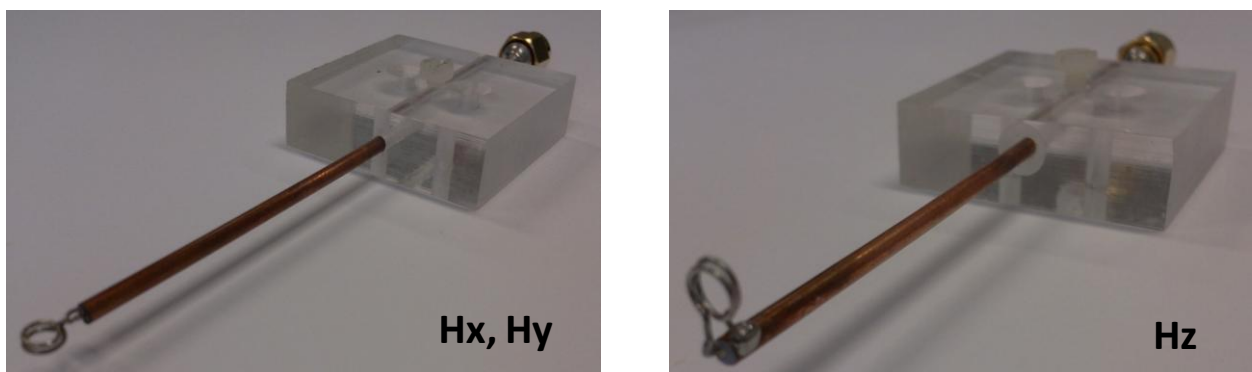


Figure IV.15 Sondes de mesure des champs magnétiques

Notre chaîne de mesure est constituée d'un amplificateur faible bruit, des câbles avec connecteurs SMA « SubMiniature version A » et des câbles coaxiaux. Pour prendre en considération l'influence de ces différents éléments sur la mesure et obtenir le facteur permettant de convertir la tension mesurée en champ magnétique, nous avons utilisé un circuit étalon dont nous connaissons le rayonnement. Ce

dernier est obtenu par modélisation analytique. Le circuit étalon est constitué d'un câble placé au-dessus d'un plan de masse (Figure IV.16) [Sha-14] [Fer-11].

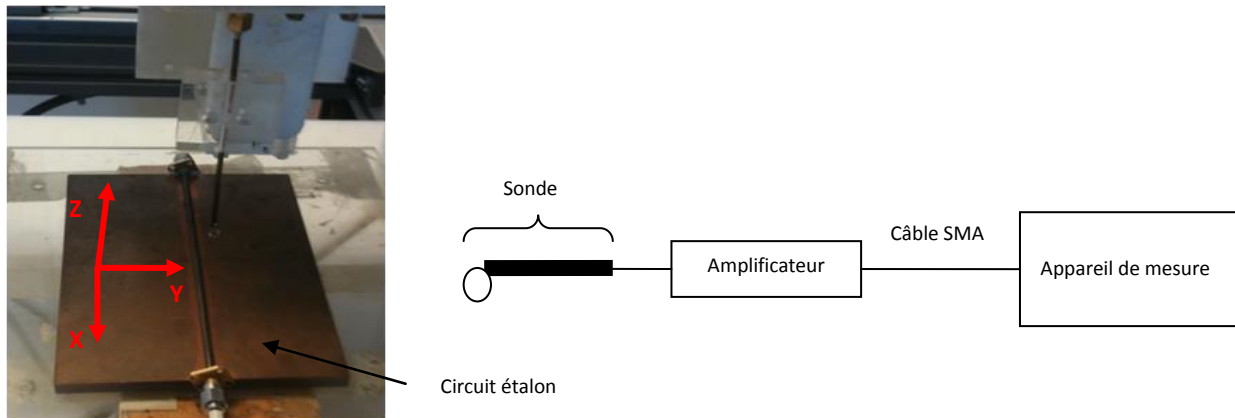
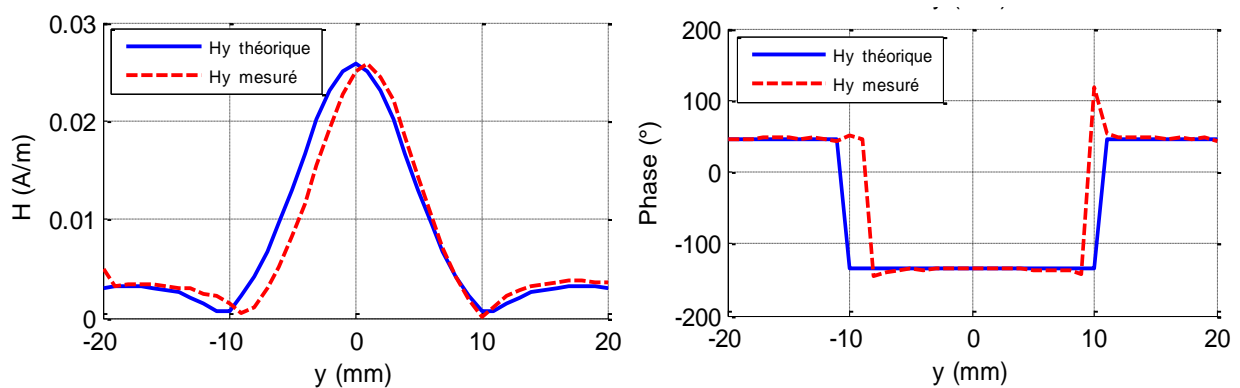


Figure IV.16 Circuit étalon pour le calibrage des sondes

Dans cette étude, nous calculons ce facteur pour différentes sondes magnétiques. Nous mesurons les champs magnétiques à 4 mm au-dessus du câble en utilisant un analyseur vectoriel et nous comparons les résultats avec le rayonnement théorique à la même distance. Les mesures ont été effectuées à plusieurs fréquences. Nous avons constaté un début de concordance entre la mesure et la modélisation à partir de 8 MHz.

Sur la Figure IV.17 et à la fréquence 10 MHz nous montrons, en amplitude et en phase, les champs magnétiques tangentiel ( $H_y$ ) et normal ( $H_z$ ). Les champs mesurés sont représentés après avoir multiplié par le facteur correspondant à chaque sonde.

Nous trouvons un bon accord entre la théorie et la mesure. Nous observons quelques différences de phase et d'amplitude. Ces derniers sont dus principalement à l'imprécision de la mesure.



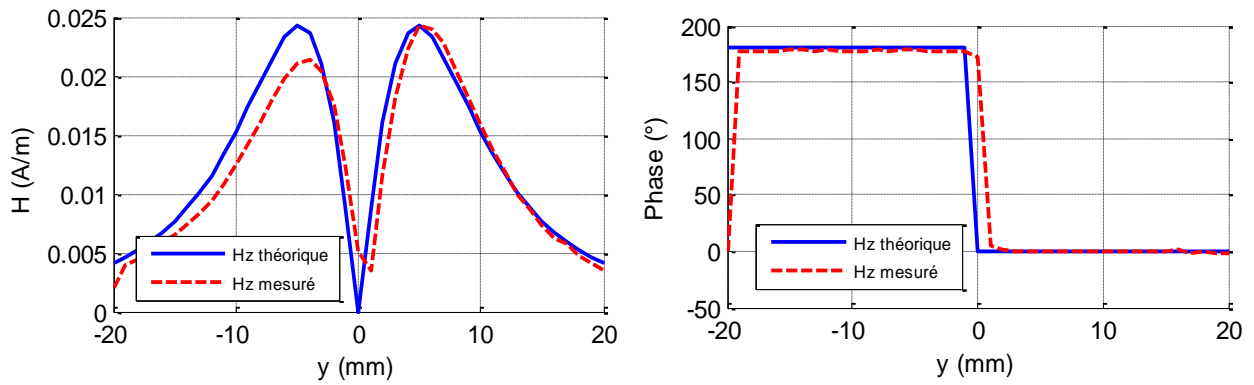


Figure IV.17 Résultats de calibration des sondes magnétiques

Nous présentons dans la Figure IV.19 les résultats de mesure des champs magnétiques rayonnés par le boîtier sur une surface de 200x240 mm<sup>2</sup>. Le centre de la surface coïncide avec celui de la fente 1 qui se trouve à une distance de 50 mm au-dessus de cette dernière (Figure IV.18). Nous présentons les trois composantes des champs magnétiques ( $H_x$ ,  $H_y$ ,  $H_z$ ). Les mesures ont été réalisées dans le cas d'une bobine émettrice en position coplanaire en face de la fente 1. La bobine est alimentée par un générateur de signaux (10 dBm  $\rightarrow$  10 mW). Les champs magnétiques sont mesurés en utilisant un analyseur de spectre. D'après la Figure IV.19, on constate une dissymétrie de rayonnement de la fente.

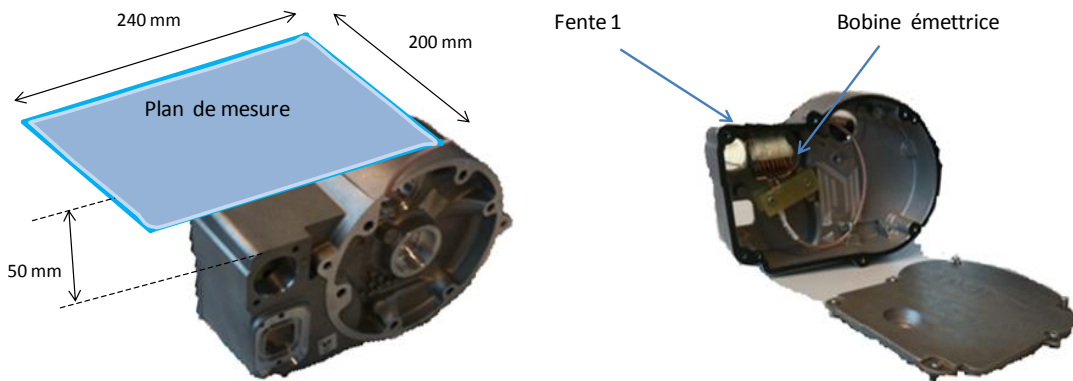


Figure IV.18 Configuration de mesure en champ proche

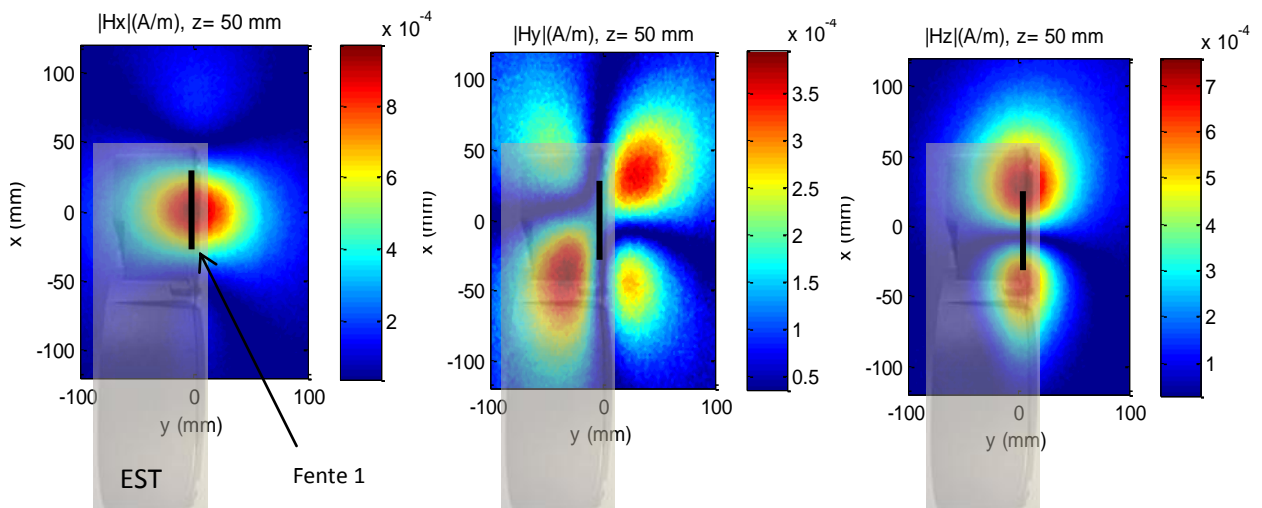




Figure IV.19 Champ magnétique rayonné à 50 mm en configuration coplanaire

#### IV.4 Analyse des résultats

Nous présentons la variation de l'efficacité du blindage magnétique sur deux chemins différents (x, y) situés à 50 mm au dessus de la fente 1 (Figure IV.20) et à la fréquence de 10 MHz.

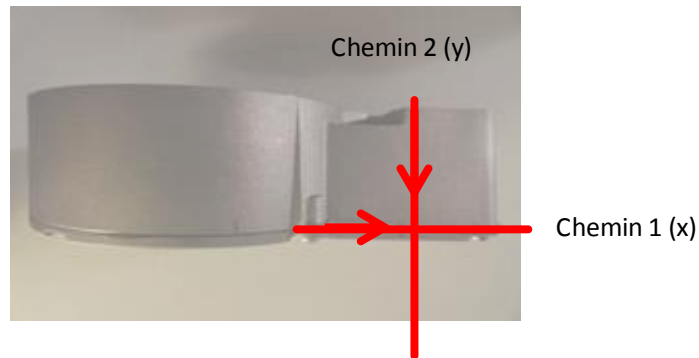


Figure IV.20 Chemins pour évaluer l'efficacité du blindage de l'application industrielle

La Figure IV.21 montre les résultats de l'efficacité du blindage magnétique obtenue par la mesure et par modélisation (modèle 3D simple du boîtier sous Comsol et modèle réel du boîtier avec la méthode hybride) pour la configuration coplanaire. Nous pouvons constater que les deux résultats sont similaires malgré quelques points de divergence autour de la zone 1 et de la zone 2 pour le chemin 2 (Figure IV.21.b).

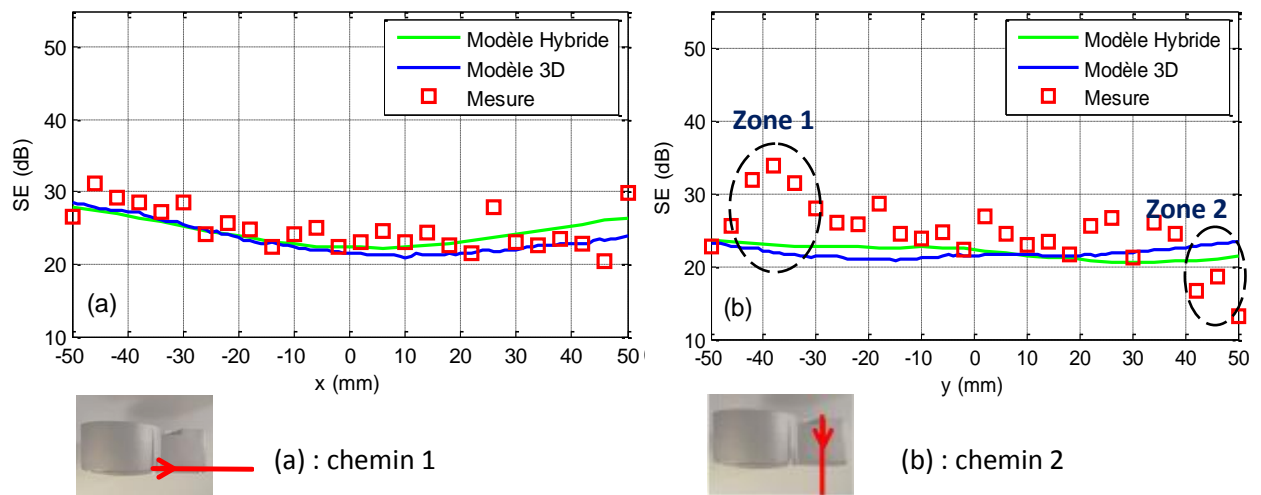


Figure IV.21 Efficacité du blindage en configuration coplanaire

Sur la Figure IV.22, nous présentons aussi la variation de l'efficacité du blindage magnétique sur les deux chemins définis précédemment et pour la configuration coaxiale. En comparant les résultats de notre approche hybride avec les résultats de la modélisation 3D, une bonne concordance est obtenue sauf sur les zones 1 et 2 où un écart est observé.

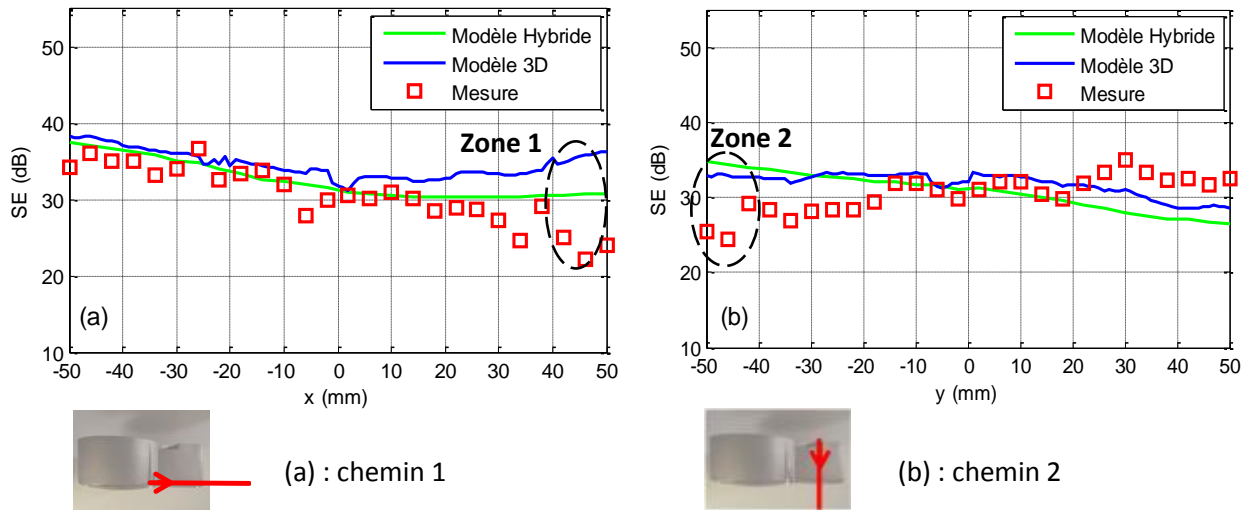


Figure IV.22 Efficacité du blindage en configuration coaxiale

On se rend compte aussi que, les écarts entre la modélisation et la mesure sont plus importants dans la configuration coaxiale que dans la configuration coplanaire. Cette différence est due principalement aux raisons suivantes:

- Les différentes hypothèses et simplifications imposées lors de la modélisation et en particulier celle liée au rayonnement des moments magnétiques placés sur un plan parfaitement conducteur avec dimensions infinies, peut expliquer la différence entre les résultats obtenus. Les résultats peuvent être améliorés en reconsidérant les hypothèses simplificatrices comme par exemple les dimensions finies du boîtier.
- Les mesures sont délicates et généralement posent certains problèmes. Nous pensons qu’il y a des phénomènes influents sur la mesure et qui ne sont pas pris en considération dans la modélisation. Les problèmes de mesures sont liés à l’environnement (bruit ambiant, points sensibles), à la disposition des appareils, à l’EST, etc.

Dans le Tableau IV-2, on donne le temps de calcul et l’espace mémoire utilisés pour les différents modèles développés (modèle hybride et modèle 3D).

	Temps de calcul	Espace mémoire
Modèle hybride	<b>24 s</b>	<b>2.85 Go</b>
Modèle 3D	<b>156 s</b>	<b>9.6 Go</b>

Tableau IV-2 Temps de calcul et espace mémoire utilisés pour la modélisation hybride et 3D

Comme conclusion, la nouvelle approche développée donne des résultats satisfaisants malgré les hypothèses et les simplifications mises en place avec un temps de calcul et espace mémoire réduits.

## IV.5 Paramètres influençant l'efficacité du blindage magnétique

Ici, on s'intéresse à étudier l'influence des ouvertures, des joints, des connexions (vis), et de la source de perturbation sur l'efficacité du blindage magnétique de l'application précédente (Figure IV.1). Cette étude va permettre aux concepteurs d'améliorer les performances du blindage des boîtiers des systèmes embarqués. Pour étudier l'effet de chaque paramètre cité, nous avons réalisé des mesures en basse fréquence pour différentes configurations du blindage [Fri-14-b].

### IV.5.1 Bancs de mesures développés

La Figure IV.23 montre la configuration du banc développé. Il est constitué d'un boîtier métallique (application), d'une source de bruit (bobine à air), d'un générateur de signaux, d'une sonde magnétique et d'un récepteur de mesure. Les caractéristiques du banc sont regroupées dans le Tableau IV-3.

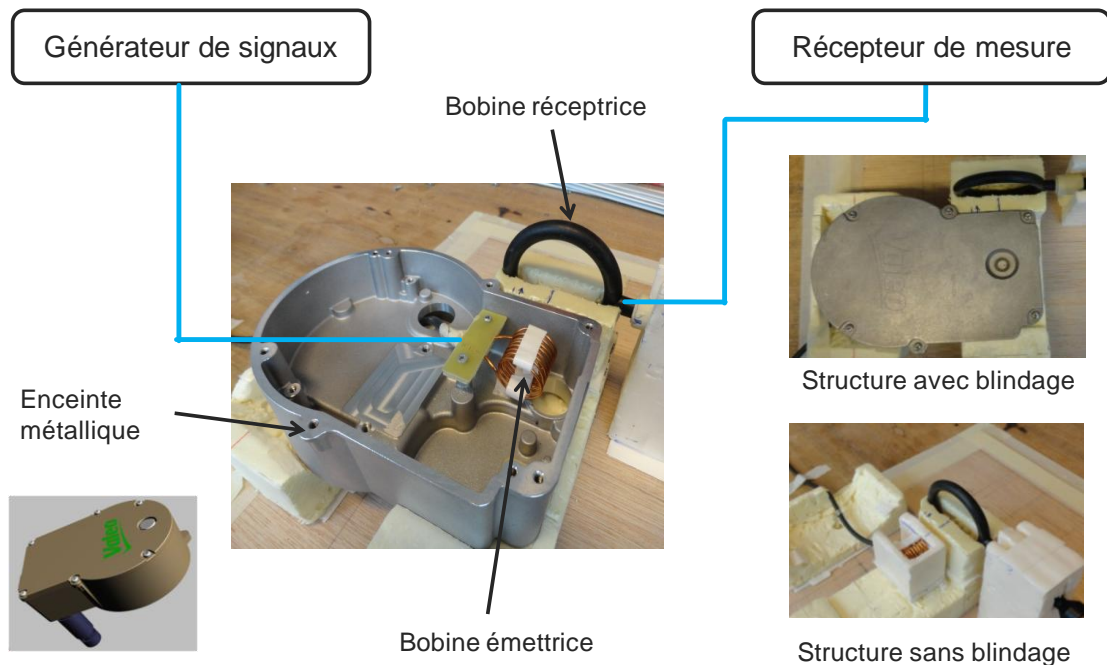


Figure IV.23 Banc de mesure

Composants	Caractéristiques
Bobine émettrice (source de bruit)	8 spires
	Longueur → 25 mm
	Rayon → 11.5 mm
Bobine réceptrice	Marque: ROHDE & SCHWARZ
	Rayon → 30 mm
	Bande de fréquence: 100 kHz-100 MHz
Générateur	Marque: Agilent
	Bande de fréquence: DC-20 MHz
	Puissance maximale: 23.98 dBm
Récepteur	Marque: ROHDE & SCHWARZ
	Bande de fréquence 9 kHz- 9 GHz
	Bruits de mesure : -25 dB $\mu$ V

Tableau IV-3 Caractéristiques des équipements

La bobine de source de bruit est excitée à l'aide d'un générateur avec une puissance de 24 dBm. La tension induite au niveau de la sonde magnétique est mesurée par un récepteur de mesure avec une limite basse de -25 dB $\mu$ V. Les mesures ont été réalisées en dehors d'une chambre anéchoïque. La bande de fréquence des mesures est de 9 kHz jusqu'à 10 MHz.

#### IV.5.2 Influence des ouvertures

Le boîtier a des ouvertures servant à placer des connecteurs ou pour faire passer des câbles. Nous étudions dans un premier temps l'influence de ces ouvertures sur l'efficacité du blindage pour différentes configurations de la bobine émettrice. La bobine réceptrice se trouve à des emplacements bien précis (Figure IV.24).

Cependant, pour certains endroits de la bobine réceptrice (par exemple : bobine réceptrice au dessous du boîtier), l'effet d'ouvertures est important. Dans cette étude nous nous intéressons uniquement à étudier l'effet de ces ouvertures sur la pénétration des champs magnétiques à travers les fentes.

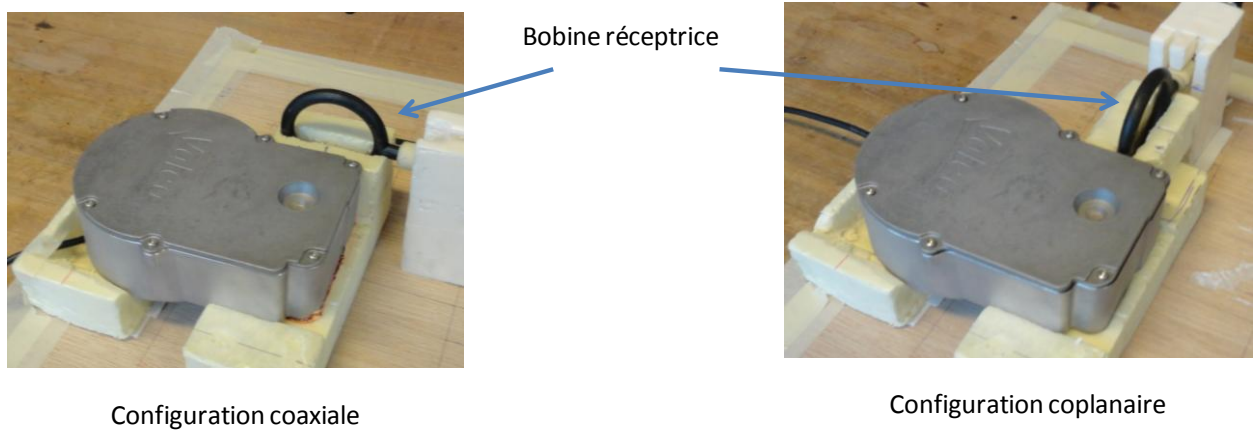


Figure IV.24 Position de la bobine réceptrice

Pour éliminer les effets des ouvertures, ces dernières sont fermées par 8 couches d'autocollant métallique de 80  $\mu\text{m}$  d'épaisseur chacune (Figure IV.25). Le nombre des couches assure une efficacité de blindage relativement élevée. À la fréquence 9 kHz, la diffusion des champs magnétiques est négligeable sachant que l'épaisseur des parois est de 3 mm. Le Tableau IV-4 donne la valeur de l'épaisseur de peau aux différentes fréquences pour l'aluminium et le cuivre.

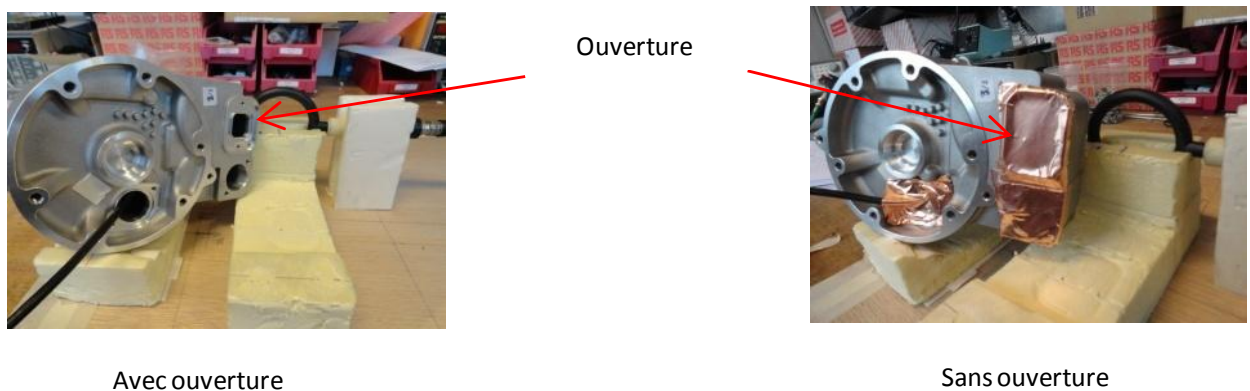


Figure IV.25 Ouvertures dans l'application étudiée

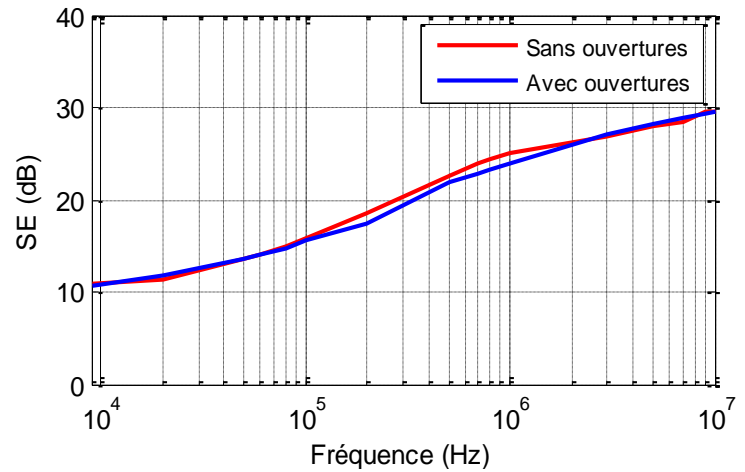
Fréquence (kHz)	0.751	3	9	10000
Epaisseur de peau pour aluminium (mm)	3	1.5	0.88	0.026
Epaisseur de peau pour cuivre (mm)	2.4	1.2	0.7	0.020

Tableau IV-4 Epaisseur de peau pour l'aluminium et le cuivre

Les résultats représentant l'efficacité du blindage pour différentes configurations de la bobine émettrice en présence et absence d'ouvertures sont présentés sur la Figure IV.26. Le joint utilisé est non conducteur.



Configuration coaxiale



Configuration coplanaire

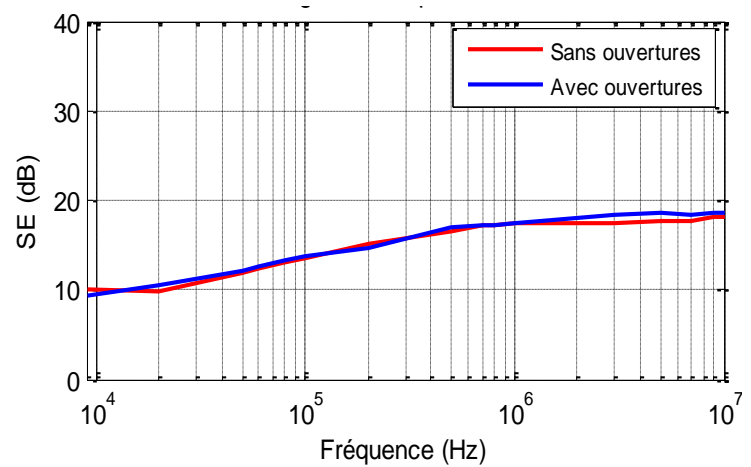


Figure IV.26 Effet des ouvertures sur l'efficacité du blindage

Pour cette configuration de mesure (position de la bobine réceptrice), l'effet des ouvertures est faible par rapport à l'effet des fentes quelle que soit la position de la bobine émettrice.

Une première conclusion importante peut être tirée : les fuites des champs magnétiques sont dues principalement aux joints.

### IV.5.3 Influence des joints

Vis à vis des résultats précédents (légère influence des ouvertures), nous présentons l'effet des joints dans la configuration réelle: avec ouvertures. Les mesures sont réalisées pour différents joints : non conducteur, conducteur et sans joint (Figure IV.27). Le joint conducteur a une résistivité de 5 ohms/cm.

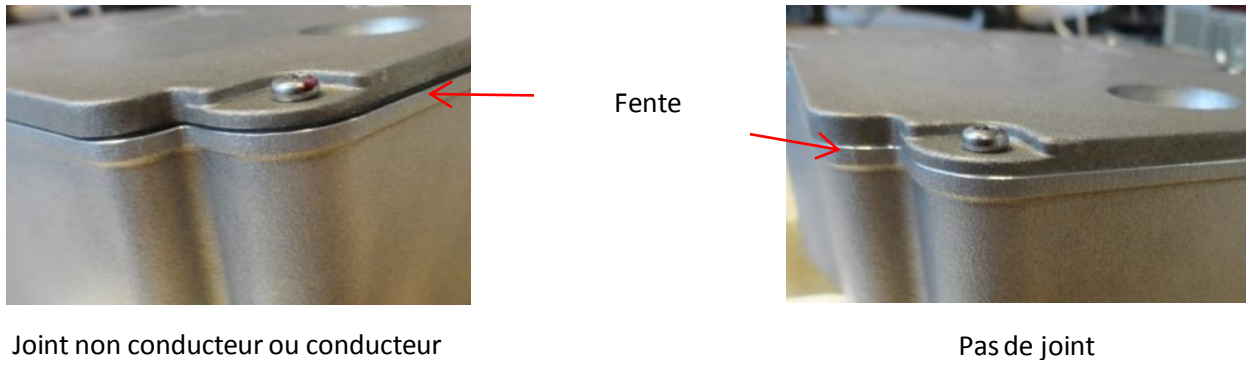


Figure IV.27 Joint dans l'application étudiée

Les résultats de mesures montrant l'influence de la nature du joint sur l'efficacité du blindage magnétique sont présentés dans la Figure IV.28. L'influence de la source de bruit est aussi présentée dans la même figure.

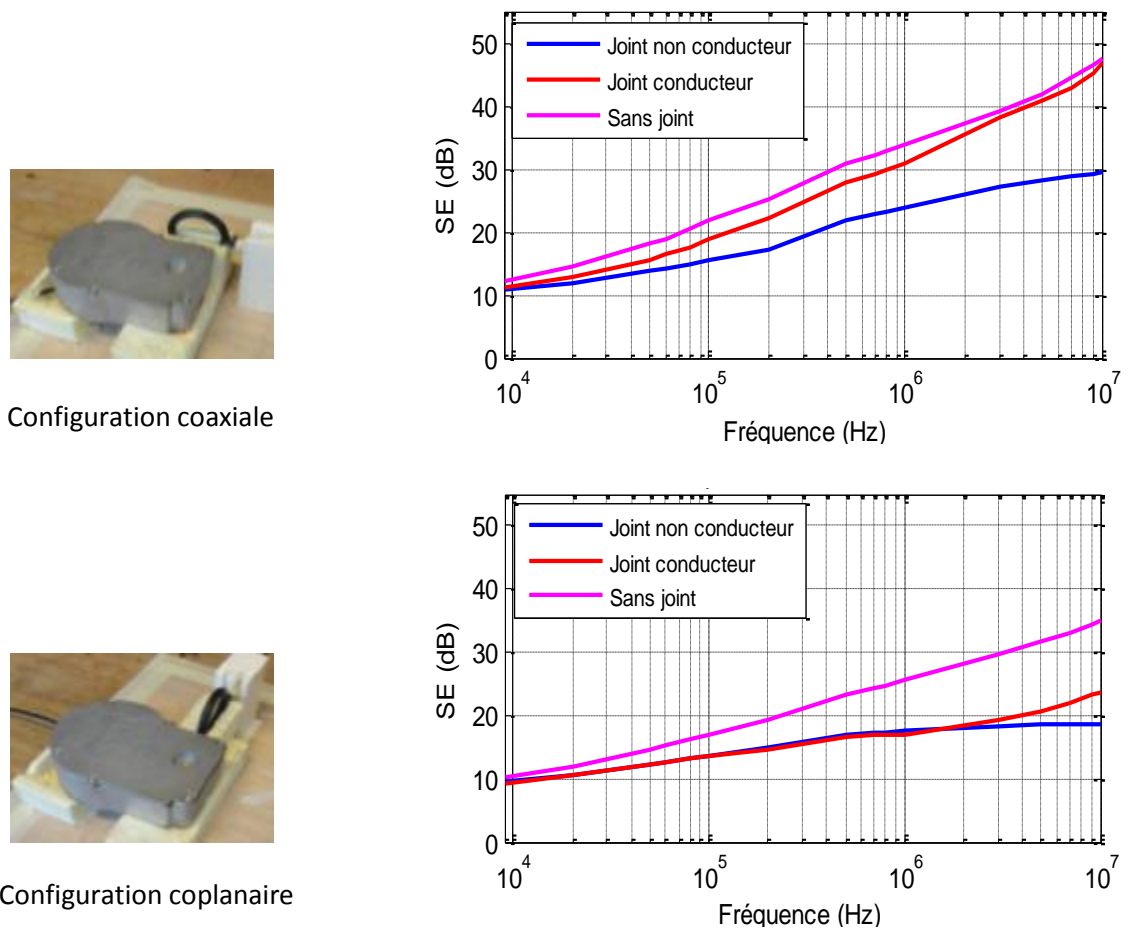


Figure IV.28 L'effet de joint sur l'efficacité du blindage: avec ouvertures

Nous constatons une amélioration du blindage avec l'augmentation de la fréquence quelle que soit la configuration de la bobine émettrice ou le joint utilisé. Cette amélioration est plus importante dans le cas où il n'y a pas de joint.

Pour certaines configurations de mesure (sans joint, position coaxiale de la bobine), l'efficacité du blindage peut atteindre les 48 décibels. À 10 MHz, en utilisant un joint non conducteur, la configuration coaxiale donne une meilleure efficacité du blindage magnétique (30 dB) par rapport à la configuration coplanaire (18 dB).

Une deuxième conclusion importante : nous conseillons d'optimiser la position de la source de rayonnement lors de la phase de conception.

Une suite logique de cette étude consiste à étudier l'effet de l'épaisseur de joint sur l'efficacité du blindage magnétique. Nous effectuons donc une série de mesures en changeant l'épaisseur de joint. Nous utilisons deux joints non conducteurs de 0.54 mm et 1.08 mm d'épaisseur. Nous présentons sur la Figure IV.29 , en configuration coaxiale, les résultats obtenus. Les résultats montrent une légère influence de l'épaisseur du joint sur l'efficacité du blindage (max 3 dB à 10 MHz).



Configuration coaxiale

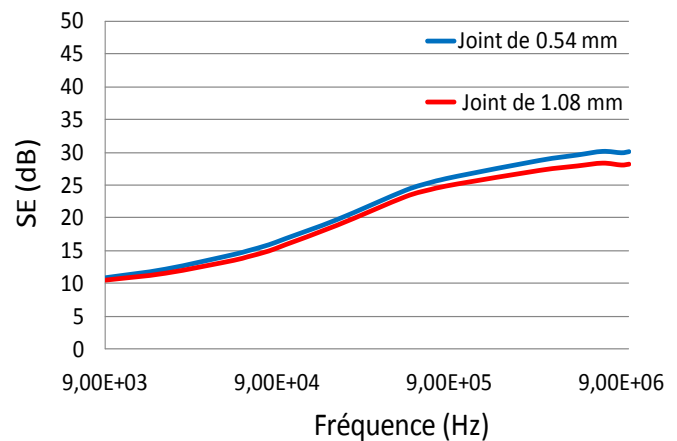


Figure IV.29 Effet de l'épaisseur de joint sur l'efficacité du blindage

#### IV.5.4 Influence des connexions (vis)

En complément aux études précédentes, nous intéressons à l'effet des connexions (vis). Pour étudier l'effet de ces dernières, nous nous sommes intéressés aux trois cas : dans le premier cas nous supprimons toutes les vis, dans le deuxième cas, nous supprimons juste deux vis qui se trouvent à proximité de la source de rayonnement. Nous comparons les résultats à une configuration réelle où toutes les vis ont été prises en compte (Figure IV.30).





Figure IV.30 Connexions (vis) dans l'application

La figure suivante (Figure IV.31) représente l'influence des connexions sur l'efficacité du blindage. Les résultats correspondent à un joint non conducteur et de 0.54 mm d'épaisseur, la bobine émettrice est en configuration coaxiale.

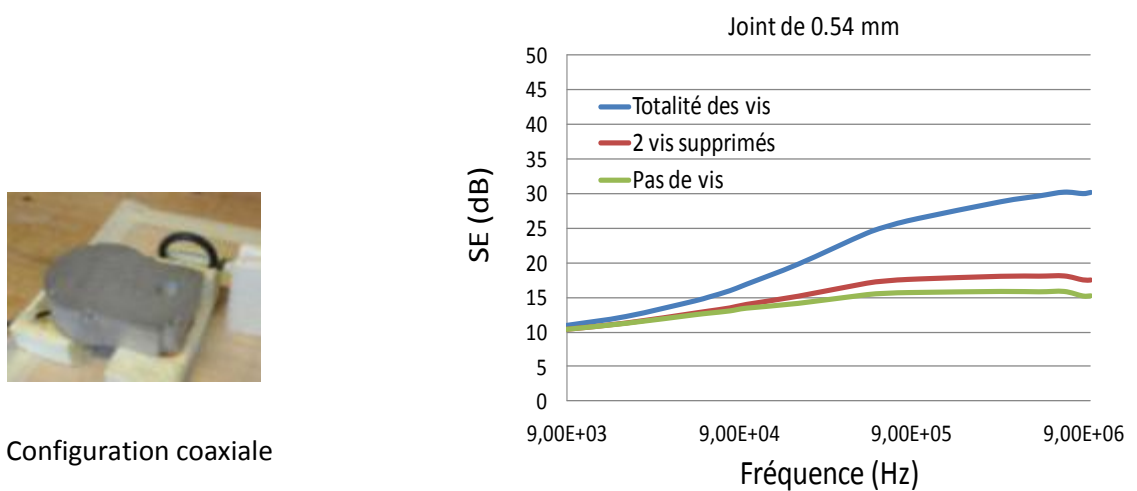


Figure IV.31 Effet de connexions (vis) sur l'efficacité du blindage

Les connexions ont une influence importante. La suppression des connexions les plus proches de la source va diminuer l'efficacité du blindage de 15 décibels. Autrement dit, la fuite des champs magnétiques est importante quand la fente est plus grande.

Une troisième conclusion peut en être tirée: pour augmenter l'efficacité du blindage, l'utilisation des fentes plus courtes est souhaitable. Cela peut être assuré par l'utilisation des vis à des intervalles plus courts.

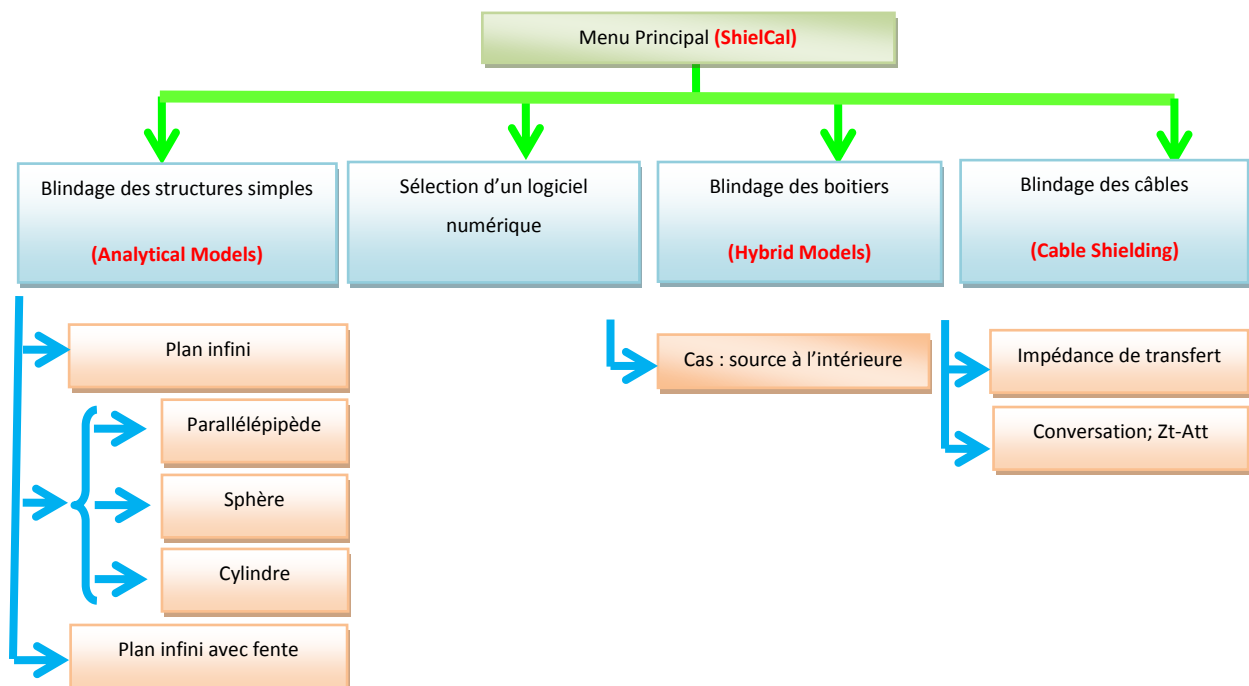
## IV.6 Outil développé pour le pré dimensionnement de l'efficacité du blindage magnétique

Pour capitaliser l'ensemble des travaux, nous avons réalisé une plateforme logicielle sous Matlab pour le pré dimensionnement du blindage basse fréquence. Nous présentons sur la Figure IV.32 l'outil développé.

Dans la première interface, l'outil regroupe toutes les approches analytiques vues dans le chapitre I et III. Pour calculer l'efficacité de blindage magnétique, nous prenons en considération les paramètres physiques et géométriques des blindages, la bande de fréquence, le type de la source et la distance entre la source et le blindage. Nous nous sommes intéressés à évaluer, en champ proche ou lointain, l'efficacité de blindage de différentes structures (plan infini, plan infini avec fente, sphère,...).

Dans cet outil, nous avons aussi intégré l'étude sur le choix d'un outil numérique pour le calcul de l'efficacité du blindage.

Suite à la demande de VALEO, nous avons aussi travaillé sur le calcul du blindage dans le câblage. Nous nous sommes focalisés sur le calcul de l'impédance de transfert ( $Z_t$ ) d'un câble blindé ainsi que son atténuation (Att). L'impédance de transfert est calculée en utilisant différents modèles analytiques (Schelkunoff, Kley, Tyni, et Demoulin) pour différentes structures de câblage (homogène, tressé, mixte).



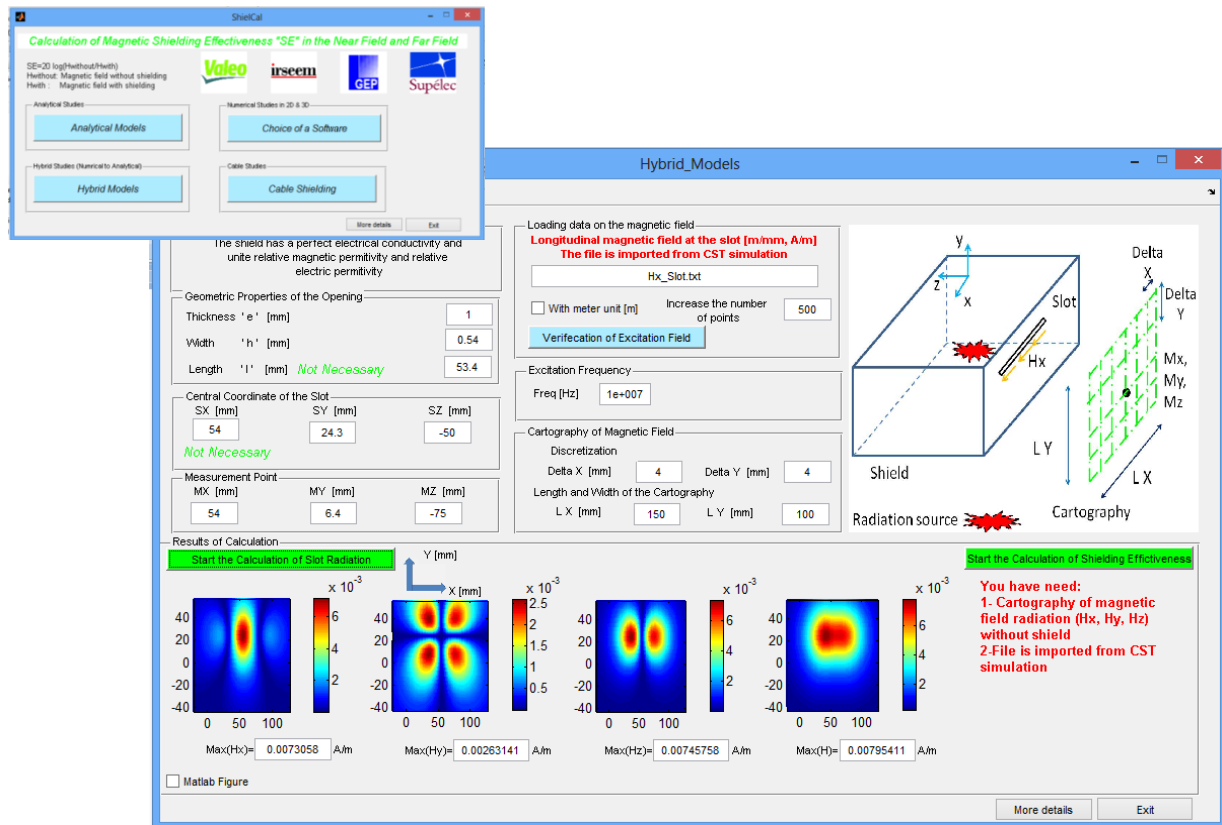


Figure IV.32 Outil développé et l'interface du modèle hybride

## IV.7 Conclusion

Ce dernier chapitre a été consacré à l'application des méthodes développées pour la prédiction de l'efficacité du blindage magnétique sur une application réelle.

Au cours de ce chapitre nous avons pu valider notre approche hybride pour le calcul de l'efficacité du blindage en confrontant les résultats de la modélisation aux résultats expérimentaux. Nous avons constaté quelques disparités. Cette différence peut être expliquée par les hypothèses simplificatrices ou par les erreurs de mesures. L'approche développée offre une alternative par rapport aux techniques purement numériques. Ces derniers posaient des contraintes de ressources informatiques et du temps de calcul importants.

Nous avons aussi réalisé une étude sur l'influence des ouvertures, des joints, des connexions et de la configuration de la source de rayonnement sur l'efficacité du blindage. Quelques solutions pour réduire le champ rayonné pour cette application industrielle ont été proposées.

*Conclusions Générales  
et Perspectives*

## Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire se sont focalisés sur l'étude des blindages magnétiques basse fréquence de boîtiers contenant des équipements d'électronique de puissance pour des applications VEHS. Généralement, les boîtiers sont équipés d'ouvertures et de fentes ce qui conduit à une dégradation des performances du blindage magnétique. Par conséquent, des problèmes de compatibilité électromagnétique peuvent apparaître et engendrer un dysfonctionnement des dispositifs se trouvant dans le voisinage. Compte tenu des enjeux économiques et les délais de développement, il est donc essentiel d'être capable de prédire les risques dans les phases en amont d'un projet, de comprendre les phénomènes physiques mis en jeu et de proposer des solutions pour réduire au maximum les perturbations électromagnétiques rayonnées en les confinant à l'intérieur du blindage. Ces travaux de thèse ont porté, à la fois, sur le développement de méthodes de modélisation pour la prédiction de l'efficacité du blindage magnétique basse fréquence en champ proche et sur l'élaboration de plusieurs bancs de mesure en basse fréquence permettant de valider l'ensemble des approches développées.

La tâche liée à la modélisation de ce type de problèmes n'est pas toujours facile à cause des différentes contraintes physiques et géométriques. Parmi ces contraintes, on peut citer par exemple la diffusion ou la non diffusion des champs dans les matériaux, la non-linéarité des matériaux magnétiques et la taille des structures (câbles, carrosserie, boîtiers avec ouvertures et fentes...). La prise en compte lors de la modélisation de l'ensemble de ces paramètres n'est pas toujours possible. Parfois, il est nécessaire de poser des hypothèses pour simplifier le modèle ce qui implique de négliger certains phénomènes physiques.

Pour ce travail de thèse, l'épaisseur de peau est considérée comme le paramètre le plus important pour étudier les performances du blindage. En analysant l'efficacité du blindage d'une enceinte métallique avec ouverture, les résultats numériques et ceux issus de la mesure ont montré que la courbe de l'efficacité du blindage peut être divisée en trois zones. La première zone où l'épaisseur de peau est supérieure à l'épaisseur du blindage, l'efficacité du blindage magnétique est contrôlée principalement par l'effet de diffusion. Dans la deuxième zone dans laquelle l'épaisseur de peau et du blindage sont de même ordre de grandeur, l'effet de la diffusion et celui de la fente sont combinés. Enfin, dans la dernière zone où l'épaisseur de peau est inférieure à l'épaisseur du blindage, l'effet des ouvertures est prépondérant par rapport celui de la diffusion.

Ces travaux ont également permis de montrer les limitations des logiciels électromagnétiques du commerce à modéliser des boîtiers à géométries complexes munies de fentes. Dans de nombreuses

situations (fentes minces ou présence de plaques métalliques de faible épaisseur) les contraintes de maillage de la plupart des outils de modélisation ne permettent pas de parvenir à une solution satisfaisante en un temps raisonnable et il devient nécessaire de développer des approches spécifiques.

Pour surmonter ce type de difficulté, une technique à base de moments dipolaires électriques et magnétiques est proposée. Le principe de cette méthode est basé sur la modélisation du champ électromagnétique diffracté par une fente et ayant comme sources des moments dipolaires équivalents. Ces derniers sont exprimés à partir des champs incidents et de la polarisabilité de la fente.

Pour évaluer l'efficacité de blindage, nous calculons tout d'abord les moments magnétiques au niveau de la fente, puis nous utilisons les expressions de rayonnement des dipôles électrique et magnétique pour déterminer le champ au point de mesure. Le champ magnétique total est la contribution de l'ensemble des dipôles magnétiques répartis le long de la fente.

Dans un premier temps, cette technique analytique à base de moment magnétique a été combinée avec une approche basée sur la méthode de lignes de transmissions pour prédire l'efficacité de blindage magnétique d'une enceinte large munie d'une fente électriquement courte. Il s'agit ici de tenir compte de l'effet de diffusion et de la fente. Cette technique a donné des bons résultats dans le cas de plans métalliques de dimensions infinies munis d'une fente électriquement courte. Elle a l'avantage de prédire l'efficacité du blindage en un temps de calcul très court et avec un espace mémoire très faible.

Cependant, la méthodologie développée est limitée par le rapport entre la longueur de la fente et celle du blindage. Pour se rapprocher des applications réelles, nous nous sommes intéressés à la généralisation de cette technique dans le cas de boîtiers et fentes de dimensions finies. Cela nous a conduits à développer d'autres approches dites « hybrides ». Ces approches combinent la méthode analytique basée sur les moments magnétiques et une méthode numérique (éléments finis). Il s'agit donc d'exploiter les propriétés attractives de chaque méthode à savoir :

- La souplesse de la méthode numérique pour les géométries complexes,
- La rapidité de calcul pour la méthode analytique.

Ces approches ont été appliquées pour prédire l'efficacité de blindage d'enceintes métalliques munies de fentes quelconques et quel que soit l'emplacement de la source de perturbation (intérieure ou extérieure au blindage). Les résultats de modélisation ont été validés expérimentalement sur des cas école et une application industrielle. Pour certaines configurations, nous avons obtenu des écarts notables entre la mesure et la modélisation. Cet écart n'est pas totalement expliqué. Il peut être dû à des erreurs de mesure ou à des hypothèses trop simplificatrices liées au modèle. Quoiqu'il en soit ces

résultats sont suffisants pour aider à la conception des systèmes électromagnétiques dans le domaine de l'automobile.

À l'issue de ce travail, nous pensons avoir contribué à répondre à des questions posées par le groupe VALEO en vue de minimiser le champ magnétique rayonné par les enceintes de systèmes d'électronique embarquée. Généralement pour les matériaux usuels tels que (cuivre, aluminium) l'efficacité du blindage augmente avec l'augmentation de la fréquence à cause de la non diffusion du champ dans le matériau (effet de peau). Malheureusement, la présence des fentes, même de faibles dimensions, engendre une dégradation de la performance du blindage. Il est donc recommandé de minimiser leur présence ou de diminuer leur taille en utilisant par exemple plusieurs connexions ou des joints conducteurs. La position de la source de bruit peut être considérée comme une solution pour augmenter l'efficacité du blindage, une valeur de 15 dB peut être atteinte sans agir sur l'architecture ou la nature du blindage. Cette solution mérite une maîtrise de la répartition des courants induits dans les parois de l'enceinte. Pour capitaliser les différentes techniques de modélisation développées, une plateforme logicielle sous Matlab pour le pré-dimensionnement du blindage basse fréquence a été conçue.

## **Perspectives**

Les approches développées dans ce travail ont été réalisées sous hypothèses afin de s'affranchir de certains problèmes liés à la fois à la modélisation et à la mesure. Le chemin reste encore long pour que ces travaux ne soient exploitables d'une manière générale pour résoudre des problèmes de blindage.

Plusieurs perspectives sont envisageables et représentent autant de sujets d'études à entreprendre :

- Cette étude constitue une première étape dans le calcul de l'efficacité de blindage basse fréquence car elle s'est limitée dans le cas d'une structure purement métallique et n'a pas pris en considération les aspects magnétiques qu'on peut retrouver réellement dans les applications automobiles.
- L'approche hybride développée ne modélise que la pénétration des champs magnétiques à travers les fentes (matériaux parfaitement conducteurs). Tenir compte de la diffusion rendra l'approche plus complète (matériaux avec les propriétés physiques réelles).
- L'approche hybride a permis de remplacer l'enceinte avec fente par un réseau de moments magnétiques. L'intégration de ce modèle dans une simulation à l'échelle système pourrait être intéressante en particulier lorsqu'il s'agira d'évaluer le champ magnétique à l'intérieur de l'habitacle d'un VEH.

- Ces travaux peuvent être complétés par la modélisation en électronique de puissance. L'objectif est de prendre en compte les formes d'ondes des courants électriques permettant d'évaluer les champs magnétiques rayonnés par les systèmes réels. Dans un premier temps, il sera nécessaire d'identifier les différents systèmes électriques à prendre en considération pour caractériser les différentes sources de perturbations. Une modélisation de l'ensemble de la chaîne sera nécessaire pour déterminer les zones où le champ magnétique est très important.
- Il serait également souhaitable de mettre en place des bancs de mesures normatifs pour mesurer le champ magnétique rayonné dans l'habitacle d'un VEH. D'une part, pour comparer les niveaux avec ceux des normes en vigueur et d'autre part pour valider nos modèles.





## *Références Bibliographiques*

## Références bibliographiques

- [Ahn-10]** S. Ahn, J. Pak, T. Song, H. Lee, J. G. Byun, D. Kang, C. S. Choi, E. Kim, J. Ryu, M. Kim, Y. Cha, Y. Chun, C. T. Rim, J. H. Yim, D. H. Cho, and J. Kim, "Low Frequency Electromagnetic Field Reduction Techniques for the On-Line Electric Vehicle (OLEV)," *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, pp. 625-630, Fort Lauderdale, 25-30 July 2010.
- [And-07]** J. P. Andretzko, "Contribution à l'optimisation et à la modélisation d'un banc de mesure CEM- Application à la caractérisation de l'immunité des stimulateurs cardiaques," Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, France, Octobre 2007.
- [And-12]** G. Andrieu, J. Panh, A. Reineix, P. Pélissou, C. Girard, X. Romeuf, and D. Schmitt, "Homogenization of Composite Panels From a Near-Field Magnetic Shielding Effectiveness Measurement," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 54, no.3, pp. 700-703, June 2012.
- [Ara-02]** R. Araneo, and S. Celozzi, "Exact Solution of the Low-Frequency Coplanar Loops Shielding Configuration," *IEE Proc.-Sci. Meas. Technol.*, vol. 149, no. 1, January 2002.
- [Ara-08]** R. Araneo, and G. Lovat, "An Efficient MoM Formulation for the Evaluation of the Shielding Effectiveness of Rectangular Enclosures With Thin and Thick Apertures," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 50, no. 2, pp. 294-304, May 2008.
- [Ara-09]** R. Araneo, and G. Lovat, "Fast MoM Analysis of the Shielding Effectiveness of Rectangular Enclosures With Apertures, Metal, Plates, and Conducting Objects," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 51, no. 2, pp. 274-283, May 2009.
- [Axf-82]** R. Axford, R. McCormack, and R. Mittra, "Evaluation of Applicability of Standard CW EMI/RFI Shielding Effectiveness Test Techniques to Assessment of EMP Hardness of Tactical Shelters," Technical Report M-307, United States Army Corps of Engineers, March 1982.
- [Aza-01]** R. Azaro, S. Caorsi, M. Donelli, and G. L. Gragnani, "Evaluation of the effects of an external incident electromagnetic wave on metallic enclosures with rectangular apertures," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 28, no. 5, pp. 289-293, March 2001.
- [Bag]** <http://www.bag.admin.ch/themen/strahlung/00053/00673/02377/index.html?lang=fr>
- [Bal-05]** C.A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. A John Wiley & Sons, Inc, Wiley-Interscience, USA, 2005.
- [Bel-09]** F. T. Belkacem, A. Boutar, M. Bensetti, F. Duval, M. Djennah, and B. Mazari, "The analytical and numerical evaluation versus experimented of electromagnetic shielding effectiveness of a rectangular enclosure with aperture," *19th soft magnetic materials conference*, Torino, Italy, 6-9 September 2009.
- [Bel-12]** T. F. Belkacem, "Modélisation Numérique et Mesures Expérimentales de l'Interaction Electromagnétique entre une Enceinte conductrice alvéolée et une source extérieure isolée," Thèse de doctorat, École Militaire Polytechnique, Algérie, 2012.
- [Bet-44]** H. A. Bethe, "Theory of diffraction by small holes," *The Physical Review*, vol. 66, pp. 163-182, October 1944.
- [BMW-11]** BMW Equipment Specification, "Environment Specifications of Electric and Electronic Equipments EMC Characteristics," Symphony-emc-V1.2 (BMW), 2011.
- [Bun-10]** X. Bunlon, and S. Deheuvels, "Etude CEM d'un véhicule automobile par simulation: exemple d'état de l'art industriel, perspectives," *15 Colloque Inter. et Exposition sur la*

- Compatibilité Electromagnétique*, Limoges, France, 7-9 Avril 2010.
- [But-76]** C. M. Butler, D. R. Wilton, K. F. Casey, S. K. Cheng, F. M. Tesche, and J. K. Liu, "Selected Topics in EMP Interaction," Note 339, University of Mississippi, August 1976.
- [But-80]** C. M. Butler, "Dipole Moment Approximation and Polarizabilities," EMP Interaction Principles Techniques and Reference Data, Air Force Weapons Lab, December 1980.
- [Cel-08]** S. Celozzi, R. Araneo, G. Lovat, *Electromagnetic Shielding*. A John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, Canada, 2008.
- [Cha-02]** C. C. Chan, "The State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 2, February 2002.
- [Coc-02]** J.-L. Cocquerelle, et C. Pasquier, *Rayonnement électromagnétique des convertisseurs à découpage : Approche simplifiée par le concept des îlots rayonnants*. EDP Sciences, France, 2002.
- [Col-12]** C. Verneau, "Systèmes embarqués pour l'automobile: une nouvelle dynamique pour accélérer l'innovation dans la filière électronique automobile," Dossier de presse, CEA, France, Septembre 2012.
- [Com]** <http://www.comsol.com/support/newfeatures/4.0a/>
- [CST-03]** CST MICROWAVE STUDIO®, CST MWS version 5 getting started. 2003.
- [CST-12-a]** CST STUDIO SUITE 2012-Getting Started, installation, Modeling, Post-Processing.
- [CST-12-b]** CST MICROWAVE STUDIO 2012, Workflow & Solver Overview.
- [CST-14]** <http://www.cst.com>
- [Dav-05]** D B. Davidson, *Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering*, Cambridge University Press, New York, USA, 2005.
- [Elf-10]** K. El Fellous, "Contribution à l'élaboration d'une méthode d'analyse reposant sur une approche « équivalent circuit » pour l'étude de la pénétration d'ondes électromagnétiques dans une cavité," Thèse de doctorat, Université de Limoges, Janvier 2010.
- [Eva-97]** R. W. Evans, "Design Guidelines for Shielding Effectiveness, Current Carrying Capability, and the Enhancement of Conductivity of Composite Materials," NASA Contractor Report 4784, Marshall Space Flight Center, August 1997.
- [Fai-10]** P. Fairley, "Will Electric Vehicles Finally Succeed?," *Technology review*, January/February 2011.
- [Fen-05]** C. Feng, and Z. Shen, "A Hybrid FD-MoM Technique for Predicting Shielding Effectiveness of Metallic Enclosures With Apertures, " *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, no. 3, pp. 456-462, August 2005.
- [Fer-11]** P. Fernandez-lopez, "Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM," Thèse de doctorat, Université de Rouen, France, Janvier 2011.
- [Flu-05]** Flux® 9.10 *Application 3D, Guide d'utilisation*, Volume 5, Applications physiques, CEDRAT, Mars 2005.
- [Flu-09-a]** Flux® 10, Guide d'utilisation, Volume 1, Outils généraux, CEDRAT, juin 2009.
- [Flu-09-b]** Flux® 10, Guide d'utilisation, Volume 3, Les applications physiques, CEDRAT, juin 2009.
- [Fri-13-a]** A. Frikha, M. Bensetti, F. Duval, F. Lafon, and L. Pichon, " Modeling of the Shielding Effectiveness of Enclosures in Near Field at Low Frequencies ", *Inter. Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA'13)*, Torino, Italy, 9-13 September 2013.

- [Fri-13-b]** A. Frikha, M. Bensetti, H. Boulzazen, and F. Duval, "Influence of PCB and Connections on the Electromagnetic Conducted Emissions for Electric or Hybrid Vehicle Application," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 5, pp. 1-4, May 2013.
- [Fri-14-a]** A. Frikha, M. Bensetti, F. Duval, F. Lafon, and L. Pichon, "Prediction of the Shielding Effectiveness at Low Frequency in Near Magnetic Field," *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* 66: 10904, April 2004.
- [Fri-14-b]** A. Frikha, M. Bensetti, F. Duval, F. Lafon et L. Pichon, "Effet des joints sur l'efficacité de blindage magnétique basse fréquence," *17ème Colloque Inter. et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2014)*, Clermont-Ferrand, France, 1-3 Juillet 2014.
- [Fue-08]** M. A. Fuentes, A. Trakic, S. J. Wilson, and S. Crozier, "Analysis and Measurements of Magnetic Field Exposures for Healthcare Workers in Selected MR Environments," *IEEE Trans. Biomed. Engineering.*, vol. 55, no. 4, pp. 1355-1364, April 2008.
- [Gen-08]** J. Genoulaz, "Contribution a l'Etude du Rayonnement des Câbles Soumis aux Signaux de l'Electronique de Puissance dans un Environnement Aéronautique," Thèse de doctorat, l'université des sciences et technologie de Lille, France, Octobre 2008.
- [Gui-12]** P. Le Guilly, "Rapport d'essais: Qualification CEM," Laboratoire CEM-GEEDS (Valeo), France, 2012.
- [Hal-10]** M. N. Halgamuge, C D. Abeyrathne and P. Mendis, "Measurement and Analysis of Electromagnetic Fields From Trams, Trains and Hybrid Cars," *Radiation Protection Dosimetry*, vol. 141, no. 3, pp. 255–268, 16 Jun 2010.
- [Hel-04]** A. Heldring, and J. M Rius, "The Thin model for thick and highly Curved Wire Structures," *IEEE Inter. Symp. on Antennas and Propagation*, pp. 4072-4075, 20-25 June 2004.
- [Hoe-89]** L. O. Hoeft, T. M. Salas, J. S. Hofstra, and W. D. Prather, "Predicted shielding effectiveness of apertures in large enclosures as measured by MIL-STD-285 and other methods," *IEEE National Symp. on Electromagn. Compat.*, pp. 377-379, Denver, CO, 23-25 May 1989.
- [ICN-10]** "Guidelines for limiting exposure to time varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz)," *Inter. Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, Health Physics*, vo. 99, no 6, December 2010.
- [ICN-98]** "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz)," *Inter. Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, Health Physics*, April 1998.
- [IEE-97]** IEEE STD 299-1997, "IEEE Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures," *IEEE Standards Board*, New York, USA, 1998.
- [Ind]** <http://www.industrie-techno.com/>
- [Jet-08]** C. Jettanasen, "Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aéronautique; optimisation du filtrage," Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, France, 2008.
- [Kar-10]** E. Karabetsos, E. Kalampaliki, G. Tsanidis, D. Koutounidis, N. Skamnakis, T. Kyritsi, and A. Yalofas, "EMF Measurements in Hybrid Technology Cars," *Proceedings of 6th Inter. Workshop on Biological Effects of Electromagnetic Fields*, Istanbul. October 2010.
- [Kes-11]** A. Keshtkar, A. Maghoul and A. Kalantarnia, "Magnetic Shield Effectiveness in Low Frequency," *Inter. Journal of Computer and Electrical Engineering*, vol. 3, no. 4, pp. 507-

- 513, August 2011.
- [Kli-09]** M. Klingler, "Modeling and Simulation of Powertrains for Electric and Hybrid Vehicles," *IEEE Inter. Symp. on Electromagnetic Compatibility*, Austin, 17-21 August 2009.
- [Kno-00]** H.E. Knoepfel, *Magnetic fields, A Comprehensive Theoretical Treatise for Practical Use*. ISBN 0-471-32205-9, Jon Wiley & sons, Inc, Canada, 2000.
- [Li-04]** L. Li, "Analysis and Mitigation of Electromagnetic Noise in Resonant Cavities and Apertures," Doctoral thesis, University of Maryland, USA, 2004.
- [Los-11]** O. Losito, V. Dimiccoli, and D. Barletta, "Low frequency Shielding Improvement by Multilayer Design," *Proc. of the 10th Int. Symp. on Electromagn Compat., (EMC Europe 2011)*, York, UK, 26-30 September 2011.
- [Mai-07]** Maitrise de la CEM, "*Fondamentaux physiques et technique de la CEM*," Référentiels DUNOD, Partie 2, Octobre 2007.
- [Mar-03]** T. Martin, M. Backstrom, and J. Loren, "Semi-Empirical Modeling of Apertures for Shielding Effectiveness Simulations," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 45, no. 2, pp. 229-237, May 2003.
- [Max-09]** Maxwell 2D, "*user's guide – Maxwell2D*," Ansoft, USA, January 2009.
- [Max-10]** Maxwell® 14.0.0, Maxwell Online Help, 2010.
- [Mel-77]** F. De Meulenaere, and J. Van Bladel, "Polarizability of Some Small Apertures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 25, no.2, pp. 198-205, March 1977.
- [Mes-07]** V. Mester, "Conception Optimale Systémique des Composantes des Chaines de Traction Electrique," Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2007.
- [Meu-08]** G. Meunier, *The finite element method for electromagnetic modeling*. ISTE Ltd and Wiley & Sons, Inc. London, 2008.
- [Mon-73]** R. L. Monroe, "EMP Shielding effectiveness and MIL-STD 285," U. S. Army Safeguard System Command, July 1973.
- [Mon-85]** R. L. Monroe, "A Theory of Electromagnetic Shielding with Applications to MIL-STD-285, IEEE-299 and EMP Simulation," U.S. Army Electron Mca Research and Development Command Harry Diamond Laboratories, February 1985.
- [Mul-12]** J L. Muller, "Contribution à la modélisation de courts circuits entre tôles dans les stators de turboalternateurs," Thèse de doctorat, Université de Lille 1, France, Mai 2012.
- [Nex]** <http://www.next-up.org/Newsoftheworld/Toyota.php>
- [Ott-09]** H. W. Ott, *Electromagnetic compatibility engineering*. A John wiley & Sons, Inc, Wiley-Interscience, USA, 2009.
- [Ozg-12]** O. Ozge, C. Guerin, et S. Benhassine, "Simulations CEM de la Carrosserie des Véhicules en utilisant les Régions Minces EF Couplées au Circuit," *16ème Colloque Inter. sur la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM 2012)*, Rouen, 25-27 Avril 2012.
- [Pau-06]** C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. A John Wiley & Sons, Inc, Wiley-Interscience, New York, 2006.
- [Pou-08]** D. Pouhè and G. Monich, "Assessments of Shielding Effectiveness of Gaskets by Means of the Modified Bethe's Coupling Theory," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 50, no. 2, pp.305-315, May 2008.
- [PSA-08]** PSA PEUGEOT-CITROËN, Normes véhicules, "Spécifications d'Environnement des Equipements Electriques et Electroniques Caractéristiques Electriques," B21 7110, 2008.
- [Rac-05]** F. Rachidi, "Blindage," Notes de cours, Compatibilités électromagnétique," École

- Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [Ram-11]** A. Ramanujan, "Development of Automated Frequency and Time Domain Radiated Electromagnetic Emission Models for Microelectronic applications", Thèse de Doctoral, Université de Rouen, France, Juin 2011.
- [Rec-99]** "Recommandation du Conseil du 12 juillet 1999 relative à la limitation de l'exposition du public aux champs électromagnétiques (de 0 Hz à 300 GHz)," (1999/519/CE), Journal officiel des communautés européennes, juillet 1999.
- [Rob-96]** M. P. Robinson, J. D. Turner, D. W. P. Thomas, J. F. Dawson, M. D. Ganley, A. C. Marvin, S. J. Porter, T. M. Benson, and C. Christopoulos, "Shielding effectiveness of a rectangular enclosure with a rectangular aperture," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 17, pp. 1559–1560, 1996.
- [Rob-98]** M. P. Robinson, T. M. Benson, C. Christopoulos, J. F. Dawson, M. D. Ganley, A. C. Marvin, S. J. Porter, and D. W. P. Thomas, "Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 40, pp. 240-248, August 1998.
- [Roh-11]** Rohde & Schwarz, EMV-Schwachstellenaufspüren.
- [Rud]** A. Ruddle, "TLM simulation of Human Exposure to 400 MHz Electromagnetic Fields Inside a Car," Automotive engineering specialists, MIRA.
- [Rud-05]** A. Ruddle, "Modeling Electromagnetic Field Exposure and SAR in Vehicle Due to On-Board Transmitters," *16th Zurich EMC Symp*, 14-18 February 2005.
- [Sch-14]** SCHWARZBECK MESS – ELEKTRONIK, "Feldspule FESP 5132, Radiating Loop FESP 5132," An der Klinge 29 D-69250 Schönau, 2014.
- [Sha-14]** H. Shall, "Modélisation 3D des émissions rayonnées et étude des couplages entre composants et interconnexions," Thèse de doctoral, Université de Rouen, France, Avril 2014.
- [Sil-11]** F. Silva, and M. Aragon, "Electromagnetic Interferences from Electric/Hybrid Vehicles," *General Assembly and Scientific Symposium, URSI*, Istanbul, 13-20 August. 2011
- [Soy-11]** S. Soylyu, "Electric vehicles modeling and simulations," InTech, Rijeka, Croatia, August 2011.
- [Sta-06]** R. H. Staunton, C. W. Ayers, L. D. Marlino, and J. N. Chiasson, "Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System," Oak Ridge National Laboratory, May 2006.
- [Sta-11]** P. Staebler, et A. Azoulay, "Compatibilité électromagnétique et exposition des personnes aux champs électromagnétiques : Similitudes et différences," *16ème Colloque Inter. sur la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM 2012)*, Rouen, 25-27 Avril 2012.
- [Str-41]** J. A. Stratton, *Electromagnetic Theory*. McGraw-Hill Book Company, Inc, New York, 1941.
- [Szu-11]** A. Szumanowski, "Energy Distribution in Plug in Hybrid Electric Vehicle Power Trains," *Proc. of the 2011 Inter. Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, Torremolinos (Málaga), Spain, May 2011.
- [Tak-09]** A. Takacs, M. Huard, S. Kessler, G. A. Chakam, and E. Lardjane, "Estimation of Magnetic Field Coverage inside the Car for Passive Access System Entry," *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, Rome, Italy, 2009.

- [Tap-08]** S. Tapigue, M. Klingler, P. Besnier, et M. Drissi, "Analyse des résonances dans une structure métallique – de la cavité électromagnétique parfaite a la cavité véhicule," Symp. CEM, pp 313 - 314, Paris, France, May 2008.
- [Tay-73]** C. D. Taylor, "Electromagnetic Pulse Penetration Through Small Apertures," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. E.M G-15, no. 1, February 1973.
- [War-89]** L.K. Warne, T.E. Koontz, and K. C. Chen," Equivalent Polarizabilities of Apertures with Depth," Sandia National Laboratories, Albuquerque, March 1989.
- [Zha-10]** X. Zhang, W. Zhang, and X. Cui, "Research on shielding effectiveness of enclosure with apertures, " *Asia-Pacific Inter. Symp. on Electromagnetic Compatibility*, Beijing, China, 12 – 16 April 2010.
- [Zho-13]** A. Zhou, "Modèles de composants passifs et couplage électromagnétique pour filtres HF de puissance – Optimisation du placement," Thèse de doctorat, Université Claude Bernard, Lyon 1, France, 2013.
- [Zhu-07]** Y. Zhu, "Modélisation simplifiée et méthodologie d'intégration des faisceaux électriques dans les simulations numériques pour des applications de pré-dimensionnement CEM en avance de phase," Thèse de doctorat, Université Blaise Pascal, France, Novembre 2007.





*Annexes*

## Annexe A

Considérons une plaque conductrice de dimensions infinies, de conductivité électrique ( $\sigma$ ), de permittivité électrique ( $\epsilon$ ), de perméabilité magnétique ( $\mu$ ) et d'épaisseur finie ( $t$ ). Cette plaque est excitée par une onde plane uniforme (Figure A. 1).

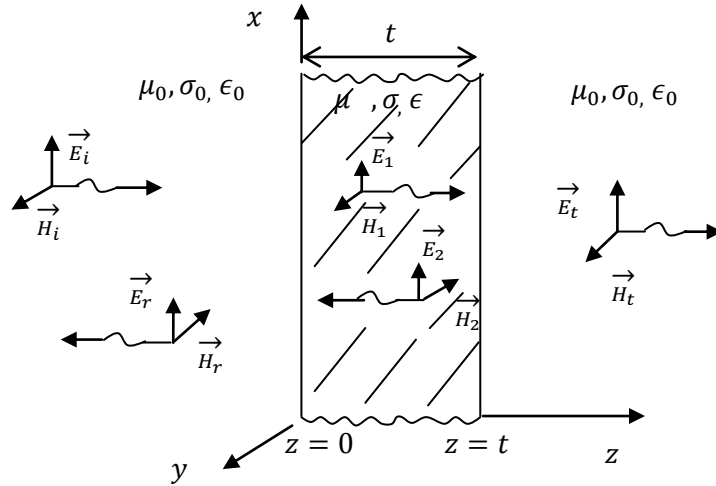


Figure A. 1 Blindage d'une barrière conductrice excitée par une onde plane

### A.1. Méthode exacte pour déterminer l'efficacité du blindage

L'expression (A. 1) donne l'efficacité du blindage de la plaque [Pau-06].

$$SE_{dB} = 20 \log \left( \frac{E_i}{E_t} \right) = 20 \log \left( \frac{(\eta_0 + \eta)^2}{4\eta_0\eta} \left[ 1 - \left( \frac{\eta_0 - \eta}{\eta_0 + \eta} \right)^2 e^{-2t/\delta} e^{-j2\beta t} \right] e^{t/\delta} e^{j\beta t} e^{-j\beta_0 t} \right) \quad (\text{A. 1})$$

Où  $\beta_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$  est la constante de phase dans l'espace libre.

$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$  est l'impédance intrinsèque dans l'espace libre.

$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} = \alpha + j\beta$  est la constante de phase dans le blindage.

$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}$  est l'impédance intrinsèque du blindage.

$\delta$  est l'épaisseur de peau.

On suppose que :

1- La plaque est conductrice, par conséquent son impédance intrinsèque est beaucoup plus faible que celle de l'air:

$$\eta \ll \eta_0 \rightarrow \frac{\eta_0 - \eta}{\eta_0 + \eta} \approx 1 \quad (\text{A. 2})$$

2- L'épaisseur de peau ( $\delta$ ) est beaucoup plus petite que l'épaisseur de la plaque ( $t$ ). Donc :

$$\begin{aligned} e^{-\gamma t} &= e^{-\alpha \cdot t} \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot t} \\ &= e^{-t/\delta} \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot t} \ll 1 \end{aligned} \quad (\text{A. 3})$$

En remplaçant ces deux équations dans le résultat exact (A. 1) et en prenant le logarithme pour exprimer l'efficacité du blindage en dB, on obtient :

$$SE_{dB} = 20 \log \left| \frac{\eta_0}{4\eta} \right| + 20 \log \left( e^{\frac{t}{\delta}} \right) + M_{dB} \quad (\text{A. 4})$$

Les pertes par réflexion :

$$R_{dB} \approx 20 \cdot \log \left| \frac{\eta_0}{4\eta} \right| \quad (\text{A. 5})$$

Les pertes par absorption :

$$A_{dB} \approx 20 \cdot \log \left( e^{t/\delta} \right) \quad (\text{A. 6})$$

Les pertes par réflexions multiples sont données par l'équation ci dessous :

$$M_{dB} = 20 \log \left| 1 - \left( \frac{\eta_0 - \eta}{\eta_0 + \eta} \right)^2 e^{-2t/\delta} e^{-j2\beta t} \right| \cong 20 \log \left| 1 - e^{-2t/\delta} e^{-2j\beta t} \right| \quad (\text{A. 7})$$

Ce terme peut être négligé pour un bon conducteur ( $t \gg \delta$ ). Si ( $t$ ) a une valeur comparable à celle de ( $\delta$ ),  $M_{dB} = 0$ . Mais pour  $t \ll \delta$ ,  $M_{dB} < 0$ , l'efficacité de blindage est réduite.

## A.2. Méthode approximative pour le calcul de SE

La solution a été obtenue dans le cas d'un bon conducteur en supposant que l'épaisseur du blindage est plus grande que l'épaisseur de peau à la fréquence de l'onde incidente ( $t \gg \delta$ ). L'idée est de calculer les différentes pertes d'une manière indépendante [Pau-06].

### A.2.1. Perte par réflexions

Ces pertes sont calculées sous l'hypothèse : le blindage a une épaisseur infinie:

$$\frac{\hat{E}_1}{\hat{E}_i} \approx \frac{2\eta}{\eta_0 + \eta} \quad (\text{A. 8})$$

De la même façon pour l'interface gauche :

$$\frac{\hat{E}_t}{\hat{E}_1} \approx \frac{2\eta_0}{\eta_0 + \eta} \quad (\text{A. 9})$$

En l'absence d'atténuation :

$$\frac{\hat{E}_t}{\hat{E}_1} \approx \frac{4 \eta_0 \hat{\eta}}{(\eta_0 + \hat{\eta})^2} \quad (\text{A. 10})$$

Les pertes par réflexions sont données par l'expression (A. 11) et par une expression simplifiée (A. 12):

$$R_{dB} = 20 \log \left| \frac{\hat{E}_i}{\hat{E}_t} \right| \cong 20 \log \left| \frac{\eta_0}{4 \hat{\eta}} \right| \quad (\text{A. 11})$$

$$R_{dB} = 168 + 10 \log \left( \frac{\sigma_r}{\mu_r f} \right) \quad (\text{A. 12})$$

$\sigma_r$  est la conductivité relative du blindage par rapport à celle du cuivre :  $\sigma = \sigma_r \cdot \sigma_{Cu}$

### A.2.2. Perte par absorption

Elle ne dépend pas de la nature du champ (proche ou lointain). Par contre elle est liée aux caractéristiques du matériau (épaisseur, conductivité électrique, perméabilité magnétique, et éventuellement la constante diélectrique) et de la fréquence.

Dans ce type de pertes, l'évaluation de l'épaisseur de peau (équation (A. 13)) est importante car la densité de courant perd 63 % de sa valeur pour chaque épaisseur de peau franchie. Le Tableau A. 1 donne la valeur de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence pour différents matériaux.

$$\delta = 1 / (\sqrt{\pi f \mu \sigma}) \quad (\text{A. 13})$$

Métal	$\sigma_r$	$\mu_r$	$\delta$			
			60 Hz	10 kHz	1 MHz	100 MHz
Cuivre	1	1	8.5 mm	0.66 mm	0.066 mm	6.6 $\mu$ m
Aluminium	0.6	1	11 mm	0.85 mm	0.085 mm	8.5 $\mu$ m
Acier laminé	0.16	200	1.4 mm	0.14 mm	0.1 mm	16 $\mu$ m
Mu métal	0.028	20000 à 60000	0.34 mm	0.058 mm	0.058 mm	40 $\mu$ m

Tableau A. 1 Epaisseur de peau pour différents matériaux

Les pertes par absorption sont données par l'expression (A. 14).

$$A_{dB} = 20 \log e^{t/\delta} \quad (\text{A. 14})$$

L'expression (A. 14) peut être simplifiée en introduisant l'expression (A. 13) de l'épaisseur de peau. Les pertes par absorption sont données par l'expression (A. 15).

$$A_{dB} = 131.4 t \sqrt{f \mu_r \sigma_r} \quad (\text{A. 15})$$

Les pertes par absorption comme indiqué dans le Tableau A. 2 croient avec l'augmentation de :

- ✓  $\sigma_r \times \mu_r$  d'où l'intérêt des matériaux magnétiques puisque en général le produit  $\sigma_r \times \mu_r$  est supérieure à 1,
- ✓ l'épaisseur du blindage,
- ✓ la fréquence d'excitation.

Epaisseur (mm)	Cuivre			Aluminium			Acier*			Penture au cuivre $\sigma_r=0.04$
	0.01	0.1	1	0.01	0.1	1	0.01	0.1	1	0.05
30 MHz	7	70	700	5.2	52	520	3	28	230	7
100 MHz	13	130	>1000	0.5	65	950	5	50	500	13
300 MHz	22	220	>1000	17	170	>1000	9	88	880	22

\* : La décroissance de la perméabilité magnétique en fonction de la fréquence a été pris en compte

**Tableau A. 2 Pertes par absorption pour différents matériaux**

Les pertes par absorption peuvent exprimées en fonction de l'épaisseur du blindage et de l'épaisseur de peau. Ceci illustre l'importance des deux paramètres sur l'évolution de ce type des pertes. On note que les pertes par absorption sont en fonction de  $\sigma_r \times \mu_r$  tandis que les pertes par réflexions sont proportionnelles au  $\sigma_r/\mu_r$ .

### A.2.3. Perte par réflexions multiples

Pour bien quantifier l'efficacité de blindage, un terme correctif dû aux réflexions secondaires doit être pris en compte. Dans le cas où  $t < \delta$ , l'absorption n'est pas suffisante pour négliger l'effet des réflexions multiples, ils sont à l'origine d'une seconde, voire d'une troisième émergence du champ (Figure A. 2). Cette correction est une fonction des pertes par absorption (Tableau A. 3) [Mai-07]

A (dB)	1	2	3	5	7	10	>10
M (dB)	14	9	6	4	2	1	→0

**Tableau A. 3 Perte par absorption en fonction du perte par réflexions multiples**

Si l'épaisseur de la plaque est comparable à celle de l'épaisseur de peau, ces réflexions deviennent importantes et particulièrement en champs magnétiques. Le champ électrique transmis est la somme des champs primaires et secondaires transmis à l'interface droite (équation (A. 16)) Le champ transmis est donné par l'expression (A. 18)

$$\hat{E}_t = \hat{E}_{t1} + \hat{E}_{t2} + \hat{E}_{t3} + \dots \quad (\text{A. 16})$$

$$\hat{E}_t = \hat{E}_{t1}(1 + \Delta^2 + \Delta^4 + \dots) \quad (\text{A. 17})$$

$$\hat{E}_t = \hat{E}_{t1}/(1 - \Delta^2) \quad (\text{A. 18})$$

Avec  $\Delta = \left( \frac{\eta_0 - \hat{\eta}}{\eta_0 + \hat{\eta}} \right) e^{-\hat{\gamma}.t}$

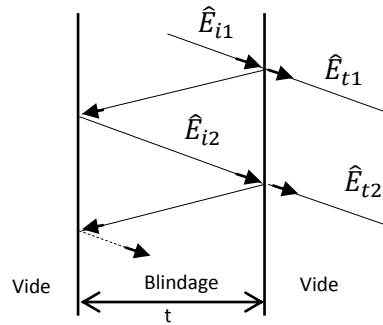


Figure A. 2 Les réflexions multiples dans un blindage EM

Les pertes par réflexions multiples sont données par l'équation ci dessous:

$$M_{dB} = 20 \log \left| 1 - \left( \frac{\eta_0 - \hat{\eta}}{\eta_0 + \hat{\eta}} \right)^2 e^{-2\hat{\gamma}.t} \right| \quad (\text{A. 19})$$

## Annexe B

En complément des résultats obtenus sur l'étude comparative entre les outils de simulation (chapitre II), nous présentons dans la suite l'évolution du champ magnétique sur les chemins définies dans la Figure II. 4.

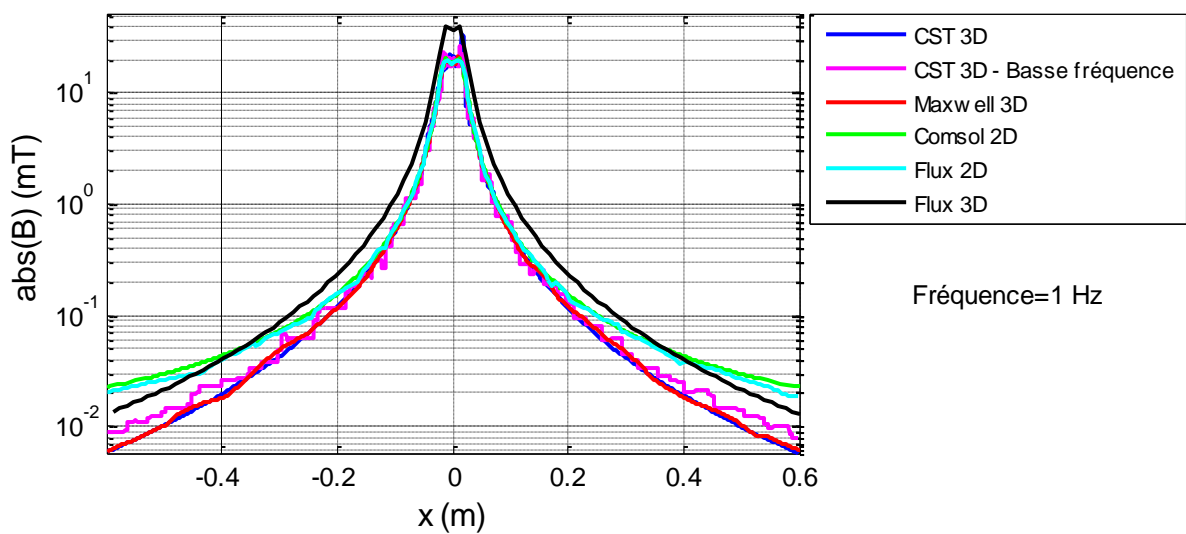
### B.1. Plan de masse avec propriétés arbitraires

Le plan de masse a une conductivité électrique de 1000 S/m et une perméabilité relative de 1.

Les résultats de la variation du champ magnétique sur les chemins 1 et 3 sont représentés sur la Figure B.

2. Ces résultats montrent que :

- En absence du plan de masse, la modélisation de la structure est assurée par les différents logiciels.
- En tenant compte du plan de masse, une convergence des résultats a été obtenue. Cela est dû à l'épaisseur de peau qui est beaucoup plus importante que l'épaisseur du plan. L'épaisseur de peau vaut 5.033 mm à 10 MHz.





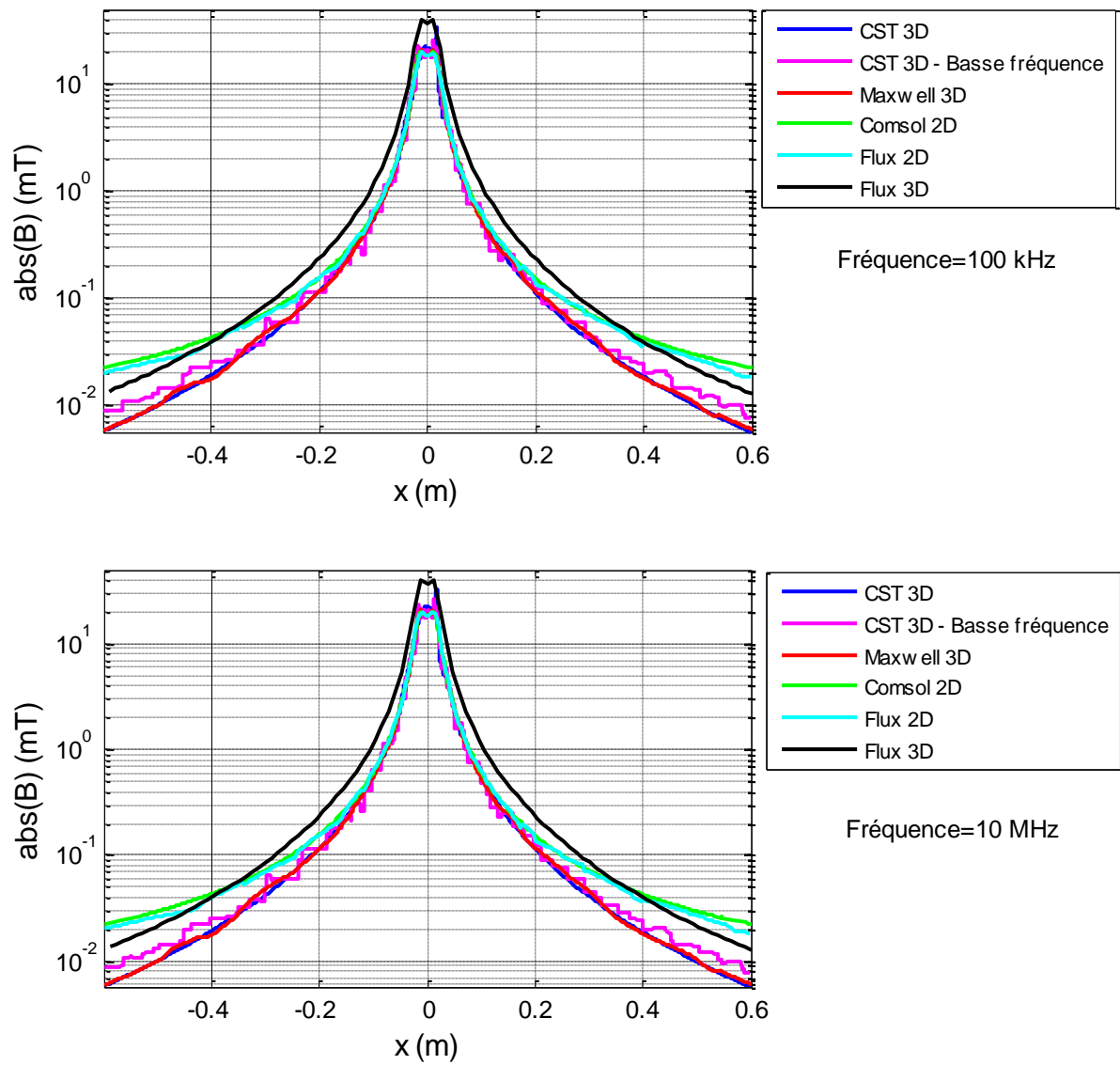


Figure B. 1 Champ magnétique: propriétés physiques arbitraires en absence du plan de masse (chemin 3)

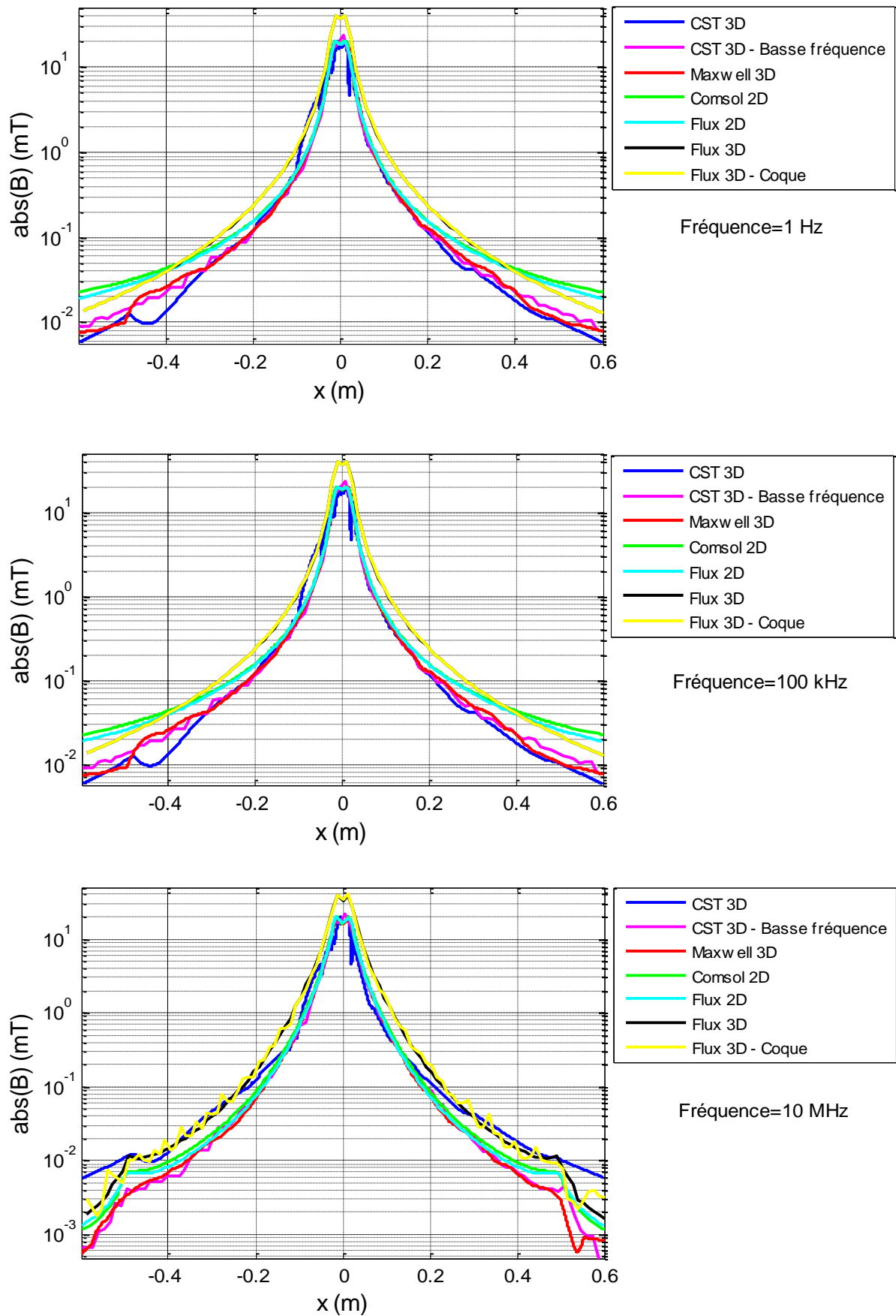
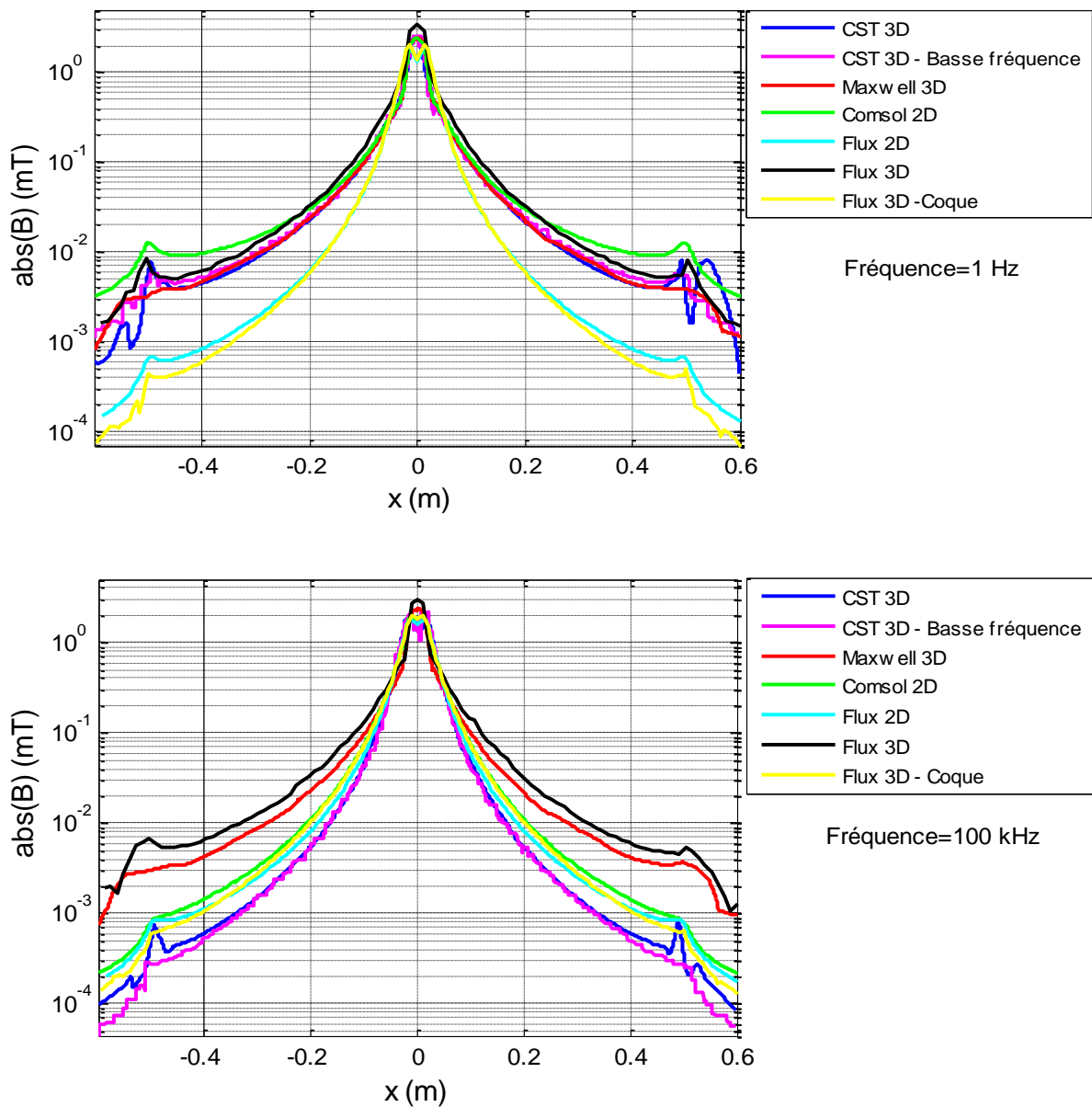


Figure B. 2Champ magnétique : propriétés physiques arbitraires en présence du plan de masse (Chemin 2)

## B.2. Structure avec propriétés réelles

En affectant des propriétés physiques réelles au plan de masse ( $\sigma= 11.2 \text{ MS/m}$ ,  $\mu_r= 4000$ ), les nouvelles propriétés donnent une épaisseur de peau inférieure à celui du plan de masse à partir de 5 Hz.

L'évolution des champs magnétiques sur le chemin 1 est représentée sur la Figure B. 3. Nous constatons une convergence entre certains outils de simulations.



## B.3. Etude de l'efficacité du blindage d'une enceinte métallique avec et sans ouverture

### B.3.1. Bobine émettrice

Nous avons utilisé une bobine rayonnante normative ayant les caractéristiques de la MIL STD 461E (Tableau B. 1) [PSA-08] [Sch]. Elle est utilisée pour le test normatif EQ/IR 02 (Immunité au champ magnétique basse fréquence dans la bande fréquentielle (20 Hz - 150 kHz)) [PSA-08].

Nous avons utilisé la bobine sur une large bande de fréquence (1 Hz -10 MHz). L'objectif est d'étudier le blindage magnétique d'un boîtier. Nous n'intéressons pas au test normatif.

Caractéristiques	
Nombre de spires	20
Diamètre de fil	2 mm
Courant maximal	20A, 5 min
Courant nominal	10 A continue
Champ magnétique maximal	1500 A/m, 5 min
Champ magnétique nominal	750 A/m continue
Champ magnétique à 50 mm pour 1 A	75.56 A/m
Diamètre de la boucle	120 mm
Bande de Fréquence	0 -150 kHz
Inductance	80 $\mu$ H
Resistance	0.3 $\Omega$

**Tableau B. 1**Caractéristiques de la bobine émettrice

### B.3.2. Bobine réceptrice

Dans cette étude, nous avons utilisé deux sondes :

- La première sonde couvre la bande (1 Hz – 200 kHz),
- La deuxième sonde couvre la bande (100 kHz - 10 MHz).

La première sonde a été développée dans notre laboratoire. Cependant, la deuxième sonde est une sonde de commerce de type Rohde & Schwarz. Les caractéristiques des deux sondes sont regroupées dans le Tableau B. 2.

Caractéristiques	Valeur	
	Bobine 1	Bobine 2
Bande de fréquence	1 Hz-200 kHz	100 kHz –10 MHz
Diamètre de la bobine	50 mm	60 mm
Epaisseur de la bobine t	2 mm	/
Largeur l	10 mm	/
Nombre de spires	200	/
Inductance DC	3 mH	/
Resistance DC	18 $\Omega$	/

**Tableau B. 2**Caractéristiques des bobines 1 & 2

La caractérisation de la première sonde est réalisée en utilisant un analyseur de réseau dans la bande fréquentielle (9 kHz-20 MHz). Les mesures ont été réalisées suivant deux méthodes (S12 série, S11). Les résultats ont montré une légère différence de l'évolution de l'impédance.

En utilisant l'outil développé à VALEO, un circuit électrique a été proposé pour cette bobine (Figure B. 4)

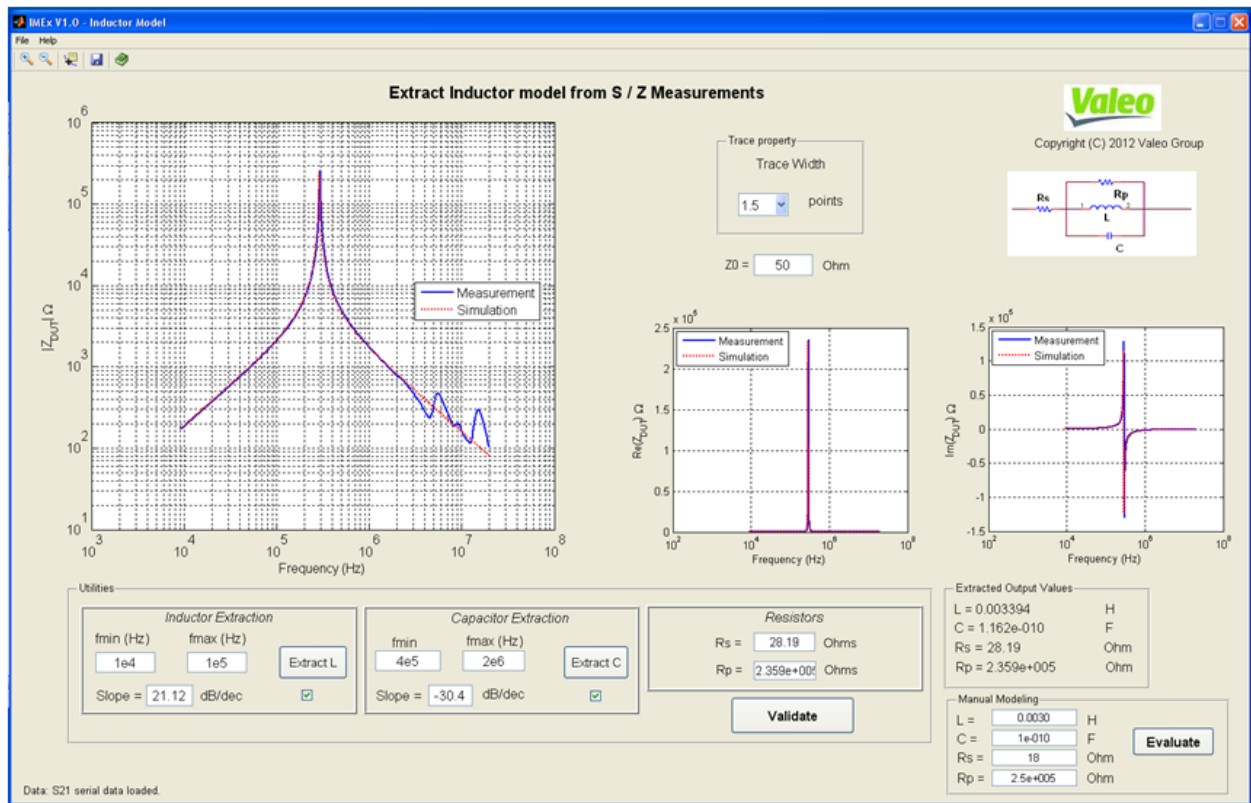


Figure B. 4 Caractérisation de la sonde 1 : mesure S12 série

La sonde commerciale utilisée dans la bande fréquentielle (100 kHz - 10 MHz) a un diamètre de 60 mm. Son facteur d'antenne est représenté sur la Figure B. 5 [Roh-11].

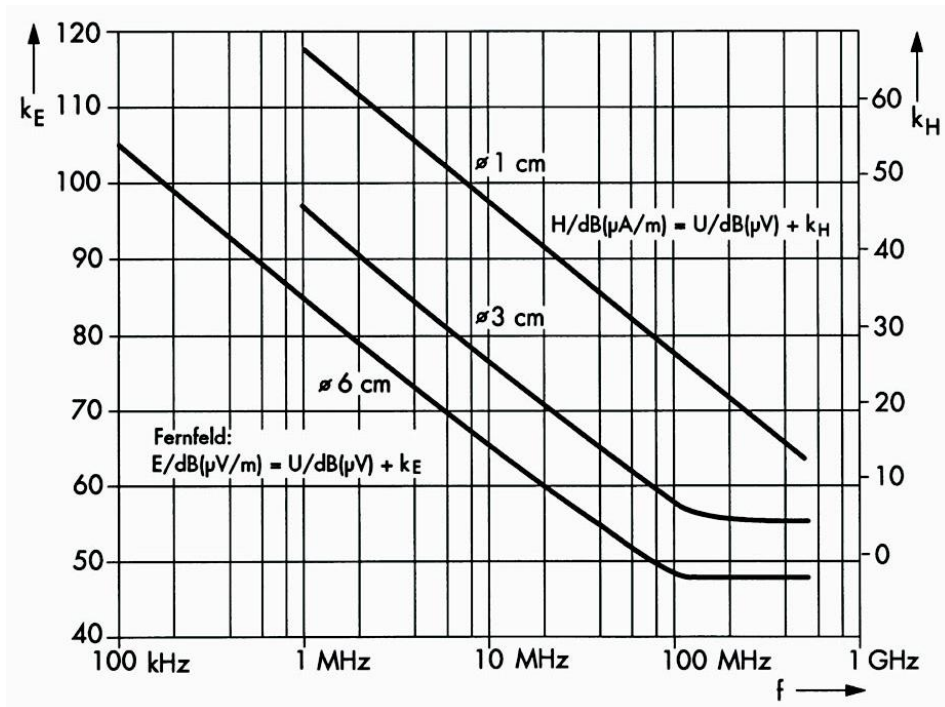


Figure B. 5 Facteur d'antenne de la sonde 2 [Roh-11]

## Annexe C

### C.1. Expression de rayonnement d'un moment électrique ou magnétique

Pour un dipôle électrique de moment  $\vec{p} = p_z \vec{z}$  et un dipôle magnétique de moment  $\vec{m} = m_x \vec{x} + m_y \vec{y}$ , tous deux situés à la façade (0 +) du plan en court-circuit, les champs électrique et magnétique rayonnés sont données par les expressions (C. 1) au (C. 6). Cela dans un repère cartésien [But-80] [Exf-82].

Le rayonnement est dans un espace uniforme caractérisée par sa permittivité électrique et sa perméabilité magnétique ( $\epsilon, \mu$ ).

Les composantes du champ électrique :

$$E_x = \frac{1}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ \frac{-p}{\epsilon} \frac{xz}{r^2} \left( k^2 - j \frac{3k}{r} - \frac{3}{r^2} \right) + \eta m_y \frac{z}{r} \left( k^2 - j \frac{k}{r} \right) \right\} \quad (\text{C. 1})$$

$$E_y = \frac{-1}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ \frac{p}{\epsilon} \frac{yz}{r^2} \left( k^2 - j \frac{3k}{r} - \frac{3}{r^2} \right) + \eta m_x \frac{z}{r} \left( k^2 - j \frac{k}{r} \right) \right\} \quad (\text{C. 2})$$

$$E_z = \frac{1}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ \frac{p}{\epsilon} \left[ \left( k^2 - j \frac{k}{r} - \frac{1}{r^2} \right) - \frac{z^2}{r^2} \left( k^2 - j \frac{3k}{r} - \frac{3}{r^2} \right) \right] + \frac{\eta}{r} (ym_x - xm_y) \left( k^2 - j \frac{k}{r} \right) \right\} \quad (\text{C. 3})$$

Les composantes du champ magnétique :

$$H_x = \frac{1}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ \frac{p}{\epsilon \eta} \frac{y}{r} \left( k^2 - j \frac{k}{r} \right) + m_x \left( k^2 - j \frac{k}{r} - \frac{1}{r^2} \right) - \frac{x}{r^2} (xm_x + ym_y) \left( k^2 - j \frac{3k}{r} - \frac{3}{r^2} \right) \right\} \quad (\text{C. 4})$$

$$H_y = \frac{1}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ \frac{-p}{\epsilon \eta} \frac{x}{r} \left( k^2 - j \frac{k}{r} \right) + m_y \left( k^2 - j \frac{k}{r} - \frac{1}{r^2} \right) - \frac{y}{r^2} (xm_x + ym_y) \left( k^2 - j \frac{3k}{r} - \frac{3}{r^2} \right) \right\} \quad (\text{C. 5})$$

$$H_z = \frac{-1}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ \frac{z}{r^2} (xm_x + ym_y) \left( k^2 - j \frac{3k}{r} - \frac{3}{r^2} \right) \right\} \quad (\text{C. 6})$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (\text{C. 7})$$

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$  : le nombre d'onde.  $\lambda$  : la longueur d'onde.

### C.2. Expression de rayonnement d'un dipôle magnétique

En coordonnées sphériques, le rayonnement d'un dipôle magnétique de surface (S) parcouru par un courant ( $I_0$ ) (Figure C. 1) est donné par les expressions (C. 8) à (C. 10) [Bal-05] [Mon-73] et en coordonnées cartésiennes par les expressions (C. 11) à (C. 13) [Ram-11].

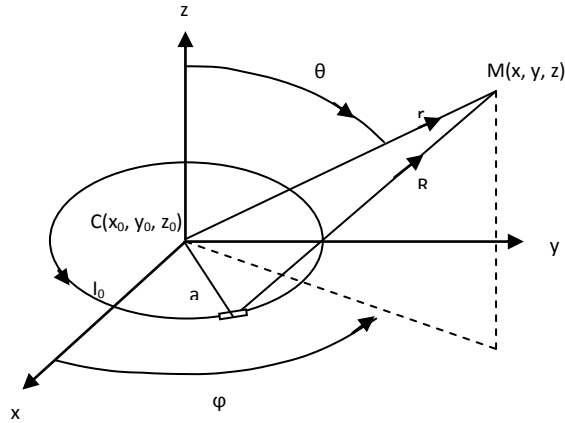


Figure C. 1 Dipôle magnétique

Les coordonnées du dipôle sont  $(x_0, y_0, z_0) = (0, 0, 0)$ .

En coordonnées sphériques

$$H_r = j \frac{ka^2 I_0 \cos(\theta)}{2r^2} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (\text{C. 8})$$

$$H_\theta = j \frac{(ka)^2 I_0 \sin(\theta)}{4r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (\text{C. 9})$$

$$H_\phi = 0 \quad (\text{C. 10})$$

En coordonnées cartésiennes

$$H_x = \frac{jSk}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R^4} I_0 (x - x_0)(z - z_0) \left( 3 + \frac{3}{jkR} + jkR \right) \quad (\text{C. 11})$$

$$H_y = \frac{jSk}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R^4} I_0 (y - y_0)(z - z_0) \left( 3 + \frac{3}{jkR} + jkR \right) \quad (\text{C. 12})$$

$$H_z = \frac{jSk^2}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} I_0 \left[ \frac{(z - z_0)^2}{R^2} \cdot \left( \frac{3}{kR} + \frac{3}{jk^2 R^2} + j \right) - \left( j + \frac{1}{kR} + \frac{1}{jk^2 R^2} \right) \right] \quad (\text{C. 13})$$

### C.1.5. Modèle de Taylor

Le modèle de Taylor [Koo-96] permet d'évaluer l'efficacité du blindage magnétique en supposant une répartition homogène du champ magnétique dans la fente. Il est montré que dans la bande (10 kHz - 1 MHz), la variation de l'efficacité du blindage magnétique avec la fréquence est très faible.

Nous calculons le champ magnétique exciteur ' $H_0$ ' au niveau de la fente (expression (C. 14)) sans blindage.  $M_1$  est le moment magnétique de la source (Figure C. 2). Ce champ nous permettra de calculer le moment magnétique ( $m_0$ ) représentant le rayonnement de la fente en utilisant l'expression (C. 15). Ce



moment magnétique placé sur la façade ombre du plan rayonne, à une distance ( $R_2$ ), un champ magnétique d'amplitude ( $H_2^{avec}$ ) (Expression (C. 16)).

En se basant sur la théorie des images et le rayonnement d'un dipôle magnétique sans blindage (expression (C. 17)), l'efficacité du blindage est donnée par l'expression (C. 18).

$$H_0 = \frac{-M_1}{4\pi R_1^3} \quad (\text{C. 14})$$

$$m_0 = -2 * \alpha_{11} * H_0 \quad (\text{C. 15})$$

$$H_2^{avec} = -\frac{2*m_0}{4\pi R_2^3} \quad (\text{C. 16})$$

$$H_2^{sans} = -\frac{M_1}{4\pi(R_1+R_2)^3} \quad (\text{C. 17})$$

$$SE = 20 \log\left(\frac{H_2^{sans}}{H_2^{avec}}\right) = 20 \log\left(\frac{\pi R_1^3 R_2^3}{\alpha_{11}(R_1+R_2)^3}\right) \quad (\text{C. 18})$$

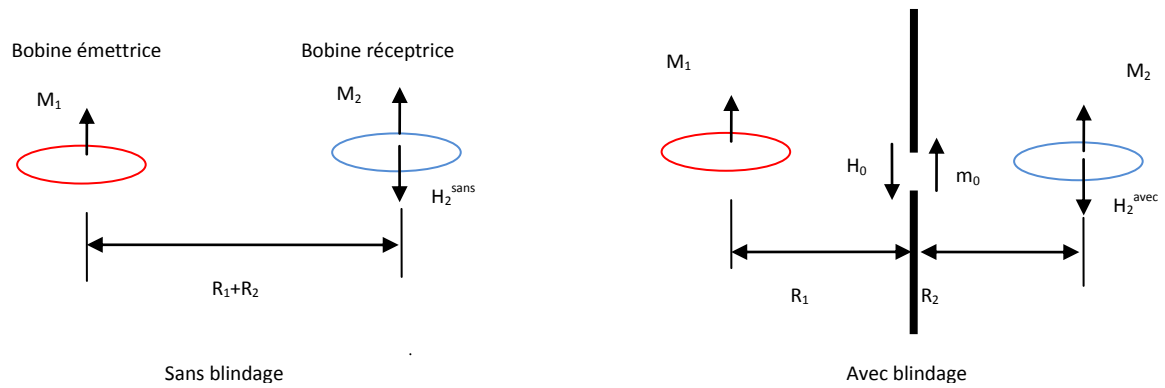


Figure C. 2 Calcul de l'efficacité du blindage dans la configuration coplanaire

## Annexe D

### D.1. Modélisation numérique sous CST de la bobine émettrice

La modélisation de la source de bruit est réalisée en utilisant le modèle fil mince. Sur la Figure D 1, on présente la variation de l'impédance (amplitude et phase) en fonction de la fréquence.

Pour valider le modèle, une caractérisation de la bobine en utilisant un analyseur vectoriel a été réalisée. Elle montre que l'effet capacitif entre les spires est mal estimé par la modélisation. Une solution a été proposée. C'est d'ajouter une capacité de 110 pF aux bornes de la bobine modélisée en fils minces.

La variation de la résistance du conducteur en fonction de la fréquence n'est pas modélisée :

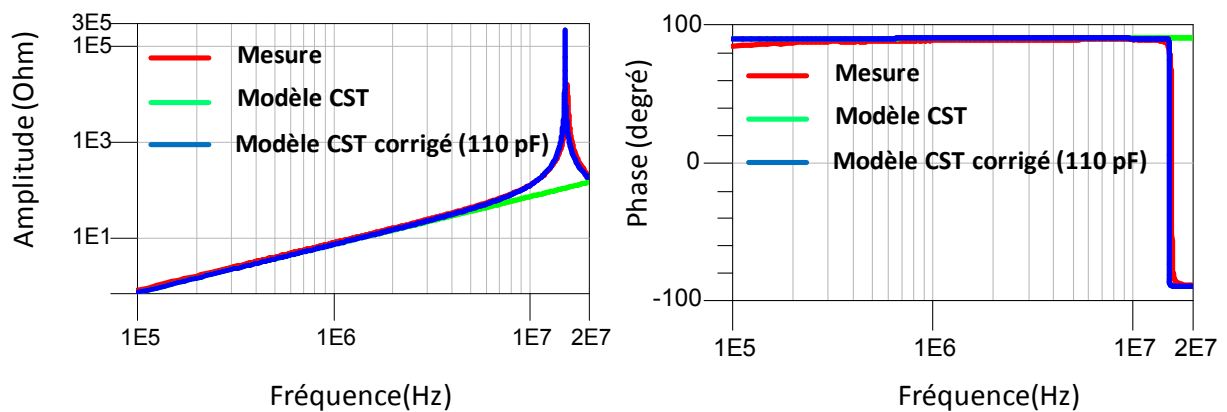


Figure D 1 Modélisation et caractérisation de la bobine émettrice



## Résumé

Avec l'électrification des moyens de transport, nous constatons ces dernières années une augmentation de l'utilisation de l'électronique de puissance et de la puissance mise en jeu dans les véhicules électriques ou hybrides (VEH). A cela s'ajoute une intégration de cette électronique dans des milieux de plus en plus compacts, a conduit à l'apparition de problèmes de la compatibilité électromagnétique (CEM) et d'exposition aux champs électromagnétiques. Pour réduire les effets indésirables des champs électromagnétiques, le blindage électromagnétique est l'une des solutions envisageables.

Ces travaux de thèse portent essentiellement sur le blindage magnétique basse fréquence en champ proche des boîtiers contenant des équipements d'électroniques de puissance. Généralement, les boîtiers sont équipés d'ouvertures et de fentes ce qui conduit à une dégradation des performances du blindage magnétique. Nous nous intéressons dans ces travaux de thèse au développement de modèles permettant la prédiction de l'efficacité de blindage magnétique en tenant compte des effets de la diffusion, des ouvertures et des fentes.

Ces différents modèles permettront aux concepteurs de maîtriser les contraintes liées au blindage magnétique des dispositifs d'électroniques embarquées à bord des véhicules. L'aptitude ou la capacité des méthodes numériques à résoudre les problèmes de diffusion des champs magnétiques dans les tôles minces en présence et en absence d'ouvertures est présentée. Dans le cas de boîtiers munis de fentes de faibles dimensions, des approches basées sur la méthode des moments magnétiques sont développées pour la prédiction de l'efficacité de blindage magnétique. Des bancs de test ont été développés pour valider ces modèles. Dans le cas de fentes de dimensions quelconques, des approches dites "hybrides" associant des méthodes numériques et analytiques ont été développées et validées expérimentalement. Les approches développées ont été appliquées dans le cadre de l'étude d'une application industrielle.

**Mots-clefs :** compatibilité électromagnétique et exposition, véhicules électriques et hybrides, blindage magnétique, basse fréquence, boîtiers avec ouvertures et fentes, diffusion, modèles hybrides.

## Summary

The electrification of transport means, in recent years leads to an increase of the use of the power electronics and the power involved in electric or hybrid vehicles (HEV). With the integration of electronic devices in more compact environments, appear problems of the electromagnetic compatibility (EMC) and the electromagnetic field exposure. To reduce the effects of electromagnetic fields, electromagnetic shielding is one of the possible solutions.

This thesis focus mainly on the magnetic shielding at low frequency in near field of enclosures containing power electronics. Usually, the enclosures are equipped with openings and slots which results in degraded performance of the magnetic shield. We develop models for predicting the magnetic shielding taking into account the effects of diffusion, openings and slots.

These models will allow designers to control the magnetic shielding constraints of embedded electronic devices in vehicles. The ability or capability of numerical methods to solve the problems of the magnetic fields diffusion in thin sheets in the presence and absence of openings is presented. In the case of enclosures with slots of small dimensions's, magnetic moments approaches are developed for the prediction of magnetic shielding effectiveness. Test benches are developed to validate these models. In the general case, so-called "hybrid" approaches combining the analytical and numerical methods are developed and experimentally validated. The developed approaches are also applied in the framework of an industrial application.

**Keywords :** electromagnetic compatibility and exposure, electric and hybrid vehicles, magnetic shield, low frequency, enclosures with openings and slots, diffusion, hybrid models.