



**HAL**  
open science

# Modélisation des propriétés de blindage électromagnétique de structures composites textiles

Farid Haddad

► **To cite this version:**

Farid Haddad. Modélisation des propriétés de blindage électromagnétique de structures composites textiles. Optique [physics.optics]. Université de Lyon, 2021. Français. NNT : 2021LYSES011 . tel-03589324

**HAL Id: tel-03589324**

**<https://theses.hal.science/tel-03589324v1>**

Submitted on 25 Feb 2022

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

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



N° d'ordre NNT : 2021LYSES011

# THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON

Opérée au sein de

L'UNIVERSITE JEAN MONNET DE SAINT ÉTIENNE

Ecole Doctorale N° 488

Sciences Ingénieur Santé (SIS)

**Discipline** : Optique, Photonique et Hyperfréquences

Soutenue publiquement le 04/02/2021, par :

**Farid HADDAD**

---

## Modélisation des propriétés de blindage électromagnétique de structures composites textiles.

---

Devant le jury composé de :

Françoise PALADIAN	Professeur, Institut Pascal, Clermont-Ferrand, France	Présidente
Lionel PICHON	Directeur de recherche CNRS, CentraleSupélec, Paris Saclay, GeePs	Rapporteur
Pierre BONNET	Professeur, Institut Pascal, Clermont-Ferrand, France	Rapporteur
Charles JULLIEN	Expert CEM, Safran Electrical & Power, Toulouse, France	Examinateur
Isabelle FERREIRA	Responsable R&D Matériau-Surface et Interface de l'IFTH, Lyon, France	Examinatrice
Bruno SAUVIAC	Professeur, Université Jean Monnet, Saint-Étienne, France	Directeur de thèse
Bernard BAYARD	Maître de conférences, HDR, Université Jean Monnet, Saint-Étienne, France	Directeur de thèse



---

---

# Remerciements

---

---

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du Laboratoire Hubert Curien CNRS 5516 de l'Université Jean Monnet de Saint-Etienne, France.

Je tiens tout d'abord à remercier mes directeurs de thèse, Bruno SAUVIAC et Bernard BAYARD, sans qui ce travail n'aurait pas pu être possible. Je tiens à vous remercier pour la confiance que vous m'avez accordée pour mener à bien ce projet. Je vous exprime ma profonde gratitude également pour l'attention portée à l'élaboration de ce travail, pour l'encadrement et le soutien précieux sans oublier vos qualités humaines.

Mes vifs remerciements vont naturellement et particulièrement aux deux rapporteurs, monsieur Lionel PICHON, directeur de recherche CNRS, CentraleSupélec, Paris Saclay et monsieur Pierre BONNET, professeur à l'institut Pascal de Clermont-Ferrand pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ce travail.

Je voudrais exprimer mes remerciements aux examinateurs qui m'ont fait l'honneur d'accepter de participer au jury de ma thèse : à madame Françoise PALADIAN, professeur à l'institut Pascal de Clermont-Ferrand pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury, à monsieur Charles JULLIEN, expert CEM chez Safran Electrical & Power de Toulouse ainsi qu'à madame Isabelle FERREIRA, responsable R&D en matériau-surface et interface de l'IFTH de Lyon.

Je voudrais aussi associer à mes remerciements, tous les collègues du laboratoire Hubert Curien : Chercheurs, doctorants, post-doctorats et stagiaires : français, tchadiens, algériens, marocains, sénégalais et libanais, pour tous les inoubliables moments passés avec vous.

Je tiens à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de mon travail.



---

---

# Dédicaces

---

---

*À mes très chers parents.*

*À mes chers frères et sœurs.*

*À ma grande famille.*

*Et à tous mes amis.*



---

---

# Table des matières

---

---

<b>Remerciements</b>	<b>3</b>
<b>Dédicaces</b>	<b>5</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>11</b>
<b>1 Blindage électromagnétique : concept, mesure, modélisation</b>	<b>15</b>
1.1 Introduction . . . . .	16
1.2 Notions de CEM . . . . .	17
1.2.1 Couplages électromagnétiques . . . . .	17
1.2.1.1 Couplage par induction . . . . .	18
1.2.1.2 Couplage par rayonnement . . . . .	18
1.2.1.3 Blindage par tresses métalliques . . . . .	19
1.2.1.4 Blindage par tissus métalliques . . . . .	19
1.2.2 Efficacité de blindage . . . . .	21
1.2.2.1 Mesure en espace libre . . . . .	21
1.2.2.2 Mesure en guide d'onde . . . . .	22
1.2.2.3 Mesure en cellule coaxiale . . . . .	22
1.2.3 Impédance de transfert . . . . .	23
1.2.3.1 Mesure en ligne d'injection . . . . .	24
1.2.3.2 Mesure en banc triaxial à discontinuité de blindage . . . . .	25
1.2.3.3 Mesure par injection localisée . . . . .	25
1.2.3.4 Mesure en banc triaxial . . . . .	26
1.2.3.5 Technique de modélisation de $Z_t$ par outils numériques . . . . .	27
1.3 Modélisation et simulation du blindage en plan . . . . .	30
1.3.1 Modélisation d'une couche homogène . . . . .	30
1.3.2 Simulation d'une structure non homogène . . . . .	31
1.3.2.1 Principe de simulation par motif périodique . . . . .	31
1.3.2.2 Application pour une couche homogène pleine . . . . .	33
1.3.2.3 Application à une structure à ouvertures . . . . .	36



1.3.3	Vers une simplification de notre étude . . . . .	40
1.4	Conclusion . . . . .	42
<b>2</b>	<b>Relation entre impédance de transfert et efficacité de blindage en basses fréquences</b>	<b>45</b>
2.1	Introduction . . . . .	46
2.2	Modélisation d'une couche homogène . . . . .	47
2.2.1	Efficacité de blindage en BF et la résistance carrée . . . . .	47
2.2.2	Efficacité de blindage aux fréquences intermédiaires . . . . .	50
2.3	Application aux tresses métalliques . . . . .	52
2.4	Application aux tissus métalliques . . . . .	55
2.4.1	Tissu carré homogène à conducteurs cylindriques . . . . .	55
2.4.2	Tissu carré hétérogène à conducteurs cylindriques . . . . .	57
2.4.3	Tissu rectangulaire hétérogène à conducteurs cylindriques . . . . .	58
2.4.4	Efficacité de blindage en polarisation oblique . . . . .	61
2.5	Conclusion . . . . .	65
<b>3</b>	<b>Extension large bande de la méthode</b>	<b>67</b>
3.1	Introduction . . . . .	68
3.2	Expression générale entre efficacité de blindage et impédance de transfert . . . . .	69
3.3	Validation sur une plaque homogène . . . . .	72
3.4	Validation dans le cas d'un blindage tressé . . . . .	75
3.4.1	Modèles analytiques . . . . .	75
3.4.2	Modélisation numérique . . . . .	78
3.4.2.1	Influence des courbures . . . . .	79
3.4.2.2	Influence de la hauteur moyenne entre fuseaux . . . . .	80
3.4.3	Modélisation sur une large bande fréquence par $Z_{ts}$ . . . . .	81
3.5	Nouveaux modèles de tresses par milieu effectif . . . . .	85
3.5.1	Modèle basé sur la séparation matériau/structuration . . . . .	85
3.5.2	Modèle par conductivité effective . . . . .	88
3.6	Conclusion . . . . .	92
<b>4</b>	<b>Modélisation de structures tissées</b>	<b>95</b>
4.1	Introduction . . . . .	96
4.2	Modèle large - bande de tissus métalliques . . . . .	98
4.2.1	Produit gain bande passante de tissus métalliques . . . . .	98
4.2.2	Impédance de transfert de tissus métalliques . . . . .	98

4.3	Étude paramétrique d'un tissu carré en HF . . . . .	100
4.3.1	Complexité de modélisation des tissus en haute fréquence . . . . .	100
4.3.2	Tissu carré homogène à un seul conducteur . . . . .	101
4.3.3	Tissus carrés homogènes multi-conducteurs . . . . .	106
4.3.4	Tissus carrés hétérogènes multi-conducteurs . . . . .	110
4.4	Généralisation à un tissu rectangulaire . . . . .	116
4.5	Conclusion . . . . .	120
<b>5</b>	<b>Ingénierie CEM de gaines à géométrie complexe</b>	<b>121</b>
5.1	Introduction . . . . .	122
5.2	Détermination des paramètres de conception à partir d'un gabarit . . . . .	123
5.3	Modélisation par conductivité électrique constante . . . . .	124
5.3.1	Cas d'un cylindre homogène . . . . .	124
5.3.2	Application à la modélisation d'une gaine ouverte . . . . .	125
5.4	Approche simplifiée de textiles par la théorie des milieux effectifs . . . . .	129
5.4.1	Modélisation d'un textile planaire par milieux effectifs . . . . .	130
5.4.2	Modélisation de la gaine ouverte par milieux effectifs . . . . .	130
5.4.3	Modélisation d'un textile planaire par milieux homogènes anisotropes . . . . .	133
5.5	Conclusion . . . . .	136
	<b>Conclusion générale</b>	<b>137</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>141</b>
	<b>Liste des abréviations et des nomenclatures</b>	<b>145</b>
	<b>Table des figures</b>	<b>147</b>
	<b>Liste des tableaux</b>	<b>153</b>
	<b>Annexe</b>	<b>155</b>
	<b>Valorisation du travail de recherche</b>	<b>157</b>



---

---

# Introduction générale

---

---

Depuis la généralisation de l'utilisation de l'énergie électrique, plusieurs recherches scientifiques et avancées industrielles ont été mises en œuvre en particulier en électronique de puissance et en électrotechnique. Ces développements ont permis l'électrification de plusieurs fonctions notamment dans le secteur du transport (automobile, aéronautique et ferroviaire). Dans l'ensemble des applications qui intègrent des composants électriques et électroniques, la circulation des courants électriques et l'apparition de différences de potentielles sont inéluctables et donnent naissance à des champs électromagnétiques et grandeurs électriques indésirables et inutiles au fonctionnement souhaité [1, 2, 3, 4, 5].

Par ailleurs, les signaux du système nerveux sont transmis dans l'organisme humain par des impulsions électriques. Dans ce cas, l'exposition des personnes aux différents champs électromagnétiques génère des courants induits dans leurs corps et les cellules organiques. Ces courants peuvent donc provoquer des stimulations nerveuses et musculaires importantes [6, 7]. Dans ce sens, des limites d'exposition aux champs électromagnétiques sont fixées par des recommandations européennes [8, 9]. L'objectif est de protéger les professionnels et le grand public contre les rayonnements électromagnétiques.

Au-delà de ces risques d'exposition aux champs électromagnétiques, la densification des appareils électriques et électroniques fonctionnant dans le même environnement engendre des interférences électromagnétiques indésirables qui est devenue une contrainte majeure à laquelle les industriels se trouvent confrontés. Le domaine de transport aérien n'échappe évidemment pas à cette problématique. En effet, les avions possèdent un système d'énergie électrique très conséquent [10]. Ils sont équipés d'une chaîne de puissance composée de plusieurs sources d'énergie, de convertisseurs de puissances, d'actionneurs électriques et de centaines d'accessoires à bord. Tous ces éléments sont répartis dans différents endroits de l'avion selon leurs fonctions et la place disponible. Dans ce cas, leur interconnexion est assurée par un système de câblage assez complexe. Pour cette raison, une cohabitation électromagnétique doit être maîtrisée dans ce genre d'installations électriques [2, 1, 4, 11, 12].

Plusieurs paramètres interviennent dans les phases de conception. Cette étude doit tenir en compte deux aspects principaux qui sont : l'émission où les équipements ne doivent pas émettre des perturbations électromagnétiques gênantes pour leur environnement ; l'immunité (susceptibilité) qui désigne la capacité d'un équipement à fonctionner dans un milieu électromagnétique potentiellement perturbant.

Afin de limiter ces problématiques CEM et les niveaux de perturbations électromagnétiques, il est nécessaire en premier lieu de définir les sources et les origines de la perturbation, sa

nature (conduites/rayonnées), son niveau d'émission ainsi que les modes de propagation vers les éléments sensibles considérés comme des victimes. Des solutions peuvent être apportées sur les sources par diminution de leurs pouvoir d'émission, sur les victimes en améliorant leur capacité d'immunité ou sur le mode de couplage par diminution de son efficacité.

Pour les émissions conduites, la solution préconisée est d'utiliser des filtres CEM [13, 14, 10]. D'autre part, les blindages électromagnétiques sont privilégiés en cas de perturbations rayonnées, en plaçant par exemple les éléments sensibles dans des boîtiers métalliques [15]. En complément, des plans d'acheminement séparant les câbles de puissances et ceux de commande permettent de réduire le couplage entre eux. De même, travailler directement sur le revêtement des câbles permet d'assurer l'immunité des signaux transmis et de minimiser le rayonnement émis. Ce travail doit être bien maîtrisé tout en évitant d'éventuels surdimensionnements. C'est sur cette approche que porte notre travail. Nous nous sommes particulièrement intéressés à la problématique du blindage de câbles à l'aide de structures textiles métalliques de types tresses ou tissus constituées par une ou plusieurs couches cylindriques concentriques au conducteur interne.

Dans ce contexte général, nos travaux de thèse sont inscrits dans le cadre du projet FUI «Next-Gen» qui consiste à étudier une nouvelle génération de gaines de protection de câbles électroblindés destinés au domaine de l'aéronautique. Elles doivent être plus légères que l'existant tout en améliorant ses performances non seulement en termes de blindage électromagnétique, mais aussi en continuité électrique et qui répondent également aux exigences mécaniques et thermiques.

La tâche principale que nous prenons en charge consiste à modéliser les propriétés de blindage électromagnétique de cette gaine. Elle est organisée selon différentes techniques textiles métalliques complexes. La modélisation de cet assemblage spécial doit tenir compte de plusieurs aspects : la configuration cylindrique ouverte, la nature complexe du textile présentant le blindage et la large bande de fréquence considérée allant de 10 kHz à 1 GHz. Ces travaux de thèse restent limités à une étude théorique sans accès aux expérimentations pour des raisons administratives et non scientifiques. Il n'y aura donc pas dans ce document de comparaison avec des mesures, hormis celles existant déjà dans la littérature.

Nous proposons de partager notre étude en trois parties essentielles. Tout d'abord, pour une bonne maîtrise du blindage de la gaine, il est nécessaire de commencer par une modélisation simple en forme déroulée (configuration planaire), par la suite il est impératif de prédire ses propriétés électromagnétiques en forme cylindrique fermée. Ces deux étapes nous permettent au final de procéder à la modélisation de la structure réelle où une approche simple et efficace devra être mise en place. En poursuivant ce raisonnement illustré figure 1, ce rapport de thèse est structuré selon cinq chapitres.

Dans le premier chapitre nous abordons tout d'abord les notions générales de la compatibilité électromagnétique nécessaires pour mener à bien notre projet. Ceci nous permet de comprendre la nature des perturbations électromagnétiques, leurs modes de propagation ainsi que les différents couplages existants. Par la suite, pour caractériser un blindage électromagnétique, nous

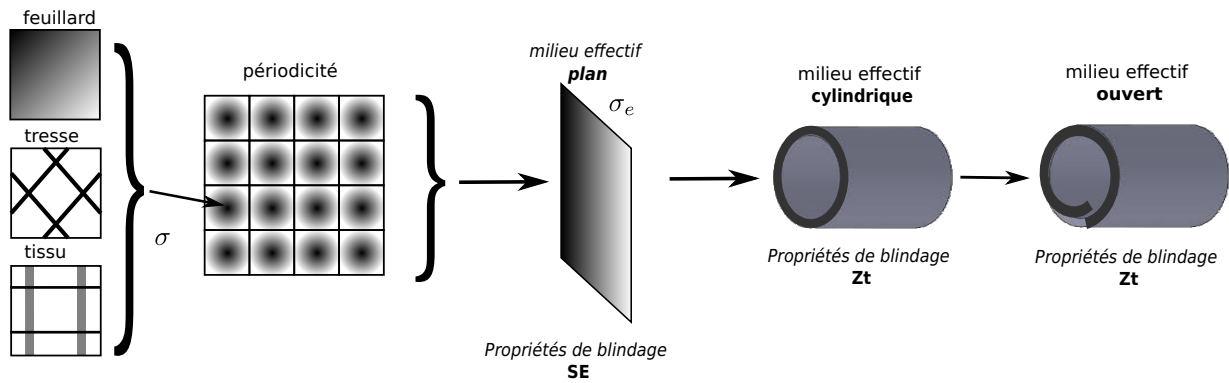


FIGURE 1 – Description de notre démarche de modélisation

mettons en place la définition de deux grandeurs physiques essentielles. Il s'agit de l'impédance de transfert  $Z_t$  et de l'efficacité de blindage SE. La première est utilisée pour les câbles en forme cylindrique et la deuxième pour les structures planaires. En pratique, la mesure de ces deux grandeurs est possible selon plusieurs méthodes et techniques qui sont détaillées par la suite. L'objectif premier de notre démarche de modélisation est de mettre en place une étude analytique et numérique du blindage électromagnétique en étudiant des structures à ouvertures telles que les textiles métalliques, en configuration planaire et en exploitant leur périodicité. Le chapitre sera poursuivi par la présentation de différents résultats obtenus et les constatations possibles.

Le travail de modélisation que nous traitons doit être accompli sur une large bande fréquence qui est fixée dans le projet. Or, les réponses de blindage électromagnétique des structures à étudier sont différentes en fonction de la fréquence appliquée. Pour cette raison, nous proposons dans le chapitre 2 une approche de modélisation simple en basse fréquence où la réponse électromagnétique subit moins de variations fréquentielles. Cette nouvelle approche sera tout d'abord appliquée au cas d'une couche pleine homogène et au cas d'un blindage à tresses métalliques et ensuite aux textiles avec lesquels la gaine métallique du projet est constituée.

Dans le troisième chapitre, nous étendrons l'étude pour établir une relation sur une large bande de fréquence du passage d'une forme planaire à une forme cylindrique fermée. Cette nouvelle approche de modélisation devra nous permettre d'exprimer l'efficacité de blindage d'une structure planaire et l'impédance de transfert de son équivalent cylindrique. Le cas simple d'une couche pleine homogène et son tube équivalent puis le cas d'un blindage tressé seront abordés. en utilisant les modèles de référence existant dans la littérature. Nous terminerons ce chapitre par une proposition de deux nouvelles approches de modélisation de tresses métalliques. Cette démarche simplifiée reposera sur l'utilisation de matériaux homogènes ayant des propriétés effectives équivalentes à celles de tresses métalliques.

Sachant que le textile utilisé dans la fabrication de la gaine métallique est un tissu, nous procéderons dans le quatrième chapitre à une étude paramétrique et à la modélisation de ce genre de structure en configuration planaire. Nous proposerons un modèle général pour le calcul de son efficacité de blindage SE qui tient en compte les paramètres géométriques suivants : tissus carré, rectangulaire, tailles d'ouvertures différentes et organisé selon des chaînes et des trames

multiconducteurs. Le modèle proposé nous permettra de prédire l'impédance de transfert carrée sur une large bande de fréquence une fois la structure enroulée en forme cylindrique fermée.

Dans le dernier chapitre, nous allons exploiter les résultats obtenus précédemment pour procéder à la modélisation de la gaine réelle du projet. La complexité de modélisation de cette forme réside dans la forme géométrique complexe et la nature textile du blindage utilisé. Pour cela, nous allons privilégier une étude simplifiée en plan où un motif planaire de la gaine sera proposé à l'aide de milieux effectifs. Les résultats de modélisation numériques et analytiques seront présentés et comparés.

Nous terminerons en expliquant l'intérêt de l'approche proposée et en établissant le bilan des résultats obtenus.

---

---

# Blindage électromagnétique : concept, mesure, modélisation

---

---

## Sommaire

---

<b>1.1 Introduction</b> . . . . .	<b>16</b>
<b>1.2 Notions de CEM</b> . . . . .	<b>17</b>
1.2.1 Couplages électromagnétiques . . . . .	17
1.2.2 Efficacité de blindage . . . . .	21
1.2.3 Impédance de transfert . . . . .	23
<b>1.3 Modélisation et simulation du blindage en plan</b> . . . . .	<b>30</b>
1.3.1 Modélisation d'une couche homogène . . . . .	30
1.3.2 Simulation d'une structure non homogène . . . . .	31
1.3.3 Vers une simplification de notre étude . . . . .	40
<b>1.4 Conclusion</b> . . . . .	<b>42</b>

---



## 1.1 Introduction

L'ensemble des études en compatibilité électromagnétique menées au sein des laboratoires de recherche académiques et industriels doit s'intéresser simultanément à la compréhension et modélisation des phénomènes physiques et aux techniques de mesures utilisées pour qualifier les performances des dispositifs.

L'objectif de ce premier chapitre est de mettre en place le contexte de ce travail de recherche en présentant les principales théories et techniques de mesure. Le domaine de la modélisation des textiles utilisés dans le blindage des câbles électriques sera plus particulièrement exploré.

Nous commençons tout d'abord par un contexte global et les définitions générales en lien avec la CEM qui permettront par la suite de qualifier les tests et les essais menés au cours de notre projet. Dans ce cas, la notion de deux grandeurs suivantes : efficacité de blindage  $SE$  et impédance de transfert  $Z_t$  doivent être bien maîtrisées pour évaluer le blindage des câbles ainsi que leurs techniques de mesure.

Dans la suite, avant de traiter les structures textiles, il est nécessaire de mettre en place une approche de modélisation en configurations planaires. Il s'agit d'abord d'étudier les structures de blindage en plan pour prédire leurs efficacités de blindage, en commençant par une couche homogène composée de différents types de matériaux.

Une difficulté supplémentaire vient du fait que les différentes couches ne sont pas forcément homogènes. Elles peuvent être réalisées, par exemple, par des techniques de tressage ou de tissage de fils métalliques. Cette technique génère des structures avec potentiellement des ouvertures et des épaisseurs non uniformes. Dans ce cas, une modélisation de ce genre de structures en planaire est mise en place dont les constatations et les résultats serviront à la suite de notre étude.

## 1.2 Notions de CEM

Nous commençons dans cette partie par une définition globale des aspects compatibilité électromagnétique. En effet, pour une mise en marche correcte et sans défaillance des installations électriques et électroniques, tous les équipements doivent avoir une aptitude à fonctionner sans dégradation en présence d'une perturbation électromagnétique (PEM). On considère comme une PEM tout phénomène électromagnétique susceptible d'engendrer un dysfonctionnement d'un équipement ou d'un système électrique. Une PEM peut être une onde (bruit) électromagnétique, un signal, un courant ou une tension indésirable.[9]

La mise en marche d'un ensemble d'équipements électriques et électroniques dans un environnement électromagnétique engendre une cohabitation qui peut être difficile lorsqu'ils fonctionnent dans un même voisinage. Ces problèmes de compatibilité électromagnétique sont liés à l'existence et à l'association des trois facteurs suivants : des sources de perturbations électromagnétiques, des éléments sensibles et vulnérables à la perturbation et un chemin permettant aux perturbations d'atteindre l'élément vulnérable. La figure 1.1 illustre ces trois facteurs essentiels pour une étude CEM.[16],[17],[18]

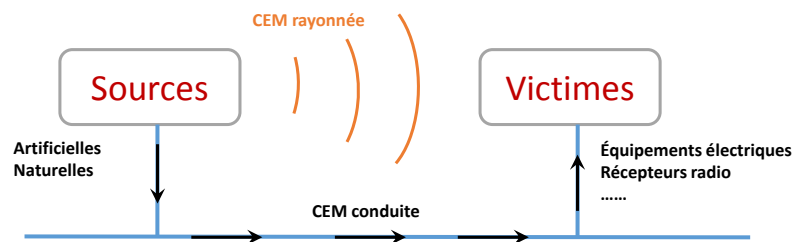


FIGURE 1.1 – *Éléments principaux pour une étude CEM.*

Partant de ce principe, la CEM définie dans les normes européennes relatives aux appareils électriques et électroniques peut se résumer comme : «l'aptitude d'équipements à fonctionner dans leur environnement électromagnétique de façon satisfaisante sans produire eux-mêmes de perturbations électromagnétiques intolérables pour d'autres équipements dans cet environnement.» [9]

Dans ce sens, pour limiter les perturbations nuisibles au fonctionnement et à la sûreté d'un système électrique global, il est nécessaire d'identifier en premier, les sources de perturbations, la nature des émissions générées et le mode de couplage des perturbations.

### 1.2.1 Couplages électromagnétiques

Afin de bien mettre en avant l'importance du mode de couplage des perturbations depuis la source jusqu'à la victime, il est nécessaire de comprendre en détails par quels chemins la perturbation se transmet. De façon générale, les perturbations électromagnétiques générées par la source peuvent se propager vers la victime suivant deux modes de couplage : par induction

et par rayonnement.

### 1.2.1.1 Couplage par induction

On parle de CEM Conduite dans le cas où la perturbation se propage de la source vers la victime via une liaison galvanique (conducteurs - câbles). Pour ce type de couplage, les perturbations peuvent se manifester sous forme de courants indésirables de différentes fréquences selon le dispositif qui les crée qui viennent s'ajouter aux signaux utiles circulant dans la liaison. Les perturbations peuvent également se manifester sous forme de tensions qui apparaissent aux bornes des appareils quand ils sont alimentés par des câbles longs et/ou par l'intermédiaire de convertisseurs électroniques de puissance (onduleurs, hacheurs ...etc.).

Les courants perturbateurs indésirables peuvent être séparés en deux types : le courant de mode différentiel, qui effectue une boucle dans les conducteurs alimentant la charge, il se propage premièrement par l'un des conducteurs et retourne par les autres dans un sens inverse. Le courant de mode commun, qui se propage dans tous les conducteurs dans le même sens et retourne par le plan de masse via les capacités parasites du système. Il est généralement dû aux excitations par les commutateurs de puissance.[19, 20]

### 1.2.1.2 Couplage par rayonnement

La perturbation dans ce cas se propage sous forme de rayonnement électromagnétique (ondes). Les ondes qui peuvent être naturelles (ex. foudres) ou artificielles (ex. antennes, variateurs, moteurs) sont transmises entre la source et la victime n'ayant entre elles aucune interconnexion directe.[17]

La génération d'un champ électromagnétique se fait par association d'un champ électrique et magnétique. De façon très simplifiée, la circulation d'un courant électrique dans un contour fermé donne naissance à champ magnétique qui peut être propagé dans son environnement (figure 1.2(a)). De même, l'apparition d'une différence de potentiel crée un champ électrique qui pourra également être transmis aux autres éléments.[21]

Par un phénomène inverse, un champ électromagnétique (rayonnement) peut se coupler à un système électrique ou électronique en générant une perturbation qui se propage en mode conduit. Ces perturbations sont créées généralement selon un mode différentiel et mode commun comme illustré figure 1.2(b) et figure 1.2(c).

Ce phénomène inverse et la transformation d'une perturbation rayonnée en conduite, induit des courants et fluctuations de tension qui sont aussi à l'origine d'un dysfonctionnement d'un système moins immunisé.

Après avoir donné un aperçu général sur les perturbations électromagnétiques et leurs modes de couplage qui sont indispensables pour une étude CEM, nous allons nous focaliser dans le cadre de notre projet sur les aspects «rayonnements» électromagnétiques” et les solutions qui peuvent être utilisées. En effet, nous nous sommes intéressés à la protection de l'information circulant dans des câblages liant différents équipements électriques et électroniques. Dans ces

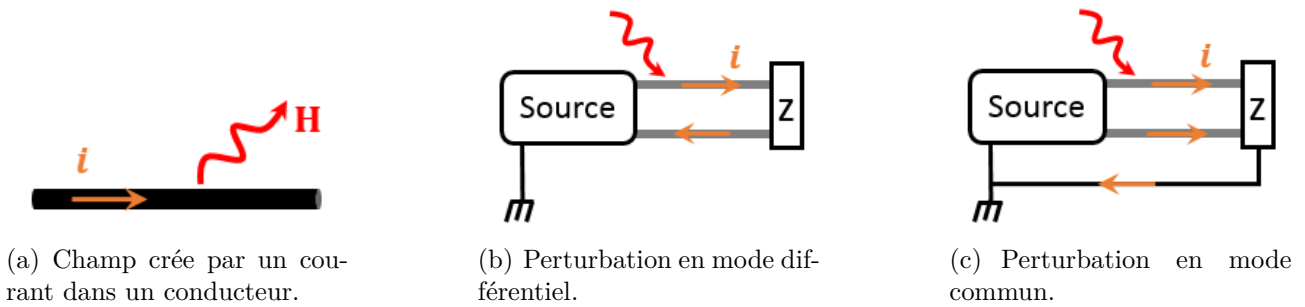


FIGURE 1.2 – Génération et couplages d'un champ électromagnétique.

situations, on parle généralement de blindage électromagnétique qui sert à protéger le câble contre un rayonnement extérieur mais également à diminuer son émissivité potentielle dans son voisinage. Ces techniques de revêtements sont organisées généralement sous forme des textiles de type tresses et tissus métalliques. Nous présentons dans ce qui suit un aperçu général sur les différentes formes de tresses et de tissus utilisées comme blindage de câbles.

### 1.2.1.3 Blindage par tresses métalliques

Les tresses métalliques font partie des textiles les plus utilisés pour le blindage de câbles. Elles sont organisées suivant des brins de conducteurs entrecroisés appelés «fuseaux». Ces fuseaux contiennent le même nombre de conducteurs et ne sont pas perpendiculaires les uns par aux autres comme le cas des tissus, mais présentent un angle d'inclinaison appelé «angle de tressage» (figure 1.3).

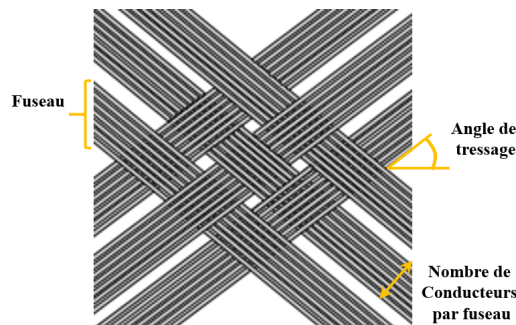


FIGURE 1.3 – Principe d'une tresse métallique.

Généralement pour définir une tresse métallique, nous devons connaître les paramètres suivants : nombre de fuseaux, nombre de conducteurs par fuseau, diamètre d'un conducteur élémentaire et son matériau, angle de tressage et coefficient de remplissage (tresses faiblement chargées ou denses) [22].

### 1.2.1.4 Blindage par tissus métalliques

Les tissus métalliques sont organisés suivant des assemblages de brins conducteurs selon les deux directions de tissage perpendiculaire. Dans l'industrie textile, ces deux directions sont nommées

«chaîne» et «trame» (figure 1.4) : la chaîne englobe l'ensemble de conducteurs parallèles au sens d'avancement de tissu au moment de la fabrication ; elle est considérée comme support principal du textile. Dans l'autre direction la trame représente l'ensemble de conducteurs perpendiculaires à ceux de la chaîne.

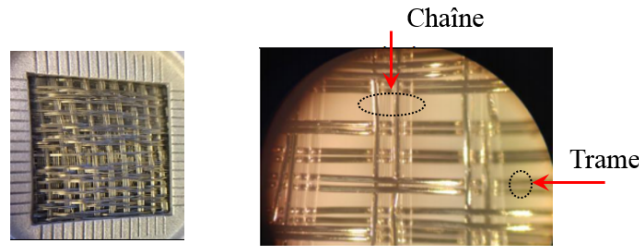


FIGURE 1.4 – Microscopie d'un tissu métallique.

Habituellement dans les applications de blindage, le nombre de conducteurs en chaîne est supérieur à celui de la trame avec présence parfois de fils de nature diélectrique. Cette technologie assure de bonnes propriétés mécaniques associées à une bonne souplesse ainsi qu'une meilleure stabilité dimensionnelle dans les deux directions du tissu.

Parmi les données techniques de fabrication textile, nous avons besoin, pour notre étude électromagnétique, des informations suivantes : le mode de tissage ou armure, les matériaux, la taille et la géométrie des ouvertures formées par les chaînes et les trames.

L'armure est le motif périodique de tissage, il définit la manière d'alterner entre les fils dans les deux directions pour former le tissu. Il existe différents types d'armure, nous citons principalement : la toile, le sergé et le satin comme illustré figure 1.5.

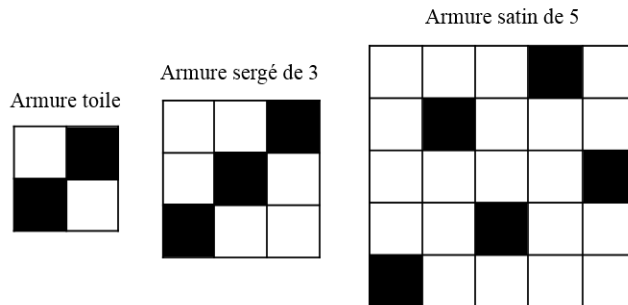


FIGURE 1.5 – Différents types d'armures de tissus. Ces schémas représentent le motif périodique de tissage. Les pavés noirs indiquent que le fil de trame est sous le fil de chaîne («fil de trame pris»), alors que les pavés blancs indiquent la situation inverse («fil de trame laissé»).

La «toile» est la plus simple des armures : les conducteurs de trame viennent au-dessus puis au-dessous des fils de chaîne. L'armure «sergé» est caractérisée par la présence de lignes en diagonale avec un effet oblique. C'est une armure dite à décochement correspond au décalage du point d'accroche entre les conducteurs de la chaîne et ceux de la trame. Généralement ce type d'armure est nommé comme ceci (sergé de 3 : motif de 3 conducteurs  $\times$  3 trames). Pour réaliser du satin, un des conducteurs chevauche plusieurs conducteurs perpendiculaires avant de passer sous un conducteur et de recommencer. À titre d'exemple, on parle de satin de 5 (motif de 5 conducteurs  $\times$  5 trames), satin de 8 (motif de 8 conducteurs  $\times$  8 trames), etc...

Après avoir donné quelques généralités sur les tissus et les tresse utilisés dans les applications de blindage des câbles, nous consacrons donc notre étude à la modélisation des propriétés de blindage de ces textiles. Nous abordons dans ce qui suit les principales définitions des grandeurs et techniques sur lesquelles nous allons travailler, puis l'analyse des différents mécanismes de blindage électromagnétique qui doivent nous permettre de comprendre la physique du fonctionnement des différentes structures à étudier.

### 1.2.2 Efficacité de blindage

Le blindage est un dispositif qui sert à protéger un élément sensible contre un rayonnement électromagnétique. Pour mesurer et évaluer le niveau de blindage d'une structure, une grandeur appelée efficacité de blindage a été définie. Elle représente le rapport entre le champ électrique (magnétique) incident et le champ électrique (magnétique) transmis au-delà du blindage. Cette efficacité de blindage SE ou «Shielding Effectiveness» correspond à l'inverse du coefficient de transmission (noté  $S_{21}$  dans le formalisme des paramètres  $S$ ), elle est exprimée généralement en décibels (dB) selon l'expression suivante [23] :

$$SE_{(dB)} = 20 \log_{10} \frac{\text{Amplitude du champ incident}}{\text{Amplitude du champ transmis}} \quad (1.1)$$

Nous verrons dans cette partie les différentes méthodes de mesure de l'efficacité de blindage SE des structures planaires. Le principe repose donc sur l'envoi d'une onde électromagnétique à partir d'une source de rayonnement sur une structure et la quantification de l'atténuation des champs due à l'effet de blindage. Dans littérature, il existe plusieurs méthodes de mesure et de caractérisation de l'efficacité de blindage SE. Nous décrivons ces techniques dans ce qui suit.

#### 1.2.2.1 Mesure en espace libre

La méthode de mesure en espace libre consiste à la quantification des coefficients de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  d'une structure planaire d'épaisseur donnée (échantillon sous test) par l'utilisation d'un analyseur de réseau. Le principe de la mesure est de placer l'échantillon sous test entre les deux antennes émettrice et réceptrice (figure 1.6) [24],[25]. L'avantage de cette technique est l'absence de contact direct entre l'échantillon sous test et les source de rayonnement.

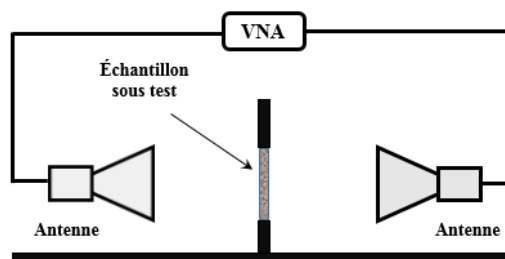


FIGURE 1.6 – Technique de mesure de SE en espace libre.

### 1.2.2.2 Mesure en guide d'onde

Le guide d'onde fait partie des moyens qui sont utilisés pour caractériser les propriétés électromagnétiques des matériaux en termes de transmission et réflexion comme montré figure 1.7. Son principe de fonctionnement est basé sur des réflexions successives d'une onde électromagnétique se propageant sur ses parois intérieures de bonne conductivité électrique. Il est généralement sous une forme rectangulaire ou cylindrique. Suivant ce principe, l'onde est transmise d'une extrémité du guide à l'autre.[26]

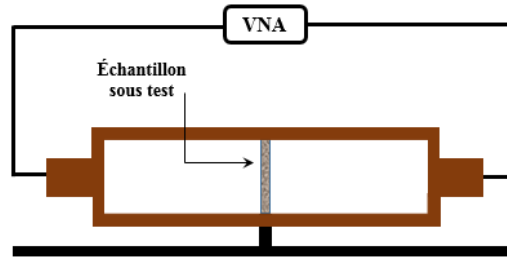


FIGURE 1.7 – *Technique de mesure de SE en guide d'onde.*

La technique de mesure de l'efficacité de blindage en guide d'onde consiste donc à faire des mesures dans ce guide où l'échantillon sous test est placé à l'intérieur. Dans ce cas l'onde émise ne se propage pas en espace libre, mais dans le guide et traverse l'échantillon. À partir de cette propagation guidée assurée par des sources de rayonnement, la mesure des paramètres  $S_{ij}$  est possible par l'intermédiaire d'un analyseur de réseau. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle présente une bande de fréquence relativement étroite qui dépend des dimensions de la section du guide. En pratique, pour mesurer sur une large bande, il est nécessaire d'utiliser plusieurs guides de tailles différentes.

### 1.2.2.3 Mesure en cellule coaxiale

La cellule coaxiale permet de caractériser l'efficacité de blindage en champ électrique d'un matériau plan. Cette technique de mesure permet d'étudier la propagation dans une ligne coaxiale appelée cellule coaxiale où le matériau à caractériser est placé à l'intérieur de la cellule sous forme des rondelles adaptées aux dimensions de la cellule [27], [28]. Ce principe est illustré figure 1.8.

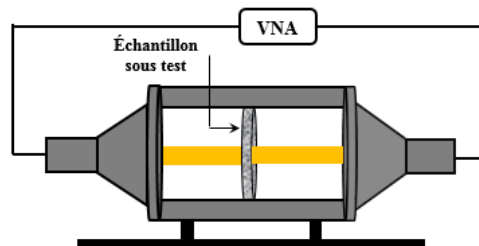


FIGURE 1.8 – *Technique de mesure de SE en cellule coaxiale.*

La mesure en cellule coaxiale nécessite une continuité électrique entre le conducteur central et

le cylindre de masse via l'échantillon. Dans le cas contraire, la discontinuité va se traduire par une résistance qui dégrade l'efficacité de blindage en basse fréquence, faussant ainsi la mesure. Pour assurer des mesures fiables, un usinage de l'échantillon sous test est nécessaire ainsi qu'un contact électrique le plus parfait possible. Dans ce type de mesure, le champ électrique est radial à l'échantillon, l'équivalent d'un balayage en angle de polarisation du champ électrique est appliqué, ce qui donne une mesure proche d'une moyenne selon la forme de l'échantillon sous test. Cette technique de mesure fait partie des standards de mesure utilisés dans l'industrie.

### 1.2.3 Impédance de transfert

Le blindage d'un câble sert à minimiser les rayonnements électromagnétiques extérieurs qui peuvent pénétrer à l'intérieur du câble pour perturber le signal utile et vice versa. Pour caractériser son efficacité, des paramètres linéiques sont utilisés de type impédance et admittance de transfert. Dans la suite de ce rapport, on s'intéresse en particulier à l'impédance de transfert qui est la représentation la plus utilisée pour la caractérisation du blindage électromagnétique des câbles électriques. L'impédance de transfert est caractérisée vis-à-vis d'un courant perturbateur qui circule sur le blindage (écran de câble). Plus elle est faible, moins le milieu intérieur est perturbé par l'environnement extérieur et plus le blindage est efficace.

En pratique, pour comprendre cette notion d'impédance de transfert, on considère une longueur ( $L$ ) très courte devant la longueur d'onde selon une direction ( $oz$ ) d'un câble blindé. La circulation d'un courant, considéré comme perturbateur, sur le blindage court-circuité à l'une de ses extrémités résulte à l'autre extrémité une tension parasite ( $V$ ) entre l'âme du câble et le blindage (figure 1.9). Selon ces deux paramètres (courant et tension) on définit l'impédance de transfert comme étant : [29],[30]

$$Z_t = \frac{1}{I} \frac{\partial V}{\partial z} \quad (1.2)$$

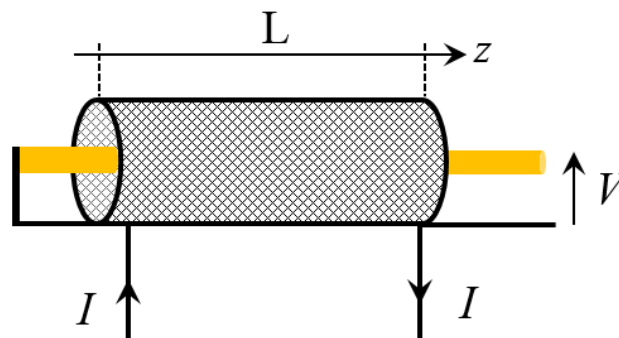


FIGURE 1.9 – Principe de mesure de l'impédance de transfert  $Z_t$ .

Dans les secteurs industriels, la conception de blindage électromagnétique des câbles est liée à certaines exigences fixées dans les cahiers de charges. Les courbes de l'évolution de l'impédance de transfert en augmentant en fréquence d'une structure à industrialiser doit satisfaire une référence appelée gabarit industriel. Cela revient à définir la valeur de la résistance  $R$  de



la structure en BF et celle de l'inductance  $M$  en HF qui permettent de fixer les deux droites essentielles à la caractérisation de l'impédance de transfert d'un câble blindé. Ces deux grandeurs sont définies dans l'expression générale de l'impédance de transfert selon la relation (1.3). Nous allons en traiter en détails dans les chapitres qui viennent.

$$Z_{gabarit} = R + j\omega M \quad (1.3)$$

Pour bien illustrer l'utilité du gabarit industriel, notamment en hautes fréquences, nous présentons sur la figure (1.10) un exemple de trois mesures d'impédance de transfert satisfaisant l'exigence du gabarit prédéfini dans le cadre du projet. La valeur de la résistance  $R$  a été fixée à  $5 \text{ m}\Omega/\text{m}$  et l'inductance  $M$  à  $2 \text{ nH}/\text{m}$ .

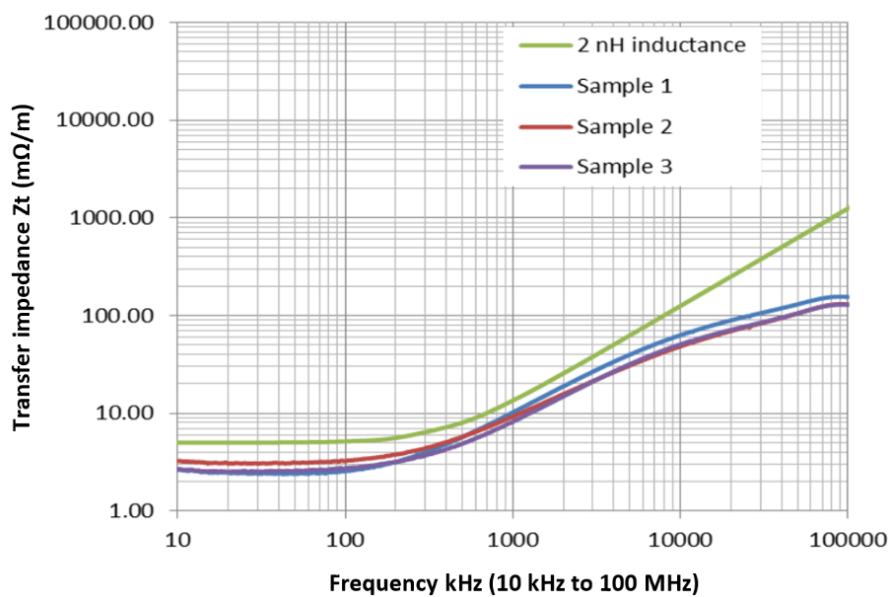
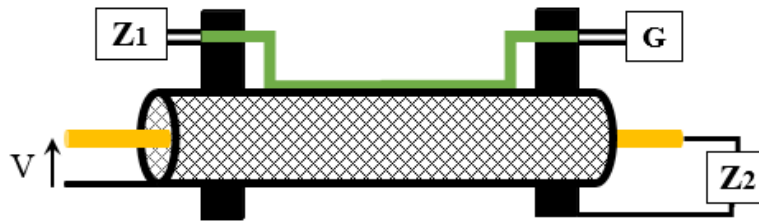


FIGURE 1.10 – Courbe typique d'une impédance de transfert et un gabarit industriel.

Pour pouvoir mettre en pratique la notion de l'impédance de transfert, plusieurs techniques de mesure existent dans la littérature. Nous allons décrire leurs principes dans ce qui suit.

### 1.2.3.1 Mesure en ligne d'injection

La méthode de la ligne d'injection ou fil d'injection consiste à créer la perturbation extérieure (courant perturbateur) par une ligne conductrice allongée au long du câble blindé fixé à deux connecteurs (supports). Le câble blindé est en court-circuit avec ces deux connecteurs comme illustré figure 1.11. L'injection du courant se fait par un générateur haute fréquence à partir de l'une des extrémités de la ligne, par contre la deuxième est liée à une charge de  $50 \Omega$  ce qui permet au courant de circuler sur le blindage à travers les éléments (ligne, supports, blindage et charge). Ce phénomène induit par la suite une tension parasite qui apparaît entre le blindage et l'âme du câble au niveau de la deuxième extrémité où un port d'analyseur de réseau est connecté pour la mesure de cette tension. [31], [32], [33].

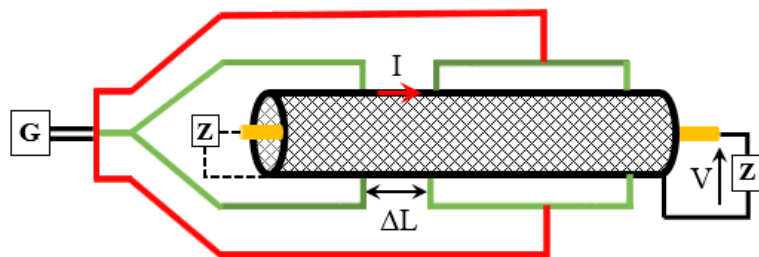
FIGURE 1.11 – Principe de mesure de  $Z_t$  par une ligne d'injection.

Une fois que les valeurs du courant perturbateur et la tension induite sont mesurées, le calcul de l'impédance de transfert  $Z_t$  est possible selon l'équation (1.2).

### 1.2.3.2 Mesure en banc triaxial à discontinuité de blindage

Cette méthode de mesure a été développée à l'université de Lille, elle permet la réduction de la longueur des échantillons des câbles blindés sous test, l'objectif principal est de négliger les effets de propagation lorsque la fréquence est très élevée. En effet, le courant perturbateur excite uniquement une portion ( $\Delta L$ ) du câble de l'ordre de quelques centimètres. Cette méthode permet de caractériser les câbles coaxiaux jusqu'à 2 GHz, parmi ses avantages on notera que la cavité réduit les rayonnements vers le milieu extérieur proche du banc de mesure.[34] [32]

La mise en œuvre de cette technique de mesure se fait par un écran métallique homogène placé autour du câble blindé à tester et qui présente une interruption d'une longueur ( $\Delta L$ ) (figure 1.12).

FIGURE 1.12 – Principe de mesure de  $Z_t$  en banc triaxial à discontinuité de blindage.

Dans ce cas, le courant perturbateur circulant dans cette portion donne naissance à une tension parasite induite à l'extrémité du câble. D'autre part, pour répondre aux problèmes de rayonnement du banc de mesure, il est nécessaire de placer l'écran métallique en cavité résonnante sous forme d'une enveloppe cylindrique (cellule triaxiale) court circuitée à une extrémité de l'écran alors que l'autre extrémité est connectée à générateur haute fréquence. Les détails de cette méthode sont détaillés dans [34] [32].

### 1.2.3.3 Mesure par injection localisée

La technique de mesure de l'impédance de transfert par une injection localisée est basée sur l'utilisation deux sondes magnétiques placées le long du câble blindé sous test mais relativement loin des extrémités du câble [35]. La première est considérée comme source de perturbation où

le courant perturbateur est induit et injecté dans le blindage, alors que la deuxième sert à la mesure de sa valeur (figure 1.13). Dans ce cas, l'une des extrémités du câble est en court-circuit et l'autre en circuit ouvert ce qui permet la mesure de la tension induite aux bornes du blindage et l'âme du câble. Le retour du courant perturbateur est assuré par un plan de masse qui lie les deux extrémités du blindage.

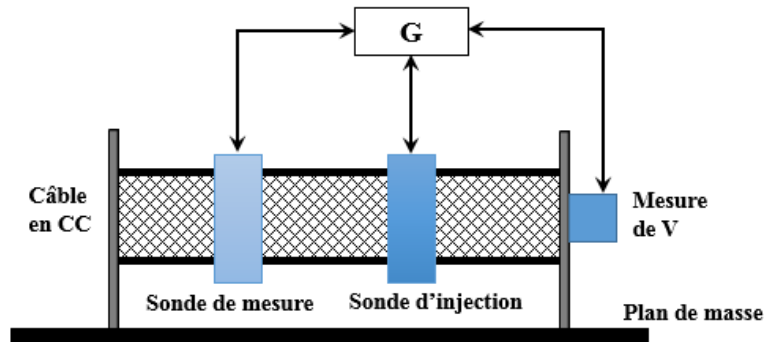


FIGURE 1.13 – Principe de mesure de  $Z_t$  par injection localisée.

#### 1.2.3.4 Mesure en banc triaxial

La caractérisation des câbles blindés par un banc triaxial adapté est illustrée sur la figure 1.14. Son principe consiste à exciter par un courant perturbateur le blindage à partir d'un générateur haute fréquence au niveau de la première extrémité et d'assurer son retour au niveau de la deuxième extrémité. Pour cela, un court-circuit est nécessaire entre le blindage et le cylindre extérieur considéré comme ligne perturbatrice qui est fermée sur sa propre impédance caractéristique ( $Z_1$ ). L'effet du courant perturbateur dans le câble, qui est fermé également sur sa propre impédance caractéristique ( $Z_2$ ) à chacune de ses extrémités, engendre une tension induite entre l'âme du câble et le blindage [30],[36]. La mesure de ces deux grandeurs permet de calculer les valeurs de l'impédance de transfert selon l'équation (1.2). Parmi les avantages de cette technique de mesure, on retiendra qu'elle permet d'exciter une longueur maximale et suffisante du câble blindé sous test par le cylindre extérieur homogène, ce qui rend l'évaluation de l'impédance de transfert plus fiable et plus précise.

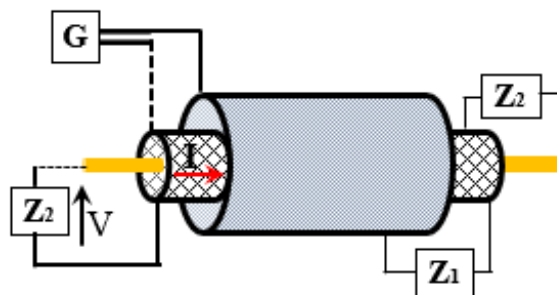


FIGURE 1.14 – Principe de mesure de  $Z_t$  par un banc triaxial.

### 1.2.3.5 Technique de modélisation de $Z_t$ par outils numériques

Grâce à toutes les techniques de mesure d'impédance de transfert présentées précédemment, les industriels sont capables d'estimer les valeurs de  $Z_t$ . Cependant, il est très difficile d'obtenir les comportements en haute fréquence à partir de l'apparition de la première résonance en haute fréquence. L'objectif de cette étape est de tenter de modéliser l'impédance de transfert par un outil numérique afin de pouvoir prédire l'évolution lorsque la fréquence augmente. Pour cela, nous avons choisi d'utiliser un logiciel de simulation électromagnétique commercial d'éléments finis de la société Ansys HFSS (High Frequency Structure Simulator) [37]. Pour valider cette démarche, les résultats issus du calcul numérique sont comparés aux calculs analytiques existant dans littérature. En effet, le calcul de l'impédance de transfert des câbles tressés a connu plusieurs améliorations. Plusieurs modèles analytiques ont été proposés dans la littérature [38, 30, 39, 40, 41, 42, 40]. Les détails de calcul seront présentés dans les chapitres suivants.

Pour des raisons de complexité des structures tressées et la forme cylindrique du câble, il est très difficile de définir un modèle 3D numérique qui prenne en compte toute la géométrie. Pour cette raison, nous débutons l'étude par une modélisation d'un cas simple possible. Il s'agit alors d'une forme tubulaire homogène (figure 1.15) dont le modèle analytique pour calculer son impédance de transfert est bien connu. Notons bien que cette technique de modélisation par outil numérique reste valable dans les cas des blindages composés de différents textiles utilisés pour les câbles.

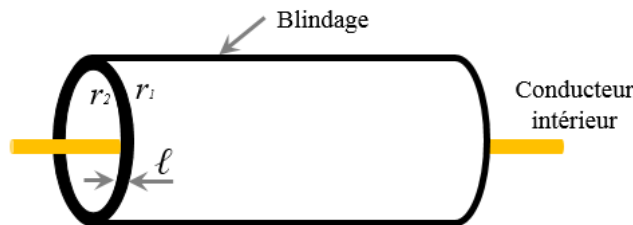


FIGURE 1.15 – Câble à blindage homogène.

Dans la littérature le calcul de  $Z_t$  d'un tube cylindrique homogène d'épaisseur  $\ell$  est estimé dans [29]. Sa formule est donnée par l'équation suivante :

$$Z_t = R_0 \frac{\gamma \ell}{\sinh(\gamma \ell)} \quad (1.4)$$

où  $\gamma$  désigne la constante de propagation ; son expression est :

$$\gamma = \frac{1 + j}{\delta} \quad (1.5)$$

où  $\delta = 1/\sqrt{\mu\pi f\sigma}$  est l'épaisseur de peau du matériau de blindage et  $R_0$  présente la résistance linéique de blindage, elle est exprimée par la relation suivante :

$$R_0 = \frac{1}{\sigma\pi(r_1^2 - r_2^2)} = \frac{1}{\sigma\pi(2r_1 - \ell)} \quad (1.6)$$

Après avoir défini un modèle analytique, pour modéliser l'impédance de transfert en utilisant un simulateur 3D, nous proposons un modèle numérique 3D sous HFSS d'un blindage homogène présenté figure 1.16. Ce principe est identique à celui de la mesure par un banc triaxial présenté précédemment. En effet, une excitation de type «Wave Port» a été utilisée comme générateur de puissance à l'une des extrémités du câble séparées par le blindage, et un court-circuit sous forme d'un matériau parfaitement conducteur (PEC) à l'autre extrémité.

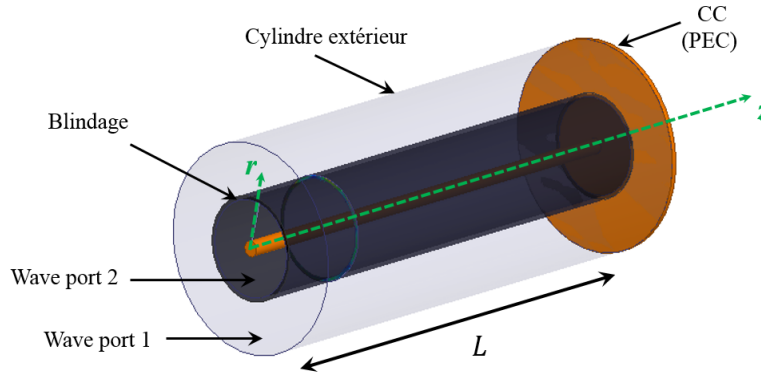


FIGURE 1.16 – Principe de modélisation de  $Z_t$  par outil numérique.

Nous rappelons que le principe de mesure de  $Z_t$  consiste à estimer la valeur de la tension ( $V$ ) induite aux bornes du conducteur intérieur (âme de câble) et le blindage, ainsi que le courant ( $I$ ) qui circule dans ce dernier. Pour cela, nous mettons en place ci-après, deux relations classiques d'électromagnétisme pour calculer ces deux grandeurs.

$$V = \int_{(R)} E_{(r)} dr \quad (1.7)$$

$$I = \int_{(S)} J_{(z)} ds \quad (1.8)$$

Toutefois, pour déterminer les valeurs de la tension, il faut définir une ligne radiale de mesure entre le conducteur intérieur et le blindage, ainsi qu'une surface de mesure de courant dans le blindage (voir l'annexe). Au final, suivant cette démarche et exploitant les possibilités de calcul fournies par HFSS, nous calculons ces deux grandeurs électriques pour évaluer l'impédance de transfert du câble pour chaque fréquence.

Nous prenons donc un exemple d'un blindage homogène de rayon extérieur  $r_1=2$  mm et intérieur  $r_2=1.85$  mm, soit une épaisseur  $\ell=150$   $\mu\text{m}$  et d'une conductivité électrique  $\sigma = 10^6$  S/m. Les résultats obtenus présentés figure 1.17.

On constate clairement qu'à partir de la méthode numérique proposée utilisant le principe de mesure de  $Z_t$  par un banc triaxial, il est possible de reproduire l'évolution de l'impédance de transfert de blindage tubulaire homogène en fonction de la fréquence. Cela nous permettra par la suite de l'appliquer pour des structures de blindage sous forme de textiles.

La difficulté de cette simulation numérique réside dans le temps de simulation considérable (plusieurs heures) nécessaire pour chaque fréquence de calcul. En effet, il faut choisir des bonnes

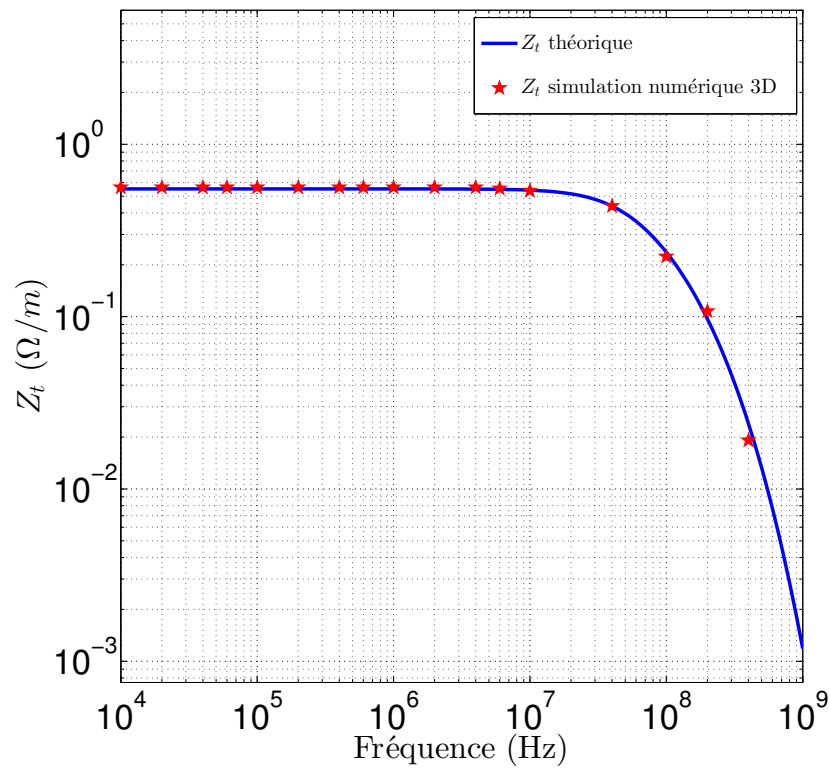


FIGURE 1.17 –  $Z_t$  d'un blindage homogène : comparaison entre calcul analytique et modélisation numérique 3D.

conditions de maillage pour obtenir une distribution de densité de courant précise sur la surface de mesure.

## 1.3 Modélisation et simulation du blindage en plan

### 1.3.1 Modélisation d'une couche homogène

Le calcul de l'efficacité de blindage d'une couche homogène pleine constituée d'un matériau de propriétés  $(\sigma, \epsilon, \mu, \eta)$  fait intervenir différents mécanismes en terme d'interaction avec la matière. En effet, lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un milieu, une partie de l'onde est réfléchie alors qu'une autre partie passe dans le milieu rencontré et se propage dans celui-ci. Le mécanisme de la pénétration de l'onde se fait dans ce cas par une diffusion à travers les parois du milieu. Il en résulte globalement une réflexion d'une partie du signal dans l'air et une transmission au-delà du matériau constituant le blindage. Le cas de l'incidence normale à la surface d'une couche pleine représenté figure 1.18.

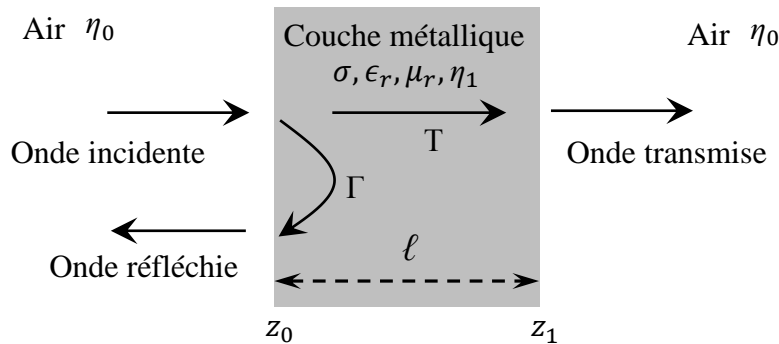


FIGURE 1.18 – Propagation d'une onde plane dans une couche métallique pleine.

La propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu ou à l'interface entre deux milieux peut être modélisée par un ensemble de coefficients transmission et de réflexion. Ces coefficients peuvent être placés dans un graphe de fluence (figure 1.19) qui traduit la propagation de l'onde dans le sens direct et inverse.

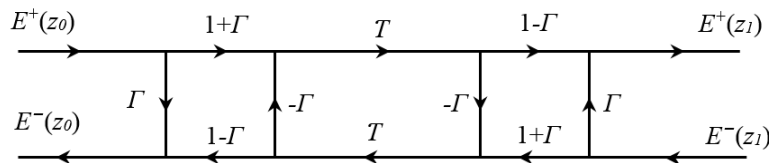


FIGURE 1.19 – Graphe de fluence.

Le calcul de l'efficacité de blindage électromagnétique d'une couche pleine homogène d'épaisseur  $\ell$  est déduit à partir de ces coefficients et donné par l'expression ci-après [43] :

$$SE = \frac{E^+(z_0)}{E^+(z_1)} = \frac{1 - \Gamma^2 T^2}{T(1 - \Gamma^2)} \quad (1.9)$$

où  $\Gamma$  et  $T$  désignent respectivement la réflexion à l'interface et la transmission à travers le

matériau. Leurs expressions sont données par les deux relations suivantes :

$$T = e^{-\gamma \ell \cos(\psi)} \quad (1.10a)$$

$$\Gamma = \frac{\eta_1 - \eta_0}{\eta_1 + \eta_0} \quad (1.10b)$$

où  $\gamma$  est la constante de propagation de l'onde,  $\eta$  son impédance et  $\psi$  l'angle d'incidence de l'onde.

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} = j\frac{\omega}{c_0} \sqrt{\mu_r \left( \epsilon_r - j\frac{\sigma}{\epsilon_0\omega} \right)} \quad (1.11a)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r - j\frac{\sigma}{\epsilon_0\omega}}} \quad (1.11b)$$

Les paramètres du vide sont donnés par  $c_0 = 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$  pour la célérité et par  $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$  pour l'impédance.

L'efficacité de blindage SE d'une couche homogène dépend de la constante de propagation  $\gamma$  dans le milieu et de  $\ell$ , la distance parcourue dans le matériau.

### 1.3.2 Simulation d'une structure non homogène

Nous nous intéressons dans cette partie à mettre en place des outils de simulations analytiques et numériques du comportement électromagnétique de structures planaires infinies soumises à une onde électromagnétique. Tout d'abord, nous commençons par présenter le principe de modélisation basé sur la notion de la périodicité puis, nous appliquerons le principe à l'étude simple des couches homogènes pleines infinies soumises à une onde électromagnétique. Une autre partie va s'attacher par la suite à modéliser une couche non homogène. Il s'agit de simuler numériquement une couche non homogène et de tenter d'en obtenir un modèle équivalent en termes de propriétés électromagnétiques.

Pour cela, une application à des structures à ouvertures de type grilles métalliques est présentée utilisant le principe de la périodicité. Cette approche permet de modéliser le comportement électromagnétique de la grille en mettant en place les modèles analytiques permettant de déterminer, en particulier, l'efficacité de blindage de ce genre de structures. Les résultats obtenus sont comparés à ceux provenant d'un logiciel de simulation électromagnétique commercial HFSS. Ces études sont complétées par des études en incidence oblique et en différents modes de polarisation de l'onde incidente.

#### 1.3.2.1 Principe de simulation par motif périodique

Dans le processus de fabrication textile, les structures présentent habituellement une cellule élémentaire répétitive dans l'espace que nous allons appeler "motif". Par définition, une structure infinie est la répétition du motif périodique qui la constitue dans l'espace et qui peut être



à une, deux ou trois dimensions [44]. Des exemples de structures périodiques présentés figure 1.20.

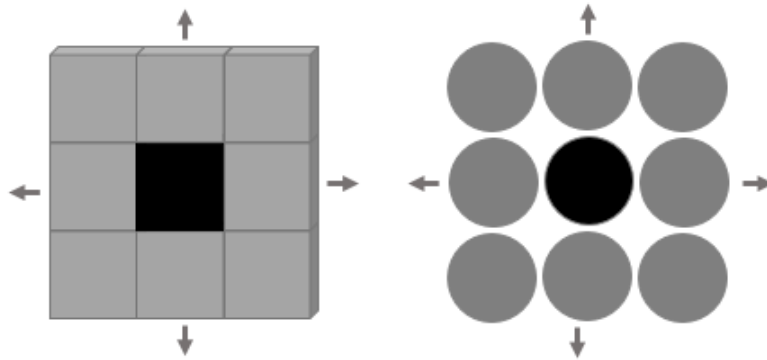


FIGURE 1.20 – Exemples de structures périodiques. L'élément en noir représente le motif périodique de la structure.

Dans ce cas, l'analyse d'une structure périodique peut se ramener à une étude simple et efficace de son motif périodique, qui nous permet de limiter les espaces mémoires et de réduire le temps de simulation nécessaires pour les outils de simulation numérique. En suivant cette approche et après avoir choisi le motif périodique de la structure souhaitée à modéliser, il est possible de reproduire le comportement périodique infini dans notre outil de simulation numérique qui implémente les théorèmes de Floquet mettant à profit la périodicité spatiale.

Pour cela, le modèle est illuminé par une source de rayonnement d'ondes électromagnétiques, cette fonction est assurée dans HFSS par des ports d'onde de type : Wave Port, Floquet Port ou Lumped Port. Ces ports ont comme objectif de positionner les plans d'observation afin de déterminer les paramètres  $S_{ij}$  qui nous permettront d'obtenir les champs incidents et transmis et d'en déduire l'efficacité de blindage SE. Ensuite, des conditions de frontières doivent être appliquées aux quatre parois latérales du motif de façon à reproduire la nature finie et périodique de la structure.

Dans HFSS, il est possible d'utiliser deux façons de modélisation, aboutissant aux mêmes résultats. La première approche consiste à appliquer des conditions de frontières appelées «Perfect E» et «Perfect H» qui nécessitent une excitation par des Wave Port (figure 1.21), cela permet de définir deux plans de symétrie, l'un magnétique et l'autre électrique, situation équivalente à une onde plane en incidence normale.

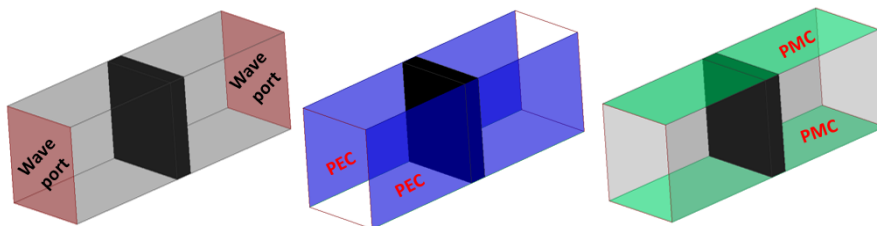


FIGURE 1.21 – Principe de modélisation d'une structure périodique par des conditions de frontières «Perfect E» et «Perfect H» (cas d'une onde plane en incidence normale sur l'élément en noir sur la figure).

Cependant, cette approche ne permet pas d'ajuster et de paramétrer l'angle d'incidence de l'onde puisque le champ électrique et le champ magnétique sont forcément dans le plan transverse et par conséquent le vecteur d'onde est toujours en incidence normale.

Une deuxième méthode consiste à utiliser une excitation par «Floquet Port» comme illustré figure 1.22. Dans ce cas, des conditions aux frontières de type «primary-secondary» sont appliquées, elles sont liées au menu qui s'appelle «Coupled». Nous notons bien que dans les anciennes versions du HFSS, ces deux noms étaient nommés «master-slave».

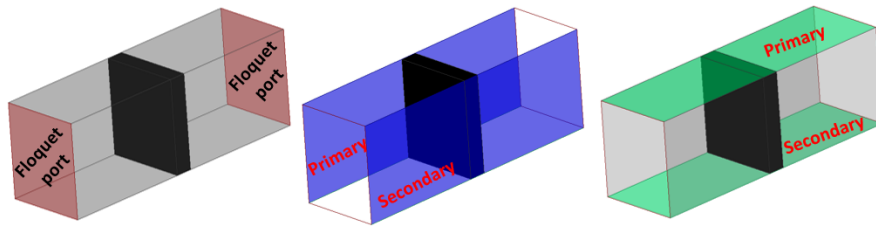


FIGURE 1.22 – Principe de modélisation d'une structure périodique par des conditions de frontières «primary-secondary» (cas le plus général en terme d'incidence).

Ces conditions permettent d'indiquer au logiciel que le domaine de calcul est répétitif périodiquement et à l'infini. L'avantage de cette méthode est d'avoir des ondes avec des angles d'incidences variables et des polarisations différentes (TE, TM).

Dans la suite de ce chapitre, nous allons appliquer la modélisation par le principe de la périodicité à une structure pleine de type plaque homogène et à une structure non homogène de type grille métallique.

### 1.3.2.2 Application pour une couche homogène pleine

En se basant sur l'approche de modélisation par motif périodique présentée dans la section précédente, nous procédons à une série de simulations sur HFSS d'une couche pleine homogène qui présente des paramètres géométriques et physiques différents. Cette partie nous permettra de valider ce principe suivi par comparaison avec les calculs analytiques existant dans la littérature.

Pour cette étude, on s'intéresse à la bande de fréquence fixée par les cahiers de charge du projet, allant de 10 kHz à 1 GHz. Nous imposons alors des conditions de frontière de type «primary-secondary» sur le domaine de calcul avec une incidence normale et oblique de l'onde et l'excitation est assurée par des ports de type «Floquet Port».

La première étude s'effectue tout d'abord en incidence normale sur des plaques de différentes valeurs de la conductivité électrique  $\sigma$ . Pour  $\mu_r = \epsilon_r = 1$  et  $\ell = 100 \mu\text{m}$ , nous comparons l'efficacité du blindage de la plaque avec le calcul analytique de l'équation (1.9) et le résultat est montré figure 1.23.

En effet, pour cette incidence normale de l'onde, on note pour différentes conductivités un excellent accord entre simulation numérique 3D et approche analytique. Notons bien que pour

les conductivités très élevées, un maillage fin est nécessaire en haute fréquence à cause de l'apparition de l'effet de peau.

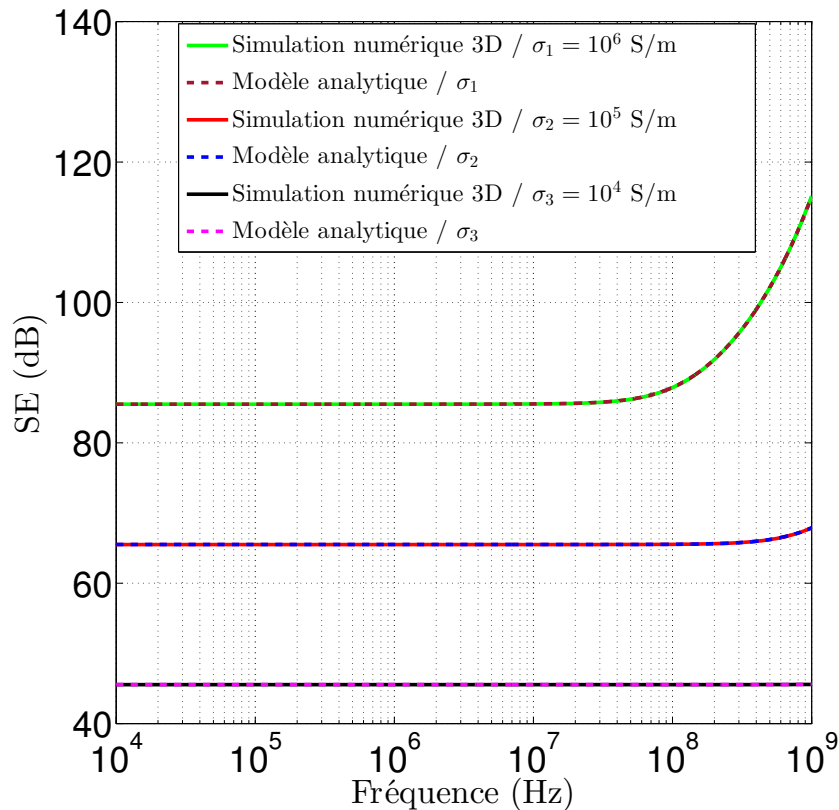


FIGURE 1.23 – Comparaison de l'efficacité de blindage d'une couche pleine pour différentes valeurs de  $\sigma$  ( $10^6$  S/m,  $10^5$  S/m et  $10^4$  S/m) obtenues par simulation et calcul analytique.

Pour être sûr que la comparaison est bonne et faire le tour du problème, nous comparons également les valeurs de SE obtenues par simulation numérique 3D pour différentes épaisseurs  $\ell$  et pour différentes valeurs de perméabilité magnétique  $\mu$  comme cela est illustré figure 1.24. Comme dans le cas précédent, les comparaisons donnent des résultats tout à fait similaires avec un excellent accord entre les deux approches.

On notera au passage qu'à hautes fréquences la présence de propriétés magnétiques améliore les propriétés de blindage.

À la fin de cette étape, les différents résultats obtenus en incidence normale avec l'outil de simulation numérique et notre approche périodique présentent une excellente concordance avec ceux issus des calculs analytiques pour les trois cas traités : différentes propriétés géométriques et physiques de la plaque pleine.

Cependant, la polarisation du champ électrique de l'onde incidente est décomposée en polarisation perpendiculaire et parallèle au plan d'incidence. Le plan d'incidence est défini comme le plan contenant l'axe de propagation de l'onde incidente et la normale à la surface de la structure. On désigne par TE (Transverse Électrique) une onde dont le champ électrique est perpendiculaire au plan d'incidence (figure 1.25(a)) et par TM (Transverse Magnétique) celle dont le champ magnétique est perpendiculaire à ce plan (figure 1.25(b)).[45]

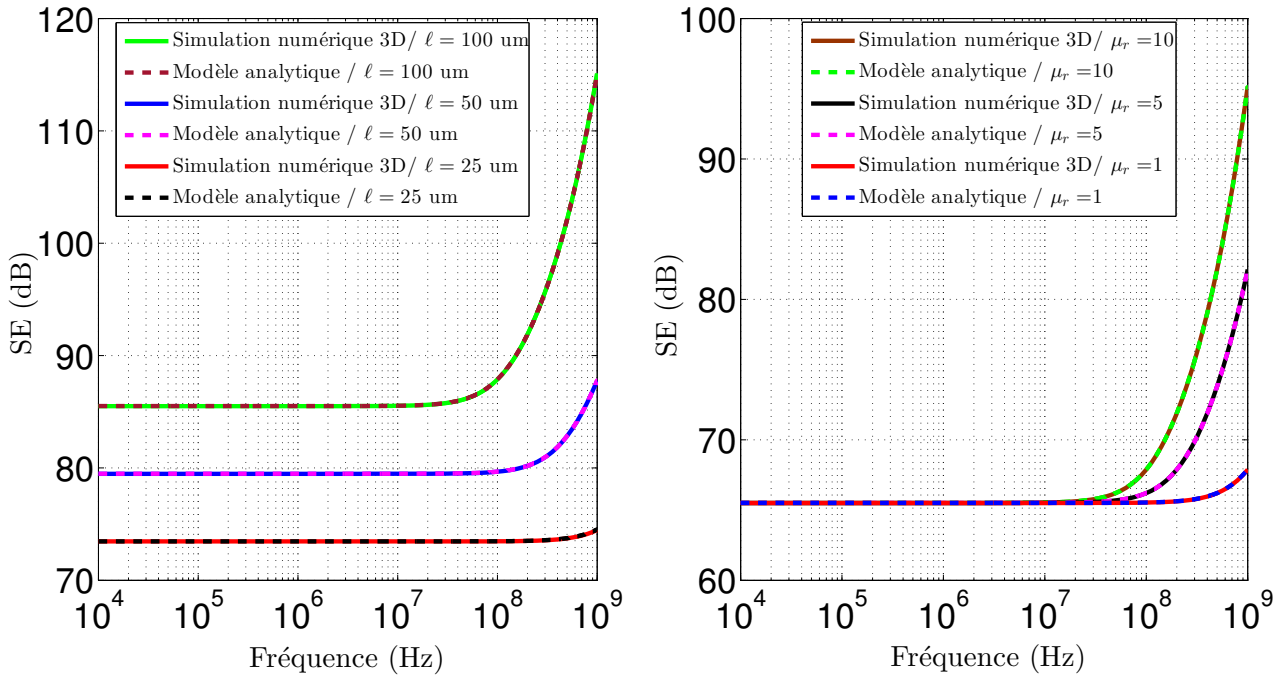


FIGURE 1.24 – Comparaison de l’efficacité de blindage d’une couche pleine pour différentes épaisseurs  $\ell$  avec ( $\sigma=10^6$  S/m,  $\epsilon_r = \mu_r=1$ ) et pour différentes valeurs de  $\mu_r$  avec ( $\sigma=10^5$  S/m,  $\epsilon_r = 1$  et  $\ell = 100 \mu\text{m}$ ) obtenues par simulation et calcul analytique.

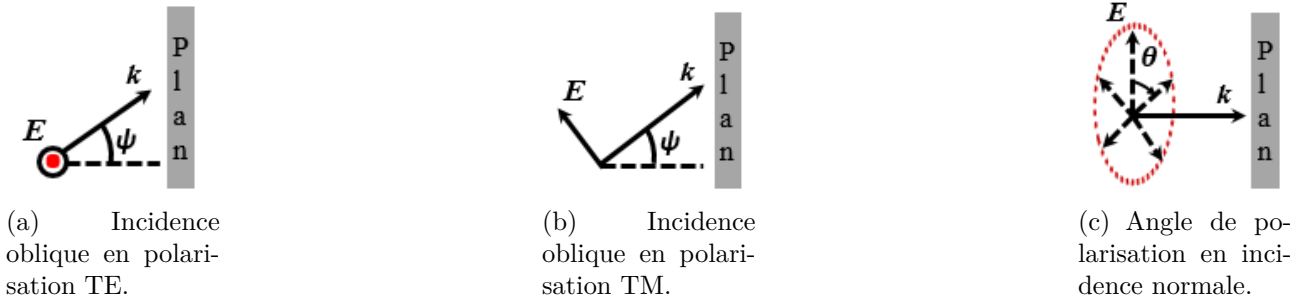


FIGURE 1.25 – Incidence oblique et angle de polarisation ( $\psi, \theta$  : angle d’incidence et de polarisation respectivement).

La prise en compte de cette notion de polarisation est indispensable lors d’une incidence oblique de l’onde.

Nous allons maintenant comparer les résultats de simulation à ceux du calcul analytique pour différents angles d’incidence  $\psi$  pour une couche de matériau donné. Dans HFSS, cette fonction de réglage de l’angle est assurée sur l’une des frontières «secondary», par contre le changement de mode de propagation est possible sur les ports d’excitation «Floquet Port».

Pour un matériau de propriétés suivantes :  $\sigma=10^6$  S/m,  $\ell=100 \mu\text{m}$  et  $\epsilon_r = \mu_r=1$ , nous représentons les résultats de simulation, premièrement, pour un angle d’incidence ( $\psi = 60^\circ$ ) comparés à ceux obtenus par le calcul analytique, puis pour un balayage en angles d’incidence allant de  $0^\circ$  à  $80^\circ$  en polarisation TM à une fréquence de 1 GHz. Cette comparaison va nous permettre de vérifier et de maîtriser le calcul de l’efficacité de blindage en incidence oblique mais aussi de valider notre mode de réglage du simulateur électromagnétique. Le résultat obtenu pour cette

incidence en polarisation TM est présenté figure 1.26.

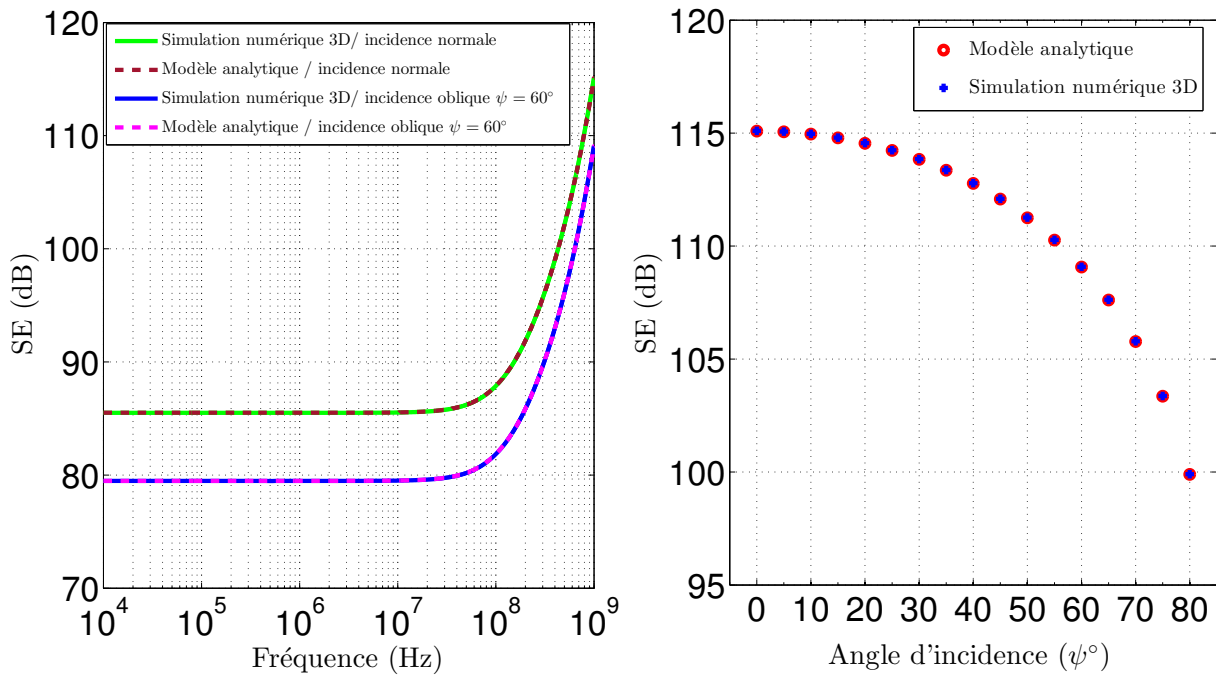


FIGURE 1.26 – Comparaison de l’efficacité de blindage d’une couche pleine en incidence oblique et pour un balayage angulaire à 1 GHz obtenue par simulation numérique et calcul analytique ( $\sigma=10^6$  S/m,  $\ell=100$   $\mu$ m et  $\epsilon_r = \mu_r=1$ ).

De même, les deux comparaisons sont parfaitement concordantes pour l’angle choisi. Il est bien clair que le modèle HFSS reproduit les mêmes résultats que ceux obtenus analytiquement pour le même angle d’incidence.

Jusqu’à présent, l’ensemble des résultats présentés nous amène à la même conclusion que pour l’étude précédente en incidence normale : les résultats sont parfaitement cohérents et équivalents.

Après avoir maîtrisé les différents outils mis en place et leurs résultats validés sur un certain nombre de cas simples, nous pouvons maintenant avancer vers des situations de modélisation plus complexes. Nous procéderons dans la suite à l’étude d’un modèle permettant de modéliser une structure non homogène, à ouvertures, de type grille métallique.

### 1.3.2.3 Application à une structure à ouvertures

Les structures que nous étudions pour réaliser un blindage électromagnétique pour des faisceaux de câbles sont généralement des textiles (tresses, tissus, tricots en 2D, 3D). Pour obtenir les propriétés électromagnétiques souhaitées, il faut utiliser des fils possédant des propriétés électromagnétiques intéressantes comme les conducteurs.

La difficulté majeure pour aborder la compréhension des phénomènes électromagnétiques qui apparaissent avec l’utilisation des textiles, vient du fait que les couches de blindage ne sont plus homogènes. Autrement dit, le défaut majeur de ce genre de structures va provenir de ces ouvertures qui apparaissent dans le blindage. En effet, dès que la taille de ces ouvertures devient

comparable à la longueur d'onde, les champs électromagnétiques vont «passer» à travers ces trous, ce qui va induire une chute notable de l'efficacité de blindage.

L'objectif principal de cette partie est de tenter de modéliser une structure en présence d'ouvertures sur la base du principe de la périodicité pour prendre en compte ces effets.

Pour simplifier notre étude, nous commençons dans ce chapitre par la modélisation des grilles métalliques comme un cas simple de validation. La figure 1.27 présente un schéma illustratif d'une grille avec des ouvertures carrées (figure 1.27(a)), composée de conducteurs métalliques de rayon  $r$  et d'une période  $L$  et son motif périodique (figure 1.27(b)).

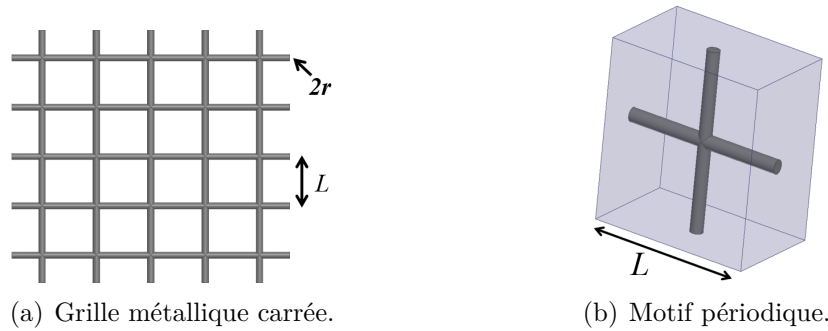


FIGURE 1.27 – Grille métallique à ouvertures carrées et son motif périodique.

Analytiquement, parmi les modèles efficaces qui traitent l'efficacité de blindage d'une grille, on cite les travaux de [46]. Ces travaux sont dédiés aux grilles métalliques périodiques avec des ouvertures carrées et de rayons de fils très petits par rapport à la longueur d'onde incidente (grandes ouvertures).

La modélisation repose sur le calcul de l'impédance électrique de la grille réalisée à base de fils de conductivité  $\sigma$  et de perméabilité  $\mu$  et de l'inductance de surface associée. L'inductance de surface est donnée par :

$$L_s = -\frac{L\mu_0}{2\pi} \log(1 - e^{-2\pi r/L}) \quad (1.12)$$

D'autre part, l'impédance de la grille s'exprime comme :

$$Z_w = \frac{1}{\pi r^2 \sigma} \frac{X I_0(X)}{2 I_1(X)} \quad (1.13)$$

Dans cette dernière équation,  $X = \sqrt{j\omega\mu\sigma r^2}$  et les fonctions  $I_n(X)$  représentent les fonctions de Bessel modifiées d'ordre  $n$ . À l'aide de ces deux grandeurs, il devient possible de déterminer l'impédance de surface de la grille ; toutefois selon l'incidence du champ électromagnétique sur la grille les effets vont être différents, ce qui va obliger à séparer le problème en deux grandes situations vis-à-vis de la polarisation (TE ou TM). Nous allons donc devoir définir deux impédances de surface pour chaque situation. Pour une polarisation TE, l'impédance de surface est donnée comme suit :

$$Z_s^{TE} = L Z_w + j\omega L_s \quad (1.14)$$

D'autre part, pour une polarisation TM avec un angle d'incidence  $\psi$  par rapport à la normale à la grille, l'impédance est donnée par :

$$Z_s^{TM} = Z_s^{TE} - \frac{j\omega L_s}{2} \sin^2(\psi) \quad (1.15)$$

A l'aide de ces impédances de surface, il est possible de déduire ensuite l'efficacité de blindage selon la polarisation et pour un angle d'incidence  $\psi$  à partir des équations (1.16) et (1.17) suivantes :

$$SE_{TE} = \frac{1 + 2(Z_s^{TE}/Z_0) \cos(\psi)}{2(Z_s^{TE}/Z_0) \cos(\psi)} \quad (1.16)$$

$$SE_{TM} = \frac{2(Z_s^{TM}/Z_0) + \cos(\psi)}{2(Z_s^{TM}/Z_0)} \quad (1.17)$$

Après avoir reposé le modèle analytique de calcul de l'efficacité de blindage des grilles à petites ouvertures carrées [46], la comparaison des résultats obtenus avec notre approche de modélisation par motif périodique est possible. Pour cela, deux grilles métalliques de caractéristique géométriques correspondant aux critères du modèle sont définies dans le tableau 1.1.

Dans la suite de ce chapitre, l'évaluation de l'efficacité de blindage est présentée pour deux types d'incidence de l'onde : incidence normale et oblique (dépendant de la polarisation).

Types	$L$ (mm)	$r$ (um)	$\sigma$ (MS/m)
Grille 1	5	50	15
Grille 2	3	65	30

TABLE 1.1 – Types de grilles modélisées.

Nous commençons donc par le cas d'incidence normale de l'onde ( $\psi = 0^\circ$ ). La comparaison des résultats obtenus pour les deux grilles par simulation numérique et calcul analytique présentés figure 1.28.

Les deux résultats sont en bonne concordance sur toute la bande de fréquence considérée, qui nous permet de valider notre approche de modélisation. On constate également l'effet des ouvertures qui dégrade l'efficacité de blindage à partir de certaines fréquences qui dépendent de leur taille. Nous précisons que pour les deux types de polarisations (TE ou TM), les résultats sont les mêmes en incidence normale. Cela provient évidemment des symétries de la grille en termes de la tailles et de propriétés physiques des conducteurs (même matériau, même nombre de conducteurs perpendiculaires et parallèles).

L'évaluation de l'efficacité de blindage change de valeurs pour différentes polarisations quand l'angle d'incidence n'est plus nul. Cette étape de simulation va donc consister à prendre en compte l'effet de l'incidence oblique. Nous procédons à la modélisation de la grille 1 suivant une polarisation TE et TM comme montré figure 1.29.

Comme précédemment, nous constatons clairement que le motif choisit permet de reproduire totalement le comportement de toute la grille, qui nous permet de valider notre modélisation

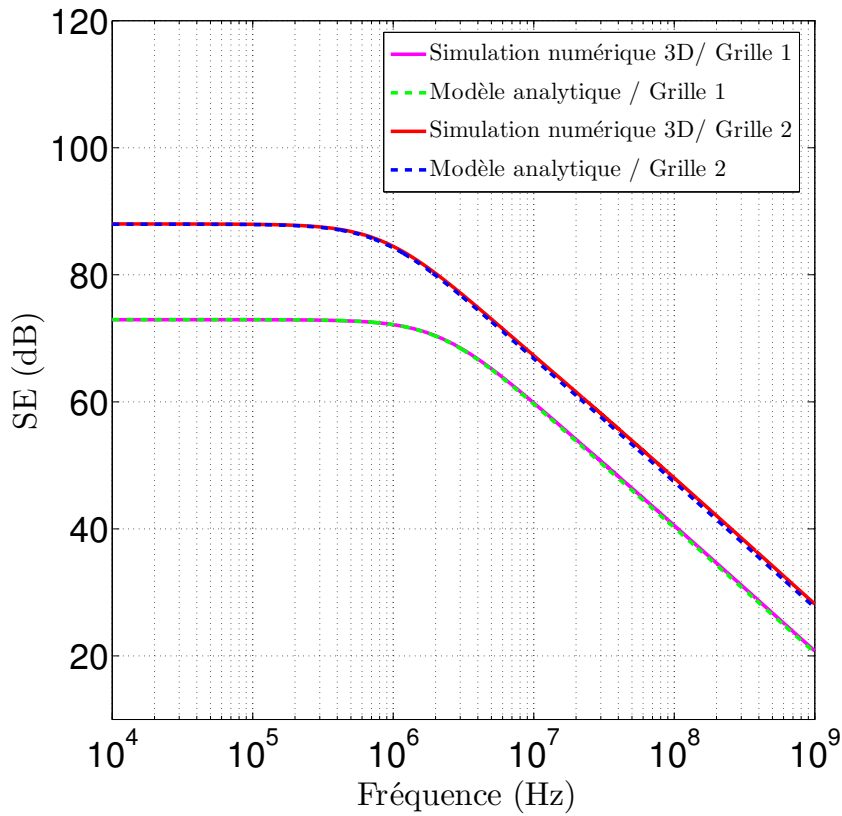


FIGURE 1.28 – Comparaison de l'efficacité de blindage des grilles (1) et (2) obtenue par simulation numérique et calcul analytique en incidence normale.

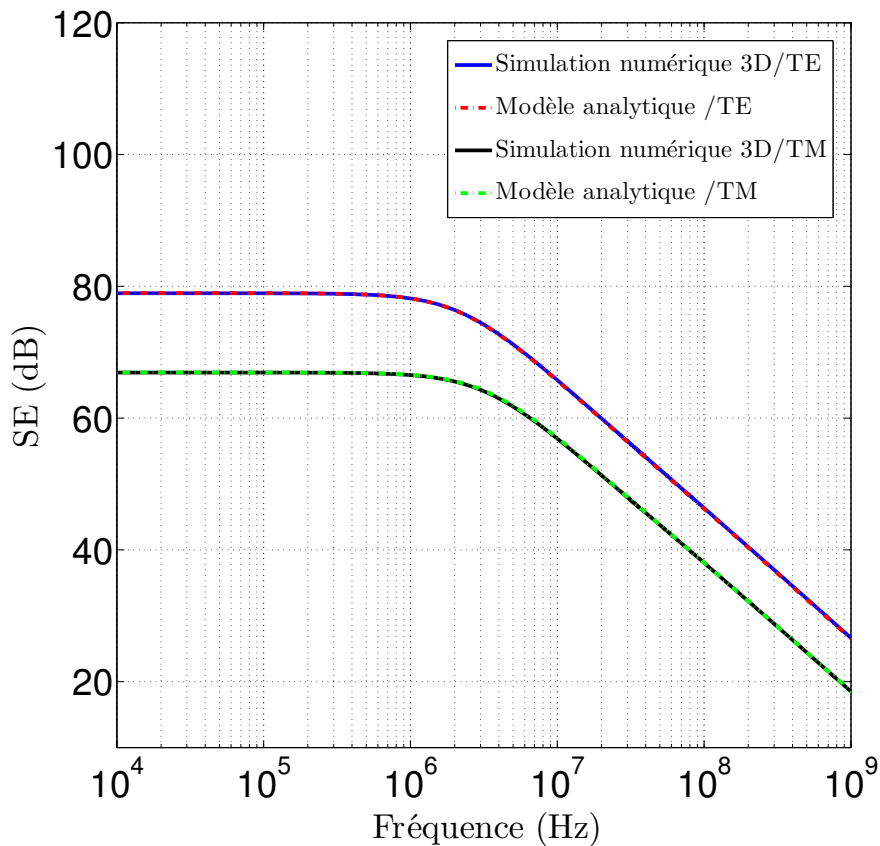


FIGURE 1.29 – Comparaison de l'efficacité de blindage de la grille 1 obtenue par simulation numérique et calcul analytique en incidence oblique ( $\psi=60^\circ$ ) selon la polarisation TE et TM.



numérique par un motif périodique y compris dans le cas de structures non homogènes. D'après toute la chaîne de modélisation menée jusqu'à présent, on constate bien une concordance parfaite entre les modèles existants et le simulateur HFSS utilisé avec des conditions de simulation périodiques. En effet, les différents outils mis en place sont maintenant maîtrisés et leurs résultats validés sur un certain nombre de cas. Nous pouvons maintenant avancer vers des situations de modélisation plus complexes.

### 1.3.3 Vers une simplification de notre étude

La suite du travail doit maintenant porter sur une structure réelle ou qui s'approche de celles qui sont utilisées dans le blindage des câbles qui sont généralement des tresses où des tissus métalliques. Nous choisissons un motif plan d'une tresse à un seul conducteur (figure 1.30) dont l'objectif est d'évaluer l'efficacité de blindage par modélisation numérique sous HFSS.

Dans la littérature, il n'existe pas de modèle analytique pour prédire l'efficacité de blindage des tresses en plan. Cependant, sur la base des résultats des sections précédentes nous sommes en mesure d'évaluer son efficacité par simulation d'un motif périodique.

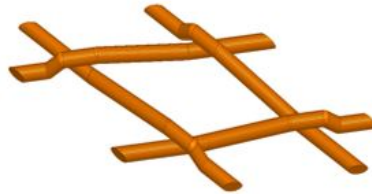


FIGURE 1.30 – Motif périodique d'une tresse métallique à un seul type de conducteur.

Pour cela, nous présentons sur la figure 1.31 la réponse SE de la tresse en plan pour différentes conductivités électriques  $\sigma$ .

Comme toute structure à ouvertures, l'efficacité de blindage est élevée en basse fréquence puis une dégradation significative due à l'effet des trous où l'onde électromagnétique traverse.

Les différents résultats obtenus pour les structures à ouvertures présentent un comportement identique en termes d'efficacité de blindage. En premier lieu, on remarque une dégradation de SE à partir d'une fréquence de coupure donnée liée à la nature de matériau et à la taille des trous. D'autre part, les allures de SE présentent deux asymptotes différentes : en basse fréquence, sous forme de paliers qui ne dépendent que des propriétés électromagnétiques du matériau de la tresse, ici de la conductivité électrique (cela ne dépend pas de la géométrie des ouvertures).

En haute fréquence, des asymptotes à -20 dB/décade qui ne dépendent que de la géométrie de la tresse, c'est-à-dire des ouvertures (cela ne dépend pas du matériau). Toutes ces asymptotes en haute fréquence se rejoignent par la suite sur la courbe en pointillé, correspondant à un matériau parfaitement conducteur (PEC obtenu en considérant que  $\sigma \rightarrow \infty$ ).

Par conséquent, l'efficacité de blindage de la structure peut être définie globalement par un gabarit délimité par ces deux asymptotes (sans prendre en compte des phénomènes potentiels

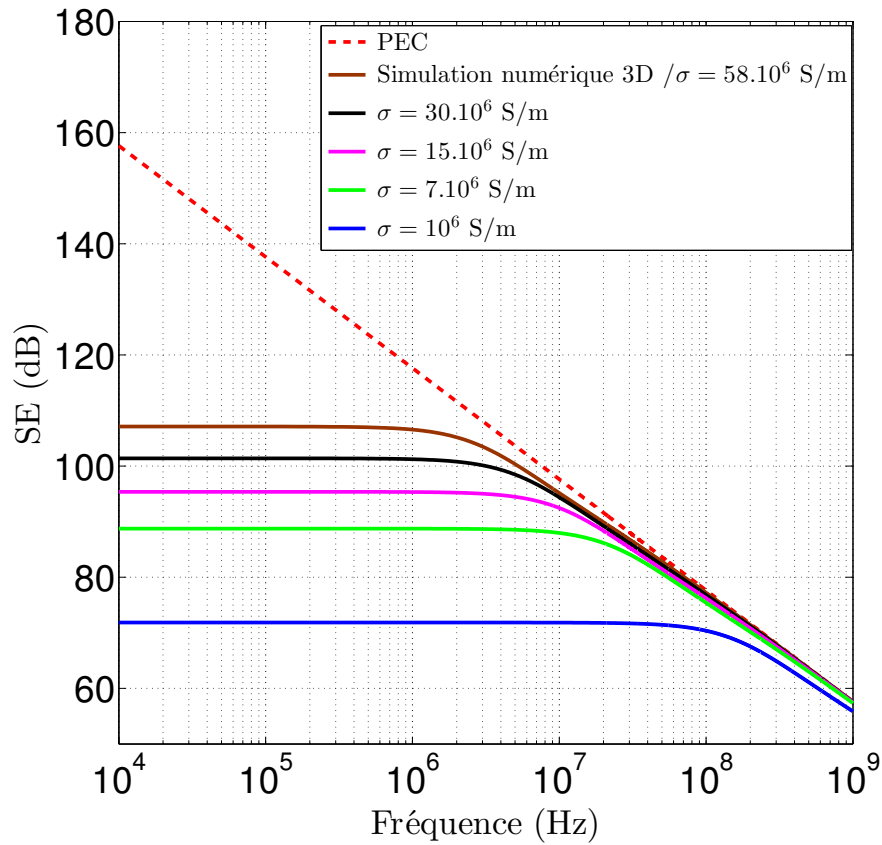


FIGURE 1.31 – Efficacité de blindage d'une tresse (structure à ouverture) pour différentes valeurs de la conductivité  $\sigma$ .

de «résonance» qui seront étudiés dans les chapitres suivants). À partir de ces observations, nous allons séparer nos études en deux approches distinctes :

1. En basse fréquence, pour modéliser l'asymptote horizontale, où la prise en compte de la conductivité est nécessaire, mais où le maillage de l'effet de peau à l'intérieur des conducteurs n'est pas nécessaire, ce qui n'oblige pas à réaliser un maillage très fin.
2. En haute fréquence, pour modéliser la pente provenant de l'effet des trous en considérant conducteur parfaitement conducteur (PEC). Dans ce cas, nous simplifions les conditions de simulation puisqu'il n'y a pas besoin de mailler l'intérieur des conducteurs.

## 1.4 Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre a consisté à mettre en place des outils de modélisation analytiques et numériques permettant de prédire l'efficacité de blindage de différentes structures. Les outils développés ont été validés par comparaison sur des cas pour lesquels nous disposons des modèles analytiques dans la littérature.

En premier lieu, après avoir défini les propriétés générales des textiles de type tissus et tresses métalliques, les définitions et les techniques de mesures de l'efficacité de blindage et de l'impédance de transfert ont été présentées, en nous basant sur des travaux existants.

Au fil de ce chapitre, nous avons ainsi mis en place une technique de modélisation numérique de l'impédance de transfert de blindages cylindriques homogènes, en reproduisant numériquement les techniques expérimentales (banc triaxial) permettant de mesurer  $Z_t$ . Cette technique sera appliquée par la suite pour le cas des tresses et tissus métalliques. Cette approche est fonctionnelle mais demande des ressources informatiques performantes et très importantes.

En partant de cas simples de couches homogènes, nous avons ensuite préparé une technique de simulation numérique basée sur les propriétés de périodicité spatiales des structures. Ce travail est nécessaire par le fait qu'il est impossible de simuler globalement des structures aussi complexes que des tissus. Il faut donc trouver des moyens de simuler le comportement électromagnétique qui soient rapides, simples et efficaces. Le principe a été validé sur des couches planes, homogènes, en incidence normale et oblique.

L'approche a ensuite été validée sur des structures planaires non homogènes à ouvertures se rapprochant des structures tissées ou tressées (ceci fait partie des étapes à valider dans notre étude (figure 1.32)). Ces simulations numériques nous ont permis de maîtriser tous les paramètres de simulation sur les différents besoins d'étude de ce travail, notamment les approches proposées pour la modélisation de l'impédance de transfert et de l'efficacité de blindage.

Parmi les difficultés rencontrées, on peut citer la nécessité de réaliser des maillages très fins en haute fréquence pour tenir compte de l'épaisseur de peau. Cela augmente alors rapidement le temps de calcul nécessaire à la simulation des structures.

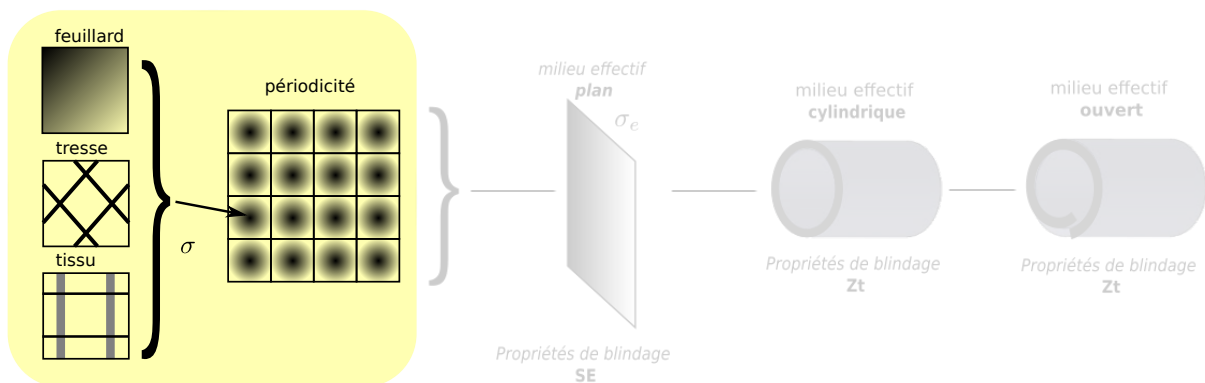


FIGURE 1.32 – Validation de notre approche et outils de modélisation de différentes géométries par principe de la périodicité.

Une analyse du comportement fréquentiel de l'efficacité de blindage de ces structures à ouvertures nous a permis de remarquer la présence de 2 asymptotes : une qui ne dépend que du matériau et l'autre liée à l'effet géométrique des ouvertures présentes dans le blindage.

Ceci nous conduit pour la suite de notre projet, à séparer la modélisation du blindage des textiles en deux parties liées à la gamme de fréquence (basse et haute fréquence).

Dans ce contexte, nous avons noté que la modélisation cylindrique en textile est assez complexe pour les raisons que nous avons évoquées. Nous savons à présent qu'en milieu planaire notre étude pourrait être simplifiée en utilisant la périodicité. Nous allons donc privilégier l'étude en plan (SE) et espérer par la suite prédire le comportement électromagnétique en forme cylindrique ( $Z_t$ ). Pour avoir ces deux caractéristiques de blindage, il nous faut donc déterminer une relation de passage efficace liant ces deux grandeurs.

Pour établir cette relation nous allons commencer par étudier le blindage de différentes formes en basse fréquence (asymptote horizontale). Le chapitre suivant s'intéresse donc à la modélisation de tissus et de tresses en basse fréquence en termes d'efficacité de blindage en planaire et d'impédance de transfert en cylindrique.



---

---

# Relation entre impédance de transfert et efficacité de blindage en basses fréquences

---

---

## Sommaire

---

<b>2.1 Introduction</b>	<b>46</b>
<b>2.2 Modélisation d'une couche homogène</b>	<b>47</b>
2.2.1 Efficacité de blindage en BF et la résistance carrée	47
2.2.2 Efficacité de blindage aux fréquences intermédiaires	50
<b>2.3 Application aux tresses métalliques</b>	<b>52</b>
<b>2.4 Application aux tissus métalliques</b>	<b>55</b>
2.4.1 Tissu carré homogène à conducteurs cylindriques	55
2.4.2 Tissu carré hétérogène à conducteurs cylindriques	57
2.4.3 Tissu rectangulaire hétérogène à conducteurs cylindriques	58
2.4.4 Efficacité de blindage en polarisation oblique	61
<b>2.5 Conclusion</b>	<b>65</b>

---

## 2.1 Introduction

Comme nous l'avons constaté dans le premier chapitre, les dispositifs électromagnétiques destinés au blindage sont composés de structures complexes qui rendent le calcul de l'efficacité de blindage par des approches analytiques très délicat. Pour cette raison, nous proposons d'établir une relation entre les structures cylindriques dédiées au blindage des câbles (souvent caractérisées par  $Z_t$ ) et les structures planaires (souvent caractérisées par SE). Cette étude devient plus simple vu que la simulation électromagnétique des motifs périodiques planaires sont plus faciles à réaliser que des structures cylindriques complexes comme les tresses et tissus métalliques.

Au cours de ce chapitre, nous ne nous intéressons qu'à la modélisation du comportement du textile en basse fréquence avant l'apparition de l'effet peau et des trous. Pour cela, en se basant sur le principe de la résistance carrée du matériau constituant le textile, une étude s'est attachée à modéliser des tresses et tissus métalliques en basse fréquence, couplée à une modification du concept d'impédance de transfert, réduite à une forme carrée arrondie de blindage. Dans ce contexte, notre démarche consiste à simuler numériquement une couche de textile et à tenter d'en obtenir un modèle électrique équivalent en termes de propriétés électromagnétiques.

Tout d'abord, l'approche est présentée pour un cas simple d'un blindage métallique homogène. Ensuite, les cas des tresses et tissus métalliques sont traités.

## 2.2 Modélisation d'une couche homogène

### 2.2.1 Efficacité de blindage en BF et la résistance carrée

Le calcul de l'impédance de transfert dans le cas d'un blindage homogène d'épaisseur  $\ell$  a été établi par la relation (1.4). En basse fréquence, cette impédance est égale à la résistance DC ( $R_0$  en  $\Omega/m$ ) du cylindre pour une longueur de 1 m.

Par ailleurs, en espace libre, la relation qui permet le calcul de l'efficacité de blindage d'une couche homogène planaire infinie d'épaisseur  $\ell$  est celle présentée par l'équation (1.9). En basse fréquence, ce calcul peut être simplifié en faisant intervenir certaines approximations. Elles sont décrites ci-après.

$$\epsilon_r \ll j \frac{\sigma}{\epsilon_0 \omega} \quad (2.1a)$$

$$\frac{\eta_1}{\eta_0} = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\epsilon_0 \omega}}} \approx \sqrt{\frac{j \omega \mu_r \epsilon_0}{\sigma}} \ll 1 \quad (2.1b)$$

$$\gamma = j \frac{\omega}{c_0} \sqrt{\mu_r \left( \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\epsilon_0 \omega} \right)} \approx \sqrt{j \omega \mu_0 \mu_r \sigma} \quad (2.1c)$$

$$\gamma \ell \ll 1 \quad (2.1d)$$

Ensuite, l'utilisation du développement limité en série de Taylor de premier ordre (si  $\omega \rightarrow 0$ ) permet d'obtenir les expressions suivantes :

$$\Gamma = \frac{\eta_1 - \eta_0}{\eta_1 + \eta_0} \rightarrow 2 \frac{\eta_1}{\eta_0} - 1 \quad (2.2a)$$

$$\Gamma^2 \simeq \left( 2 \frac{\eta_1}{\eta_0} - 1 \right)^2 \rightarrow 1 - 4 \frac{\eta_1}{\eta_0} \quad (2.2b)$$

$$T = \exp(-\gamma \ell) \rightarrow 1 - \gamma \ell \quad (2.2c)$$

$$T^2 \simeq (1 - \gamma \ell)^2 \rightarrow 1 - 2\gamma \ell \quad (2.2d)$$

$$\Gamma^2 T^2 \simeq \left( 1 - 4 \frac{\eta_1}{\eta_0} \right) (1 - 2\gamma \ell) \rightarrow 1 - 4 \frac{\eta_1}{\eta_0} - 2\gamma \ell \quad (2.2e)$$

$$\frac{\gamma \ell}{\eta_1} \rightarrow \sigma \ell \quad (2.2f)$$

On peut en déduire alors une efficacité de blindage de la couche homogène pleine comme suit :

$$SE \rightarrow \frac{4 \frac{\eta_1}{\eta_0} + 2\gamma \ell}{4 \frac{\eta_1}{\eta_0} (1 - \gamma \ell)} \simeq 1 + \frac{\gamma \ell \eta_0}{2\eta_1} = 1 + \frac{\sigma \ell \eta_0}{2} \quad (2.3)$$

Cette expression dépend uniquement de la conductivité et de l'épaisseur du matériau et est indépendante de la fréquence et de la perméabilité; elle donne un blindage constant en basse fréquence.



Si l'on considère une portion carrée d'une plaque plane homogène d'épaisseur  $\ell$  et de conductivité  $\sigma$  (figure 2.1), sa résistance carrée est  $R_s = 1/\sigma\ell$ .

On peut alors définir l'efficacité de blindage en basse fréquence  $SE_{LF}$  (Low Frequency) selon la notion de la résistance carrée comme étant : [47]

$$SE_{LF} = 1 + \frac{\eta_0}{2R_s} \quad (2.4)$$

Si cette portion carrée est enroulée pour obtenir une forme cylindrique d'une longueur est égale à sa circonférence moyenne ( $\pi D_m$ ,  $D_m$  : diamètre moyen) (voir la figure 2.1), on peut alors définir une nouvelle notion d'impédance de transfert appelée «*impédance de transfert carrée*  $Z_{ts}$ » ( $\Omega/\text{carré}$ ) qui se trouve dans ce cas particulier égale à la résistance carrée  $R_s$ .

Cette approche nous permet alors de définir une relation liant l'efficacité de blindage et l'impédance de transfert carrée en basse fréquence par l'intermédiaire de la résistance carrée selon l'expression ci-après :

$$SE_{LF} = 1 + \frac{\eta_0}{2Z_{ts}} = 1 + \frac{\eta_0}{2R_s} \quad (2.5)$$

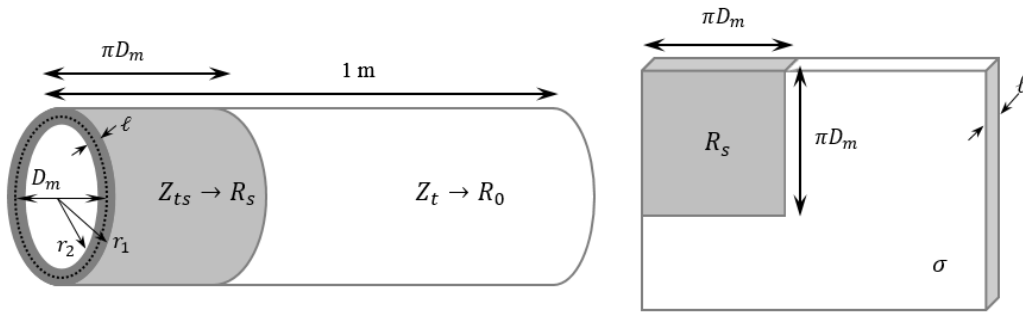


FIGURE 2.1 – Principe de l'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$  d'un blindage cylindrique en BF.

La mise en place de cette dernière expression (équation 2.5), nous permet de comparer les résultats obtenus avec ceux issus d'une simulation numérique 3D d'un motif carré plan. Dans un premier temps, les valeurs de SE sont calculées pour un carré d'une couche pleine de différentes épaisseurs et d'une conductivité électrique constante ( $\sigma = 58 \times 10^6$  S/m). Les résultats obtenus montrés figure 2.2. Les valeurs de SE en très basse fréquence (équation (2.4)) sont désignées par les symboles  $\square$ .

Les valeurs numériques obtenues sont identiques à celles du calcul issu du modèle simplifié défini par l'équation (2.5). Cependant, on remarque bien qu'il existe quelques écarts avec les valeurs obtenues avec l'allure de SE vers une fréquence de 1 MHz, notamment pour la plus grande épaisseur  $\ell$  où une petite différence apparaît (0.92 dB). Cette divergence est liée à l'apparition de l'effet de peau dans la couche de matériau.

Afin de mettre en évidence la validation de la relation (2.5), le même type de calcul de l'efficacité de blindage a été réalisé pour différentes conductivités électriques  $\sigma$ , tout en gardant une épaisseur constante de matériau. Les résultats obtenus sont illustrés figure 2.3.

Les résultats montrés sur les deux figures donnent parfaitement la valeur du blindage en très

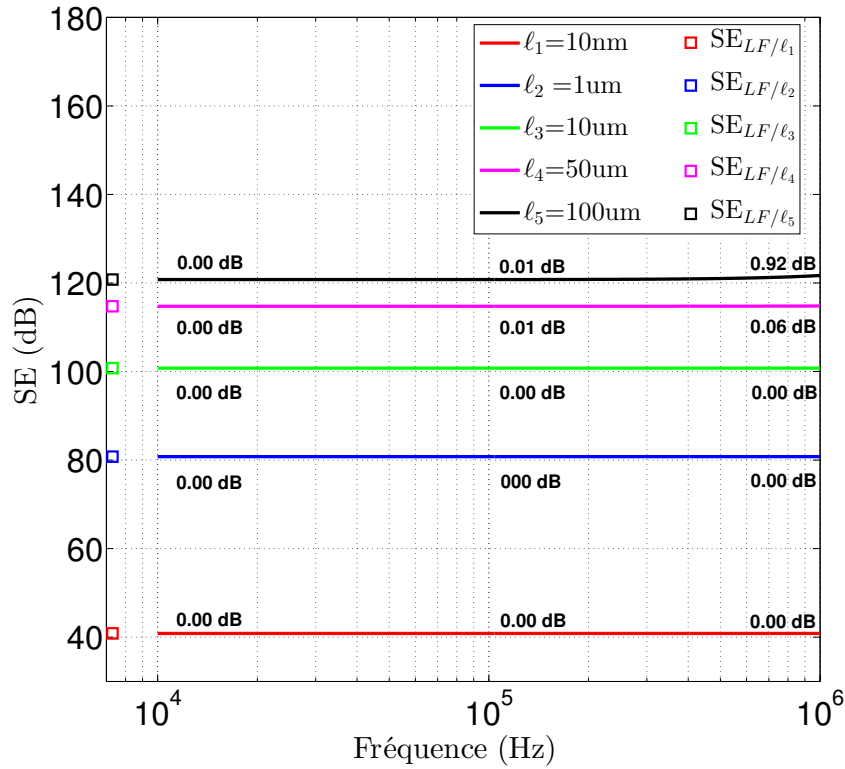


FIGURE 2.2 – *SE d'une couche pleine avec différentes épaisseurs ( $\ell$ ). Les lignes continues sont les SE simulées et les symboles carrés à gauche sont les limites en très basses fréquences. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz.*

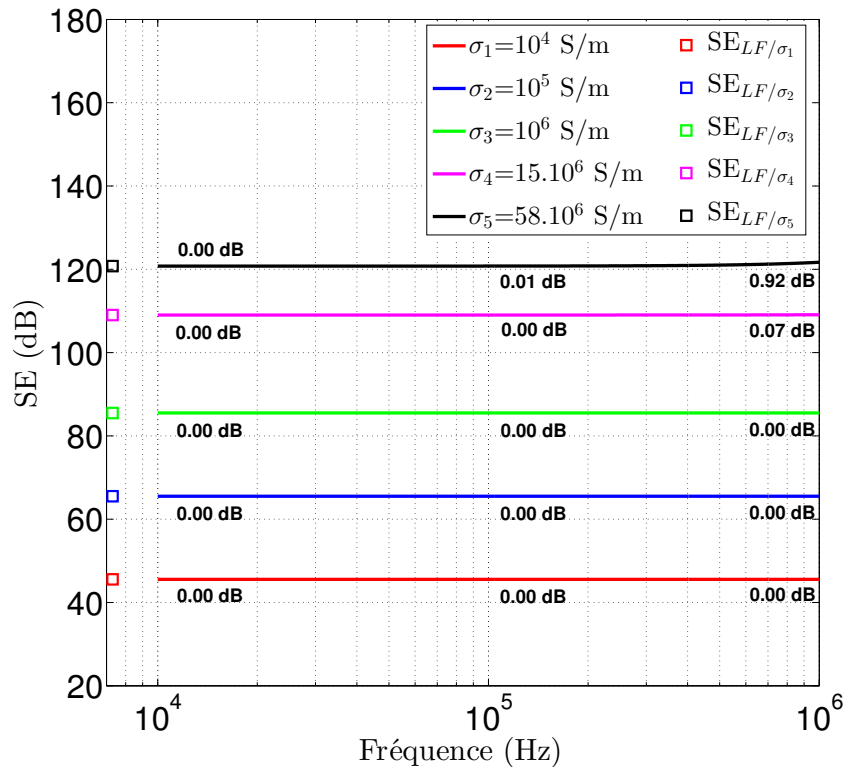


FIGURE 2.3 – *SE d'une couche pleine avec différentes valeurs de  $\sigma$  en espace libre ( $\ell = 100 \mu\text{m}$ ). Les lignes continues sont les SE simulées et les symboles carrés à gauche sont les limites en très basses fréquences. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz.*

basse fréquence. Cette démarche tend à valider l'approche de modélisation par le principe de la résistance carrée proposée par l'équation (2.5), mais également elle permet de déduire les valeurs de l'impédance de transfert carrée en basse fréquence d'un cylindre homogène à partir de sa forme déroulée carrée.

## 2.2.2 Efficacité de blindage aux fréquences intermédiaires

En augmentant la fréquence, la valeur de l'efficacité de blindage de la couche pleine n'est plus constante, elle se manifeste par une augmentation liée à l'apparition de l'effet de peau qui améliore le niveau de blindage. Pour cela, il est intéressant de déterminer l'évolution de ce blindage en ces fréquences, appelées intermédiaires.

La même méthode d'analyse est appliquée pour cette étude. Les simplifications associées dans ce cas peuvent être conservées, par contre, l'exposant de propagation  $\gamma\ell$  n'est plus négligeable et le développement limité de l'exponentielle ne peut plus être appliqué au premier ordre, c'est-à-dire : ( $e^x \approx 1 + x + \frac{x^2}{2} + \dots$ ) Cela signifie que le carré de l'exposant de propagation n'est plus négligeable :

$$\frac{(\gamma\ell)^2}{2} = \frac{\omega\mu_0\mu_r\sigma\ell^2}{2} = \pi f\mu_0\mu_r\sigma\ell^2 = \frac{\ell^2}{\delta^2} \gg 0 \quad (2.6)$$

Ce phénomène apparaît lorsque l'épaisseur de matériau n'est plus négligeable devant l'épaisseur de peau  $\delta$ . Pour déterminer la fréquence de coupure à 3 dB, le modèle est simplifié pour une impédance  $\eta_1/\eta_0$  très faible, ce qui donne une efficacité de blindage relative :

$$\frac{SE(f)}{SE_{LF}} = \frac{1 - e^{(-2\gamma\ell)}}{e^{(-\gamma\ell)(2\gamma\ell)}} \quad (2.7)$$

Cette relation peut être mise sous la forme d'une équation non linéaire :

$$\frac{SE(f)}{SE_{LF}} = \frac{1 - e^{-2(1-j)\frac{\ell}{\delta}}}{[2(1-j)\frac{\ell}{\delta}] e^{-2(1-j)\frac{\ell}{\delta}}} \quad (2.8)$$

Il est possible de déterminer la valeur de  $\ell/\delta$  en fonction du gain par des techniques de résolution non linéaire (tableau 2.1). Cette valeur est indépendante du milieu considéré.

Gain relatif linéaire	Gain relatif dB	$\ell/\delta$	$(\ell/\delta)^2$
$\sqrt{2}/2$	-3 dB	2.1425	4.590
0.1	-20 dB	4.9395	24.40

TABLE 2.1 – Solutions de l'équation non linéaire.

Pour terminer, il est possible de déterminer la fréquence de coupure à 3 dB en écrivant la relation (2.7) sous la forme :

$$\frac{SE(f_c)}{SE_{LF}} = \sqrt{2} \quad (2.9)$$

La fréquence de coupure  $f_c$  est alors donnée par la relation suivante :

$$f_c = \frac{4.590}{\pi \mu_0 \mu_r \sigma \ell^2} \quad (2.10)$$

Sous cette fréquence, nous pouvons exploiter notre modèle avec une erreur ne dépassant pas 3 dB.

Cette première étape de modélisation par la notion de la résistance carrée de la structure considérée a été validée pour un cas simple d'une couche homogène pleine. Il est très facile maintenant de prédire les valeurs de l'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$  d'une structure cylindrique en basse fréquence allant jusqu'à 100 kHz en connaissant seulement la valeur de son efficacité de blindage de sa forme carrée planaire.

Cependant, pour un motif plein, il est clair que n'importe quelle portion de la structure peut faire l'affaire pour définir un carré, ce qui n'est pas vrai pour des structures périodiques non homogènes. Nous poursuivons donc notre démarche pour des structures non homogènes de type tresses et tissus métalliques dans la suite de ce chapitre.

## 2.3 Application aux tresses métalliques

Nous proposons dans cette partie d'appliquer le principe de la résistance carrée aux tresses métalliques utilisées en blindage électromagnétique des câbles. Cela revient à définir un modèle électrique d'une tresse métallique en basse fréquence par l'intermédiaire d'une résistance équivalente. En basse fréquence, la valeur de l'impédance de transfert  $Z_t$  caractérisant le blindage des câbles est définie par la résistance continue de la tresse  $R_0$  ( $\Omega/\text{m}$ ), elle est exprimée en fonction des paramètres géométriques de la tresse par l'expression ci-après [30, 29, 38] :

$$Z_t = R_0 = \frac{4}{\pi d^2 N C \sigma \cos(\phi)} \quad (2.11)$$

où  $C$  : nombre de fuseaux de la tresse,  $N$  : nombre de conducteurs par fuseau,  $d$  : diamètre d'un conducteur élémentaire,  $\sigma$  : conductivité électrique du matériau de la tresse et  $\phi$  : angle de tressage.

Afin de simplifier l'étude des tresses de pouvoir calculer leurs efficacités de blindage SE, nous ramenons la forme cylindrique à une forme plane. Dans ce cas, suivant le principe de la périodicité, nous définissons un motif périodique plane d'une tresse métallique d'un seul conducteur comme illustré figure 2.4. Nous définissons également une longueur périodique  $L$  du motif de la tresse comme étant :

$$L = \frac{\pi D_m}{C \sin(\phi)} \quad (2.12)$$

avec  $D_m = D + 2.5d$  est le diamètre moyen de la tresse et  $D$  est son diamètre interne [39].

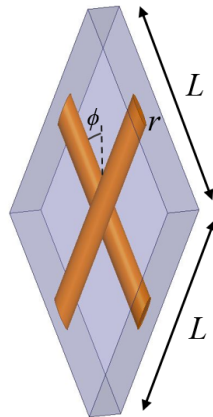


FIGURE 2.4 – Motif périodique d'une tresse à un seul conducteur.

Nous souhaitons donc définir un modèle électrique de la tresse métallique en BF par l'intermédiaire de la résistance équivalente  $R$  de chaque fuseau qui est composé généralement de  $N$  conducteurs élémentaires parallèles. Cette résistance est celle de l'ensemble des conducteurs cylindriques, elle est donnée par :

$$R = \frac{4L}{N\sigma\pi d^2} \quad (2.13)$$

Par la suite, la tresse peut être assimilée à un maillage de résistances en BF (figure 2.5). Une

plaque métallique rectangulaire de dimension  $(L_1 \times L_2)$  avec :

$$L_1 = 2L \cos(\phi) \quad (2.14a)$$

$$L_2 = 2L \sin(\phi) \quad (2.14b)$$

est composée d'un motif périodique en forme de losange et d'un quart de motifs adjacents et sa résistance est égale à  $R$ .

Ensuite,  $n_1$  et  $n_2$  motifs sont nécessaires dans chaque sens pour obtenir une forme carrée comprenant  $n_1$  motifs en largeur et  $n_2$  motifs en hauteur (figure 2.5), de sorte que :  $n_1 L_1 = n_2 L_2$ .

La résistance de cette plaque carrée est exprimée dans ce cas par la relation ci-dessous :

$$R_{0s} = \frac{n_1}{n_2} R = \frac{L_2}{L_1} R = \frac{4L \sin(\phi)}{\pi d^2 N \sigma \cos(\phi)} = \frac{4\pi D_m}{\pi d^2 N C \sigma \cos(\phi)} \quad (2.15)$$

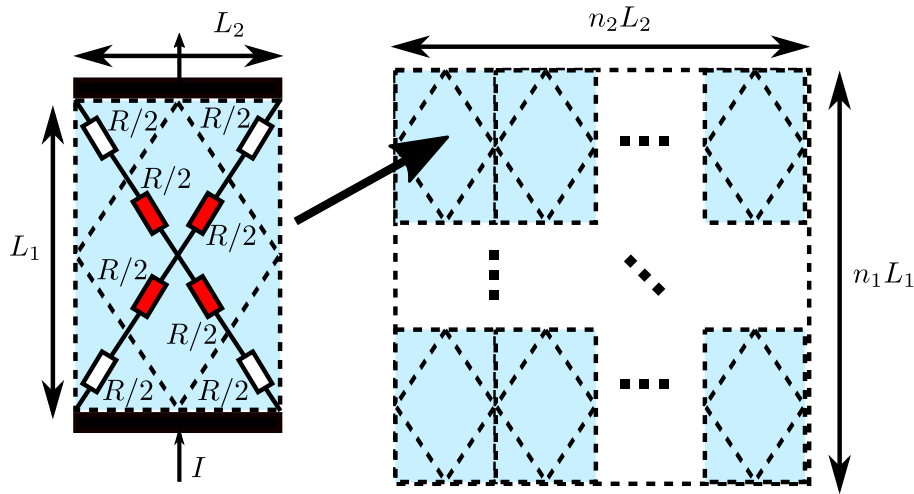


FIGURE 2.5 – Maillage de résistances équivalentes à une tresse métallique.

Au final, nous définissons la résistance carrée  $R_{0s}$  en basse fréquence qui est dérivée de l'impédance de transfert en DC ( $R_0$ ) des câbles tressés :

$$R_{0s} = \pi D_m R_0 = R \tan(\phi) \quad (2.16)$$

Pour tester cette approche de modélisation, différentes tresses métalliques composées de 1, 3 et 8 conducteurs par fuseau ont été simulées en 3D par l'intermédiaire de leurs motifs périodiques. Les variations de l'efficacité de blindage SE ont été comparées aux calculs analytiques de la relation (2.5) utilisant la résistance carrée ( $R_{0s}$ ). Les différents résultats sont présentés figure 2.6.

Pour une application sur des cas pratiques, le même calcul a été effectué pour des tresses ayant des paramètres géométriques et physiques réels [40]. Les valeurs de SE en basse fréquence obtenues par les deux approches sont présentées dans le tableau 2.2.

D'après ces résultats, la relation (2.5) qui lie l'impédance de transfert carrée en basse fréquence ( $Z_{ts} = R_{0s}$ ) et l'efficacité du blindage SE en plan reste valable dans le cas des blindages tressés.

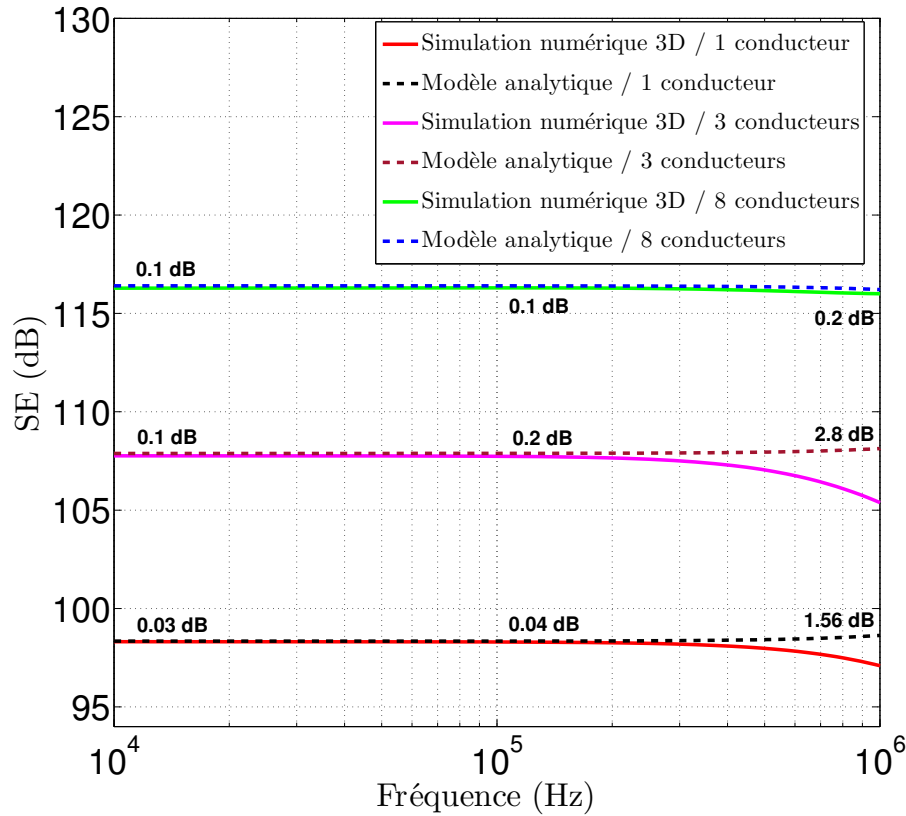


FIGURE 2.6 – Comparaison de SE d'une tresse composée de 1, 3 et 8 conducteurs par simulation numérique 3D et notre modèle. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz.

En effet, pour toutes les tresses considérées, les valeurs de SE obtenues par cette approche analytique et par simulations numériques sont identiques. Certains écarts sont observés qui sont liés aux conditions de simulation 3D (maillage, conducteurs qui ne sont pas parfaitement cylindriques ...etc).

On peut également remarquer que le modèle reste valable non seulement pour les points en très basse fréquence mais peut être étendu pour des fréquences allant jusqu'à 10<sup>5</sup> Hz où l'effet des ouvertures commence à dégrader les propriétés de blindage.

Tresse	D (mm)	d (mm)	C	N	$\phi$ (deg)	$R_0$ ( $\Omega/m$ )	$R_{0s}$ ( $\Omega/carré$ )	SE modèle (dB)	SE 3D (dB)
1	6	0.202	24	5	38.0	0.0080	$1.64 \times 10^{-4}$	121.2	121.0
2	6	0.160	24	7	32.2	0.0085	$1.71 \times 10^{-4}$	120.8	120.7
3	2.95	0.100	16	6	30.1	0.0372	$3.74 \times 10^{-4}$	114.0	113.7
4	1.5	0.100	16	3	21.4	0.0692	$3.80 \times 10^{-4}$	113.9	113.8

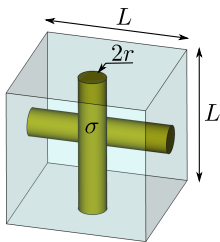
TABLE 2.2 – Comparaison de SE des tresses en très basse fréquence obtenues par résistance carrée et simulations numériques 3D.

## 2.4 Application aux tissus métalliques

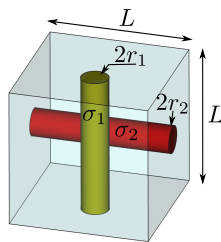
Nous nous intéressons dans cette partie à étendre notre approche aux cas de tissus métalliques. Pour simplifier l'étude à basses fréquences, on définit un modèle électrique par l'intermédiaire d'une résistance équivalente des fils conducteurs. On peut alors déduire un matériau équivalent de type plaque homogène qui conduirait à des valeurs identiques de l'efficacité de blindage. Ensuite, avec ces propriétés électromagnétiques équivalentes, nous pouvons calculer les propriétés de blindage des tissus en utilisant la théorie des couches homogènes comme dans la section 2.2. Cette étude présente un point de complexité supérieur par rapport aux tresses à cause de la nature inhomogène et anisotrope des tissus. En effet, les tissus métalliques n'ont ni le même nombre, ni le même type de fils en chaîne et en trame. Les résultats de blindage vont alors dépendre de l'orientation du champ  $\mathbf{E}$  incident.

Pour commencer, trois structures de géométries différentes rentes à un seul conducteur sont proposées et leurs motifs périodiques sont illustrés figure 2.7 :

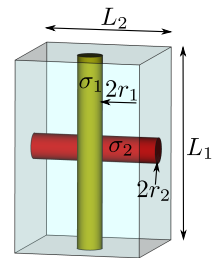
- Tissu à ouvertures carrées avec conducteurs homogènes cylindriques (figure 2.7(a)),
- Tissu à ouvertures carrées avec conducteurs hétérogènes cylindriques (figure 2.7(b)),
- Tissu à ouvertures rectangulaires avec conducteurs hétérogènes cylindriques (figure 2.7(c)).



(a) Tissu métallique carré homogène.



(b) Tissu métallique carré hétérogène.



(c) Tissu métallique rectangulaire hétérogène.

FIGURE 2.7 – Géométries des Tissus considérés.

### 2.4.1 Tissu carré homogène à conducteurs cylindriques

Dans le cas où le tissu est constitué de conducteurs cylindriques identiques (mêmes valeurs de  $r, \sigma$  et  $L$ ) dans les deux directions perpendiculaires (figure 2.7(a)), il peut être assimilé à un maillage de résistances en basse fréquence comme illustré figure 2.8. Dans ce cas, si un champ électrique  $\mathbf{E}$  est appliqué selon une direction de polarisation parallèle aux conducteurs verticaux, un courant est généré le long des fils dans la même direction. Pour des raisons de symétrie, tous les points des conducteurs horizontaux sont équipotentiels, donc aucun courant ne circule selon cette direction.

Avec ces considérations, on peut conclure que la résistance périodique correspond ici à la résistance carrée de tissu. Sa valeur est celle de la résistance d'un conducteur cylindrique. Ainsi, la



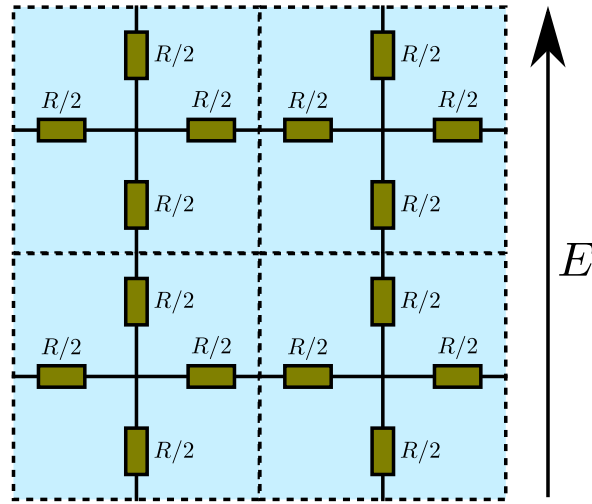


FIGURE 2.8 – Maillage de résistances équivalentes à un tissu carré homogène.

résistance peut s'écrire :

$$R_s = R = \frac{L}{\sigma \pi r^2} \quad (2.17)$$

Le tissu peut alors être assimilé à une plaque métallique équivalente comme l'étude de modélisation menée dans la section 2.2. Le matériau de cette plaque équivalente doit présenter la même résistance pour obtenir la même efficacité de blindage en basse fréquence. En suivant l'équation (2.5) où les valeurs de SE sont définies par  $\sigma$  et  $\ell$ , nous définissons alors une résistance carrée équivalente en fonction d'une épaisseur et une conductivité effective  $[\sigma\ell]_{\text{eff}}$  selon la relation suivante :

$$[\sigma\ell]_{\text{eff}} = \frac{1}{R_s} = \frac{\sigma \pi r^2}{L} \quad (2.18)$$

D'autre part, une application d'un champ  $\mathbf{E}$  selon la direction horizontale résulte la même résistance équivalente, ce qui donne le même résultat en termes de blindage. Cela revient à considérer un milieu isotrope de tissu en basse fréquence. Afin de bien valider cette démarche, en se basant sur le principe de modélisation par motif périodique planaire, trois configurations de tissus carrés différents ont été modélisées à l'aide des simulations numériques 3D. Pour ce faire, l'évolution de SE des motifs des tissus en incidence normale de l'onde est comparée à celle d'une plaque carrée équivalente définie par  $[\sigma\ell]_{\text{eff}}$ . Puis, ces deux résultats sont comparés par la suite à la valeur de SE en très basse fréquence issue de notre modèle proposé (2.4) sur la base de la résistance carrée  $R_s$  (notée par le symbole  $\square$ ). L'ensemble des résultats est présenté figure 2.9.

On peut noter que les trois résultats obtenus sont en très bon accord et tendent à confirmer l'approche suivie. Cependant, une différence entre les deux courbes du troisième tissu peut être observée autour de 1 MHz. Cela correspond à la limitation du comportement basse fréquence et à l'apparition de l'effet des ouvertures qui dégrade la valeur de SE. Comme il est mentionné dans le premier chapitre, cette partie mérite une étude particulière qui sera abordée dans les chapitres suivants.

Il paraît donc assez simple de modéliser l'efficacité de blindage des tissus à ouvertures carrées

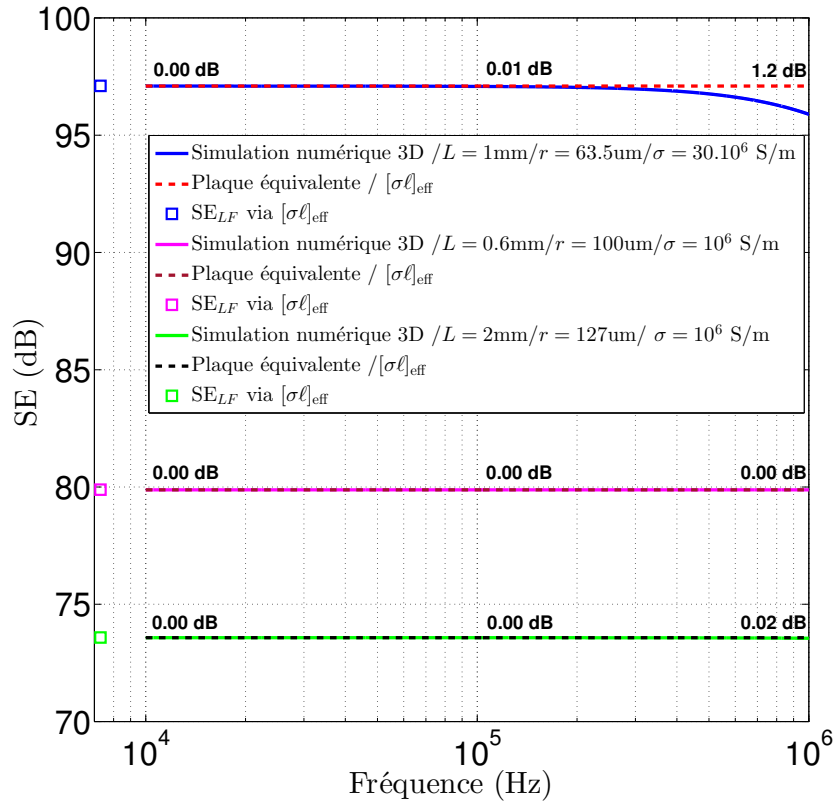


FIGURE 2.9 – Comparaison de  $SE$  d'un tissu carré homogène par simulation numérique 3D et notre modèle. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz.

en basse fréquence par une plaque homogène de même résistance équivalente ou par un modèle analytique moins compliqué (équation (2.5)). Nous poursuivons alors notre étude pour d'autres configurations possibles des tissus métalliques.

## 2.4.2 Tissu carré hétérogène à conducteurs cylindriques

Pour étendre notre modèle à des différents tissus existant en réalité, nous appliquons le principe de la résistance carrée dans le cas où le tissu est constitué de fils conducteurs différents en conductivité  $\sigma$  et/ou en rayon  $r$  dans les deux directions perpendiculaires (figure 2.7(b)). Le tissu peut être assimilé à un maillage de résistances en basse fréquence (figure 2.10) dont les valeurs sont différentes selon les deux directions ( $R_1$  et  $R_2$ ).

Si un champ électrique  $\mathbf{E}$  est appliqué selon une direction verticale, la résistance d'un élément périodique correspond à une résistance carrée  $R'_{s1}$  dont la valeur est celle de la résistance du conducteur cylindrique vertical. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$R'_{s1} = R_1 = \frac{L}{\sigma_1 \pi r_1^2} = \frac{1}{[\sigma \ell]_{\text{eff}1}} \quad (2.19)$$

D'autre part, l'application d'un champ électrique  $\mathbf{E}$  selon la direction horizontale donne une valeur différente vu que le milieu est anisotrope. Pour cette polarisation, la résistance carrée

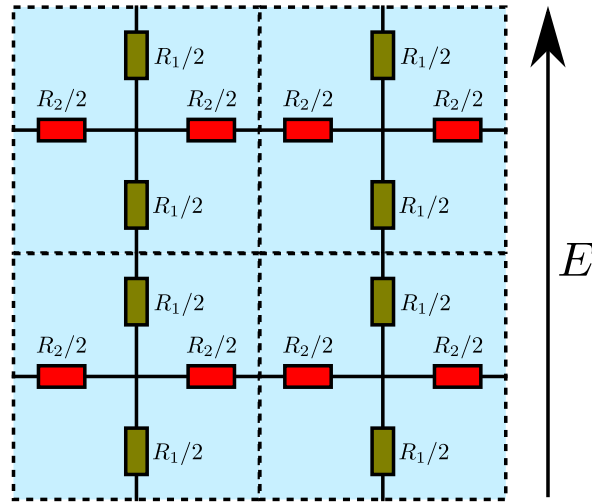


FIGURE 2.10 – Maillage de résistances équivalentes à un tissu carré hétérogène.

correspondant est donnée comme :

$$R'_{s2} = R_2 = \frac{L}{\sigma_2 \pi r_2^2} = \frac{1}{[\sigma \ell]_{\text{eff}2}} \quad (2.20)$$

La même méthode de validation de cette approche est appliquée pour motif périodique d'un tissu carré hétérogène. Cette modélisation a été étudiée selon deux directions de polarisation du champ incident  $\mathbf{E}$ . Les résultats de simulation numérique 3D du motif sont comparés à ceux obtenus par notre approche analytique et par l'intermédiaire d'une plaque équivalente pour les deux directions horizontale et verticale (figure 2.11).

Pour les deux applications du champ électrique  $\mathbf{E}$ , on constate clairement que le modèle répond avec un très bon accord entre les résultats obtenus. Rappelons que sur ce graphique, le symbole carré représente les valeurs de SE en très basse fréquence obtenues par l'équation (2.5).

Toutefois, comme expliqué dans le cas précédent, d'autres éléments ont également pu être observés sur la bande de fréquence considérée. Il s'agit d'une dégradation de résultats au moment de l'apparition de l'effet géométrique liée aux ouvertures du tissu qui dégrade son efficacité de blindage.

Après avoir validé notre démarche suivie sur un tissu carré hétérogène, il ne reste plus qu'à étudier le cas d'un tissu rectangulaire hétérogène, ce qui fait l'objet du paragraphe suivant.

### 2.4.3 Tissu rectangulaire hétérogène à conducteurs cylindriques

Pour poursuivre la validation de notre approche, Le troisième cas considéré concerne les tissus rectangulaires hétérogènes (figure 2.7(c)). Dans ce cas, le motif périodique présente une périodicité différente ( $L_1, L_2$ ), des conductivités et rayons différents selon les deux directions.

Le tissu peut être considéré également comme un maillage de résistances en basse fréquence (figure 2.12).

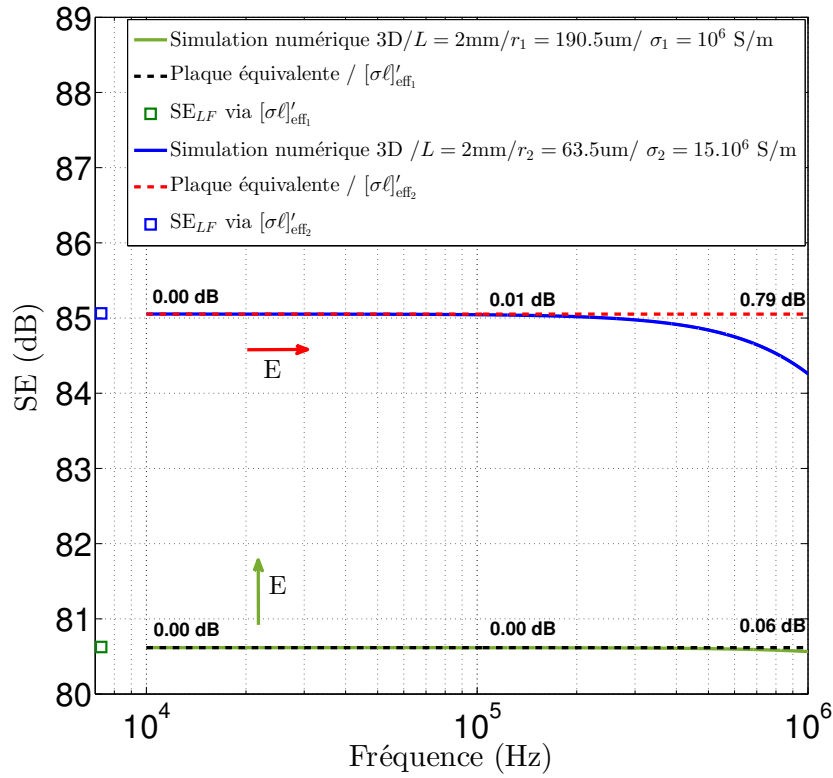


FIGURE 2.11 – Comparaison de SE d'un tissu hétérogène carré par simulation numérique 3D et notre modèle. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz.

Les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  pour les deux directions horizontale et verticale sont données comme suit :

$$R_1 = \frac{L_1}{\sigma_1 \pi r_1^2} \quad (2.21a)$$

$$R_2 = \frac{L_2}{\sigma_2 \pi r_2^2} \quad (2.21b)$$

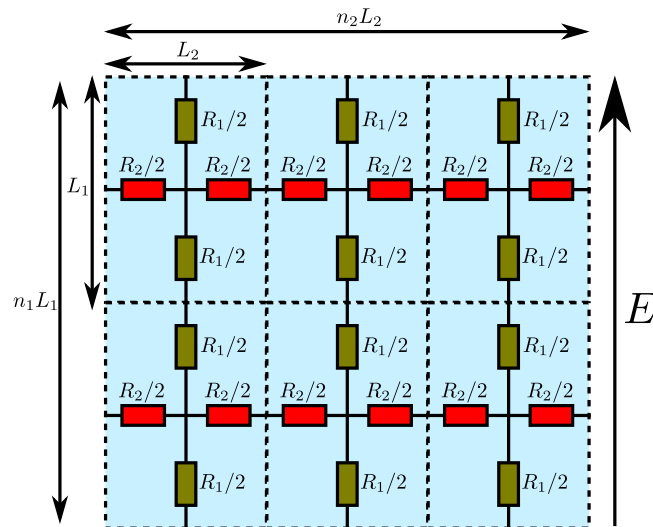


FIGURE 2.12 – Maillage de résistances équivalentes à un tissu rectangulaire hétérogène.

Toutefois, ces résistances ne correspondent pas aux résistances carrées de tissu à cause de la

forme rectangulaire du motif périodique. Pour définir une résistance carrée, il est nécessaire de considérer une forme carrée comprenant  $n_1$  résistances en parallèle et  $n_2$  résistances en série pour la direction horizontale et  $n_2$  résistances en parallèle et  $n_1$  résistances en série pour la direction verticale. On obtient au final un motif périodique carré de dimensions  $(n_1 L_1 \times n_2 L_2)$  qui nous permet par la suite de définir sa résistance carrée équivalente en basse fréquence.

Pour terminer, nous sommes capables maintenant de calculer les valeurs des résistances carrées équivalentes à un matériau de type plaque pleine selon les deux directions d'application du champ  $\mathbf{E}$  par les relations suivantes :

$$R''_{s1} = \frac{n_1}{n_2} R_1 = \frac{L_2}{L_1} R_1 = \frac{L_2}{\sigma_1 \pi r_1^2} = \frac{1}{[\sigma \ell]''_{\text{eff1}}} \quad (2.22a)$$

$$R''_{s2} = \frac{n_2}{n_1} R_2 = \frac{L_1}{L_2} R_2 = \frac{L_1}{\sigma_2 \pi r_2^2} = \frac{1}{[\sigma \ell]''_{\text{eff2}}} \quad (2.22b)$$

Pour valider également cette approche pour les tissus rectangulaires hétérogènes, on présente sur la figure 2.13 les résultats obtenus en comparant les valeurs de SE par simulation numérique 3D d'un motif périodique rectangulaire et celles d'une plaque équivalente présentant les mêmes résistances carrées de tissu selon la direction de polarisation considérée. De même, les résultats issus du calcul analytique de l'équation (2.5) sont présents (symbolisés par les carrés  $\square$ ).

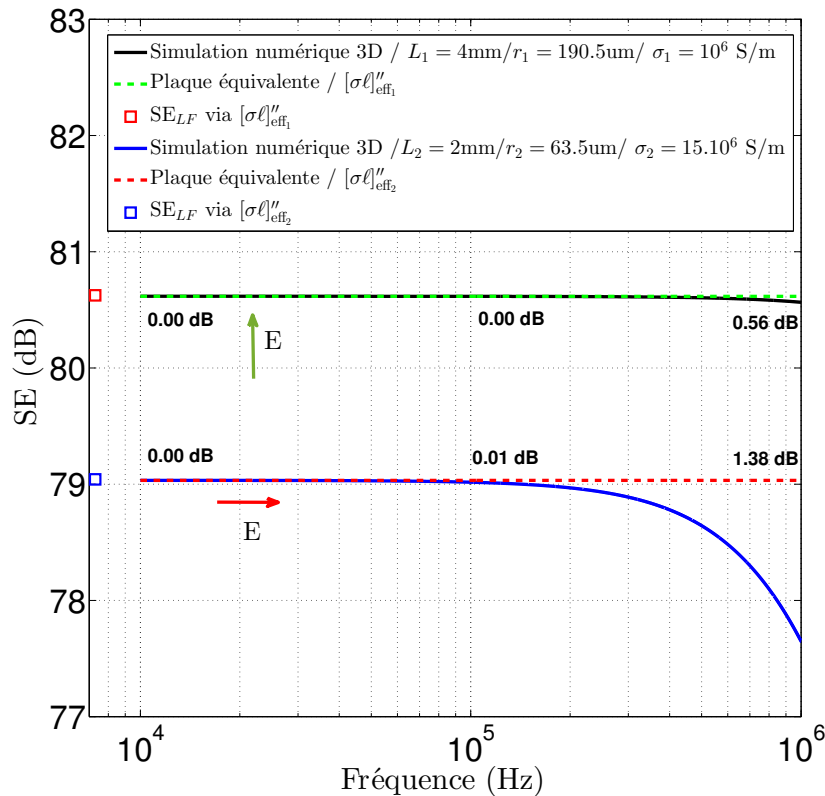


FIGURE 2.13 – Comparaison de SE d'un tissu hétérogène rectangulaire avec simulation numérique 3D et notre modèle. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz.

L'évolution de l'efficacité de blindage obtenue pour une application du champ selon les deux directions de tissu montre un excellent accord entre les trois calculs en basse fréquence. Ces

résultats restent valides pour une fréquence allant jusqu'à  $10^5$  Hz avant l'apparition de l'effet géométrique du tissu.

Pour terminer cette phase d'étude, les principaux résultats obtenus au cours de ces modélisations ont été validés pour deux directions de polarisation. Cependant, généralement en pratique, le champ électrique n'est pas appliqué seulement dans les deux directions de tissu pour mesurer son efficacité de blindage, donc il est nécessaire de développer une expression analytique pour prédire les résultats selon toutes les directions du champ. Cette étude fait l'objet du paragraphe suivant.

#### 2.4.4 Efficacité de blindage en polarisation oblique

Jusqu'à présent, l'efficacité de blindage en basse fréquence a été exprimée uniquement pour un champ incident  $\mathbf{E}$  appliqué selon l'une des deux directions des conducteurs (horizontale ou verticale) du tissu. Afin de bien mettre en évidence l'effet de la polarisation du champ électrique incident, nous procédons au calcul de l'efficacité de blindage de différents tissus évoqués précédemment où la polarisation du champ est appliquée avec un angle  $\theta$  par rapport aux fils verticaux (figure 2.14).

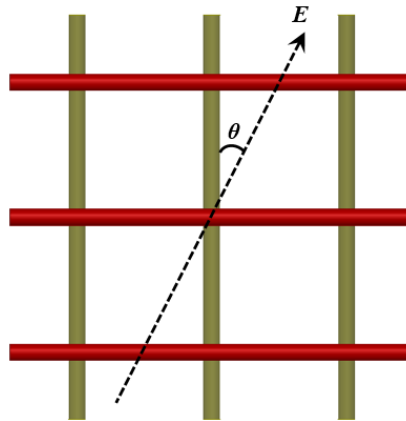


FIGURE 2.14 – *Tissu en polarisation oblique.*

Pour cela, en se basant sur les motifs périodiques de différents tissus, différentes séries de simulations ont été réalisées. Par l'extrapolation des résultats obtenus, nous sommes capables de définir les formules pour chaque cas. En effet, il s'agit de définir une propriété effective  $[\sigma\ell]_{\text{eff}}$  de la plaque homogène en fonction de l'angle de la polarisation du champ  $\mathbf{E}$ .

Pour le cas d'un tissu homogène à ouvertures carrées, l'efficacité de blindage en polarisation oblique peut être exprimée par l'équation (2.5) en utilisant un milieu effectif donné par l'expression suivante :

$$[\sigma\ell]_{\text{eff}}(\theta) = [\sigma\ell]_{\text{eff}} (\cos^2 \theta + \sin^2 \theta) = \sigma\pi \frac{r^2}{L} \quad (2.23)$$

On note très bien que pour ce genre de tissu, l'angle d'incidence n'a pas d'effet sur la résistance équivalente de la plaque homogène. Cela revient au milieu isotrope en basse fréquence.

Pour les tissus hétérogènes à ouvertures carrées ( $r$  et/ou  $\sigma$  différents dans les deux directions

du tissage), l'expression du milieu effectif est :

$$\begin{aligned} [\sigma\ell]_{\text{eff}}'(\theta) &= [\sigma\ell]_{\text{eff1}}' \cos^2 \theta + [\sigma\ell]_{\text{eff2}}' \sin^2 \theta \\ &= \frac{\sigma_1 \pi r_1^2}{L} \cos^2 \theta + \frac{\sigma_2 \pi r_2^2}{L} \sin^2 \theta \end{aligned} \quad (2.24)$$

Pour les tissus hétérogènes à ouvertures rectangulaires où  $r$ ,  $\sigma$  et la période  $L$  peuvent être différents dans les deux directions du tissage, le milieu effectif est donné comme suit :

$$\begin{aligned} [\sigma\ell]_{\text{eff}}''(\theta) &= [\sigma\ell]_{\text{eff1}}'' \cos^2 \theta + [\sigma\ell]_{\text{eff2}}'' \sin^2 \theta \\ &= \frac{\sigma_1 \pi r_1^2}{L_2} \cos^2 \theta + \frac{\sigma_2 \pi r_2^2}{L_1} \sin^2 \theta \end{aligned} \quad (2.25)$$

Les résultats de simulations numériques des motifs périodiques présentés figure 2.15 pour une polarisation oblique d'un tissu carré homogène, carré hétérogène et rectangulaire hétérogène. Ces résultats ont été comparés aux calculs analytiques de SE d'une plaque homogène qui présente une propriété effective en fonction de  $\theta$  et aux valeurs de simulation en très basse fréquence.

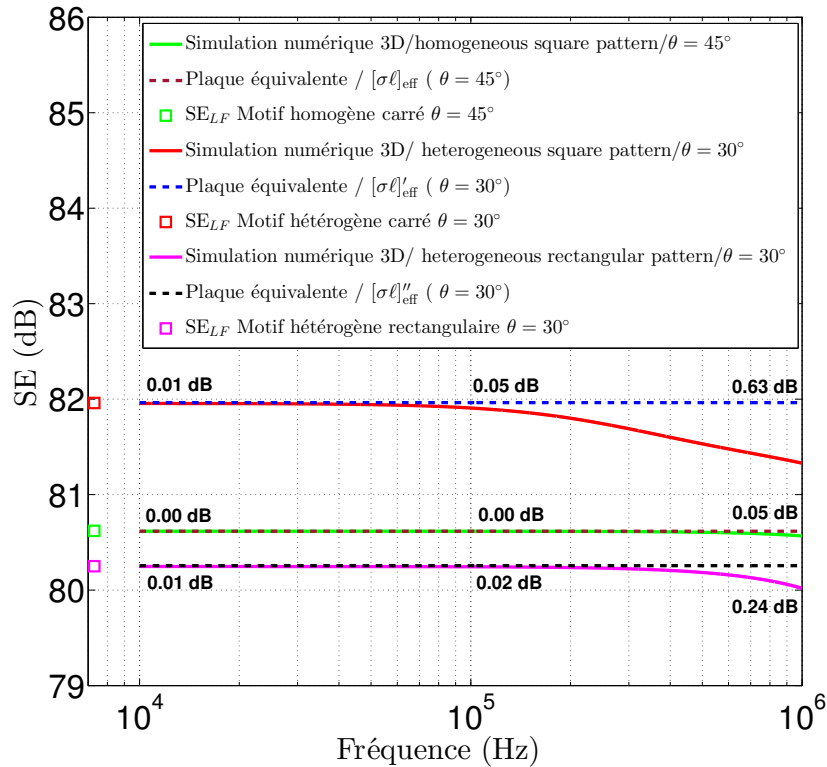


FIGURE 2.15 – SE en polarisation oblique. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz. Tissu carré homogène :  $L=2$  mm,  $r=190.5$   $\mu\text{m}$ ,  $\sigma = 10^6$  S/m. Tissu carré hétérogène :  $L=2$  mm,  $r_1=190.5$   $\mu\text{m}$ ,  $\sigma_1 = 10^6$  S/m,  $r_2=63.5$   $\mu\text{m}$ ,  $\sigma_2 = 15 \times 10^6$  S/m. Tissu rectangulaire hétérogène :  $L_1=4$  mm,  $r_1=190.5$   $\mu\text{m}$ ,  $\sigma_1 = 10^6$  S/m,  $L_2=2$  mm,  $r_2=63.5$   $\mu\text{m}$ ,  $\sigma_2 = 15 \times 10^6$  S/m.

Comme nous l'avons remarqué sur les graphes, les expressions développées pour calculer SE en polarisation oblique assurent un très bon accord, ce qui valide la démarche suivie.

Pour être sûr que cette approche est efficace et faire le tour du problème, il est intéressant de

vérifier plusieurs angles de polarisation du champ électrique.

Pour cela un balayage de  $\theta \in [0, 2\pi]$  a été réalisé sur un tissu hétérogène à ouvertures rectangulaires ce qui représente un cas d'étude le plus général. Les valeurs de SE obtenues en simulations numériques par calcul analytique d'un milieu effectif en fonction de  $\theta$  sont représentées sur la figure 2.16.

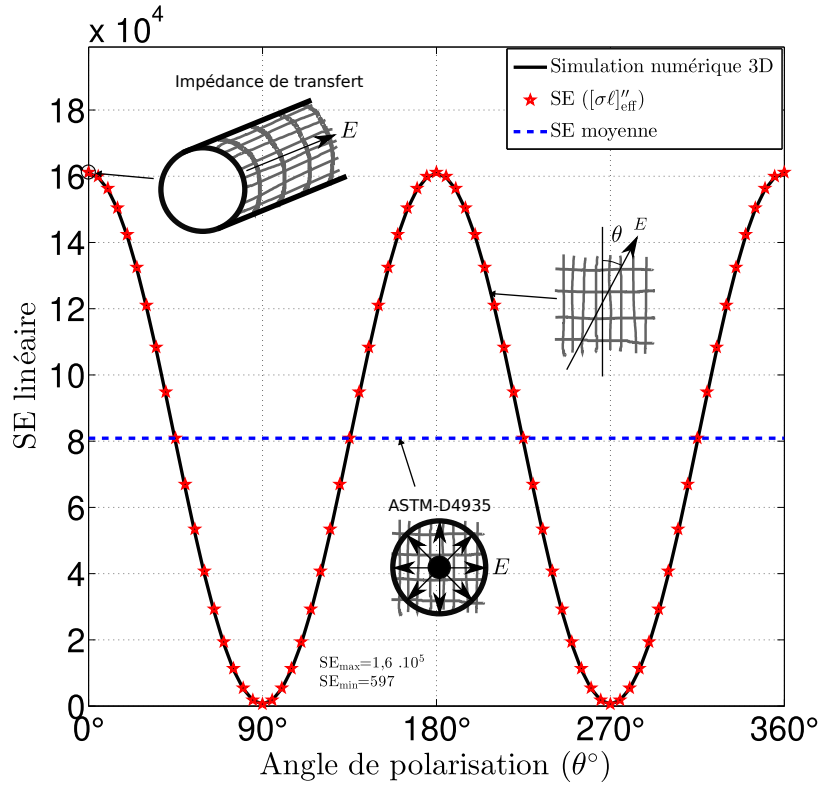


FIGURE 2.16 – Comparaison de SE linéaire en fonction de l'angle de polarisation du champ par simulation numérique et par notre modèle. La courbe en pointillé représente le calcul de ce que donnerait la mesure de ce tissu par une cellule coaxiale (ASTM D4935) pour un tissu :  $L_1 = 4$  mm,  $L_2 = 2$  mm,  $r_1 = 190.5$   $\mu$ m,  $r_2 = 63.5$   $\mu$ m,  $\sigma_1 = 15 \times 10^6$  S/m,  $\sigma_2 = 10^6$  S/m.

À partir de ces résultats, on observe que le calcul de l'efficacité de blindage d'un milieu anisotrope (tissu hétérogène) donne différentes valeurs de SE selon la direction de polarisation du champ incident. Dans ce cas, SE prend une valeur maximale dans la direction des conducteurs qui présentent plus de blindage et elle se dégrade par la suite en fonction de  $\theta$  vers la direction des conducteurs moins blindés. Ce fonctionnement donne au final une variation sous forme d'une fonction sinusoidale (2.25).

L'utilisation d'un blindage en couche textile peut être assimilé à un tissu rectangulaire hétérogène dont la direction principale est appelée chaîne et la perpendiculaire appelée trame. La chaîne est souvent composée de plus de fils que la trame. Dans notre cas, la chaîne est alignée le long de l'axe du cylindre ( $\theta = 0$ ) et la trame est alignée dans la direction perpendiculaire.

La mesure d'impédance de transfert ne dépend que des propriétés de matériau en basse fréquence, c'est-à-dire qu'elle est liée à  $[\sigma\ell]_{\text{eff1}}''$ , selon la direction principale. Néanmoins, la configuration décrite dans la norme ASTM D4935 [48] utilise une cellule coaxiale où le champ électrique est radial. Cela conduit à un résultat qui correspond à la valeur moyenne sur l'ensemble des



angles de polarisation ( $\theta \in [0 \ 2\pi]$ ).

La mesure du textile plan est alors sensible aux deux propriétés (chaîne et trame). La propriété effective est donnée donc selon l'expression au-dessous :

$$[\sigma\ell]_{\text{coax}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [\sigma\ell]''_{\text{eff}}(\theta) d\theta = \frac{[\sigma\ell]''_{\text{eff1}} + [\sigma\ell]''_{\text{eff2}}}{2} \quad (2.26)$$

Si la trame est composée de beaucoup moins de fils que la chaîne de sorte que  $[\sigma\ell]''_{\text{eff1}} \gg [\sigma\ell]''_{\text{eff2}}$ , alors :

$$[\sigma\ell]_{\text{coax}} \rightarrow \frac{[\sigma\ell]''_{\text{eff1}}}{2} \quad (2.27)$$

Par conséquent, dans une situation expérimentale, on peut affirmer que la valeur d'efficacité du blindage mesurée en cellule coaxiale est à moins 6 dB par rapport à la valeur mesurée en impédance de transfert (figure 2.16).

## 2.5 Conclusion

La démarche de modélisation menée au cours de ce chapitre a permis de proposer une méthode simple pour modéliser l'efficacité de blindage des tresses et des tissus métalliques en basse fréquence. Cette modélisation est basée sur la détermination de la résistance carrée d'un motif périodique élémentaire de la structure. L'approche est dérivée du cas simple d'une couche métallique pleine.

Par la suite, selon des modèles analytiques pour le calcul de l'impédance de transfert des câbles tressés, une relation basée sur le motif périodique plan de la tresse a été présentée. Cette étude a été étendue aux tissus métalliques homogènes et hétérogènes en tenant compte de l'angle de polarisation du champ électrique incident  $\mathbf{E}$ . La modélisation en basse fréquence du blindage par motifs périodiques a été abordée en utilisant une approche basée sur l'estimation de l'impédance carrée de la structure.

Les simulations numériques 3D d'un motif périodique de tresses et tissus montrent un très bon accord (environ 0,1 dB) avec le modèle analytique proposé dans la bande de fréquences allant jusqu'à 100 kHz et donnent une approximation acceptable jusqu'à 1 MHz où les effets de peau et/ou de trous ne peuvent plus être négligés.

Il apparaît que la notion d'impédance de transfert carrée peut être considérée comme le paramètre caractéristique des propriétés de blindage de la structure. Grâce à une formule analytique simple, il est devenu possible de connaître simultanément l'efficacité de blindage d'une structure planaire ainsi que son impédance de transfert qui caractérise le blindage des câbles en basse fréquence. Autrement dit, la formule simple et efficace que nous avons proposée permet le passage de structures cylindriques complexes (qui ne conviennent pas à la simulation) à des formes planaires où les motifs périodiques peuvent être facilement simulés (figure 2.17).

Dans les chapitres suivants, il est impératif d'étendre notre modèle sur une large bande de fréquence où les effets de trous et de peau doivent être considérés.

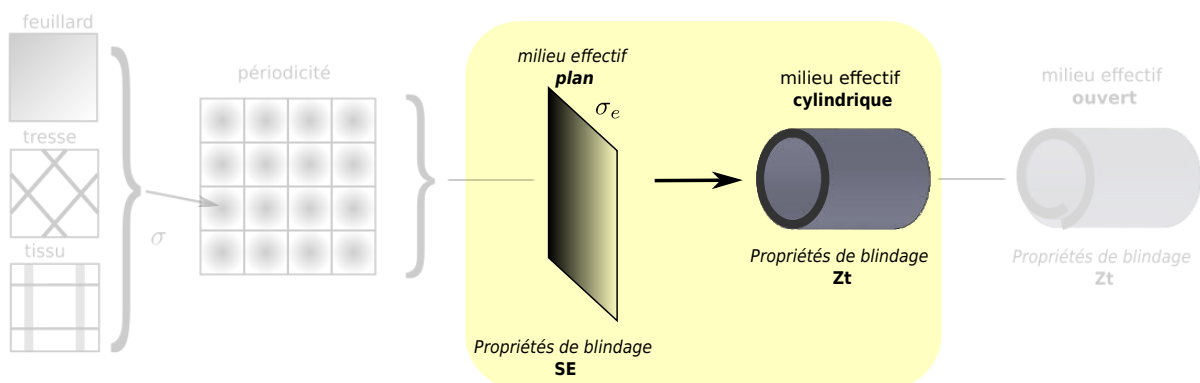


FIGURE 2.17 – Validation de notre approche de modélisation de textiles donnant son efficacité de blindage et son impédance de transfert en basse fréquence



---

---

# Extension large bande de la méthode

---

---

## Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>68</b>
<b>3.2</b>	<b>Expression générale entre efficacité de blindage et impédance de transfert . . . . .</b>	<b>69</b>
<b>3.3</b>	<b>Validation sur une plaque homogène . . . . .</b>	<b>72</b>
<b>3.4</b>	<b>Validation dans le cas d'un blindage tressé . . . . .</b>	<b>75</b>
3.4.1	Modèles analytiques . . . . .	75
3.4.2	Modélisation numérique . . . . .	78
3.4.3	Modélisation sur une large bande fréquence par $Z_{ts}$ . . . . .	81
<b>3.5</b>	<b>Nouveaux modèles de tresses par milieu effectif . . . . .</b>	<b>85</b>
3.5.1	Modèle basé sur la séparation matériau/structuration . . . . .	85
3.5.2	Modèle par conductivité effective . . . . .	88
<b>3.6</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>92</b>

---

### 3.1 Introduction

Nous rappelons que la caractérisation des câbles blindés en termes de performances de blindage est souvent exprimée par le principe de l'impédance de transfert  $Z_t$ . Sa mesure donne des bons résultats en basse fréquence mais devient difficile dans la gamme des GHz à cause du phénomène de résonance du banc. La courbe typique de  $Z_t$  d'un blindage à ouvertures (figure 3.1) montre une valeur constante en basse fréquence suivie par une droite croissante à 20 dB/décade qui a pour origine la diffusion de l'énergie électromagnétique à travers la structure.

D'autre part, le comportement typique de  $Z_t$  d'un tube métallique homogène montre également une partie constante mais suivie d'une décroissance en exponentielle (figure 3.1).

Par ailleurs, le critère de blindage des structures planaires est exprimé par l'efficacité de blindage SE. Sa mesure est généralement effectuée au-dessus de 100 MHz et devient moins précise pour des fréquences inférieures. Cette limitation en fréquence est liée principalement à l'utilisation des techniques basées sur le phénomène de propagation et à la dynamique des appareils de mesure (parfois les atténuations peuvent dépasser 100 dB). Les courbes de SE sont symétriques à la réponse de  $Z_t$  avec des droites décroissantes à -20 dB/décade dans le cas d'un plan à ouvertures et exponentielle croissante pour une plaque métallique homogène (figure 3.1).

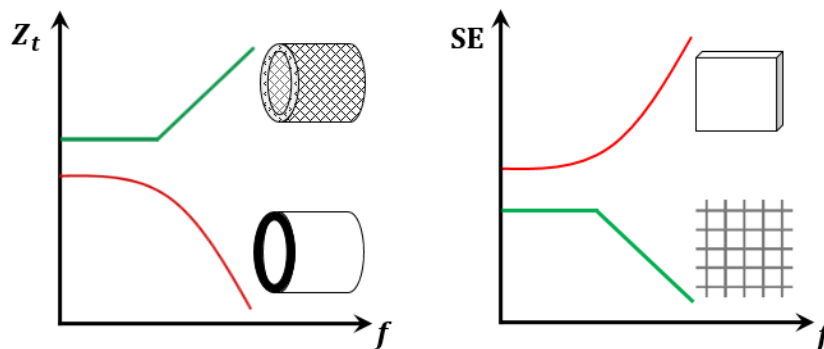


FIGURE 3.1 – Allure des courbes et correspondances visuelles entre efficacité de blindage et impédance de transfert.

Ces deux comportements étant symétriques, on peut considérer que les deux techniques peuvent être complémentaires pour caractériser le blindage planaire et cylindrique dans une large gamme de fréquences.

Nous avons vu précédemment que la modélisation d'une structure cylindrique est difficile et que nous avons pu simplifier l'étude en planaire en utilisant la périodicité. Nous allons donc, comme dans la partie précédente, privilégier l'étude en plan puis considérer par la suite le blindage de forme cylindrique des différentes structures à étudier.

Dans ce contexte, l'objectif principal de ce chapitre est de tenter d'établir une relation générale liant ces deux grandeurs sur un domaine fréquentiel dépassant les basses fréquences et permettant un passage facile entre elles.

## 3.2 Expression générale entre efficacité de blindage et impédance de transfert

Grâce à tous les travaux réalisés jusqu'à présent, nous sommes capables de définir une relation de passage entre SE et  $Z_t$  par l'intermédiaire de la résistance carrée  $R_s$  en basse fréquence. Nous nous intéressons maintenant à établir une relation générale efficace en poursuivant le concept d'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$ . C'est-à-dire, par l'intermédiaire de la modélisation des structures sous forme carrée, notre proposition consiste à définir une impédance de transfert d'un échantillon carré de câble une fois déroulé. Cette modélisation devra répondre sur toute la bande de fréquence considérée et surtout en haute fréquence.

Nous rappelons que l'impédance de transfert  $Z_t$  d'un tube homogène, déjà définie dans le chapitre I, est exprimée selon l'équation (3.1).

$$Z_t = R_0 \frac{\gamma \ell}{\sinh(\gamma \ell)} \quad (3.1)$$

où  $\gamma = (1 + j)/\delta$  est la constante de propagation,  $\ell$  est l'épaisseur de blindage et  $R_0$  représente la résistance linéique de blindage.

Si on considère une plaque carrée d'un blindage homogène roulée pour obtenir une forme cylindrique (tube), on définit dans ce cas une impédance de transfert carrée notée  $Z_{ts}$  pour une longueur  $\pi D_m$  au lieu de 1 m (cas habituel d'une résistance carrée plane). Cette nouvelle expression peut s'écrire comme suit :

$$Z_{ts} = \pi D_m Z_t = R_s \frac{\gamma \ell}{\sinh(\gamma \ell)} \quad (3.2)$$

où  $D_m$  présente le diamètre moyen du tube homogène et  $R_s = 1/\sigma \ell$  désigne sa résistance carrée.

À partir de cette définition, nous allons chercher une relation de passage permettant d'atteindre l'efficacité de blindage.

Pour commencer, nous multiplions la résistance carrée de blindage par  $\gamma \ell$ , On obtient donc :

$$R_s \gamma \ell = \frac{1}{\sigma \ell} \frac{1 + j}{\delta} \ell = \frac{1 + j}{\delta \sigma} = \sqrt{\frac{j \omega \mu_r \mu_0}{\sigma}} = \eta_1 \quad (3.3)$$

avec  $\eta_1$  l'impédance d'onde dans le matériau constituant le blindage.

Par la suite, nous remplaçons  $R_s \gamma \ell$  de l'équation (3.2) par  $\eta_1$  donc l'expression de l'impédance de transfert carrée devient :

$$Z_{ts} = \frac{\eta_1}{\sinh(\gamma \ell)} \quad (3.4)$$

D'autre part, l'efficacité de blindage SE en espace libre d'une plaque homogène a été définie

également dans le chapitre I. Son expression est donnée par la relation suivante :

$$SE = \frac{1 - \Gamma^2 T^2}{T(1 - \Gamma^2)} \quad (3.5)$$

où  $T$  désigne la transmission à travers le matériau du blindage. En incidence normale, elle est donnée comme :

$$T = \exp(-\gamma\ell) \quad (3.6)$$

et  $\Gamma$  est le coefficient de réflexion entre les deux milieux : l'air d'impédance d'onde  $\eta_0$  et le blindage d'impédance d'onde  $\eta_1$ . Son expression est :

$$\Gamma = \frac{\frac{\eta_1}{\eta_0} - 1}{\frac{\eta_1}{\eta_0} + 1} = \frac{\eta_1 - \eta_0}{\eta_1 + \eta_0} \quad (3.7)$$

De même,

$$1 - \Gamma^2 = \frac{4\eta_1\eta_0}{(\eta_1 + \eta_0)^2} \quad (3.8)$$

La relation (3.5) peut s'écrire comme :

$$\begin{aligned} SE &= \left(1 - T^2 \frac{(\eta_1 - \eta_0)^2}{(\eta_1 + \eta_0)^2}\right) \left(\frac{1}{T} \frac{(\eta_1 + \eta_0)^2}{4\eta_1\eta_0}\right) \\ &= \frac{(\eta_1 + \eta_0)^2 - T^2(\eta_1 - \eta_0)^2}{4T\eta_1\eta_0} \\ &= \frac{1 + T^2}{2T} + \frac{\eta_1^2 + \eta_0^2}{2\eta_1\eta_0} \frac{1 - T^2}{2T} \\ &= \cosh(\gamma\ell) + \frac{\eta_1^2 + \eta_0^2}{2\eta_1\eta_0} \sinh(\gamma\ell) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Par la suite, nous utilisons la simplification faite dans le chapitre II où dans un matériau conducteur, l'impédance d'onde  $\eta_1$  est petite devant  $\eta_0$ . Dans ce cas, SE peut alors s'écrire :

$$SE \simeq \cosh(\gamma\ell) + \frac{\eta_0}{2\eta_1} \sinh(\gamma\ell) \quad (3.10)$$

Des simplifications peuvent être également faites sur le terme  $\cosh(\gamma\ell)$ , en effet, aux basses fréquences, il tend vers 1, donc :

$$SE \xrightarrow{f \rightarrow 0} 1 + \frac{\eta_0}{2\eta_1} \sinh(\gamma\ell) \quad (3.11)$$

En hautes fréquences, l'effet de peau apparaît au-dessus d'une fréquence de coupure  $f_c$  définie précédemment, les termes  $\cosh(\gamma\ell)$  et  $\sinh(\gamma\ell)$  sont alors approximativement égaux et négligeables devant  $\eta_0/\eta_1$ .

$$SE \xrightarrow{f > f_c} \frac{\eta_0}{2\eta_1} \sinh(\gamma\ell) \quad (3.12)$$

À partir de ces dernières expressions et la relation (3.4), nous obtenons la relation finale entre l'efficacité de blindage SE et l'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$ . Elle est donnée comme suit :

$$SE \simeq 1 + \frac{\eta_0}{2Z_{ts}} \quad (3.13)$$

Cette relation simple est similaire à celle obtenue dans le cas des basses fréquences, mais elle est généralisée pour une large gamme de fréquence. Elle montre l'avantage de considérer une impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$  ( $\Omega/\text{carré}$ ) plutôt que l'impédance de transfert  $Z_t$ . En effet,  $Z_{ts}$  ne dépend pas des dimensions latérales du matériau et donne par conséquent une propriété intrinsèque du blindage.



### 3.3 Validation sur une plaque homogène

L'impédance de transfert  $Z_t$  d'un tube homogène est bien définie par l'équation (3.1). Nous souhaitons valider la nouvelle notion de l'impédance de transfert carrée définie par l'expression (3.13). Pour cela, nous présentons par la figure (3.2) un cylindre homogène d'épaisseur  $\ell$  et d'une longueur  $\pi D_m$ .

D'autre part, nous considérons également une plaque homogène carrée de côté  $\pi D_m$ . L'efficacité de blindage en espace libre de cette plaque qui a une même épaisseur  $\ell$  que le cylindre est donnée par la relation (3.5). Notons bien que le matériau de ces deux structures doit également être identique en termes de propriétés physiques ( $\sigma$ ,  $\mu$  et  $\epsilon$ ).

Dans ce cas, le calcul et la comparaison entre les valeurs de SE de la plaque carrée et de SE équivalente de cylindre issus par la relation (3.13) est effectuée pour différents cas : variation de la conductivité  $\sigma$ , de l'épaisseur  $\ell$  et de la perméabilité magnétique  $\mu_r$ .

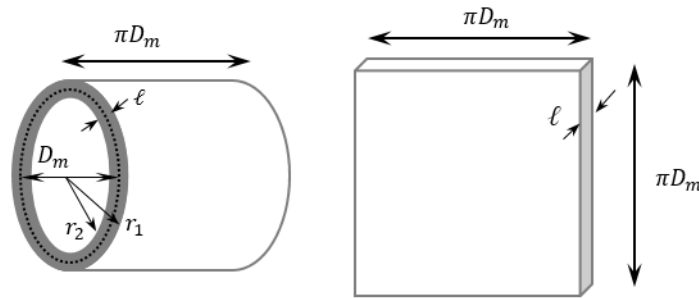


FIGURE 3.2 – Blindage en forme planaire et tubulaire homogène.

La conductivité est la propriété clé de l'efficacité du blindage car elle influence directement la résistance carrée. Donc, le premier cas consiste à faire varier la valeur de la conductivité du matériau tout en gardant constant  $\mu_r = \epsilon_r = 1$  et  $\ell = 100 \mu\text{m}$ . Trois conductivités différentes ont été considérées (figure 3.3) de valeurs  $10^5 \text{ S/m}$ ,  $10^6 \text{ S/m}$  et  $4.12 \times 10^7 \text{ S/m}$ .

D'après les courbes de SE obtenues par les deux méthodes de modélisation présentées, on constate qu'elles sont identiques les unes des autres pour les trois conductivités. Les valeurs en dB présentent les différences entre les deux calculs aux fréquences 10 kHz, 10 MHz et 1 GHz. Il est donc rassurant que l'approche de passage suivie entre l'efficacité de blindage et impédance de transfert carrée soit valide et efficace dans ce premier cas.

Par ailleurs, la relation (3.13) ayant été démontrée analytiquement avec quelques simplifications et afin d'être sûr de notre démarche de modélisation, nous avons comparé également les valeurs de SE obtenues pour deux autres variations de propriétés physiques et géométriques de la structure. La figure 3.4 montre les résultats obtenus pour trois valeurs d'épaisseur différentes ( $\ell = 10 \mu\text{m}$ ,  $50 \mu\text{m}$  et  $100 \mu\text{m}$ ) sachant que la conductivité et la perméabilité magnétique restent constantes.

De même, il est intéressant également de comparer les courbes de SE pour différentes valeurs de la perméabilités magnétiques ( $\mu_r = 1, 10$  et  $50$ ) comme montré figure 3.5.

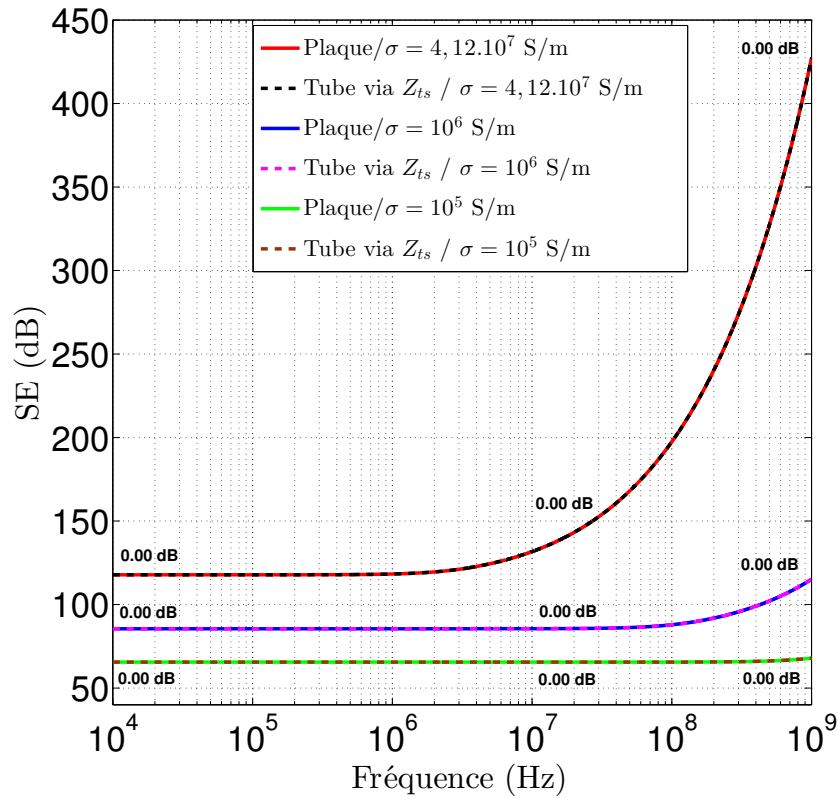


FIGURE 3.3 – Comparaison de l'efficacité de blindage d'une plaque homogène et celle obtenue à partir de l'impédance de transfert carrée d'un cylindre pour différentes valeurs de conductivités ( $\ell = 100 \mu\text{m}$ ,  $\mu_r = \epsilon_r = 1$ ).

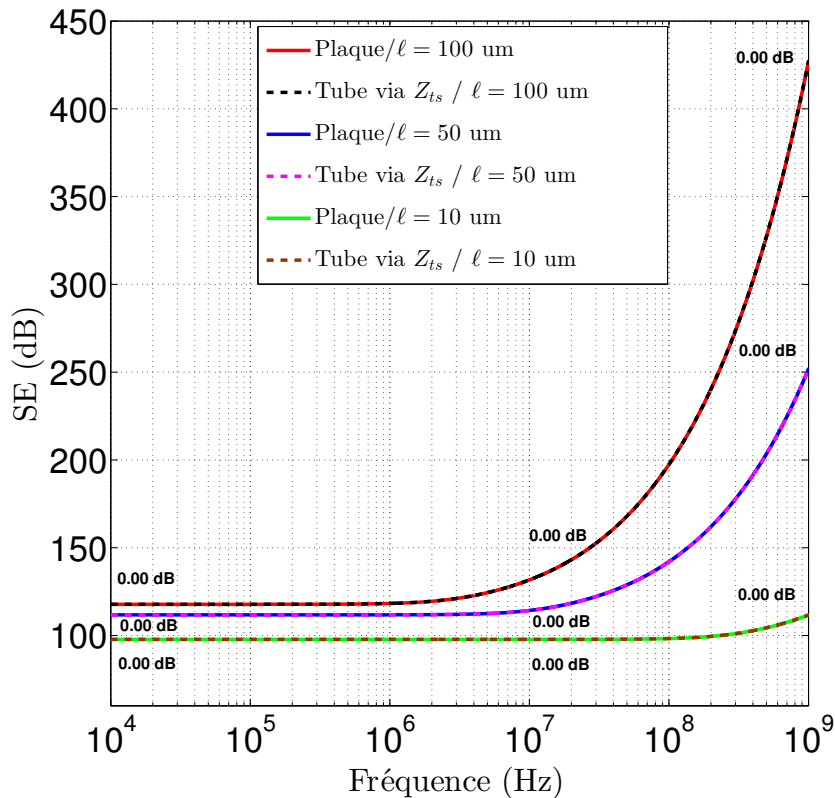


FIGURE 3.4 – Comparaison de l'efficacité de blindage d'une plaque homogène et celle issue du calcul de l'impédance de transfert carrée d'un cylindre pour différentes épaisseurs ( $\sigma = 4.12 \cdot 10^7$  S/m,  $\mu_r = \epsilon_r = 1$ ).

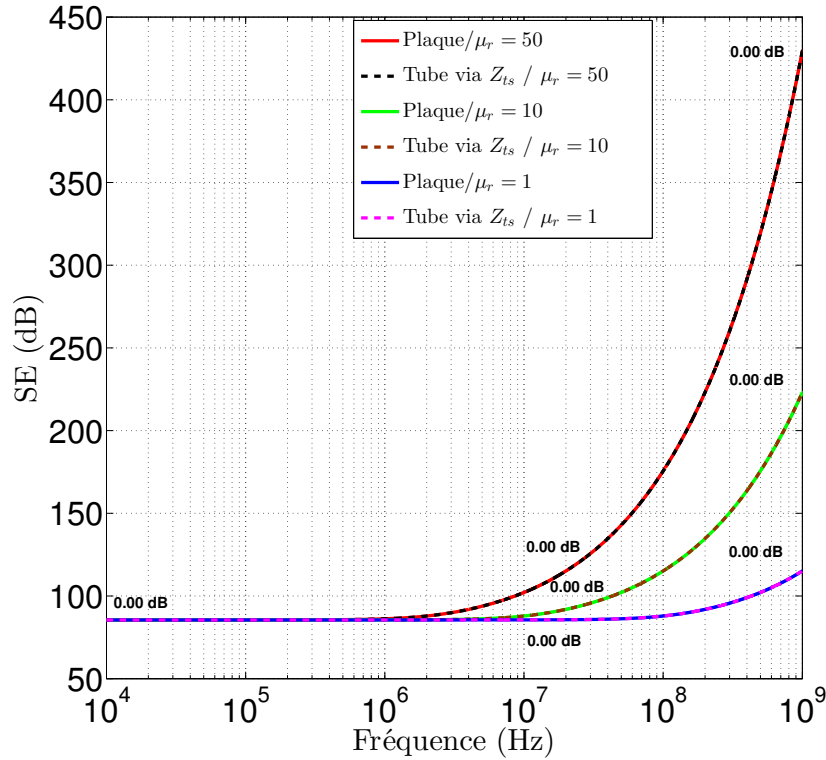


FIGURE 3.5 – Comparaison de l'efficacité de blindage d'une plaque homogène et celle issue de l'impédance de transfert carrée d'un cylindre pour différentes perméabilités ( $\sigma=10^6$  S/m,  $\ell = 100$   $\mu$ m).

Grâce à la notion de l'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$ , les résultats obtenus dans ce paragraphe sont en parfait accord sur une large gamme de fréquence. Cela tend à confirmer la validité de la formule (3.13) permettant de calculer l'impédance de transfert d'un cylindre homogène en passant par l'efficacité de blindage de sa forme déroulée carrée. Ce modèle complet prend également en compte la partie basse fréquence modélisée par la résistance carrée  $R_s$  abordée dans le chapitre précédent. Dans la suite de ce chapitre, nous appliquons ce principe pour modéliser le blindage des structures cylindriques tressées.

## 3.4 Validation dans le cas d'un blindage tressé

La démarche de modélisation adoptée jusqu'à présent mettait en avant l'importance du calcul de l'impédance de transfert du cylindre homogène par l'intermédiaire de son efficacité de blindage en plan. Nous souhaitons valider dans ce qui suit cette nouvelle approche d'impédance de transfert carrée dans le cas d'un blindage tressé.

Pour atteindre cet objectif, notre démarche de modélisation débute tout d'abord par une description des principaux modèles analytiques existant dans la littérature pour le calcul de l'impédance de transfert des tresses, puis elle sera poursuivie par une proposition d'un modèle numérique 3D dans HFSS capable de reproduire les calculs analytiques des modèles. Ce modèle numérique devra prendre en compte le maximum de détails géométriques de la tresse que les modèles analytiques utilisent. Par la suite, une application de l'approche de modélisation par impédance de transfert carrée sera validée.

### 3.4.1 Modèles analytiques

Les tresses métalliques utilisées dans les câbles blindés sont définies par l'ensemble de paramètres ( $\sigma, C, N, d, \phi$  et  $D$ ) qui ont déjà été abordés en section 2.3. Le calcul de l'impédance de transfert des câbles tressés a connu plusieurs améliorations depuis plusieurs années. En effet, plusieurs modèles analytiques ont été proposés dans la littérature [38, 30, 39, 40, 41, 40]. Ces modèles ont été développés sur la base des théories de mécanismes de couplage du champ à travers la tresse. Cependant, en raison de la géométrie complexe des tresses, ces modèles présentent plusieurs approximations différentes pour quantifier l'impédance de transfert en comparaison des mesures.

Par conséquent, toutes les approches proposées dans ces modèles sont excellentes en basses fréquences, mais elles présentent des divergences en haute fréquence.

Dans ce contexte, l'expression générale utilisée pour calculer l'impédance de transfert est donnée par l'équation (3.14) ci-dessous.

$$Z_t = Z_d + j\omega (M_h \pm M_b) \quad (3.14)$$

Elle est exprimée par l'addition de deux parties essentielles. Une partie de diffusion  $Z_d$  due à la diffusion des courants induits dans le blindage et une autre partie inductive modélisée par deux inductances appelées respectivement : de trous (hole)  $M_h$  et de tresse (braid)  $M_b$ . Pour cette deuxième partie, la diversité des modèles revient à plusieurs formules qui ont été proposées pour estimer la partie inductive et ses mécanismes de couplage dans la tresse.

Certains auteurs [42] ont également proposé une troisième inductance ( $M_e$  : extra inductance) liée à la conductivité de la couche intérieure de tresse et proportionnelle à  $\sqrt{\omega}$ .

Nous décrivons donc l'expression détaillée de  $Z_t$  selon les travaux de [49, 40] basés sur les modèles de référence [38, 39, 50]. Pour commencer, l'expression de  $Z_d$  présente une excellente

estimation du blindage de la tresse en basse fréquence. Son expression est donnée comme suit :

$$Z_d = \frac{4}{\pi d^2 N C \sigma \cos(\phi)} \frac{(1+j) d/\delta}{\sinh((1+j) d/\delta)} \quad (3.15)$$

Il est intéressant de mentionner qu'un élément important peut être observé dans cette relation. En effet, selon la fréquence appliquée, la présence de l'effet de peau provoque des valeurs variables de l'impédance de transfert bien avant l'apparition de la partie inductive de la tresse. Cela provient essentiellement de la conductivité électrique du matériau constituant la tresse et son épaisseur considérée.

L'impédance de diffusion dans ce cas a été calculée par rapport à une épaisseur équivalente ( $d$ , diamètre de fils de la tresse) d'un cylindre homogène. Cependant, une autre approximation de cette épaisseur appelée  $d_r$  a été proposée dans [39]. Sa formule est :

$$d_r \approx \frac{0.67 d}{\sqrt{\cos(\phi)}} \quad (3.16)$$

Concernant le phénomène inductif qui apparaît en haute fréquence, nous décrivons également les expressions de deux inductances de l'équation (3.14). En effet, l'inductance de trous  $M_h$  modélise la pénétration du champ à travers les ouvertures de la tresse. Elle a été calculée par [49, 39] suivant la formule ci-après :

$$M_h = 0.875 \Lambda e^{-\tau} M_\nu \quad (3.17)$$

où  $\Lambda = 0.5079$  est un facteur de correction pour des ouvertures de la tresse sous forme de losanges,  $e^{-\tau}$  désigne l'atténuation provoquée par l'effet de cheminement des fils et  $M_\nu$  est un terme lié à la polarisabilité des ouvertures. L'exposant  $\tau$  est exprimé dans [39] selon cette expression :

$$\tau = 9.6 F^3 \sqrt{\frac{F^2 (2-F)^2 d}{D_m}} \quad (3.18)$$

$D_m = D + 2.5d$  est le diamètre moyen de la tresse et  $F$  présente son coefficient de remplissage. Ce dernier est lié à la densité de la tresse en fils et en fuseaux (fortement ou faiblement chargée). Son expression est :

$$F = \frac{N C d}{2\pi D_m \cos(\phi)} \quad (3.19)$$

Le dernier terme  $M_\nu$  présente le couplage mutuel associé aux ouvertures de la tresse. Le calcul a été fait en supposant qu'elles sont sous forme elliptique ayant des axes majeurs et mineurs. Ce terme prend deux expressions différentes selon l'angle de tressage  $\phi$  de la tresse [38].

$$M_\nu = \mu_0 \frac{\pi}{6C} (1-K)^{3/2} \left( \frac{e^2}{E(e) - (1-e^2)K(e)} \right) \quad (\text{si } \phi < 45^\circ) \quad (3.20a)$$

$$M_\nu = \mu_0 \frac{\pi}{6C} (1-K)^{3/2} \left( \frac{e^2}{(K(e) - E(e))\sqrt{1-e^2}} \right) \quad (\text{si } \phi > 45^\circ) \quad (3.20b)$$

$K = F(2 - F)$  est le recouvrement optique de la tresse et  $e$  désigne la constante de l'excentricité de l'ouverture. Elle est liée également à l'angle  $\phi$  selon les équations ci-après :

$$e = \sqrt{1 - \tan^2(\phi)} \quad (\text{ si } \phi < 45^0) \quad (3.21a)$$

$$e = \sqrt{1 - \cot^2(\phi)} \quad (\text{ si } \phi > 45^0) \quad (3.21b)$$

$K(e)$  et  $E(e)$  sont des intégrales elliptiques complètes du premier et deuxième type, elles sont définies respectivement par :

$$K(e) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2(\phi)}} d\phi \quad (3.22a)$$

$$E(e) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - e^2 \sin^2(\phi)} d\phi \quad (3.22b)$$

D'autre part, en raison de la structure tressée, une inductance de tresse  $M_b$  s'ajoute à la partie inductive de la formule (3.14). Elle est causée par l'effet de flux magnétique entre les fuseaux intérieurs et extérieurs de la tresse.

La formule de  $M_b$  a été calculée selon différentes expressions dans les références citées au-dessus. Cependant, la formule utilisée dans [49, 40] est celle du modèle de base proposé par [50]. Son expression est donc définie comme suit :

$$M_b = -\mu \frac{h}{4\pi D_m} (1 - \tan^2(\phi)) \quad (3.23)$$

Nous précisons que la diversité des modèles analytiques proposés concerne également l'estimation de la hauteur moyenne  $h$  entre les fuseaux intérieurs et extérieurs de la tresse. Elle est donnée par plusieurs approches ( $h \approx 0.25d$ ,  $h \approx d$  ou  $h = h_{appropriée}$ ) selon la nature de la tresse (tresse dense, faible recouvrement optique ...etc.). Cependant une meilleure approche de cette hauteur a été proposée par [50] selon l'expression suivante :

$$h = \frac{2d^2}{b + d} \quad (3.24)$$

où  $b = Nd(1 - F)/F$  présente la distance qui sépare les deux fuseaux intérieur et extérieur de la tresse.

Grâce à tous ces travaux présentés jusqu'à présent, nous avons développé un code de calcul de l'impédance de transfert  $Z_t$  dans Matlab selon l'équation (3.14). Ce calcul nous permettra par la suite le passage à l'efficacité de blindage SE par l'équation (3.13) et la comparaison avec les valeurs obtenues par simulation numérique de différents motifs périodiques planaires de tresses. Cela fait l'objet de la section suivante.

### 3.4.2 Modélisation numérique

Nous rappelons que la modélisation numérique des tresses métalliques en basse fréquence a été abordée dans le chapitre II. Cette étude nous a permis de modéliser l'asymptote horizontale de la réponse SE. De l'autre côté, pour une tresse donnée, les réponses de SE pour différents  $\sigma$  sont superposées et suivent la même ligne asymptotique (-20 dB/décade) à des fréquences plus élevées. Ce comportement est similaire à un filtre de premier ordre.

Par conséquent, pour simplifier notre étude en haute fréquence, l'effet de peau n'est pas pris en compte. En simulation numérique 3D, le matériau constituant les tresses a été pris comme un conducteur électrique parfait (PEC).

Dans l'objectif de poursuivre notre approche de modélisation par la notion d'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$  en haute fréquence, nous définissons donc une formule complète de  $Z_{ts}$  comme suit :

$$Z_{ts} = \pi D_m Z_t \quad (3.25)$$

Dans ce contexte, plusieurs types de tresses métalliques à 1, 3 et 5 conducteurs ont été simulées par leurs motifs planaires présentés figure 3.6 et figure 3.7. La différence principale entre ces structures réside dans la technique de tressage qui prennent en compte plusieurs paramètres géométriques tels que : la période des motifs  $L$ , l'angle de tressage  $\phi$ , le nombre de conducteurs par fuseau  $N$ , la déformation des fils conducteurs (sans et avec courbures différentes), longueur des conducteurs supérieurs  $L_u$  et la hauteur moyenne entre les fuseaux  $h$ . Cela est illustré dans le tableau 3.1.

Les résultats de SE obtenus par simulation numérique seront comparés par la suite aux calculs issus de la formule (3.25) par l'intermédiaire de la relation (3.13).

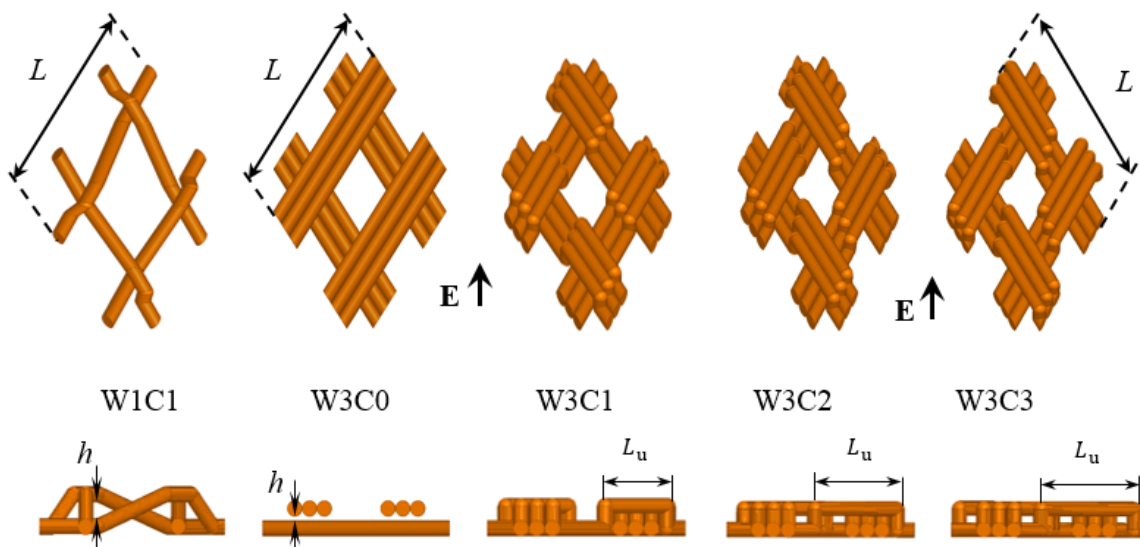


FIGURE 3.6 – Motifs périodiques de différentes tresses à 1 et à 3 conducteurs.

Avant d'aborder l'objectif principal de cette section, nous présentons tout d'abord les différences réponses des tresses considérées et les constats qui peuvent être réalisés après la modélisation

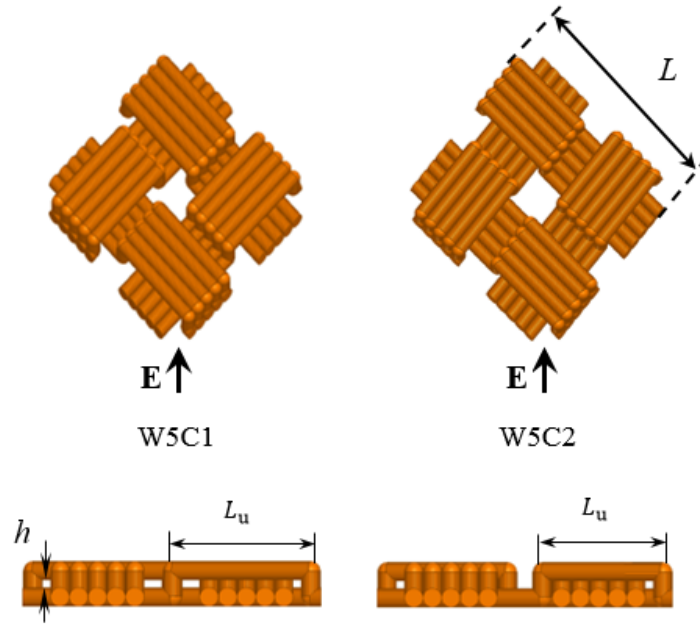


FIGURE 3.7 – Motifs périodiques de différentes tresses à 5 conducteurs.

numérique 3D. En particulier, nous allons montrer l'influence de la déformation des conducteurs (courbures) et la hauteur moyenne entre deux fuseaux internes et externes aux points de croisement.

	W1C1	W3C0	W3C1	W3C2	W3C3	W5C1	W5C2
$C$	16					24	
$N$	1	3				5	
$d$	0.1 mm					0.17 mm	
$\phi$	21.44°					38°	
$D_m$	1.75 mm					6.425 mm	
$L/2$	0.94 mm					1.4 mm	
$h$	100 $\mu\text{m}$	45.5 $\mu\text{m}$				70 $\mu\text{m}$	
$L_u$	255 $\mu\text{m}$	-	590 $\mu\text{m}$	750 $\mu\text{m}$	880 $\mu\text{m}$	1300 $\mu\text{m}$	1140 $\mu\text{m}$

TABLE 3.1 – Géométries de tresses métalliques à étudier.

### 3.4.2.1 Influence des courbures

Nous commençons donc dans cette partie par l'effet de la déformation (appelée embuvage de tressage) des fils allant de la surface intérieure à la surface extérieure de la tresse. Elle influence les résultats de simulation au niveau des deux asymptotes de la réponse SE (donc de  $Z_t$ ).

En effet, la longueur des fils droits d'une tresse de périodicité  $L$  est toujours inférieure à la longueur totale  $L'$  nécessaire en présence de la déformation. L'écart de longueur influence les



résultats obtenus en basse fréquence en raison d'une résistance en plus. Les courbes de la figure 3.8 illustrent clairement cette différence en basse fréquence en termes de l'efficacité de blindage SE obtenue par la relation (3.13) et (3.25).

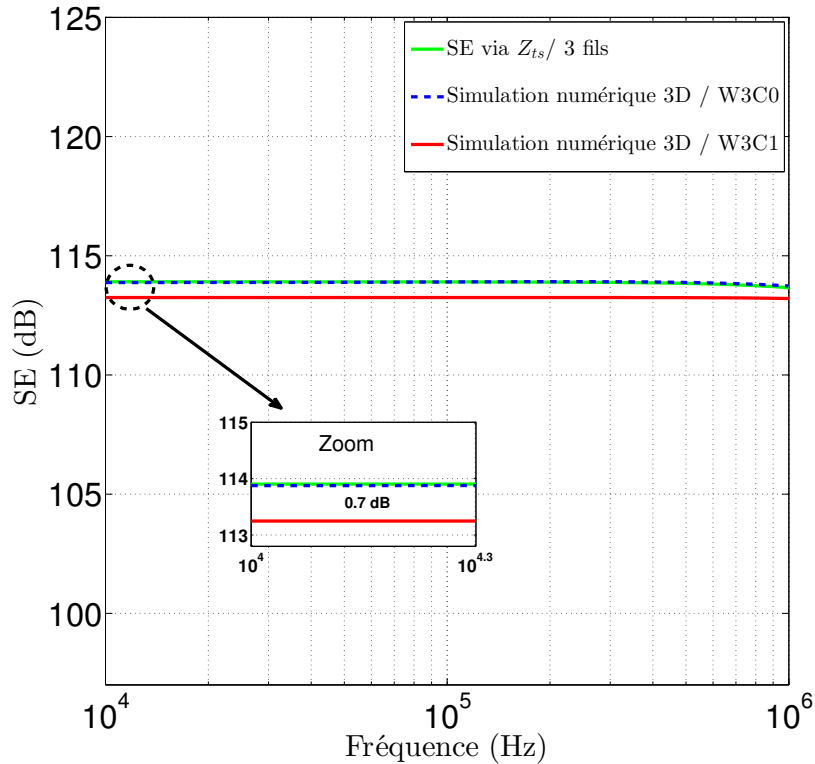


FIGURE 3.8 – Effet de l'embuvage de tressage sur la valeur de SE en basse fréquence.

La comparaison montre que cette différence n'est pas prise en compte dans les modèles analytiques existants, précisément au niveau de la partie de la diffusion du champ (équation (3.15)). Elle est plus conséquente en cas de tresses multi-fils et peut être calculée selon la relation ci-après. Soit une différence de 0.7 dB dans le cas des tresses (W3C0) et (W3C1).

$$SE(\text{dB}) = SE_{\text{model}}(\text{dB}) - 20 \log_{10} \left( \frac{L'}{L} \right) \quad (3.26)$$

De même, sur la figure (3.9) concernant la deuxième asymptote en haute fréquence, on constate que l'influence de la forme de fils est clairement visible sur la partie inductive du modèle numérique. La pente de SE (donc de  $Z_t$ ) change avec la forme de fils pour la même structure. Dans ce cas, la diversité des modèles analytiques répond à une forme de tresse bien définie, ce qui rend notre démarche de comparaison avec un outil de simulation assez complexe.

### 3.4.2.2 Influence de la hauteur moyenne entre fuseaux

Dans un deuxième temps, la distance entre les fuseaux intérieurs et extérieurs  $h$  joue un rôle important dans l'expression de l'inductance de tresse  $M_b$ , en raison de sa forte dépendance à la technique de fabrication de la tresse : une légère variation de cette constante décale la pente de SE en haute fréquence.

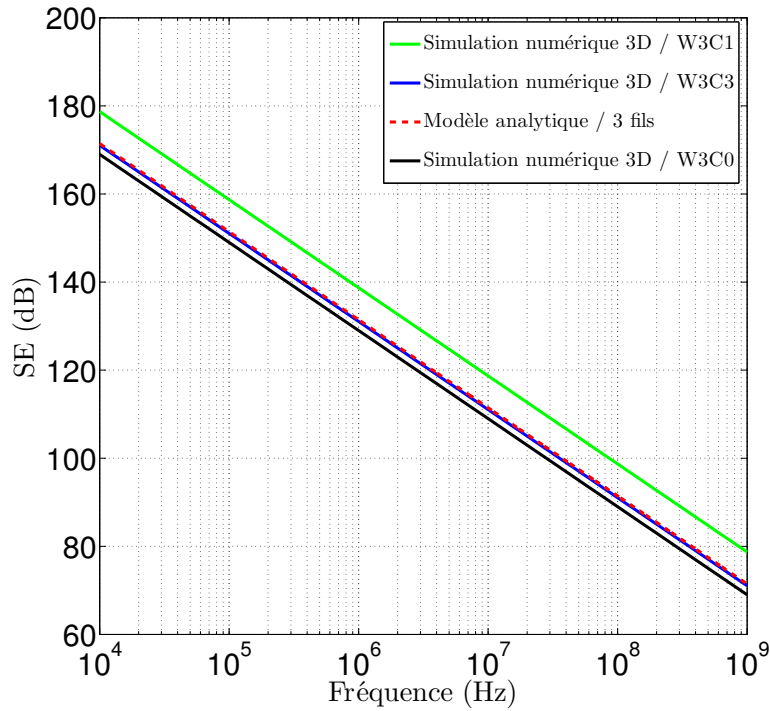


FIGURE 3.9 – Effet de la forme de l'embuvage de tressage sur l'asymptote haute fréquence.

Pour surmonter cette difficulté, la hauteur  $h$  est fixée dans les modèles numériques 3D et sa valeur est directement utilisée dans les modèles analytiques. Les valeurs de SE obtenues par simulations 3D sont ensuite comparées à celles calculées par le modèle analytique à l'aide de l'équation (3.13). Les résultats obtenus pour une tresse à un seul fil (W1C1) et multi-fils (W3C1, W3C3) sont montrés figure 3.10.

On constate que les courbes de SE obtenues pour différentes valeurs de la hauteur moyenne entre les fuseaux  $h$  montrent un bon accord avec le modèle analytique. Nous optons dans la suite de notre travail pour des valeurs de  $h$  qui sont très proches de celles données par la relation (3.24).

### 3.4.3 Modélisation sur une large bande fréquence par $Z_{ts}$

Nous arrivons dans cette partie à notre objectif pour valider la notion d'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$ . Pour cela, des simulations numériques 3D de motifs périodiques planaires de tresses ont été réalisées pour obtenir la réponse de SE sur une large bande de fréquence. Nous débutons tout d'abord par montrer l'efficacité de blindage pour une tresse sans déformation de fils conducteurs (W3C0). La courbe de SE a été comparée à celle obtenue par calcul analytique via l'équation (3.13) comme il est illustré sur la Fig.(3.11). Les valeurs en dB présentent la différence  $\Delta$  entre les deux courbes à une fréquence  $f = 10$  kHz, 1 GHz et  $(\Delta)_{max}$  sur toute la bande de fréquence.

Nous remarquons un très bon accord entre les deux approches sur les deux asymptotes donnant la majorité de la courbe de SE avec une différence de quelques dB au point de «résonance» due au changement de comportement électromagnétique de la tresse.

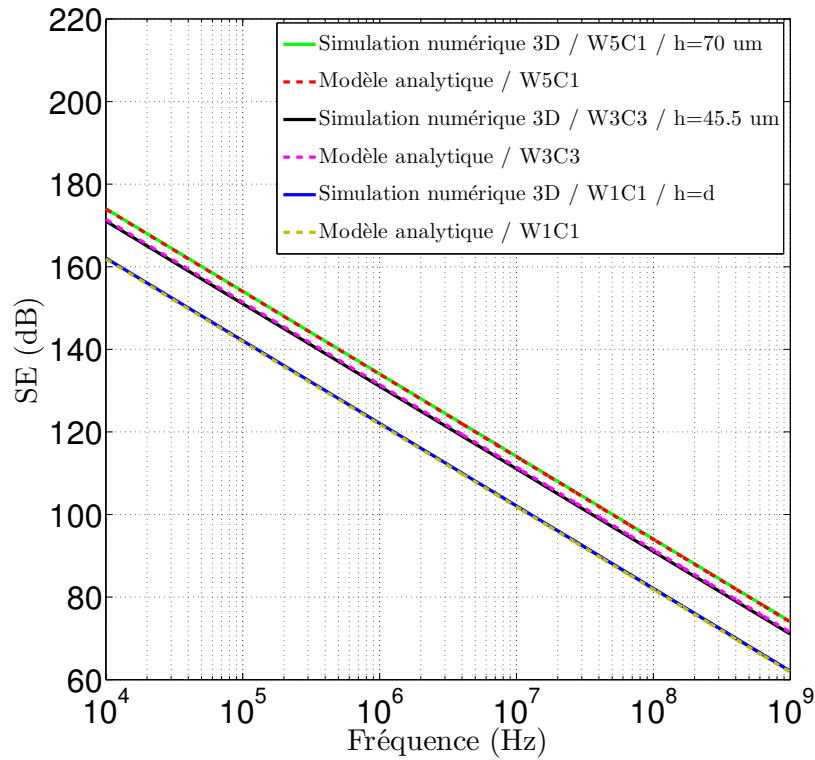


FIGURE 3.10 – Effet de la hauteur moyenne entre fuseaux de la tresse sur l'asymptote haute fréquence.

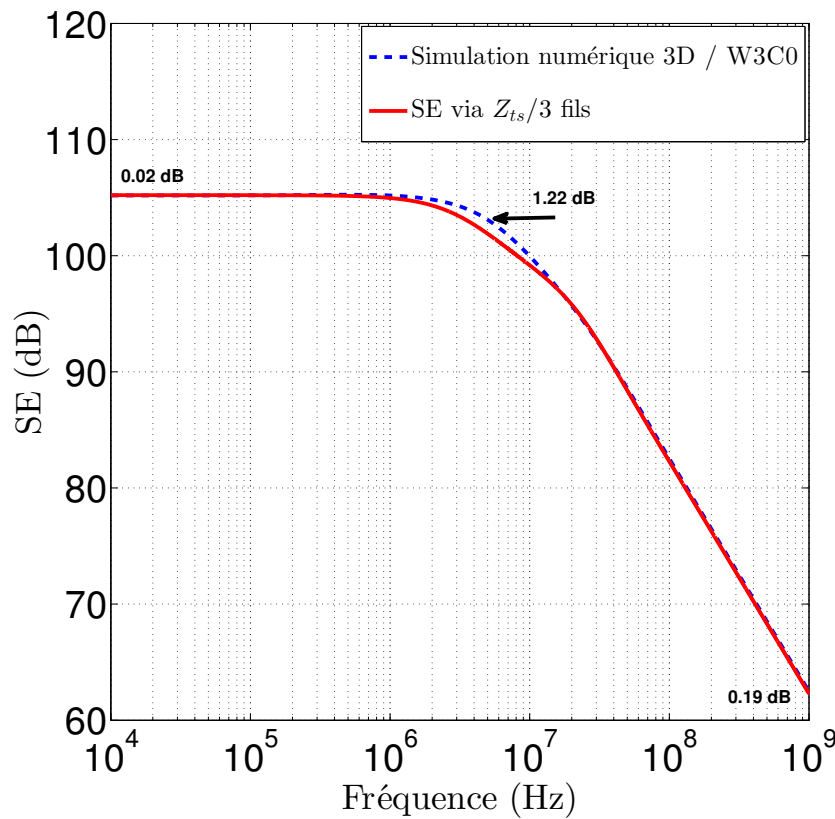


FIGURE 3.11 – Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse via son impédance de transfert carrée et de la simulation numérique par motif périodique planaire W3C0. ( $\sigma = 15 \times 10^6$  S/m, angle de tressage= $20^\circ$  et  $L=1$  mm).

Pour être sûr de la validation de notre approche de modélisation, nous comparons également les résultats obtenus pour les autres tresses à trois et cinq fils conducteurs par fuseaux (W3C2, W3C3, W5C1 et W5C2). Les courbes de SE obtenues sont présentées figure 3.12 et figure 3.13. De même, les valeurs en dB sur les deux courbes présentent la différence  $\Delta$  entre les deux valeurs à une fréquence  $f = 10$  kHz, 1 GHz et  $(\Delta)_{max}$  sur toute la bande de fréquence.

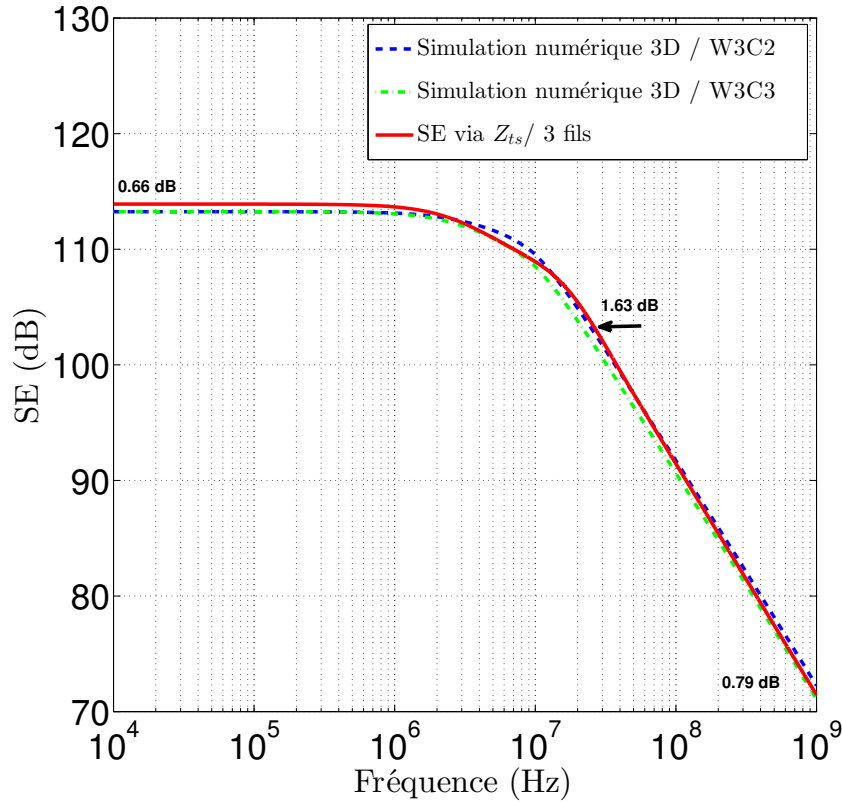


FIGURE 3.12 – Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse via son impédance de transfert carrée et de la simulation numérique par motif périodique planaire W3C2, W3C3. ( $\sigma = 4.12 \times 10^7$  S/m, angle de tressage =  $21.44^\circ$  et  $L = 0.94$  mm).

Tout d'abord, nous observons clairement la différence de SE en basse fréquence tenant compte de l'effet de la déformation des fils conducteurs sur l'asymptote horizontale. Cette différence devient plus en plus remarquable pour la tresse à cinq fils par rapport à celle de trois.

Pour le cas d'une tresse fortement chargée (W5C1, W5C2) où la densité du matériau est élevée, l'apparition de l'effet de peau commence à des fréquences plus basses et précède celui des ouvertures de la tresse. Il en résulte une réponse similaire à une «résonance» avec une amélioration temporaire de SE pour les fréquences qui sont entre 1 MHz et 10 MHz (figure 3.13). Pour cette raison, il est difficile de tenir en compte ce phénomène en simulation numérique car la moindre variation de paramètres modifie fortement la réponse de SE notamment en cette zone intermédiaire.

En effet, puisque les modèles de tresses ne peuvent pas prendre en compte la géométrie précise des courbures, il est difficile de garantir une correspondance exacte entre la structure modélisée et celle simulée dans HFSS. Néanmoins, dans la plupart des cas, une bonne correspondance a été observée entre les valeurs de SE obtenues par simulations et celles calculées à partir

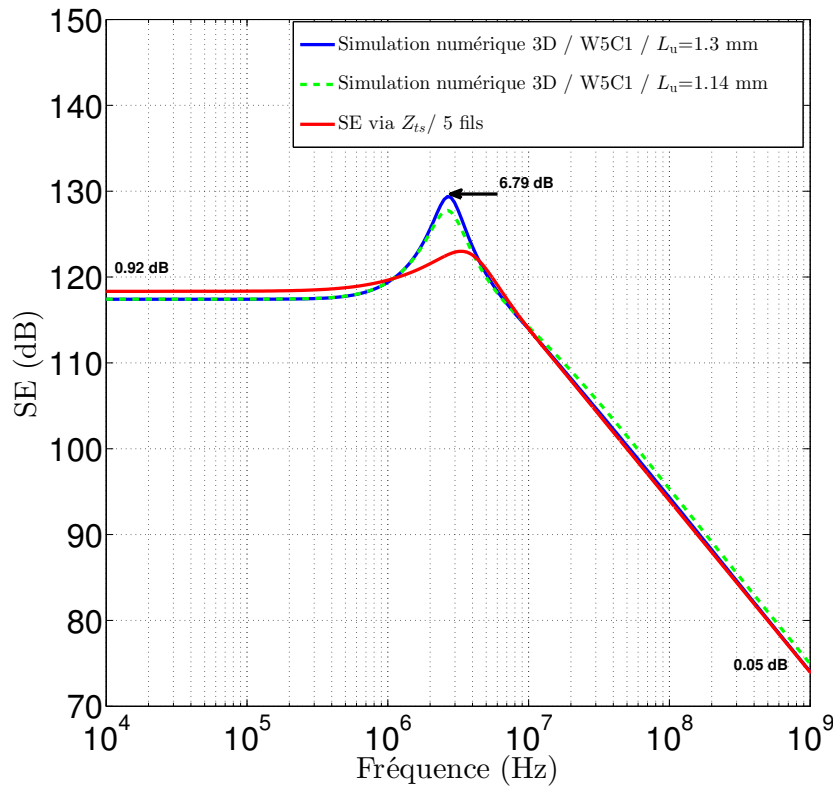


FIGURE 3.13 – Comparaison de l’efficacité de blindage de la tresse via son impédance de transfert carrée et de la simulation numérique par motifs périodiques planaires W5C1, W5C2. ( $\sigma = 4.12 \times 10^7$  S/m, angle de tressage= $38^\circ$  et  $L=1.4$  mm).

des modèles utilisant l’expression (3.13). Notre approche de modélisation reste valable sur l’ensemble de bande fréquence considérée avec une différence de  $\Delta_{max} \simeq 2$  dB.

Nous proposons dans la suite de ce chapitre des nouvelles approches de modélisation qui prennent en compte ce phénomène de «résonance» observé aux fréquences intermédiaires. Cela fait donc l’objet de la partie suivante.

## 3.5 Nouveaux modèles de tresses par milieu effectif

Comme nous l'avons remarqué dans la section précédente, la modélisation de la réponse électromagnétique par outil numérique reste complexe aux fréquences de résonance. Pour surmonter cette difficulté, nous proposons deux nouvelles méthodes de calcul de l'efficacité de blindage de tresses (donc de  $Z_t$ ) basées sur le principe des milieux effectifs. Par cette notion, il est possible de quantifier l'efficacité de blindage sur toute la bande de fréquence.

### 3.5.1 Modèle basé sur la séparation matériau/structuration

A présent, nous maîtrisons la nature et l'origine des deux asymptotes BF et HF qui sont liées respectivement au matériau (effet de peau) et à la géométrie (ouvertures) de la tresse.

Le premier modèle effectif est basé sur l'association de deux phénomènes remarquables dans l'étude des tresses en BF et en HF. Pour débiter, l'effet du matériau a été bien modélisé par le modèle des tresses selon l'expression de  $Z_d$  en BF, il paraît assez simple de le modéliser par un matériau homogène de conductivité et épaisseur effectives ( $\sigma_{\text{eff}}$  et  $\ell_{\text{eff}}$ ), son efficacité de blindage en plan est obtenue par l'équation (1.9) en espace libre. Cependant, la résistance carrée du modèle proposé doit être superposée à celle du modèle des tresses existant de telle sorte que :

$$R_{0s\text{-eff}} = \frac{1}{\sigma_{\text{eff}} \ell_{\text{eff}}} = \frac{4\pi D_m}{\pi d^2 N C \sigma \cos(\phi)} \quad (3.27)$$

Comme résultats de cette approche, nous commençons tout d'abord par un calcul de la valeur de  $R_{0s\text{-eff}}$  fixant le niveau de l'asymptote horizontale de SE en BF. Pour ce faire, différentes tresses ont été considérées dont l'objectif est de valider le modèle de matériau effectif homogène. Une comparaison donc de deux parties de l'équation (3.27) est présentée dans le tableau 3.2.

Tresse	D (mm)	d (mm)	C	N	$\phi$ (deg)	$R_{0s}$ ( $\Omega/\text{carré}$ )	$R_{0s\text{-eff}}$ ( $\Omega/\text{carré}$ )
1	6	0.17	24	5	38.0	$2.282 \times 10^{-4}$	$2.282 \times 10^{-4}$
2	6	0.160	24	7	32.2	$1.707 \times 10^{-4}$	$1.707 \times 10^{-4}$
3	2.95	0.100	16	6	30.1	$3.740 \times 10^{-4}$	$3.740 \times 10^{-4}$
4	1.5	0.100	16	3	21.4	$3.802 \times 10^{-4}$	$3.802 \times 10^{-4}$

TABLE 3.2 – Comparaison de la résistance carrée de notre modèle effectif avec celle du modèle existant pour différentes types de tresses.

Nous constatons que les valeurs de la résistance carrée en BF sont parfaitement identiques pour les deux calculs. Il nous reste alors à valider l'ensemble du modèle sur toute la bande de fréquence.

Le calcul de la conductivité et de l'épaisseur effective du matériau de type plaque homogène a été fait par identification de la partie diffusion du modèle analytique de tresses prenant en

compte l'effet de peau avec le modèle d'un cylindre homogène ayant une propriété effective ( $\ell_{\text{eff}}, \sigma_{\text{eff}}$ ).

$$\frac{(1+j) dr/\delta}{\sinh((1+j) dr/\delta)} = \frac{(1+j) \ell_{\text{eff}}/\delta_{\text{eff}}}{\sinh((1+j) \ell_{\text{eff}}/\delta_{\text{eff}})} \Leftrightarrow \frac{\ell_{\text{eff}}}{\delta_{\text{eff}}} = \frac{dr}{\delta} \quad (3.28)$$

Sachant que  $\sigma_{\text{eff}} \ell_{\text{eff}} = 1/R_{0s}$ , cette méthode d'analyse nous permet d'obtenir les formules suivantes :

$$\ell_{\text{eff}} = R_{0s} \sigma dr^2 \quad (3.29a)$$

$$\sigma_{\text{eff}} = \frac{1}{R_{0s} \ell_{\text{eff}}} \quad (3.29b)$$

Par la suite, ce modèle de départ (skin effect) va donc être complété par l'ajout de l'effet de trous (hole effect) en haute fréquence représenté par la pente à -20 dB/décade. Cela nous permet d'éviter l'utilisation d'un maillage très fin et un temps de simulation énorme.

Ce modèle est obtenue par une modélisation numérique de la tresse avec un matériau en PEC. Au final, en termes de transmission totale de l'onde à travers la tresse, la résultante de coefficient de transmission peut être présentée par l'association de deux phénomènes ( $S_{21}^t = S_{21}^{\text{skin}} + S_{21}^{\text{hole}}$ ) comme illustré sur le graphe de fluence de la figure 3.14.

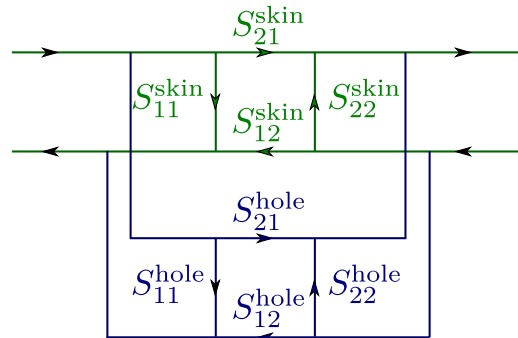


FIGURE 3.14 – Graphe de fluence équivalent d'un blindage à ouvertures.

Dans ce contexte, l'expression de l'efficacité de blindage sur toute la bande de fréquence est obtenue selon la relation (3.30).

$$SE = \frac{SE_{\text{skin}} \times SE_{\text{hole}}}{SE_{\text{skin}} + SE_{\text{hole}}} \quad (3.30)$$

Afin de valider cette démarche, des simulations numériques 3D ont été réalisées pour deux types de tresses (W3C2 et W5C1) et l'objectif est d'obtenir la réponse de SE en utilisant un matériau en PEC. D'autre part, les valeurs de SE d'une plaque homogène avec  $\sigma_{\text{eff}}$  et  $\ell_{\text{eff}}$  ont été calculées. La résultante en SE obtenue présentée figure 3.15 et figure 3.16 qui est également comparée avec celle issue du modèle général des tresses déjà existant.

Nous constatons donc que l'approche proposée reproduit très bien le blindage de la tresse (W3C2) en comparaison avec le calcul existant de l'impédance de transfert et la simulation numérique.

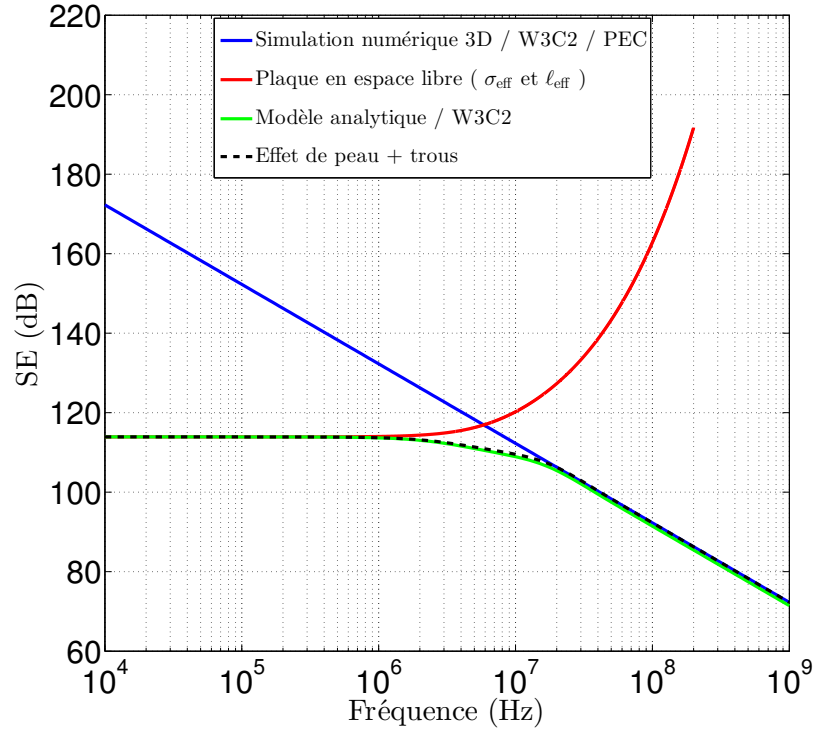


FIGURE 3.15 – Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse ( $W3C2$ ) via son impédance de transfert carrée et le nouveau modèle (*skin+hole*) proposé.

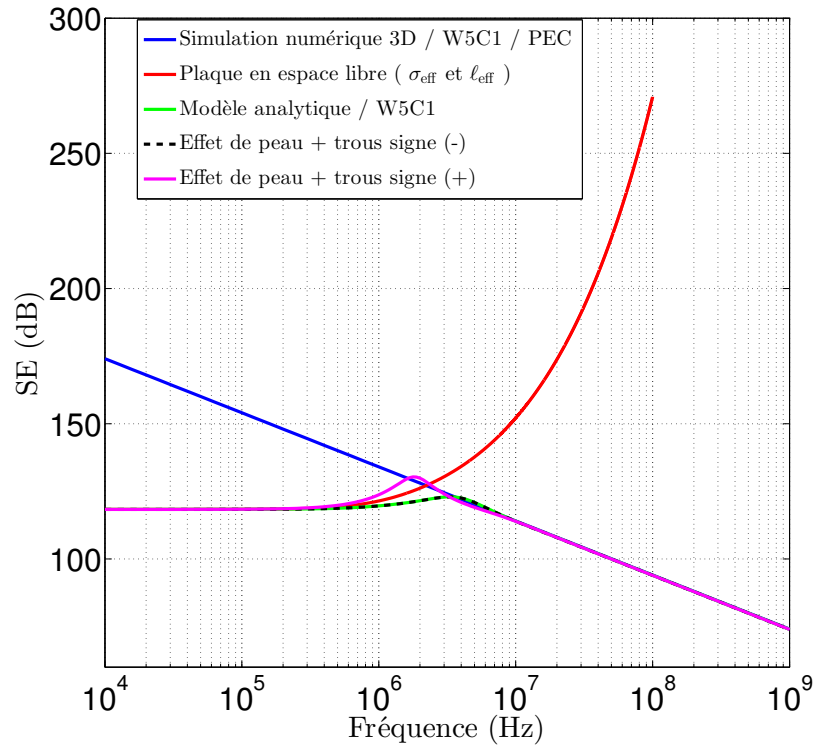


FIGURE 3.16 – Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse ( $W5C1$ ) via son impédance de transfert carrée et le nouveau modèle (*skin+hole*) proposé. Mise en évidence du problème de signe lors des simulations.



En observant les résultats des simulations obtenues par HFSS avec des conducteurs parfaits pour différentes structures de tresses (3 ou 5 fils, périodicités différentes), nous avons noté une inversion du signe du paramètre  $S_{21}$  en parties réelle et imaginaire. Pour la majorité des structures, les signes des parties réelles et imaginaires sont négatifs et donne un bon accord entre le modèle analytique et la superposition effet de peau-effet des trous. Mais, pour certaines structures, ces signes sont positifs sur toute la bande de fréquence, bien que ces structures soient très proches de celles qui donnent des signes négatifs. Dans ce cas, la superposition ne coïncide pas avec le modèle au niveau de la «résonance» (figure 3.16). Par contre, l'utilisation de ces valeurs numériques avec un signe opposé donne des résultats en parfait accord avec le modèle. À ce jour, nous n'avons pas encore pu déterminer l'origine de cette inversion de signe dans HFSS qui paraît anormale car non liée à une géométrie spécifique.

Pour conclure, ce modèle permet de mettre en évidence la complémentarité de transmission dans le matériau (modélisé par sa résistance et l'effet de peau) et dans les trous (utilisant des conducteurs parfaits).

Un signal basse fréquence passera majoritairement dans le matériau en ignorant la présence des trous, de dimensions beaucoup plus faibles que la longueur d'onde.

En haute fréquence, le signal passera majoritairement par les trous (de plus en plus compatibles avec la longueur d'onde), le matériau étant ignoré en raison d'une atténuation importante. Lorsque la fréquence augmente encore et que les dimensions des trous sont de l'ordre de la longueur d'onde, SE tend vers une transmission totale (0 dB).

Aux fréquences intermédiaires, il y a compétition entre les deux modes de transmission, le signal passant par la matière et par les trous. Pour une faible densité de conducteurs (figure 3.15), l'effet de peau apparaît à une fréquence élevée où le signal passe déjà par les trous et n'est pas visible sur les courbes. Si le phénomène d'effet de peau apparaît avant l'effet des trous (forte densité de conducteurs, figure 3.16), on observe une augmentation temporaire de SE (effet de peau) puis une chute à -20 dB/décade (effet des trous), ce qui se traduit par une «résonance».

### 3.5.2 Modèle par conductivité effective

Un deuxième modèle consiste à définir une impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$  d'un cylindre homogène effectif selon l'équation (3.31a) de façon à obtenir un comportement électromagnétique similaire à celui d'un câble tressé. Cette démarche nécessite donc de définir une conductivité effective  $\sigma(f)$  qui dépend de la fréquence appliquée une fois l'épaisseur du cylindre choisie.

$$Z_{ts-\text{eff}} = \frac{1}{\sigma(f) \ell} \frac{\gamma \ell}{\sinh(\gamma \ell)} \quad (3.31a)$$

$$\gamma = \frac{1+j}{\delta(f)} \quad (3.31b)$$

avec  $\delta(f) = 1/\sqrt{\pi f \mu \sigma(f)}$  est l'épaisseur de peau effective qui est en relation directe avec  $\sigma(f)$ .

Dans le cas où nous fixons une impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$  définie par la valeur de la

résistance et de l'inductance de tresses (obtenue par mesure ou par un modèle analytique de l'équation 3.25), nous définissons un milieu effectif homogène en faisant une correspondance entre les deux démarches selon la relation ci-après :

$$Z_{ts} = Z_{ts\text{-eff}} \Leftrightarrow (Z_{ts} - Z_{ts\text{-eff}}) = 0 \quad (3.32)$$

Dans ce cas, pour déterminer l'expression de  $\sigma(f)$ , il est nécessaire de résoudre le système non linéaire précédent.

Nous souhaitons définir une relation de  $\sigma(f)$  en fonction d'autres paramètres connus, cependant, il est très difficile de l'exprimer sous forme d'une expression analytique. Nous avons opté pour une résolution numérique qui consiste à déterminer les racines de l'équation non linéaire (3.32) considérant  $\sigma(f)$  comme variable. Une fois les valeurs de  $\sigma(f)$  sont définies pour chaque fréquence, le calcul de  $Z_{ts\text{-eff}}$  est possible.

Pour une tresse à trois fils (W3C2) et à cinq fils (W5C1), le modèle effectif d'un cylindre d'une conductivité  $\sigma(f)$  et une épaisseur donnée ( $\ell_{\text{eff}}$  par exemple) a été calculée. L'évolution de SE issue de  $Z_{ts\text{-eff}}$  a été comparée à celle obtenue par l'expression de l'impédance de transfert carrée générale. Les deux comparaisons sont présentées figure 3.17 et figure 3.18 respectivement.

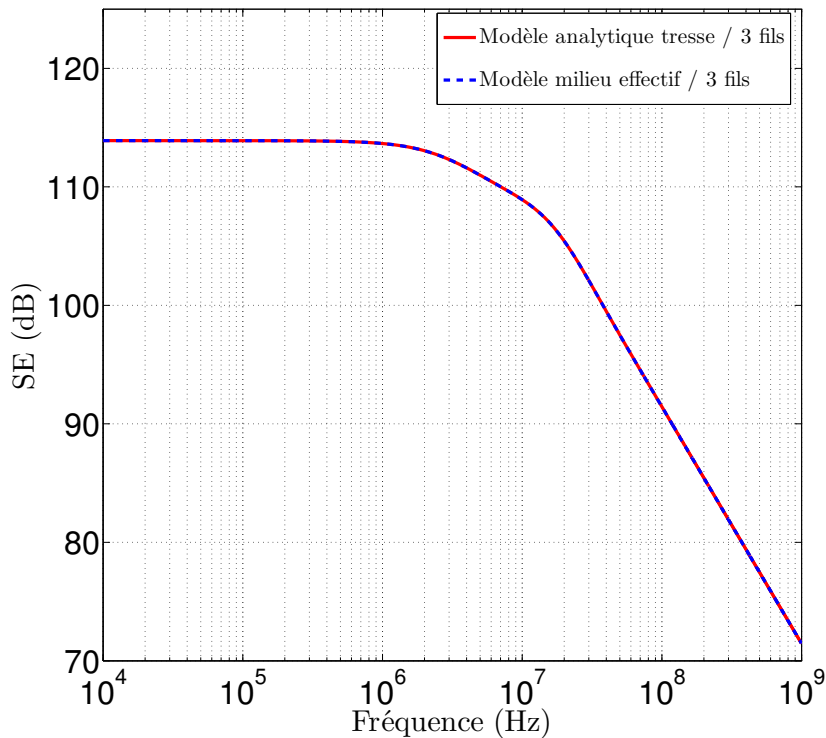


FIGURE 3.17 – Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse (W3C2) via son impédance de transfert carrée et le nouveau modèle de cylindre effectif proposé.

Les résultats obtenus montrent une concordance parfaite entre les deux calculs.

Pour finir cette section, nous présentons également les courbes de  $Z_{ts}$  pour les deux tresses considérées figure 3.19. Le même constat peut être remarqué également dans ce cas sur une large gamme de fréquence.

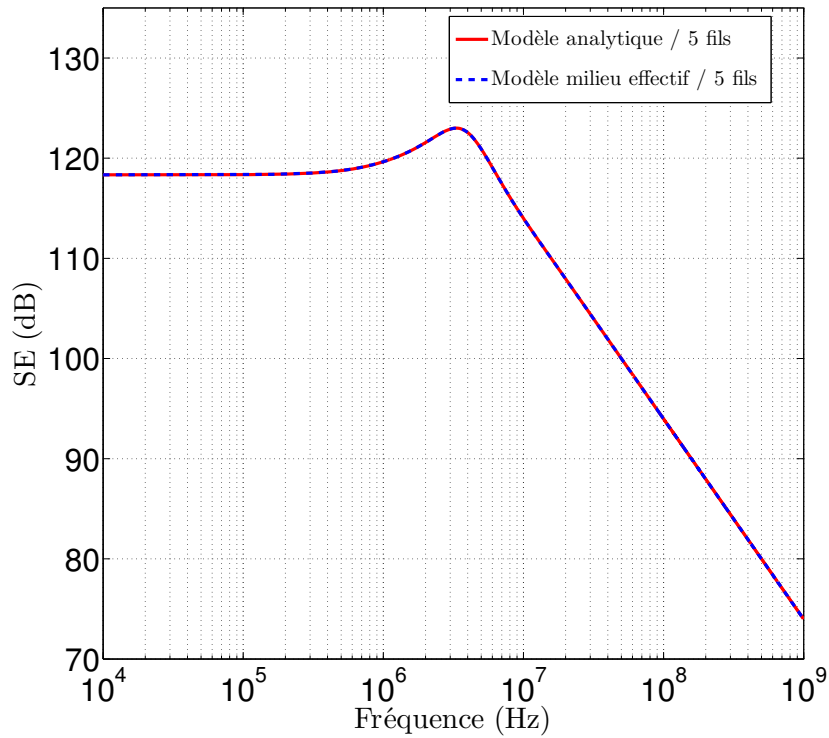


FIGURE 3.18 – Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse ( $W5C1$ ) via son impédance de transfert carrée et le nouveau modèle de cylindre effectif proposé.

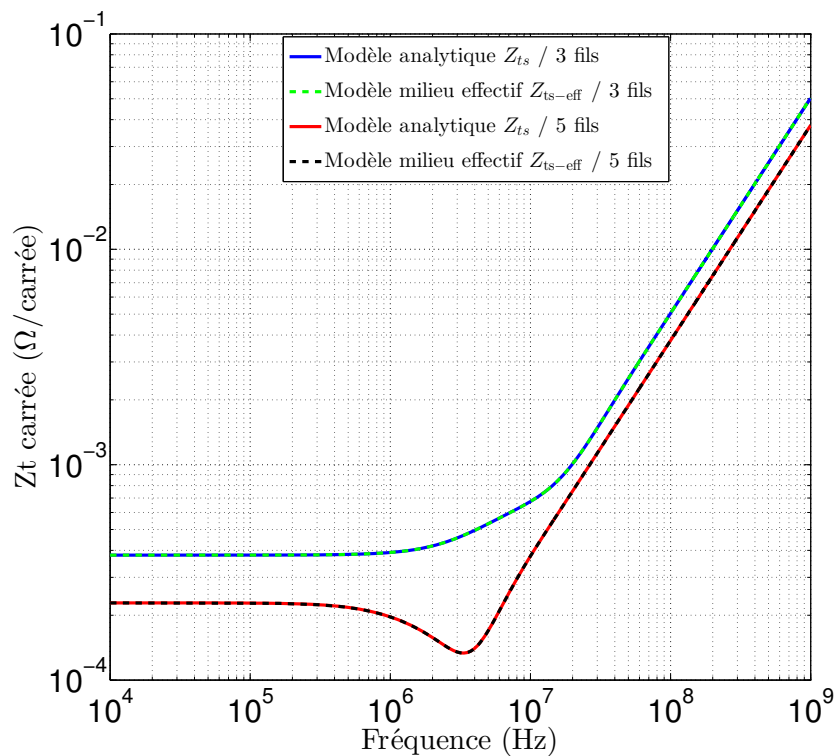


FIGURE 3.19 – Comparaison de l'impédance de transfert carrée de la tresse ( $W3C2$ ) et ( $W5C1$ ) et le nouveau modèle de cylindre effectif proposé.

Ce modèle propose un milieu effectif par le calcul d'une conductivité effective (complexe et dépendant de la fréquence) qui prend en compte tous les phénomènes physiques du blindage : résistance DC, effet de peau, effet des trous.

L'intérêt est de pouvoir utiliser directement cette conductivité effective (tableau de valeurs) dans un simulateur 3D en l'affectant à un matériau homogène. Ainsi les contraintes de simulation seront réduites car il n'est pas nécessaire de définir la structure interne des conducteurs.

### 3.6 Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre est d'établir une relation entre l'impédance de transfert et l'efficacité du blindage en large bande. Nous proposons une formule analytique simple basée sur le concept d'impédance de transfert carrée, c'est-à-dire celle d'une plaque carrée arrondie pour former un cylindre. Ne dépendant pas des dimensions latérales du matériau, elle donne par conséquent une propriété intrinsèque du blindage.

Nous avons réalisé des simulations électromagnétique 3D de blindage et nous les avons comparées à des modèles analytiques de blindages homogènes ainsi que des tresses. Une très bonne concordance entre les résultats de la simulation et les valeurs du modèle confirme la validité de la formule.

Cette relation permet d'utiliser les techniques de caractérisation dans leurs domaines de validité respectifs, l'impédance de transfert à basse fréquence et l'efficacité du blindage à haute fréquence, afin d'obtenir une propriété large bande du blindage. Par ailleurs, l'impédance de transfert de structures cylindriques complexes telles que les tresses ou les tissus métalliques peut être simulée plus facilement en utilisant les valeurs d'efficacité du blindage de motifs périodiques plans afin de réduire les contraintes de simulation (figure 3.20).

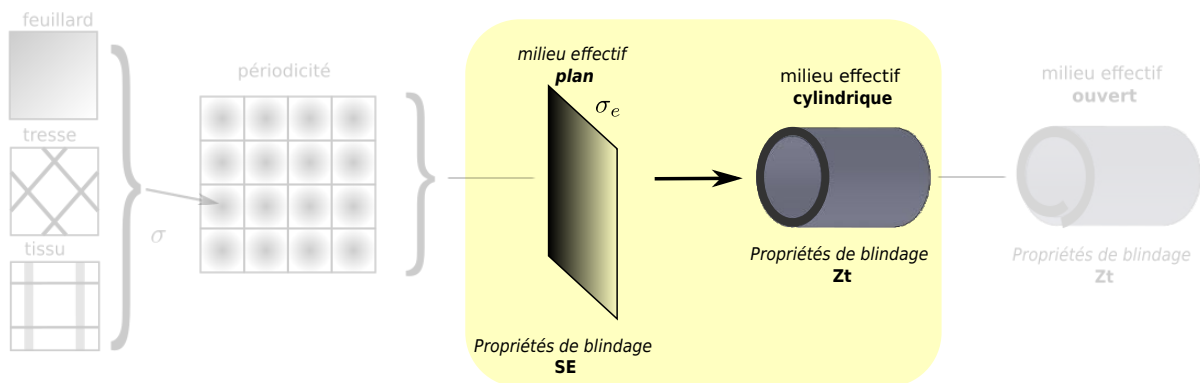


FIGURE 3.20 – Validation de notre approche de modélisation de textiles donnant son efficacité de blindage et son impédance de transfert sur large bande de fréquence.

Cependant, ce genre de modélisation reste complexe en fréquences intermédiaires en utilisant un outil de simulation numérique. Pour surmonter cette difficulté, nous avons envisagé deux nouvelles méthodes de calcul par milieux effectifs de SE (donc de  $Z_t$ ). Cela nous a permis,, premièrement d'éviter les longues équations de  $Z_t$  analytiques notamment dans le cas des inductances mais également de simplifier la géométrie complexe des tresses en 3D.

Dans ce contexte, la première méthode consistait à exploiter les deux asymptotes de SE en BF et HF séparément. Cela revient à définir premièrement un coefficient de transmission  $S_1$  d'une plaque homogène de propriétés effectives équivalentes à celles des tresses en BF, par la suite un autre coefficient  $S_2$  lié aux trous a été obtenu par simulation 3D de tresse avec un matériau en PEC (pente à 20 dB/décade). L'addition de ces deux coefficients reproduit parfaitement le comportement de la tresse sur large bande de fréquence.

La deuxième méthode consistait à définir un cylindre homogène caractérisé par une conductivité

électrique effective variable en fonction de la fréquence appliquée. Cette modélisation utilise uniquement la relation de la diffusion du champ en basse fréquence des modèles de référence des tresses. De même, les résultats obtenus montrent une très bonne cohérence en comparaison avec les modèles de références des tresses.

Suivant le raisonnement, la modélisation de blindage des tresses a été bien maîtrisée par la notion de l'impédance de transfert carrée. À présent, nous avons une relation et des modèles simples permettant le calcul de SE d'une tresse déroulée en plan et son  $Z_t$  en cylindrique (figure 3.20).

Nous souhaitons poursuivre l'application de cette démarche notamment en HF et en fréquences intermédiaires dans le cas des tissus métalliques qui est l'un des objectifs du projet « Nextgen » auquel nous avons participé. Cela fait donc l'objet du chapitre suivant.



---

---

# Modélisation de structures tissées

---

---

## Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>96</b>
<b>4.2</b>	<b>Modèle large - bande de tissus métalliques</b>	<b>98</b>
4.2.1	Produit gain bande passante de tissus métalliques	98
4.2.2	Impédance de transfert de tissus métalliques	98
<b>4.3</b>	<b>Étude paramétrique d'un tissu carré en HF</b>	<b>100</b>
4.3.1	Complexité de modélisation des tissus en haute fréquence	100
4.3.2	Tissu carré homogène à un seul conducteur	101
4.3.3	Tissus carrés homogènes multi-conducteurs	106
4.3.4	Tissus carrés hétérogènes multi-conducteurs	110
<b>4.4</b>	<b>Généralisation à un tissu rectangulaire</b>	<b>116</b>
<b>4.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>120</b>

---



## 4.1 Introduction

Après avoir défini plusieurs approches de modélisation des tresses métalliques en large bande de fréquence, nous passons maintenant à une autre structure textile de type tissus métalliques. En effet, l'un des objectifs du projet «NextGen» auquel nous avons participé est la modélisation de propriétés de blindage électromagnétique de structures métalliques sous forme de textiles, notamment en HF. Pour atteindre cet objectif, nous nous intéressons dans ce chapitre en particulier à modéliser la deuxième asymptote à  $-20$  dB/décade en HF des tissus métalliques. Il s'agit alors de tenter d'obtenir des modèles analytiques équivalents d'un point de vue électromagnétique.

Dans ce contexte, pour répondre aux exigences du projet, nous mettons en place tous les calculs permettant de déterminer l'efficacité de blindage de différentes structures planaires qui peuvent être utilisées dans le projet. Ces modèles permettent par la suite de déterminer les valeurs de l'impédance de transfert sur une large bande de fréquence caractérisant la structure sous forme cylindrique. Cette approche analytique permet également aux industriels de prédire rapidement les propriétés de blindage des tissus avant de se lancer dans les processus de fabrication et de tests.

Nous rappelons que la définition des tissus évoquée dans le deuxième chapitre est basée sur l'homogénéité de la structure à étudier. Cela est lié fortement à la géométrie des conducteurs métalliques, à leur nombre ainsi qu'à leurs tailles (période) dans les deux directions du tissu. Ces paramètres donnent des formes différentes d'ouvertures qui dépendent des techniques de tissage utilisées en industrie.

Pour décrire un tissu métallique simple de type «toile», nous définissons un schéma d'un tissu typique basé sur les connaissances techniques présentées précédemment. On notera que dans tout ce qui suit, nous représentons systématiquement dans les figures de structures, la chaîne verticalement et la trame horizontalement. Cela permet également de définir les tailles des ouvertures entre deux chaînes ( $T_y$ ) ou entre deux trames ( $T_x$ ) consécutives (figure 4.1).

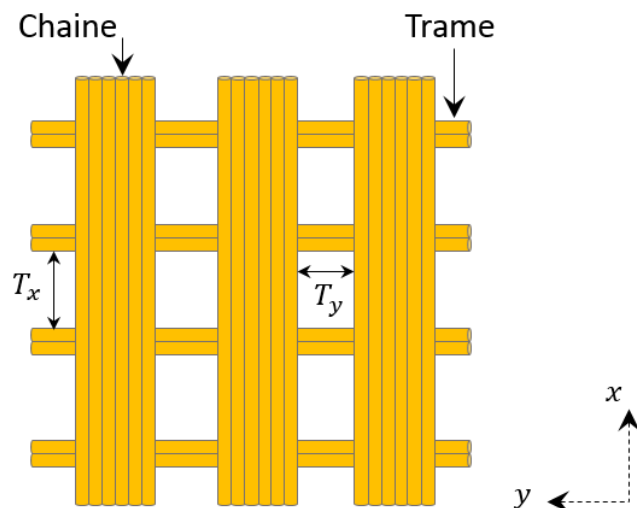


FIGURE 4.1 – Schéma typique d'un tissu métallique.

L'objectif de ce chapitre est double. Il s'agit tout d'abord d'établir un modèle analytique de l'efficacité de blindage des tissus planaires sur large bande de fréquence. Ensuite, la détermination de leur impédance de transfert selon la formule de passage (3.13) devient possible pour obtenir les propriétés de blindage sous forme cylindrique. Cette relation a été démontrée sur la base de la notion de l'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$ .

Dans ce contexte général, notre étude sera consacrée aux différentes formes de tissus métalliques carrés : de même période dans les deux directions de tissage et rectangulaires selon deux périodes différentes. La structure étant a priori anisotrope, ces modèles doivent prendre en compte la direction du champ électrique  $\mathbf{E}$  appliqué.

## 4.2 Modèle large - bande de tissus métalliques

Avant d'aborder le vif objectif du chapitre, nous rappelons que l'étude de tissus métalliques en BF a été bien détaillée dans le deuxième chapitre. En effet, l'efficacité de blindage en BF de différents tissus métalliques possibles a été établie selon un modèle simple basé sur la notion de la résistance carrée  $R_s$  d'un matériau homogène équivalent. Son expression a été donnée à la relation (2.5). D'autre part, sur la base de la réponse SE pour différentes conductivités électriques d'une structure à géométrie identique, nous allons exploiter la notion de produit gain bande passante qui garde une valeur constante. Cela nous permet d'établir un modèle général de tissus métalliques sur une large bande de fréquences.

### 4.2.1 Produit gain bande passante de tissus métalliques

La réponse haute fréquence de structures planaires à ouvertures (tresse, tissu ...etc.) dépend uniquement de la géométrie des ouvertures. Dans ce cas, les pentes à -20 dB/décade montrent un comportement similaire à la notion du produit gain bande passante des amplificateurs électroniques (GBWP : Gain-bandWidth Product). Ce dernier reste constant sur toute la pente en HF quelle que soit la conductivité d'une structure qui garde la même géométrie des ouvertures. La réponse se comporte comme un système du premier ordre caractérisé par sa fréquence de coupure ( $\omega_0 = 2\pi f_0$ ) et son gain statique défini à  $f \rightarrow 0$  qui correspond à la valeur  $SE_{LF}$  dans le cas de la réponse SE d'une structure à ouverture. Dans ce cas, nous pouvons écrire :

$$SE = \frac{SE_{LF}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (4.1)$$

Ce principe semble être une très bonne approche pour modéliser la dépendance de la fréquence du blindage tissé.

### 4.2.2 Impédance de transfert de tissus métalliques

L'impédance de transfert de tissus doit se caractériser par une inductance appelée  $M$  modélisant la pente en HF qui s'ajoute à la partie résistive en BF. En poursuivant la notion de l'impédance de transfert carrée, nous définissons une expression générale de l'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$  de tissus comme suit :

$$Z_{ts} = R_s + j\omega M_s \quad (4.2)$$

avec  $M_s$  (H/carré) est l'inductance carrée de la structure tissée.

En basse fréquence, la relation (2.5) établie entre l'efficacité de blindage et l'impédance de transfert peut être écrite comme suit :

$$SE_{LF} = 1 + \frac{\eta_0}{2R_s} \simeq \frac{\eta_0}{2R_s} \quad (4.3)$$

Pour déterminer l'expression de l'inductance carrée  $M_s$ , nous nous basons sur le principe de GBWP décrit précédemment. En effet, la réponse SE d'une structure donnée pour différentes conductivités évolue selon les courbes illustrées figure 4.2.

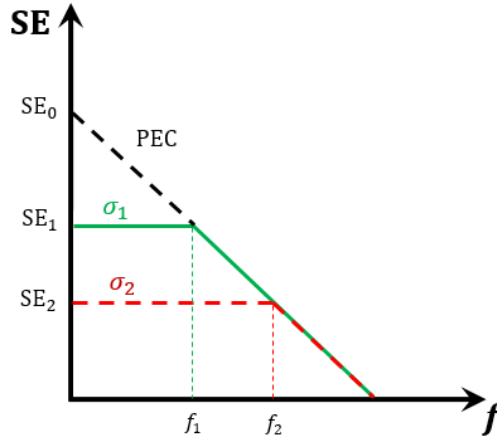


FIGURE 4.2 – Variation du gain avec la fréquence.

Dans ce cas, le produit gain bande passante est égal à une constante comme exprimé par la relation (4.4). Il est important de mentionner que ce produit vaut à  $SE_0$  lorsque le matériau de la structure est un conducteur parfait (PEC).

$$GBWP = SE_1 \times f_1 = SE_2 \times f_2 = Cte = SE_0 \quad (4.4)$$

En utilisant la relation de passage, GBWP et  $M_s$  peuvent être exprimés par une simple relation de la manière suivante :

$$GBWP = SE_0 \times f_0 = \frac{\eta_0}{4\pi M_s} \quad (4.5)$$

Connaissant la résistance carrée et l'inductance carrée d'une impédance de transfert carrée, il est possible de déterminer la fréquence de coupure comme étant  $f_0 = R_s/2\pi M_s$ .

L'expression (4.5) nous permet au final de déterminer la relation de l'inductance carrée  $M_s$  et de caractériser la pente HF selon la relation suivante :

$$M_s = \frac{\eta_0}{4\pi (SE_0 \times f_0)} \quad (4.6)$$

En considérant que le terme  $SE_0$  de la formule (4.4) est multiplié par une fréquence  $f_0$  unitaire et en reportant cette information dans l'équation (4.6), il devient possible de déduire la valeur de l'inductance  $M_s$  exprimée en linéaire.

Dans ces conditions, la détermination du produit  $SE \times f$  suffit à caractériser l'asymptote HF. Pour extraire ce produit, nous allons procéder à une étude paramétrique de tissus planaires en utilisant uniquement un matériau en PEC dans toutes les simulations numériques 3D. Cela permet de déterminer les valeurs de SE à une fréquence donnée en HF, puis d'établir la relation du produit  $SE \times f$ .

### 4.3 Étude paramétrique d'un tissu carré en HF

Nous nous intéressons dans cette partie à l'établissement d'un modèle analytique en haute fréquence de différents tissus qui présentent des ouvertures carrées. Ce genre de modélisation a été abordée dans [46] comme il est mentionné dans le premier chapitre. Cependant elle est limitée à une grille à un seul conducteur avec des ouvertures carrées très grandes devant le rayon des conducteurs.

D'autre part, plusieurs références bibliographiques [51, 52, 53] ont estimé l'atténuation des ouvertures en HF mais qui sont faites dans un plan métallique. Les expressions approchées proposées sont basées sur certaines hypothèses simplificatrices mais elles prennent en compte différentes formes d'ouvertures : carrées, rectangulaires, circulaires et une multitude d'ouvertures. Ces études nous donnent donc un aperçu clair sur le comportement des ouvertures vis-à-vis du champ incident et des différents paramètres à prendre en considération.

Cette étude ne sera pas limitée à un seul conducteur mais elle devra prendre en compte des tissus multi-conducteurs disposés en nombre différent en chaînes et en trames (ouvertures carrées et rectangulaires) ; elle devra également aborder les structures à larges ou petites ouvertures devant la longueur d'onde.

#### 4.3.1 Complexité de modélisation des tissus en haute fréquence

La réponse des tissus en haute fréquence en termes de l'efficacité de blindage dépend essentiellement de leur effet géométrique. La taille des ouvertures dépend de plusieurs éléments qui peuvent décaler la pente de SE en HF. En effet, les trois paramètres suivants : période de tissu, rayon et nombre de conducteurs en chaîne et en trame jouent simultanément un rôle important dans la détermination des valeurs de SE en HF. Pour cette raison, nous retiendrons donc que la modélisation de tissus multi-conducteurs en HF nécessite une attention toute particulière.

Pour montrer la difficulté de modélisation de ce genre de structures en HF, nous procédons à des simulations numériques de plusieurs motifs périodiques planaires de différents tissus comme cela illustré figure 4.3. L'intérêt est de mettre en avant la sensibilité de la variation de la réponse SE en changeant l'un des paramètres évoqués précédemment. Les résultats obtenus pour un matériau PEC sont présentés figure 4.4.

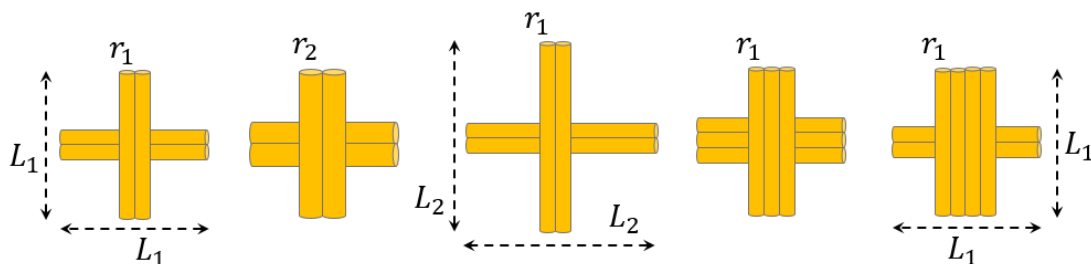


FIGURE 4.3 – Différents motifs périodiques de tissus métalliques.

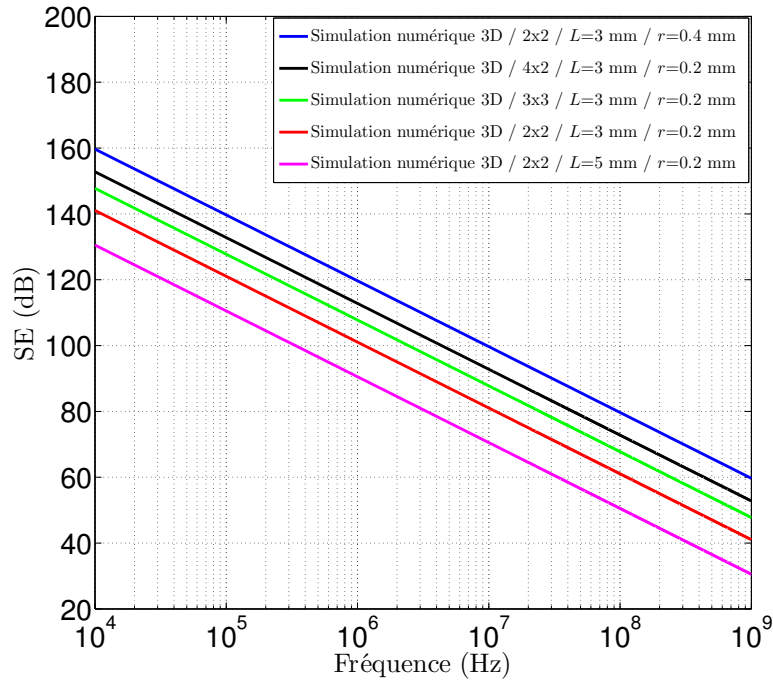


FIGURE 4.4 – *SE en HF de différents motifs périodiques de tissus métalliques.*

L'observation des pentes obtenues pour les différents motifs périodiques considérés montre bien qu'un décalage a été généré pour une variation de l'un des paramètres  $r$ ,  $L$  et nombre de conducteurs en chaîne et en trame.

Pour pouvoir tenir en compte de ces variations et être en mesure d'établir un modèle analytique général, nous proposons une méthode de modélisation paramétrique basée sur l'interpolation des résultats de simulation obtenus par HFSS. Nous commençons tout d'abord dans la partie suivante par un tissu carré homogène à un seul conducteur.

### 4.3.2 Tissu carré homogène à un seul conducteur

Nous procédons donc dans cette partie à la simulation d'un tissu métallique à un seul conducteur en chaîne et en trame ( $N = 1$ ). Nous considérons que le tissu présente une périodicité suivant les deux axes de tissage et que les conducteurs sont parfaitement perpendiculaires l'un par rapport à l'autre dans les deux directions ( $x$ ,  $y$ ) de tissu. L'objectif est de prédire son comportement électromagnétique, en particulier l'efficacité de blindage SE. Les calculs par simulations numériques sont basés sur le principe de la périodicité évoquée précédemment. Un motif périodique du tissu considéré est illustré figure 4.5.

Dans ce cas, la structure comporte des conducteurs cylindriques identiques de rayon  $r$ , par conséquent elle présente des ouvertures carrées de même taille dans les deux sens du tissage ( $T_1$ ) de telle sorte que :

$$T_1 = L - 2r = L - Nd \quad (4.7)$$

Nous rappelons que d'après les résultats obtenus en modélisation BF de ce genre de structure que l'application d'un champ électrique  $\mathbf{E}$  en incidence directe donne la même variation de SE

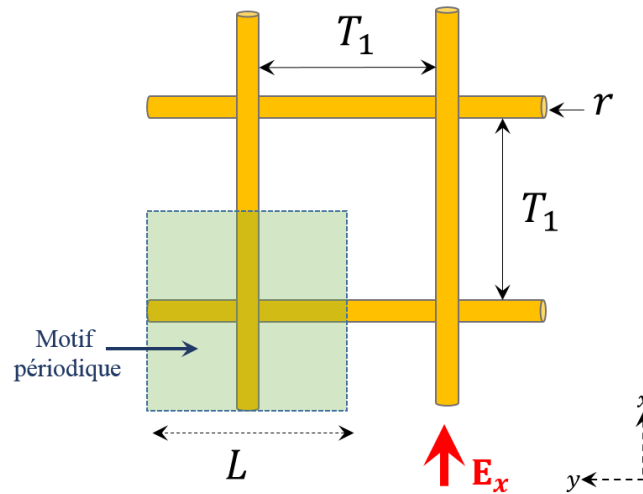


FIGURE 4.5 – *Tissu métallique à un seul conducteur avec ouvertures carrées.*

dans les deux directions  $x$  et  $y$ . Cela provient de la nature homogène et symétrique de ce tissu possédant des propriétés physiques et géométriques identiques dans les deux sens.

Dans ce contexte, pour établir un modèle analytique efficace qui décrit l'évolution de SE en fonction de la fréquence appliquée, nous avons procédé à une étude paramétrique selon une chaîne de simulation numérique en faisant varier la période  $L$  et le rayon  $r$  (donc de  $T_1$ ) en tenant en compte de toutes les combinaisons possibles. Pour ce faire, vu que la courbe de SE suit une pente à  $-20$  dB/décade, une première partie se déroule avec le calcul des valeurs de SE à une fréquence donnée, soit 1 GHz pour chaque période et ses rayons possibles jusqu'à l'obtention d'un tissu fortement chargé avec des petites ouvertures. Une fois que les valeurs de SE sont calculées pour une seule fréquence, la pente complète pour chaque structure passe inévitablement par cette valeur.

Dans ce cas, les simulations ont été réalisées pour une période allant du 1 mm à 6 mm pour un rayon de  $63.5 \mu\text{m}$  et ses multiples, soit environ 90 simulations en HFSS pour ces six structures choisies. Par la suite, après plusieurs tentatives pour exprimer les valeurs de SE selon une relation directe et simple liée à l'un des paramètres  $L$ ,  $r$ ,  $T_1$  ou leur combinaison, nous pouvons observer une relation linéaire entre les valeurs de SE et le paramètre  $\log_{10}(T_1)$ . Les courbes obtenues sont illustrées figure 4.6.

Nous constatons clairement une variation linéaire pour chaque cas de tissu considéré et différentes valeurs de rayon des conducteurs. Néanmoins, il est intéressant de noter une légère non-linéarité pour des rayons très faible devant la taille de l'ouverture  $T_1$ . De manière générale, ce comportement reste valable pour toutes les autres structure ayant des périodes supérieures à 6 mm.

D'autre part, un autre élément important peut être observé. En effet, toutes les courbes obtenues présentent un coefficient directeur identique qui est autour de la valeur de 116.5.

En poursuivant le raisonnement, nous pouvons dire que si nous voulons tenir en compte l'évolution de SE sur toute la gamme de fréquence considérée, nous devons conserver la pente à  $-20$  dB/décade. Pour cela, nous intégrons le facteur  $-20 \log_{10}(f)$  dans notre modèle.

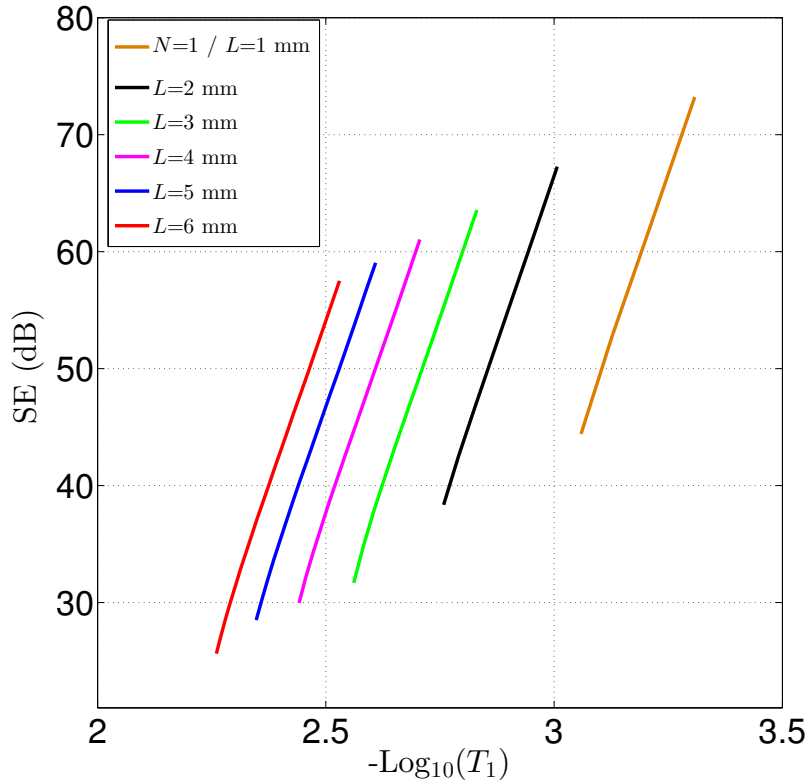


FIGURE 4.6 – Variation linéaire entre les valeurs de SE et la taille de l'ouverture de tissu carré à un seul conducteur.

Nous sommes alors capables d'exprimer les valeurs de SE selon l'expression suivante :

$$SE_{(dB)} = -\log_{10}(f) - 116.5 \log_{10}(T_1) + Cte_1 \quad (4.8)$$

La suite du travail doit porter maintenant sur la détermination de la constante  $Cte_1$  en fonction des paramètres géométriques du tissu. Pour cela, nous regardons tout d'abord si la constante est liée au rayon  $r$ . Dans ce cas nous traçons son évolution en fonction des rayons de chaque tissu correspondant à une période donnée. Les résultats obtenus sont présentés figure 4.7.

Nous remarquons que la valeur de  $Cte_1$  correspondant à chaque tissu reste invariable en fonction des valeurs de rayon  $r$ . Toutefois, elle est légèrement sensible en cas de rayon très faible devant la période  $L$ .

Pour aller au bout de notre démarche, il ne reste plus qu'à étudier la dépendance de  $Cte_1$  avec la période  $L$ . Dans ce cas, nous devons chercher un paramètre en relation avec  $L$  qui est lié à cette constante. Après plusieurs méthodes de calcul, le seul chemin permettant d'établir une relation simple et efficace est d'exprimer  $Cte_1$  en fonction de  $\log_{10}(L)$  où une variation linéaire a été obtenue. La figure 4.8 présente le résultat du calcul effectué.

En suivant les principales observations constatées au cours de cette approche, nous définissons un modèle analytique d'un tissu homogène carré à un seul conducteur comme suit :

$$SE_{(dB)} = -\log_{10}(f) - 116.5 \log_{10}(T_1) + 96.22 \log_{10}(L) + 156.82 \quad (4.9)$$



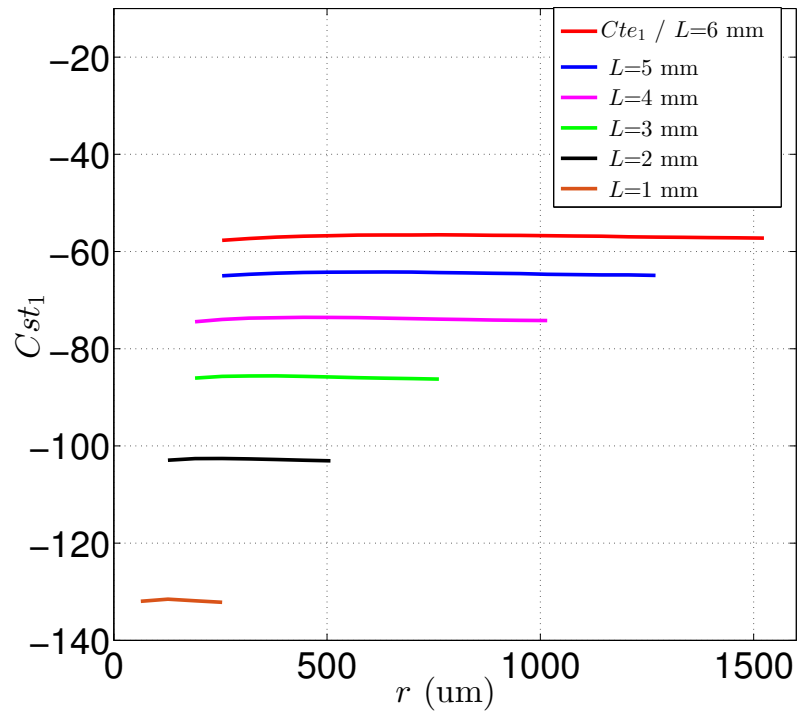


FIGURE 4.7 – Évolution de la constante  $Cte_1$  du modèle d'un tissu carré à un seul conducteur en fonction de leurs rayons.

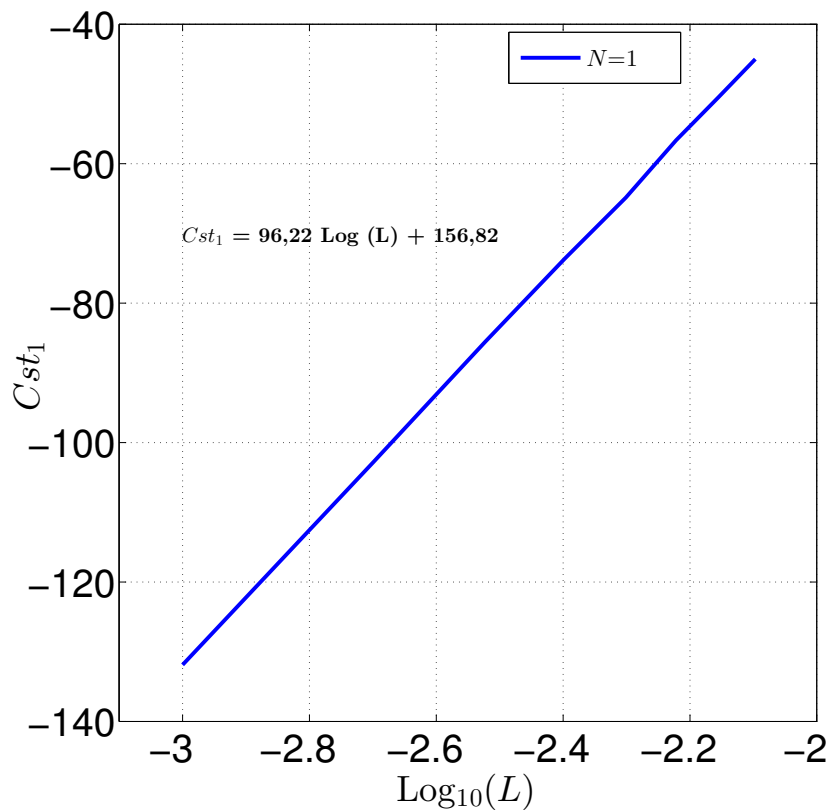


FIGURE 4.8 – Linéarité entre les valeurs de  $Cte_1$  et la période de tissu carré à un seul conducteur.

Nous notons les trois constantes de l'équation (4.9) comme étant  $\alpha = 116.5$ ,  $\beta = 96.22$  et  $\kappa = 156.82$ . Le modèle prend alors la forme suivante :

$$SE_{(dB)} = -\log_{10}(f) - \alpha \log_{10}(T_1) + \beta \log_{10}(L) + \kappa \quad (4.10)$$

Sur la base de cette approche, nous comparons les courbes de SE issues des simulations numériques et celles du modèle proposé. Nous prenons en compte plusieurs motifs possédant différents rayons et périodes. Ils sont définis à partir d'un matériau en PEC et donnent les pentes HF de la figure 4.9.

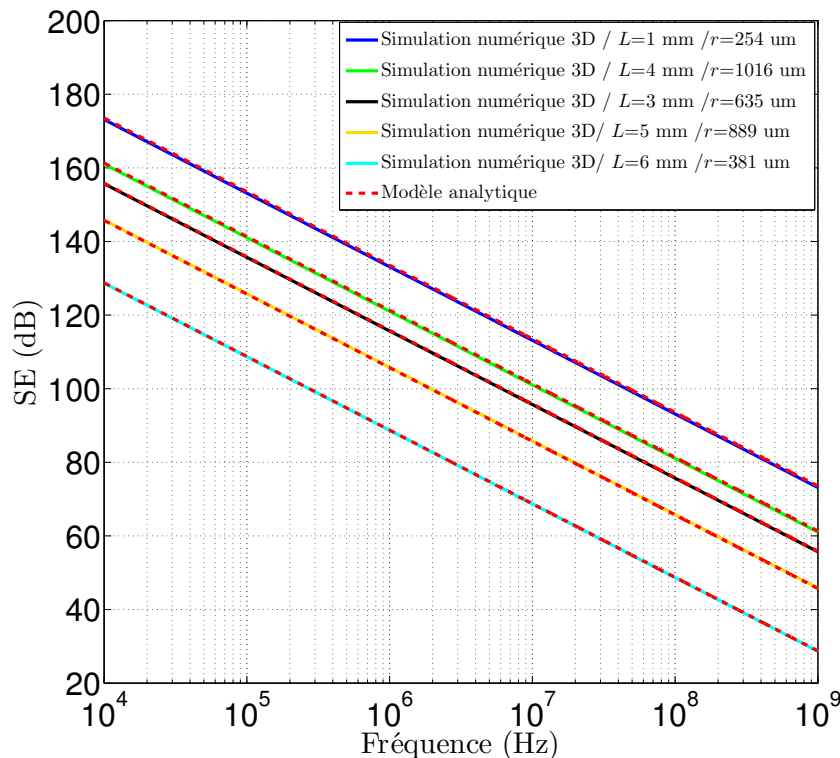


FIGURE 4.9 – Comparaison des SE d'un tissu carré à un seul conducteur obtenues par simulation et par le modèle analytique proposé.

Les résultats obtenus tendent à confirmer le modèle proposé. Cependant, comme il est noté auparavant, ce modèle est limité pour des rayons qui sont négligeables devant la longueur de la période  $L$  où les courbes de la figure 4.6 et la figure 4.7 ne sont plus parfaitement linéaires. Dans ce cas, cette approche peut être considérée comme complémentaire du modèle proposé par [46]. Cela est bien présenté la figure 4.10 où une comparaison des SE d'un tissu carré à un seul conducteur obtenues par simulation, par [46] et par notre modèle analytique proposé a été bien illustrée.

Nous poursuivons la modélisation des tissus avec la même démarche pour le cas des tissus homogènes multi-conducteurs. Cela fait l'objet de la section suivante.

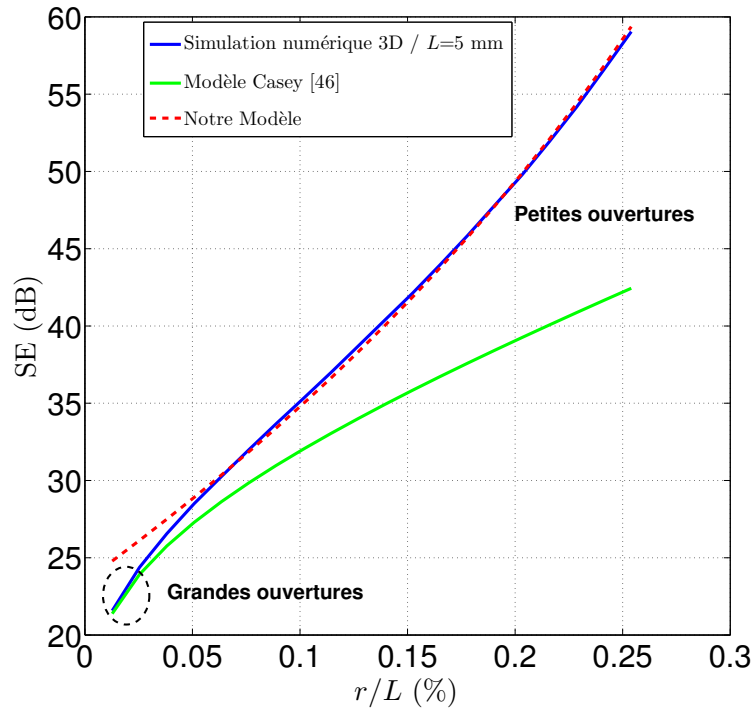


FIGURE 4.10 – Comparaison des SE d'un tissu carré à un seul conducteur obtenues par simulation, par [46] et par notre modèle analytique proposé.

### 4.3.3 Tissus carrés homogènes multi-conducteurs

Pour s'approcher de la réalité du projet «NextGen» où le nombre de conducteurs dans le tissu est supérieur à 1, nous procédons maintenant à la modélisation de structures plus complexes composées de plusieurs conducteurs en chaîne et en trame. En première approche, nous gardons la nature homogène de tissus carrés qui présentent des ouvertures carrées avec le même nombre de conducteurs en chaîne et en trame. Les structures sont considérées espacées entre les fils. Un exemple d'un tissu à deux et à quatre conducteurs est présenté figure 4.11.

Dans ce cas, la taille de l'ouverture notée  $T_N$  correspondant à un tissu à  $N$  conducteurs peut être calculée comme étant :  $T_N = L - 2rN$ .

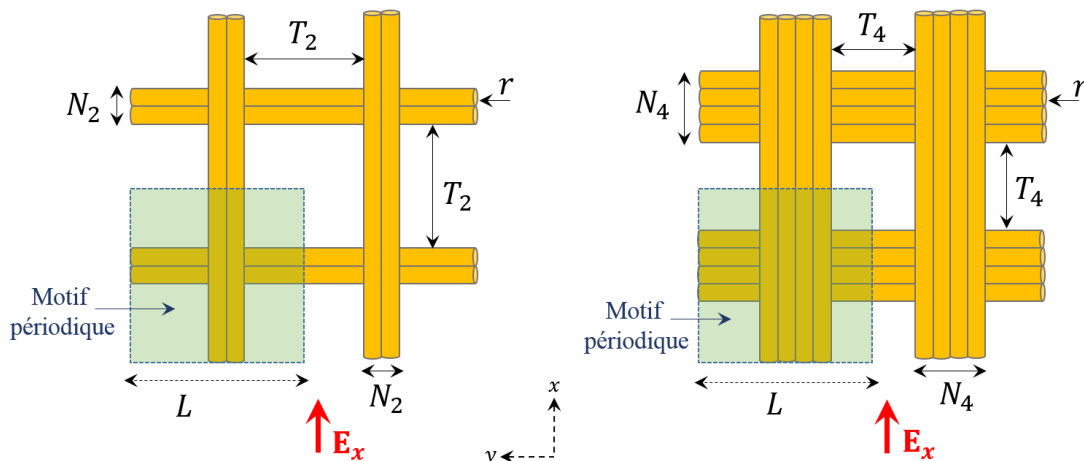


FIGURE 4.11 – Tissu homogène à deux et à quatre conducteurs en chaîne et en trame.

Pour cette partie, nous avons procédé également à la recherche d'une relation liant SE issue de la simulation numérique à  $f = 1$  GHz aux paramètres de tissu ( $T_N, r, L$ ). La première relation obtenue est similaire à celle d'un tissu à un seul conducteur avec SE liée linéairement à  $\log_{10}(T_N)$ . Les courbes sont présentées figure 4.12 pour les deux cas étudiés ( $N = 2$  et 4).

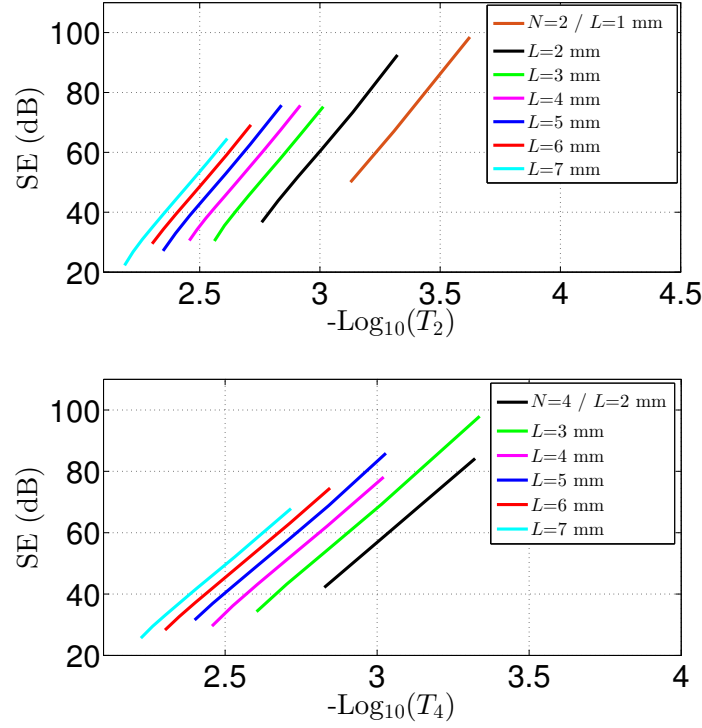


FIGURE 4.12 – Variation linéaire entre les valeurs de SE et la taille de l'ouverture de tissu carré à 2 et 4 conducteurs.

Le même type de calcul des coefficients directeurs  $\alpha$  a été effectué pour les lignes droites en cas  $N = 2$  et 4. Nous obtenons donc une valeur de 98.5 et de 85 respectivement. Comme précédemment, le modèle analytique de chaque cas exprimant SE en fonction de la fréquence peut être écrit selon l'expression suivante :

$$SE_{(dB)} = -\log_{10}(f) - \alpha \log_{10}(T_N) + Cte_N \quad (4.11)$$

D'après les résultats obtenus, nous faisons le même raisonnement que pour la modélisation à un seul conducteur. Nous vérifions donc la dépendance de la constante  $Cte_N$  en fonction du rayon  $r$ . Les courbes obtenues sont illustrées figure 4.13.

Les résultats tendent à suivre le même comportement analytique que pour le tissu à seul conducteur, chose qui nous pousse par la suite à étudier l'évolution de  $Cte_N$  en fonction de  $\log_{10}(L)$  comme présenté figure 4.14.

Des relations linéaires sont obtenues avec une constante  $\beta$  qui est égale à 78.09 et 64.28 pour  $N = 2$  et 4 respectivement. On note que la constante  $\kappa$  reste presque invariable par rapport au premier cas étudié ( $\kappa \simeq 155.8$ ).

Cette approche de modélisation nous permet donc d'écrire le modèle analytique d'un tissu

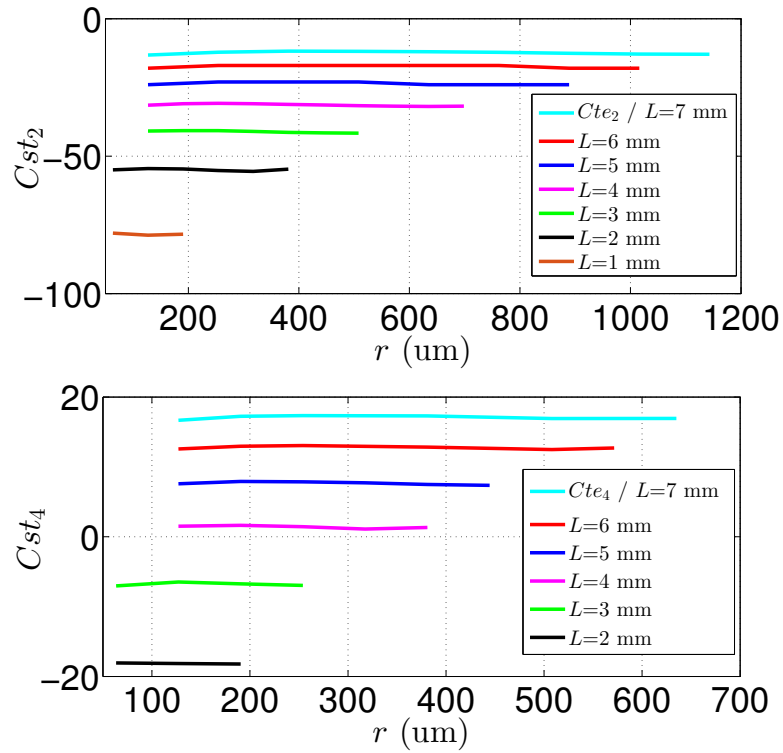


FIGURE 4.13 – Évolution de la constante  $Cte_N$  du modèle d'un tissu carré à 2 et 4 conducteurs en fonction de leurs rayons.

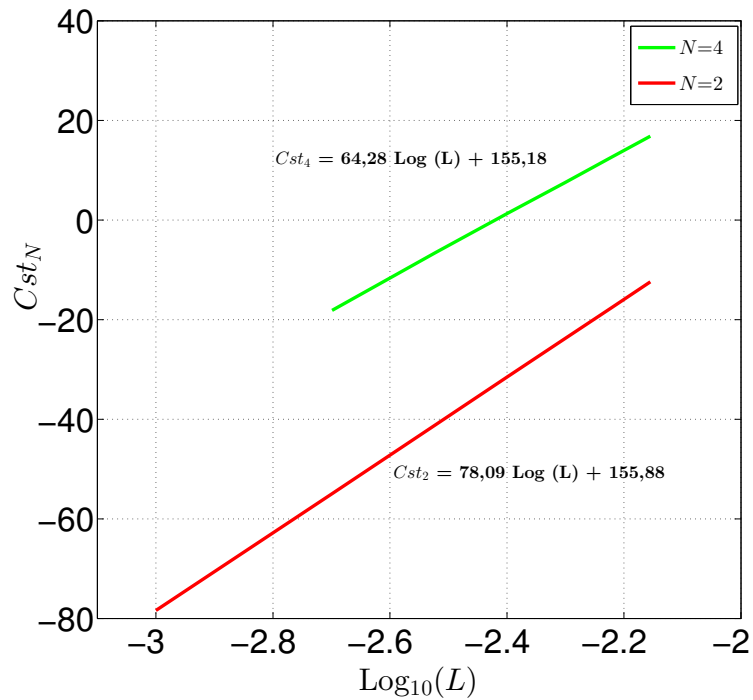


FIGURE 4.14 – Linéarité entre les valeurs de  $Cte_N$  et la période de tissu carré à 2 et 4 conducteurs.

homogène à 2 et à 4 conducteurs selon l'expression précédente (4.10) avec :  $\alpha = 98.5$ ,  $\beta = 78.09$ ,  $\kappa = 156.88$  pour  $N = 2$  et  $\alpha = 85$ ,  $\beta = 64.28$ ,  $\kappa = 156.18$  pour  $N = 4$ .

Le comportement analytique remarqué est similaire pour les différentes structures en fonction de  $\log_{10}(T_N)$ ,  $\log_{10}(L)$ . Cette analyse permet de déterminer les constantes  $(\alpha, \beta, \kappa)$  pour définir le modèle analytique de l'équation (4.11). Les résultats obtenus sont compilés dans le tableau 4.1.

$N$	$\alpha$	$\beta$	$\kappa$
1	116,5	96,22	156,82
2	98,5	78,09	155,88
3	89,5	69,14	156,28
4	85	64,28	155,18
5	82,75	62,59	156,5

TABLE 4.1 – Paramètres  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\kappa$  du modèle analytique des tissus homogènes à ouvertures carrées.

Nous exploitons les résultats de ce tableau pour établir un modèle général de la structure étudiée. En effet, après avoir fixé une première valeur de  $\alpha$  qui est égale à 116.5 pour le cas de  $N = 1$ , nous remarquons que le facteur  $\alpha$  suit une évolution logique selon le nombre de conducteurs donnée par la relation ci-après :

$$\alpha = 116.5 - \sum_{n=1}^{N-1} \frac{18}{2^{n-1}} \quad (4.12)$$

De même, une autre relation est obtenue pour les valeurs du paramètre  $\beta$  de telle sorte que :  $\beta \simeq \alpha - 20$ .

Concernant la constante  $\kappa$ , nous essayons d'expliquer son origine et ses dépendances par rapport aux différents paramètres géométriques et physiques des structures étudiées. Pour cela, une chaîne de simulation numérique a été réalisée pour différentes valeurs de la permittivité et de la perméabilité du milieu de propagation de l'onde incidente.

Nous avons pu remarquer que les deux paramètres,  $\alpha$  et  $\beta$  restent invariables, par contre  $\kappa$  prend des valeurs différentes en fonction de  $\epsilon$  et  $\mu$ . Cette analyse nous permet de proposer pour le cas du vide une expression approximative donnée par la relation ci-après :

$$\kappa \simeq 20 \log_{10} \left( \frac{1}{5\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{c_0}{5} \right) \quad (4.13)$$

où  $c_0$  est la célérité de l'onde dans le vide. Avec cette approche de modélisation, il est possible d'établir un modèle analytique des tissus carrés homogènes à ouvertures carrées suivant l'expression suivante :

$$20 \log_{10}(SE \times f) = (\alpha - 20) \log_{10}(L) - \alpha \log_{10}(T_N) + \kappa \quad (4.14)$$

Pour faire le tour de ce premier modèle, inexistant dans littérature, nous faisons une première comparaison des pentes HF de différents tissus carrés à  $N$  conducteurs obtenues par simulation numérique et par l'équation (4.14) en tenant en compte les valeurs exactes de  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\kappa$  présentées dans le tableau 4.1. Les résultats obtenus présentés figure 4.15.

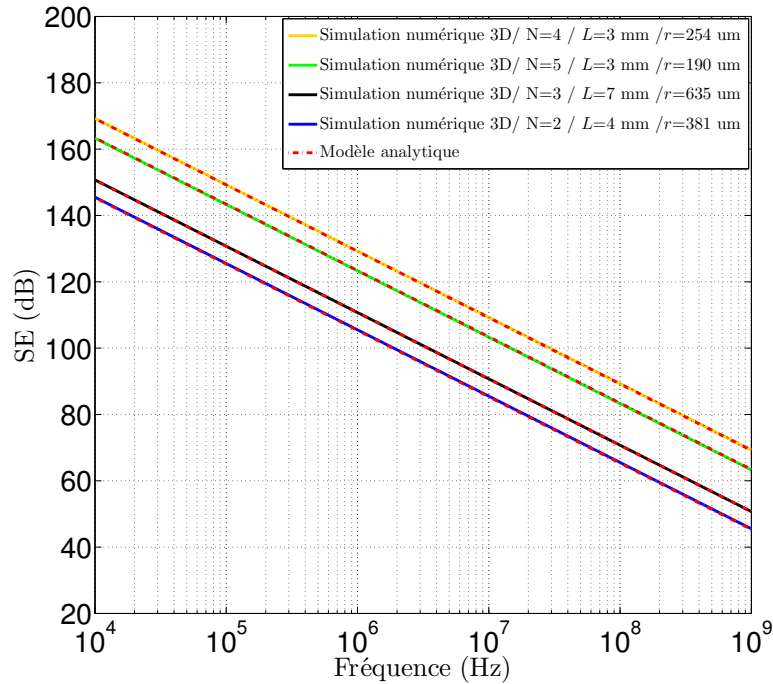


FIGURE 4.15 – Comparaison des SE de tissus obtenues par simulation numérique et par notre modèle exact en utilisant les valeurs du tableau 4.1.

Nous constatons que l'évolution de l'efficacité de blindage SE obtenue par notre modèle présente une très bonne concordance avec ceux de simulation numérique.

Une deuxième comparaison a été faite en utilisant le modèle général de tissus carrés décrit par l'équation (4.14) basé sur la relation générale de  $\alpha$  (relation (4.12)). Les résultats sont présentés figure 4.16.

Les pentes en HF de différents tissus donnent des résultats tout à fait comparables et tendent à valider l'approche de modélisation poursuivie jusqu'à présent. Néanmoins, il existe quelques écarts d'ordre ( $\pm 2$  dB) maximum pour les cas les plus défavorables entre les deux approches. Cela étant lié principalement à la valeur exacte de  $\kappa$ .

Pour continuer de s'approcher de la structure réelle de tissage, nous étendons notre méthode de modélisation au cas de tissus carrés ayant un nombre différents de conducteurs selon les deux directions ( $x, y$ ).

#### 4.3.4 Tissus carrés hétérogènes multi-conducteurs

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à un cas plus compliqué où les tissus sont organisés suivant un nombre de conducteurs différent en chaîne et en trame. Dans ce cas, le tissage est supposé également périodique suivant deux axes ( $x, y$ ) avec une géométrie identique de conducteurs (même  $r, L$ ).

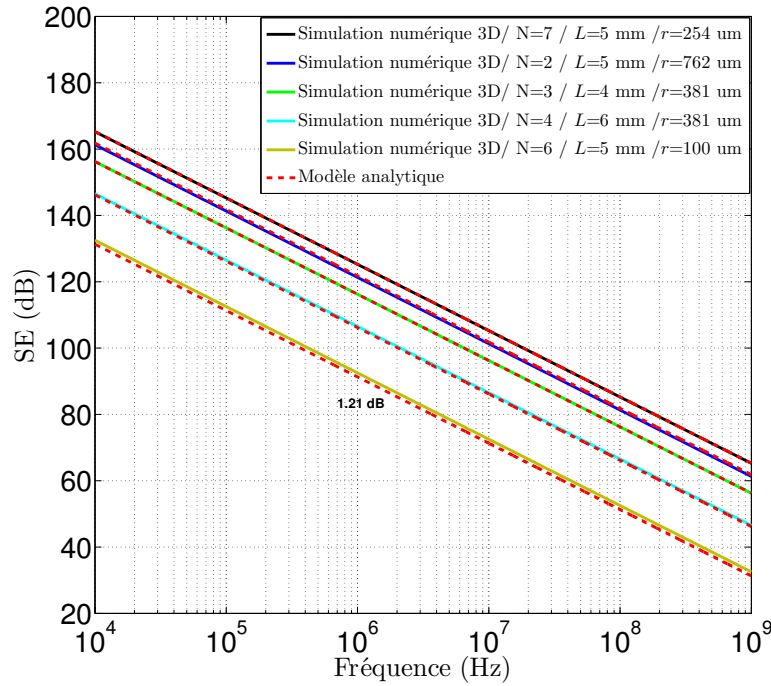


FIGURE 4.16 – Comparaison des SE de tissus carrés obtenues par simulation numérique et notre modèle général.

Pour convention nous choisissons que la chaîne est selon la direction  $x$  et la trame selon la direction  $y$ . Un schéma illustratif d'un tissage typique est représenté la figure 4.17.

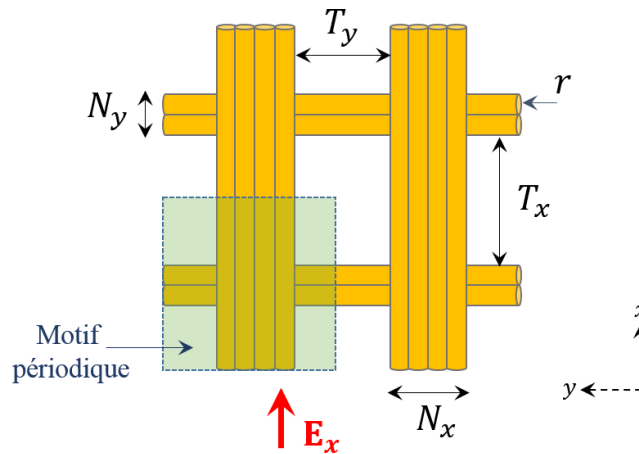


FIGURE 4.17 – Schéma illustratif d'un tissage carré à ouvertures rectangulaires.

Ce genre de structures asymétriques forment des ouvertures rectangulaires, ce qui donne deux résultats différents de SE selon la polarisation du champ incident  $\mathbf{E}$  (selon  $x$  ou  $y$ ). Pour cette raison et vu la complexité de la démarche de modélisation, nous optons pour un champ  $\mathbf{E}_x$  appliqué dans le sens de la chaîne où le nombre de conducteurs est souvent supérieur à celui de la trame.

Pour commencer, nous notons donc par  $N_x$  le nombre de conducteurs en chaîne et par  $N_y$  celui en trame. Les dimensions de l'ouverture sont notées par :  $T_x$  la taille entre deux trames adjacentes (longueur) et par  $T_y$  : la taille entre deux chaînes adjacentes (largeur), de telle sorte



que :

$$T_x = L - 2 r N_y \quad (4.15a)$$

$$T_y = L - 2 r N_x \quad (4.15b)$$

Pour cette partie, nous allons suivre une méthode par interpolation des résultats de SE obtenus en simulation HFSS à une fréquence de 1 GHz. Pour cela, des centaines de simulations ont été réalisées pour différents tissus possibles sous les mêmes conditions de simulation. Les résultats obtenus montrent ce qui suit :

Tout d'abord, le comportement électromagnétique de toutes les structures est similaire à celui d'un tissu multi-conducteurs et une relation linéaire de SE a été obtenue uniquement en fonction de la grandeur  $\log_{10}(T_y)$ . Par contre, cette linéarité n'est pas vérifiée en fonction de  $\log_{10}(T_x)$ . Dans ce cas, le modèle analytique d'un tissu formé de  $N_x N_y$  conducteurs peut être écrit sous la forme de l'expression suivante :

$$20 \log_{10}(SE \times f) = -\alpha \log_{10}(T_y) + Cte_{N_x N_y} \quad (4.16)$$

où  $\alpha$  et  $Cte_{N_x N_y}$  sont des constantes correspondant à chaque tissu à  $N_x N_y$  conducteurs.

De même, pour être en mesure d'identifier la constante  $Cte_{N_x N_y}$ , nous avons pu vérifier sa dépendance premièrement par rapport aux rayons considérés, chose qui conduit aux mêmes constats que les cas précédents à ouvertures carrées où elle reste invariable en fonction de  $r$ .

Par la suite, la même démarche a été effectuée par rapport à la période  $L$ , nous constatons qu'elle est liée également à  $\log_{10}(L)$  qui s'ajoute à la constante  $\kappa$  qui reste invariable pour tous les tissus considérés ( $\kappa$  est toujours autour de 156). Finalement, le modèle général de tissus carrés à ouvertures rectangulaires peut être étendu aux tissus à ouverture rectangulaire selon l'expression ci-après :

$$20 \log_{10}(SE \times f) = \beta \log_{10}(L) - \alpha \log_{10}(T_y) + \kappa \quad (4.17)$$

Les paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  sont regroupés selon le nombre de conducteurs en chaîne et en trame ( $N_x, N_y$ ) qui peuvent aller jusqu'à 5 dans le tableau 4.2. Les valeurs en gras sont ceux de tissus homogènes multi-conducteurs à ouvertures carrées.

En prenant en compte les valeurs exactes de  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\kappa$  (tableau 4.2), les pentes de SE obtenues par simulation numérique montrent un très bon accord avec celles du modèle proposé par l'équation (4.17).

Pour avoir un modèle plus général, nous continuons l'analyse et l'observation des valeurs des paramètres du tableau 4.2. En effet, toutes les valeurs de tissus à ouvertures rectangulaires sont liées principalement à celles de tissus homogènes à ouvertures carrées (valeurs en gras sur la diagonale du tableau). Dans ce cas, nous exprimons un modèle plus général qui tient en compte les deux réponses de tissus traités jusqu'à présent.

		$\alpha$					$\beta$				
		1	2	3	4	5	1	2	3	4	5
$N_y$	$N_x$										
	1	<b>116.5</b>	94.5	81,5	73	66.75	<b>96.22</b>	74.7	61.16	52.42	46.33
	2		<b>98.5</b>	85.5	77	70.75		<b>78.09</b>	65.21	56.85	50.54
	3			<b>89.5</b>	81	74.75			<b>69.14</b>	60.6	54.31
	4				<b>85</b>	78.75				<b>64.28</b>	58.5
5					<b>82.75</b>					<b>62.59</b>	

TABLE 4.2 – Paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  du modèle analytique des tissus carrés à ouvertures rectangulaires pour une polarisation selon la chaîne ( $N_x$ ).

Il est donc possible d'exprimer la valeur générale de  $\alpha$  pour différents  $N_x$  supérieur à  $N_y$  selon l'expression suivante :

$$\alpha = 116.5 - 4(N_x - N_y) - \sum_{n=1}^{N_x-1} \frac{18}{2^{n-1}} \quad (4.18)$$

De même, les valeurs de  $\beta$  restent liées à l'expression générale de  $\alpha$  comme suit :

$$\beta = \alpha - 20 \quad (4.19)$$

Avec l'expression (4.20), nous sommes maintenant capables de généraliser le modèle général proposé pour les tissus carrés multi-conducteurs homogènes et hétérogènes présentant une période  $L$ . Il est exprimé donc comme suit :

$$20 \log_{10}(SE \times f) = (\alpha - 20) \log_{10}(L) - \alpha \log_{10}(T_y) + 20 \log_{10}\left(\frac{c_0}{5}\right) \quad (4.20)$$

ou sous la forme :

$$SE \times f = \left(\frac{L}{T_y}\right)^{\alpha/20} \times \frac{c_0}{5L} \quad (4.21)$$

Pour tester cette approche et l'expression finale obtenue, une comparaison de calculs de différents cas possibles et des simulations numériques 3D présentée figure 4.18.

Comme dans les cas précédents, le modèle général de tissus possédant une période carrée donne des résultats tout à fait similaires et comparables par rapport à ceux de simulation numérique. On remarque l'existence d'un léger décalage entre certaines courbes. Cela nous amène, après observation de l'erreur maximale, à affirmer une précision du modèle de l'ordre de ( $\pm 2$  dB).

En résumé de cette section, nous avons pu définir un modèle analytique pour des tissus périodiques carrés multi-conducteurs. L'approche de modélisation en cas d'ouvertures rectangulaires a été établie sur le fait que le champ incident est selon la chaîne de tissu. Le modèle proposé prend en compte la taille de l'ouverture qui sépare deux chaînes consécutives ( $T_y$  : largeur de

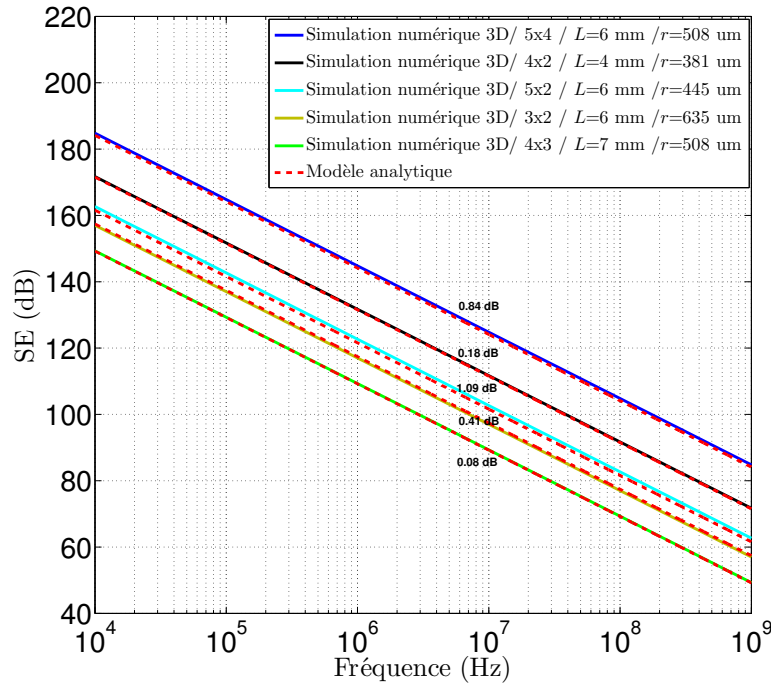


FIGURE 4.18 – Comparaison des SE de tissus rectangulaires obtenues par simulation numérique et notre modèle général.

l'ouverture).

Le champ incident a été toujours orienté selon la chaîne. Par ailleurs, pour l'autre polarisation, nous avons également obtenu un autre modèle parfaitement dual du précédent. Ce modèle est dans ce cas en relation avec la taille de l'ouverture rectangulaire entre deux trames consécutives ( $T_x$  : longueur de l'ouverture) et d'autres paramètres  $\alpha'$  et  $\beta'$ . Ils sont regroupés selon le nombre de conducteurs ( $N_x, N_y$ ) dans le tableau complémentaire 4.3. Les valeurs en gras sont toujours ceux de tissus homogènes multi-conducteurs à ouvertures carrées.

		$\alpha'$					$\beta'$						
		1	2	3	4	5	1	2	3	4	5		
$N_y$	$N_x$												
	1	<b>116.5</b>	94.5	81,5	73	66.75	<b>96.22</b>	74.7	61.16	52.42	46.33		
	2	154.5	<b>98.5</b>	85.5	77	70.75	134.16	<b>78.09</b>	65.21	56.85	50.54		
	3	192.5	117.5	<b>89.5</b>	81	74.75	171.87	97.23	<b>69.14</b>	60.6	54.31		
	4	230.5	136.5	99	<b>85</b>	78.75	210.06	116.27	78.88	<b>64.28</b>	58.5		
5	268.5	155.5	108.5	89.75	<b>82.75</b>	248.03	135.33	88.47	69.24	<b>62.59</b>			

TABLE 4.3 – Paramètres  $\alpha'$  et  $\beta'$  du modèle analytique des tissus carrés à ouvertures rectangulaires pour une polarisation selon la trame ( $N_y$ ).

Dans ce cas,  $\alpha'$  prend des variations similaires à celles de  $\alpha$  en inversant les grandeurs concernées,  $\beta' \simeq \alpha' - 20$  et  $\kappa$  reste invariable par rapport au premier modèle.

Selon le même raisonnement que le précédent, nous exprimons la valeur approximative de  $\alpha'$

pour différents  $N_x$  supérieur à  $N_y$  selon l'expression suivante :

$$\alpha' = \left( 116.5 - \sum_{n=1}^{N_y-1} \frac{18}{2^{n-1}} \right) + (N_x - N_y) \frac{38}{2^{N_y-1}} \quad (4.22)$$

Dans ce cas, le modèle analytique général approximatif de tissus carrés pour cette direction du champ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$SE \times f = \left( \frac{L}{T_x} \right)^{\alpha'/20} \times \frac{c_0}{5L} \quad (4.23)$$

À partir de ces deux modèles proposés jusqu'à présent, nous sommes capable de prédire le comportement électromagnétique des tissus carrés multi-conducteurs pour une polarisation choisie selon la chaîne ou la trame. Notons que la précision de ces modèles reste autour de  $\pm 2$  dB.

Nous souhaitons maintenant étendre notre approche de modélisation pour prédire la pente de SE en HF en cas des tissus rectangulaires représentant les structures les plus réalistes du projet. Dans ce cas, la structure présente deux périodicités différentes ( $L_1$  et  $L_2$ ) suivant les deux directions ( $x, y$ ). La section suivante porte essentiellement sur la modélisation de ce genre de structure.

## 4.4 Généralisation à un tissu rectangulaire

Après avoir proposé un modèle analytique efficace pour prédire l'évolution de la pente de SE en HF pour les tissus à période carrée, nous procédons dans cette section à la modélisation des tissus rectangulaires multi-conducteurs, un point de complexité supérieur aux cas précédents. Comme il est mentionné précédemment, la structure du tissu est organisée selon deux périodes ( $L_1 \times L_2$ ) de longueurs différentes selon les deux directions. Deux motifs différents de tissus rectangulaires sont représentés figure 4.19.

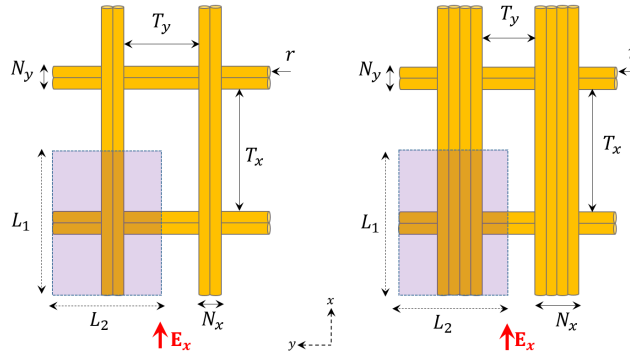


FIGURE 4.19 – Motifs différents de tissus rectangulaires.

Nous gardons les mêmes notations ( $N_x$ ,  $N_y$ ) pour définir les nombres de conducteurs organisés en chaîne et en trame ainsi que les tailles d'ouvertures résultantes ( $T_x$ ,  $T_y$ ). La séquence de modélisation a été réalisée avec une hypothèse où le champ incident  $\mathbf{E}$  est généré dans la direction verticale selon la chaîne. Nous nous intéressons à la valeur de SE obtenue à une fréquence de 1 GHz.

Nos simulations numériques ont été débutées par un cas simple d'un tissu rectangulaire ( $L_1 \times L_2$ ) à un seul conducteur en chaîne et en trame. Pour un champ  $\mathbf{E}$  généré selon la chaîne d'une période  $L_1$  et pour une longueur  $L_2$  constante, nous avons pu remarquer que les valeurs de SE obtenues sont très proches les une par rapport aux autres pour différentes longueurs de  $L_1$ . Ce résultat reste identique en fonction de toutes les valeurs de rayons considérées.

Pour bien illustrer ce constat, nous présentons dans le tableau 4.4 les valeurs de SE, la différence ( $\Delta_{max}$ ) entre la valeur maximale et minimale de chaque structure ainsi que leur moyenne. Le tissu considéré présente deux périodes :  $L_1$  de différentes tailles et  $L_2$  qui reste égale à 1 mm.

Par la suite, nous traçons les valeurs de SE obtenues pour différents rayons de chaque cas en fonction de la période  $L_1$  comme présenté figure 4.20. Nous remarquons que le modèle proposé pour le tissu carré reste valable dans le cas d'un tissu rectangulaire à un seul conducteur. On note ainsi que dans ces conditions, la trame a peu d'influence sur le blindage du tissu.

Dans ce que suit, nous vérifions si le comportement de différents tissus possibles suit également le modèle proposé. Pour cela, nous considérons plusieurs structures rectangulaires de périodes ( $L_1 \times L_2$ ) organisées en différents nombres de conducteurs en chaîne et en trame ( $N_x$ ,  $N_y$ ).

Le but est de calculer SE à  $f = 1$  GHz pour différentes périodes  $L_1$  sachant que  $L_2$  reste constante. Les résultats obtenus sont montrés dans le tableau 4.5.

$r$ ( $\mu\text{m}$ )	SE (dB)				$\Delta_{max}$ (dB)	Moyenne (dB)
	(1 × 1)mm	(2 × 1)mm	(5 × 1)mm	(7 × 1)mm		
63.5	44.41	44.34	44.9	44.45	0.56	44.52
127	52.79	52.44	52.66	52.61	0.35	52.62
190.5	61.89	61.41	61.43	61.4	0.48	61.53
254	73.21	72.52	72.38	72.03	0.83	72.53

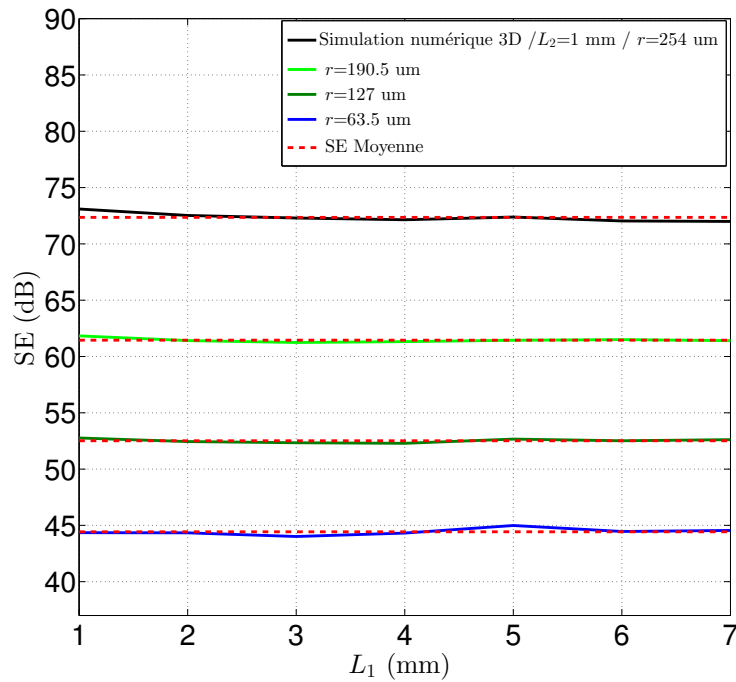
TABLE 4.4 – Valeurs de SE en dB de tissus rectangulaires de différentes périodes  $L_1$ .

FIGURE 4.20 – Valeurs des SE et leurs moyennes d'un tissu rectangulaire à un seul conducteur pour différentes tailles de la trame.

$N_x, N_y$	SE (dB)			$\Delta_{max}$ (dB)	Moyenne (dB)
	(5 × 5)mm	(6 × 5)mm	(20 × 5)mm		
2 , 2	23.48	23.45	23.38	0.1	23.43
4 , 4	26.14	26.07	25.9	0.24	26.03
4 , 2	25.88	25.87	25.84	0.04	27.86
4 , 1	25.8	25.8	25.8	0.00	25.8
6 , 6	28.5	28.35	27.94	0.56	28.26
6 , 3	27.97	27.94	27.82	0.15	27.91

TABLE 4.5 – Valeurs de SE en dB de tissus rectangulaires de différentes périodes  $L_1$ .

Par comparaison des valeurs données dans le tableau pour une longueur  $L_1$  qui peut aller jusqu'au quadruple de  $L_2$ , nous remarquons donc que SE garde pratiquement une même valeur pour tous les tissus considérés. Dans ce cas, l'écart calculé de SE en cas d'un tissu carré et rectangulaire possédant  $L_1$  la plus longue est négligeable.

Afin de conclure, nous pouvons considérer que le comportement électromagnétique est similaire à celui des tissus carrés dont le modèle peut s'écrire selon l'expression ci-après (pour une polarisation dirigée selon  $(x)$ ) :

$$20 \log_{10}(SE \times f) = (\alpha - 20) \log_{10}(L_2) - \alpha \log_{10}(T_y) + 20 \log_{10}\left(\frac{c_0}{5}\right) \quad (4.24)$$

ou sous la forme suivante :

$$SE \times f = \left(\frac{L_2}{T_y}\right)^{\alpha/20} \times \frac{c_0}{5L_2} \quad (4.25)$$

L'établissement d'un modèle complet capable de prendre en compte les deux asymptotes BF et HF est possible et doit être valable sur toute la bande de fréquence du projet allant du 10 kHz à 1 GHz.

À partir de la relation (4.2), le calcul de  $Z_{ts}$  de tissus métalliques cylindriques est également possible. Donc, l'évolution de SE sur toute la bande de fréquence est faisable par la relation de passage (3.13) proposée précédemment. Pour différents tissus multi-fils (carrés, rectangulaires), nous présentons sur la figure 4.21 et la figure 4.22 l'évolution de l'efficacité de blindage SE et de l'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$  respectivement sur large bande de fréquence.

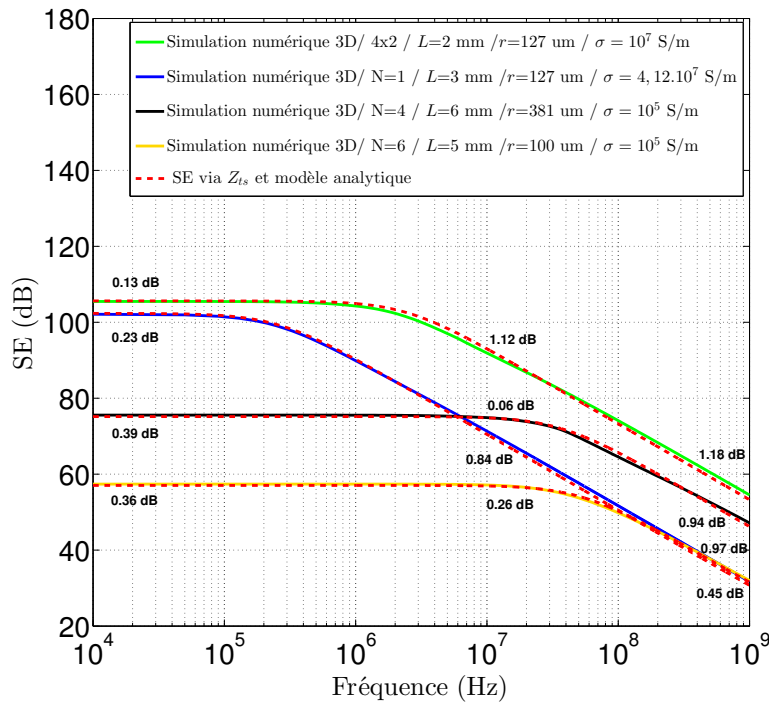


FIGURE 4.21 – Comparaison des SE de différents tissus obtenues par simulation numérique et par notre modèle général. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 10 MHz et 1 GHz.

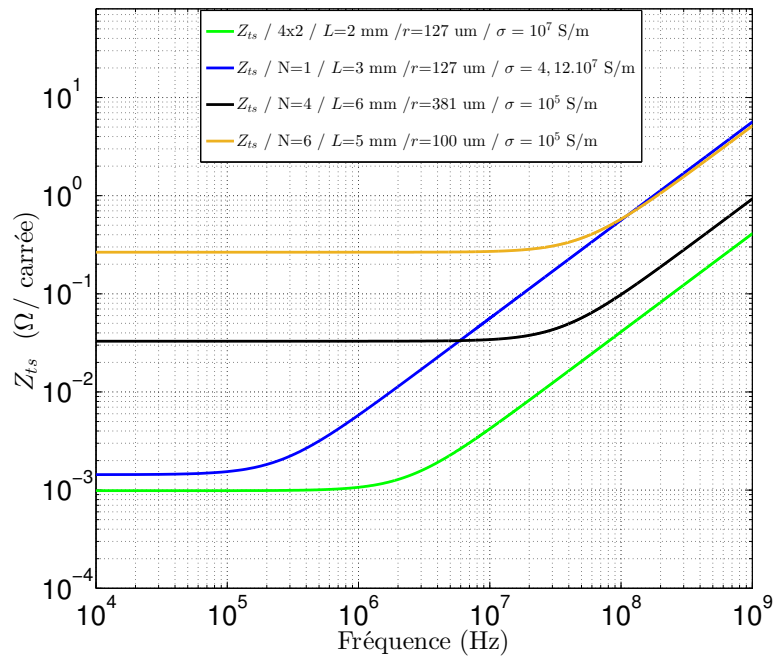


FIGURE 4.22 – Prédiction des allures de  $Z_{ts}$  de différents tissus cylindriques obtenues par notre approche de modélisation.

La comparaison obtenue par simulation et par notre approche de modélisation montre un très bon accord pour différents tissus. À partir de cette démarche, il est possible d'obtenir les deux paramètres SE et  $Z_{ts}$  nécessaire à la caractérisation du blindage des tissus métalliques.



## 4.5 Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre était d'établir un modèle analytique simple et efficace permettant le calcul de l'efficacité de blindage de tissus métalliques sur large bande de fréquence. Pour cela, nous avons choisi de modéliser l'asymptote haute fréquence en structure planaire qui prend des valeurs qui dépendent de la nature de tissu considéré. Vu la complexité de ce travail, certaines hypothèses ont été fixées supposant que le champ incident est généré selon la chaîne du tissu et comportant plus de conducteurs que la trame.

Les principales observations sur le calcul de l'efficacité de blindage en HF ont permis d'établir des relations linéaires dans l'espace des logarithmes avec les paramètres géométriques du tissu, principalement avec la taille des ouvertures et la période. Ces linéarités ont été étudiées pour différentes géométries possibles de tissus métalliques où un modèle analytique simple a été validé.

La prédiction de l'efficacité de blindage des tissus plans selon ce modèle est validée également en cas des structures rectangulaires qui sont très proches de celles du projet. Par la suite, il est nécessaire d'établir une relation générale permettant le calcul de SE sur une large bande de fréquence. Ceci était possible en exploitant également les résultats du deuxième chapitre concernant la partie BF de tissus (figure 4.23).

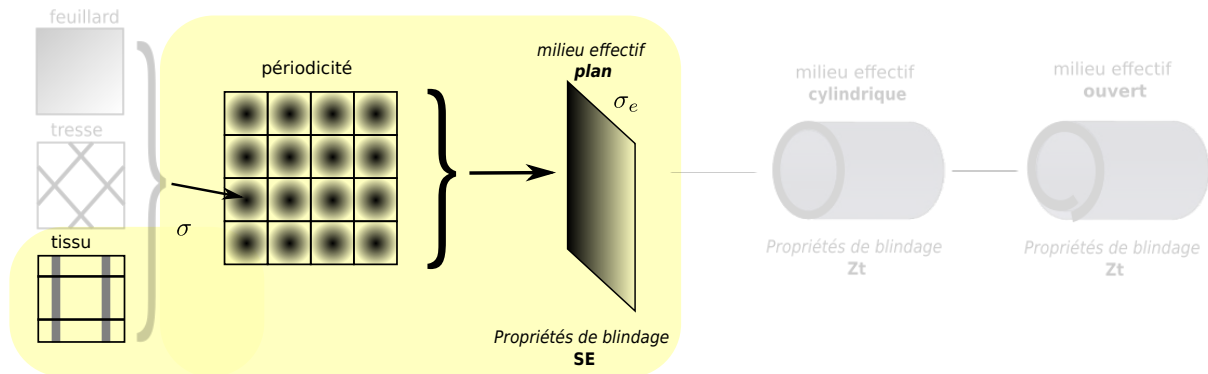


FIGURE 4.23 – Validation de notre approche de modélisation en cas de tissus métalliques.

À partir de l'expression générale et de la relation de passage entre une structure planaire et son équivalence en cylindrique, une relation de l'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$  tissus a été proposé. Elle est composée de la résistance carrée  $R_s$  et une inductance carrée  $M_s$  calculée sur le principe du produit gain bande passante (GBWP) similaire au fonctionnement d'un amplificateur électronique.

À ce niveau d'étude, nos modèles proposés sont capables de modéliser différents tissus en structures planaires afin de prédire SE mais également de déterminer leurs impédances de transfert. Nous sommes maintenant en mesure d'étudier la réponse électromagnétique de la structure réelle du projet définie sous forme d'une gaine en tissu métallique cylindrique mais ouverte. Cette modélisation particulière sera la suite de notre travail.

---

---

# Ingénierie CEM de gaines à géométrie complexe

---

---

## Sommaire

---

<b>5.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>122</b>
<b>5.2</b>	<b>Détermination des paramètres de conception à partir d'un gabarit</b>	<b>123</b>
<b>5.3</b>	<b>Modélisation par conductivité électrique constante</b>	<b>124</b>
5.3.1	Cas d'un cylindre homogène	124
5.3.2	Application à la modélisation d'une gaine ouverte	125
<b>5.4</b>	<b>Approche simplifiée de textiles par la théorie des milieux effectifs</b>	<b>129</b>
5.4.1	Modélisation d'un textile planaire par milieux effectifs	130
5.4.2	Modélisation de la gaine ouverte par milieux effectifs	130
5.4.3	Modélisation d'un textile planaire par milieux homogènes anisotropes	133
<b>5.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>136</b>

---

## 5.1 Introduction

Les différentes démarches de modélisation poursuivies jusqu'à présent montrent de très bons résultats pour les différentes structures de textiles traitées. Par contre, si nous souhaitons étudier le blindage d'une forme complexe non conventionnelle (différente d'un plan ou d'un cylindre fermé), nous ne disposons pas des modèles analytiques et nous devons forcément nous orienter vers une modélisation numérique 3D. Toutefois, la modélisation 3D de ce genre de structures reste complexe et difficile. Il est donc nécessaire de trouver des approches simples et réalistes en simplifiant notamment la géométrie à étudier.

Nous focalisons notre étude dans ce chapitre sur une géométrie plus complexe composé d'un textile cylindrique avec une discontinuité de matériau. Il s'agit d'une gaine de protection de câbles blindés ouverte en spirale.

L'objectif est de proposer une modélisation 3D permettant l'estimation des propriétés de blindage de la gaine sur la bande de fréquence demandée dans le projet. Pour cet effet, la configuration planaire sera privilégiée dans notre approche de modélisation, ce qui permet de simplifier le plus possible la procédure à adopter.

Dans ce cas, la prédiction du comportement électromagnétique de la gaine sera basée sur des modélisations numériques 3D et des calculs analytiques par propriétés des milieux effectifs. La détermination des grandeurs de blindage par la suite sera assurée par les relations de passage de la configuration planaire en cylindrique ou spirale.

Cette étude spécifique devra être menée pour prendre en compte les propriétés électromagnétiques des textiles par des calculs simples et efficaces. Ces derniers vont être exploités par la suite dans l'industrie des blindages textiles.

## 5.2 Détermination des paramètres de conception à partir d'un gabarit

Vis-à-vis de besoins industriels, les concepteurs de câbles et de gaines électriques sont soumis souvent à une contrainte de gabarit à respecter en termes de blindage. Dans ce cas, les propriétés de blindage sont souvent fixées en termes d'impédance de transfert  $Z_t$ . Sur la base de notre approche de modélisation par la notion de l'impédance de transfert carrée, nous définissons un gabarit industriel carré  $Z_{ts-gabarit}$  (figure 5.1) défini par l'expression suivante :

$$Z_{ts-gabarit} = R_s + j\omega M_s \quad (5.1)$$

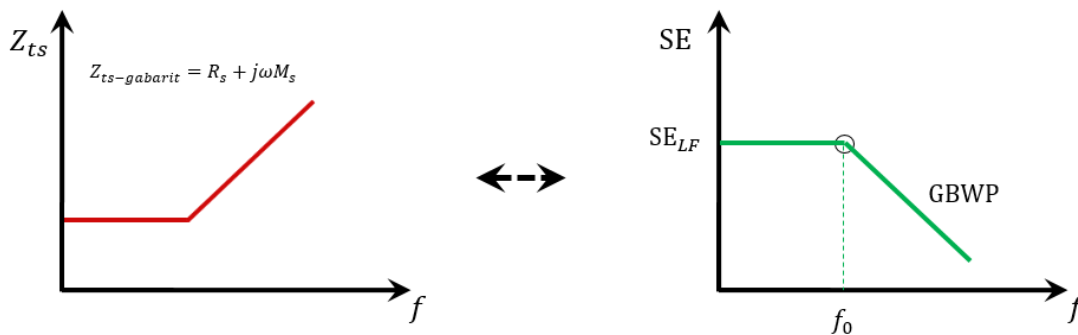


FIGURE 5.1 – Gabarits industriels de  $Z_{ts}$  et  $SE$ .

La détermination de paramètres  $R_s$ ,  $M_s$  et  $f_0$  a été abordée dans les chapitres précédents.

De même, le passage à une forme plane du blindage doit définir le niveau de l'efficacité de blindage en basse fréquence  $SE_{LF}$  et sa fréquence de coupure  $f_0$ . Pour les tissus métalliques, cette valeur est liée forcément au nombre et à la nature des fils, notamment ceux en chaîne où le champ incident est généré selon cette direction. Par contre, l'effet des ouvertures en HF est modélisé sur la base du produit gain bande fréquence (GBWP) (figure 5.1).

À partir de ces expressions et l'utilisation de la relation de passage (équation 3.13), nous proposons de définir un gabarit industriel de l'efficacité de blindage  $SE$  équivalent en plan. Dans ce cas, les études et les mesures d'un blindage ramené au plan doivent respecter ce gabarit en efficacité de blindage  $SE$ , donc de  $Z_t$ .

Pour atteindre l'objectif final de ce chapitre, nous allons privilégier également une étude en plan de différents textiles métalliques utilisés dans l'industrie du blindage électromagnétique. Pour cela, une approche particulière sera appliquée à la configuration de la gaine ouverte à étudier. Cette démarche sera appliquée tout d'abord au cas d'un matériau homogène avec une conductivité électrique constante, par la suite nous poursuivons une démarche basée sur la théorie des milieux effectifs appliquée aux structures textiles.

### 5.3 Modélisation par conductivité électrique constante

Nous rappelons que le blindage de la gaine à modéliser est composée d'un textile de type tissu métallique. Avant d'entamer ce travail, il est préférable de prédire son comportement électromagnétique dans le cas d'un blindage homogène à conductivité électrique constante. Cette étape nous permet de valider notre approche de modélisation et l'exactitude des résultats obtenus.

Dans ce contexte, nous simplifions également la géométrie enroulée de nos structures par une étude en plan. Par la suite, la quantification de leur efficacité de blindage nous permet de remonter à l'impédance de transfert carrée par la relation du passage évoquée précédemment.

#### 5.3.1 Cas d'un cylindre homogène

Pour expliquer le principe de modélisation que nous allons suivre en cas de blindage d'une forme non conventionnelle, nous commençons par un premier cas simple d'un cylindre homogène. En effet, la structure cylindrique complexe peut se ramener donc à une étude simple en configuration planaire. Dans ce cas, chaque tour du cylindre correspond à une période du motif reproduit à l'infini. Son principe de modélisation par motif périodique et la notion de l'impédance de transfert carrée est illustré figure 5.2. De même, le principe de modélisation de  $Z_t$  d'un cylindre dans HFSS a été présenté figure 1.16. Il est basé sur la technique de mesure de l'impédance de transfert utilisant un banc triaxial. Le type d'excitation utilisée dans le simulateur et la détermination des courants et les tensions nécessaires au calcul de  $Z_t$  sont détaillés dans le premier chapitre.

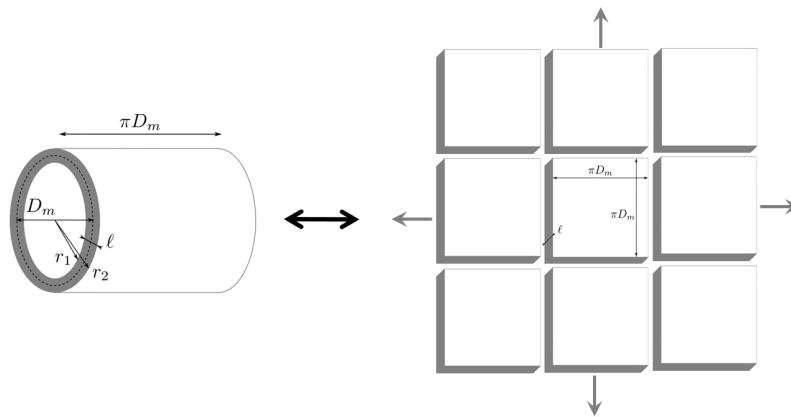


FIGURE 5.2 – Principe de modélisation d'une structure cylindrique ramenée en configuration planaire.

D'autre part, l'expression de son impédance de transfert carrée a été donnée par la relation (3.2). Le motif planaire dans ce cas est une plaque homogène d'un côté  $\pi D_m$  ayant la même épaisseur que le cylindre (figure 3.2).

Pour une épaisseur  $\ell = 0.15$  mm, nous comparons donc les résultats de  $Z_{ts}$  issus de la simulation numérique 3D de la structure complète et ceux du motif planaire mais également avec le calcul analytique de l'équation (3.2). Les résultats sont présentés figure 5.3.

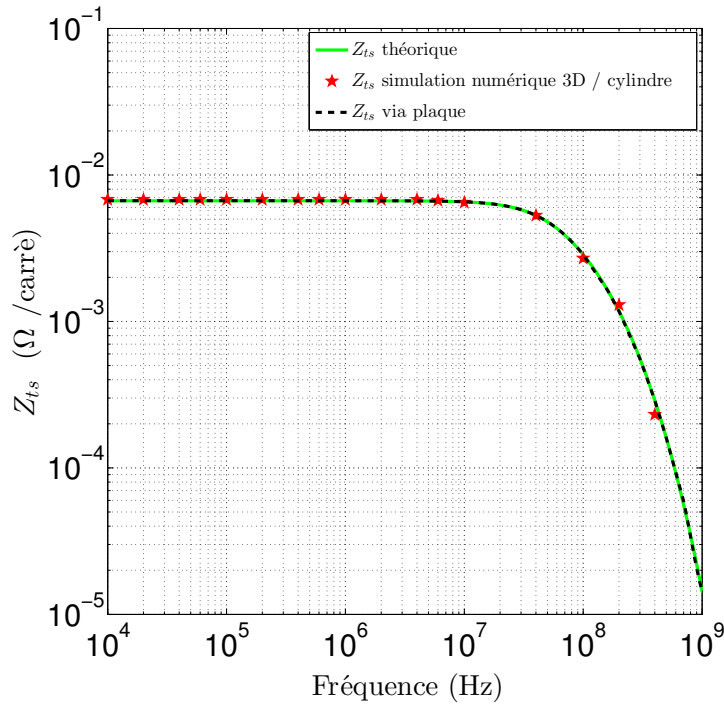


FIGURE 5.3 – Comparaison de  $Z_{ts}$  du cylindre homogène obtenue par simulation numérique 3D et celle du motif planaire via SE ( $\sigma = 10^6$  S/m)

Pour ce cas simple, nous remarquons que les valeurs de  $Z_{ts}$  obtenues pour chaque fréquence avec la simulation 3D sont tout à fait similaires à sa courbe issue de SE du motif planaire. Cette comparaison est également en bonne concordance avec la courbe de  $Z_{ts}$  obtenue selon son expression analytique. Nous appliquons dans ce qui suit cette approche pour la géométrie de la gaine réelle.

### 5.3.2 Application à la modélisation d'une gaine ouverte

Nous arrivons dans cette partie à la modélisation de la structure réelle de la gaine représentée figure 5.4 qui est de forme cylindrique mais ouverte. Cette forme proche d'une spirale décrivant une sorte de révolution autour de son axe appelé recouvrement. Le recouvrement est défini soit par la longueur de l'arc qui recouvre la partie intérieure de la gaine ou par l'angle de la zone couverte par rapport au point central de la spirale.

Pour définir la géométrie qui compose le blindage de cette gaine métallique, il est nécessaire également de connaître les éléments suivants : sa largeur qui présente la longueur de la forme spirale, son épaisseur et l'écart entre la surface extérieure et intérieure sur la partie de recouvrement.

Dans le cas pratique, la gaine est composée d'un assemblage de plusieurs couches de matériaux, y compris le textile, qui doivent répondre également à certaines exigences mécaniques et thermiques. Par la suite elle est complètement fermée sans la présence de l'écart présentant une couche diélectrique qui ne participe pas aux propriétés de blindage.

En termes de blindage, nous nous intéressons uniquement à la structure ouverte de textiles

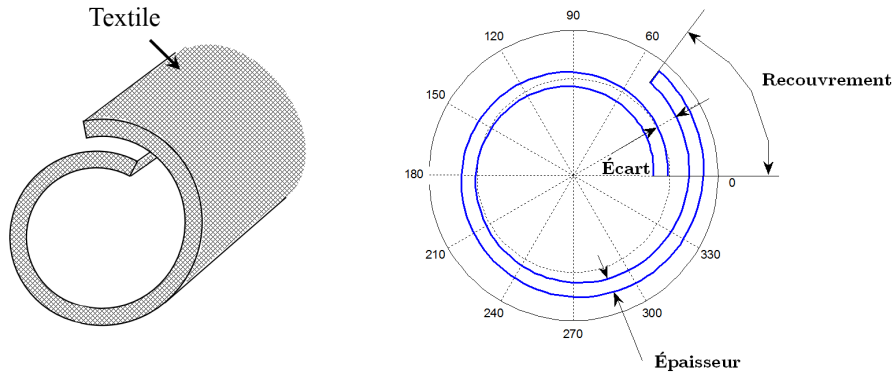


FIGURE 5.4 – Géométrie de la gaine métallique ouverte.

sans prendre en compte les couches diélectriques. Dans ce cas, la prédiction du comportement électromagnétique de cette structure complexe nous permet de quantifier son impédance de transfert.

Pour atteindre cet objectif, nous poursuivons selon une démarche basée sur une modélisation par son motif planaire proposé figure 5.5. Dans ce cas, le déroulement de la forme cylindrique ouverte va nous permettre d'obtenir un motif planaire équivalent sous forme d'une structure simple à étudier. La période du motif est définie par chaque tour de la gaine.

Le calcul de l'efficacité de blindage du motif planaire nous permet de remonter par la suite à l'impédance de transfert carrée de la gaine via la relation de passage (3.13) entre SE et  $Z_{ts}$ .

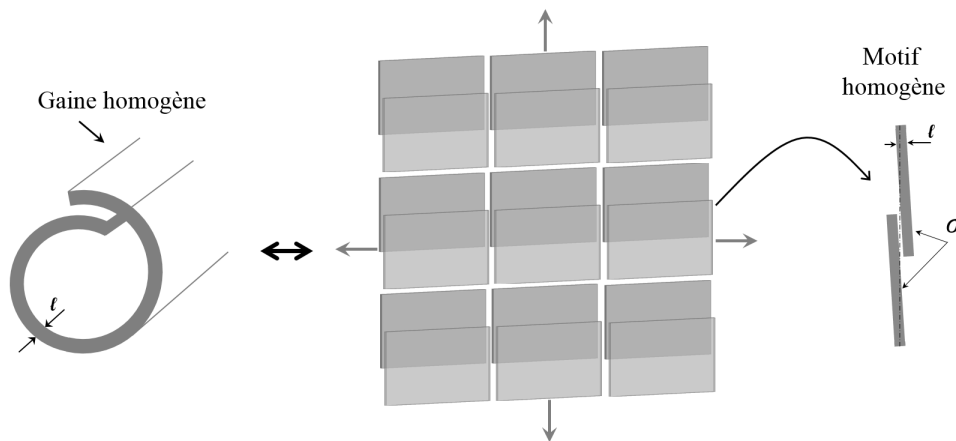


FIGURE 5.5 – Présentation géométrique de la gaine métallique et son motif planaire.

Sur la base du motif planaire de la gaine et l'utilisation d'une simulation numérique 3D dans HFSS, nous calculons l'évolution de son efficacité de blindage en fonction de la fréquence. Par la suite, nous déterminons les valeurs de l'impédance de transfert carrée  $Z_{ts}$  de la gaine complète selon la technique du banc triaxial modélisé dans HFSS (figure 5.6). Par l'intermédiaire de la relation de passage (3.13), ces valeurs peuvent être ensuite comparées à la courbe de SE obtenue en planaire.

Afin de pouvoir modéliser l'impédance de transfert  $Z_{ts}$  de cette gaine ouverte dans HFSS, la technique considérée pour déterminer les valeurs de courant et de la tension est identique à celle de la section 1.2.3.5 qui a été validée sur un blindage cylindrique homogène. Ils ont été calculés

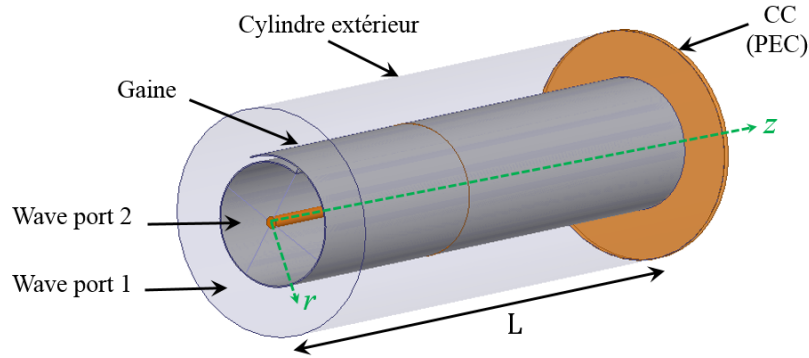


FIGURE 5.6 – Technique de simulation numérique 3D de la gaine métallique ouverte.

par les relations (1.2) (1.7) (1.8) (voir l'annexe). Par contre, pour cette structure plusieurs types d'excitations en «Wave Port» sont possibles.

En effet, à cause de l'ouverture de la gaine, il n'y a plus de séparation entre la partie interne et la partie externe. Pour cette raison, nous proposons trois possibilités d'excitation (figure 5.7) où la séparation entre les deux «wave ports» est soit à la limite extérieure du recouvrement (Excitation 1), soit à la limite intérieure (Excitation 2) ou soit en son milieu (Excitation 3). De même, les rayons ne sont pas constants par rapport au point central de la gaine qui donnent, peut être, des valeurs différents de tension  $V$  (Lin 1 - Lin 4).

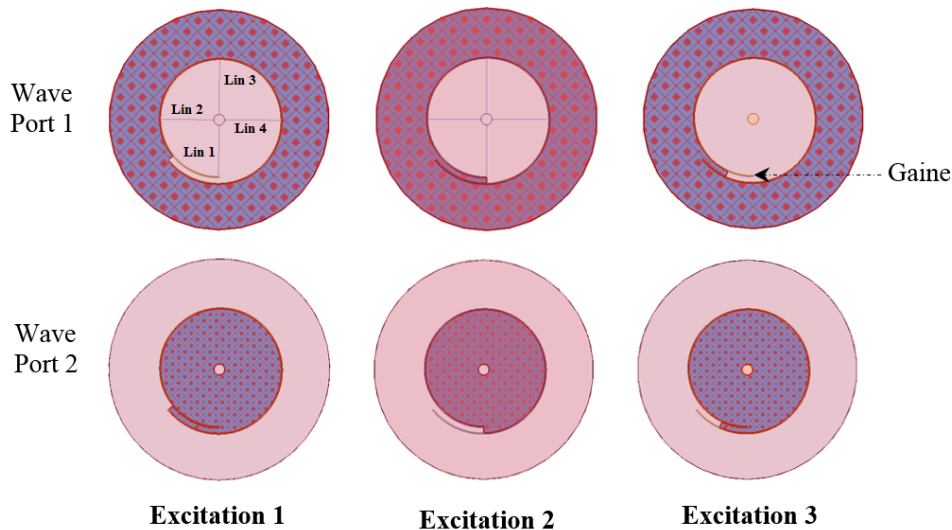


FIGURE 5.7 – Types d'excitations utilisées pour simulation numérique 3D de la gaine. Les zones à motifs délimitent les potentiels homogènes d'excitation du port concerné.

Comme paramètres de simulations numériques, nous considérons une gaine métallique ayant les dimensions suivantes : largeur = 80 cm, écart = 1 mm, épaisseur = 0.2 mm et recouvrement = 10 mm.

Dans tous les cas, si les valeurs des tensions et des courants diffèrent, les valeurs de  $Z_t$  sont, elles, identiques pour chaque fréquence. Il semble donc que toutes ces excitations soient équivalentes.

Pour tester cette approche, nous considérons une gaine composée d'un matériau homogène avec une conductivité électrique de  $10^6$  S/m, nous calculons les valeurs de  $Z_{ts}$  pour différentes valeurs de fréquence.



Sur la figure 5.8, nous présentons les résultats de SE du cylindre ouvert obtenus par l'intermédiaire de la relation (3.13) comparés à ceux obtenus par simulation numérique 3D du motif planaire discontinu.

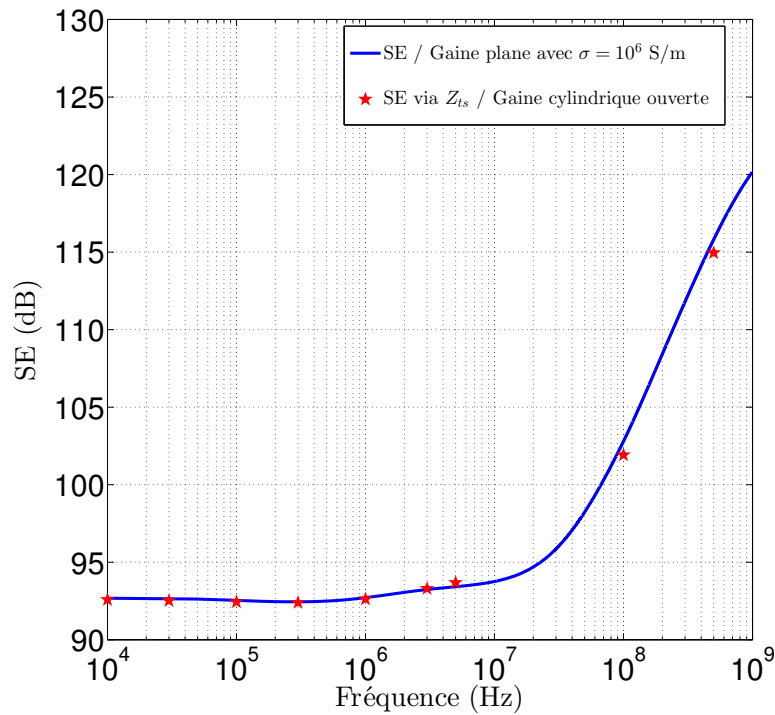


FIGURE 5.8 – Comparaison de SE de la gaine homogène obtenue par simulation numérique 3D via  $Z_{ts}$  et celle du motif planaire ( $\sigma = 10^6$  S/m).

Par cette comparaison, il est possible de déterminer l'impédance de transfert carrée de la gaine par simulation numérique 3D, mais également de simplifier cette structure complexe par étude de son motif planaire simple. Nous validons donc notre approche de modélisation en cas de gaine homogène à conductivité constante.

Nous passons maintenant à l'étude du cas réel où la gaine est composée d'un textile métallique. Dans cette étude, nous nous basons sur le principe de la modélisation par milieux effectifs.

## 5.4 Approche simplifiée de textiles par la théorie des milieux effectifs

La structure à modéliser est un textile métallique qui peut être organisé en plusieurs formes géométriques complexes selon leurs applications industrielles. La modélisation par milieu effectif sert à définir une autre structure équivalente homogène qui reproduit le même comportement électromagnétique que celle du textile. Dans ce cas, des paramètres effectifs doivent être associés à cette nouvelle structure.

Dans notre projet, la gaine réelle ouverte est fabriquée en textile de type tissu métallique. Cette forme à géométrie complexe pourra être donc modélisée par une structure assez simple de type gaine avec un matériau homogène. Dans ce cas, ce milieu effectif homogène doit présenter une épaisseur effective  $\ell(f)$  ou/et une conductivité électrique effective  $\sigma(f)$  variables en fonction de la fréquence appliquée. Cette propriété effective permet de prendre en compte l'effet des ouvertures du textile métallique. Or, pour simplifier la modélisation par un outil numérique 3D, il est plus pratique de fixer l'épaisseur du matériau et définir une conductivité effective dépendante de la fréquence.

En effet, si nous disposons d'un textile ayant une forme conventionnelle (Ex. plan, cylindrique fermé), la détermination de ses propriétés de blindage ( $SE$ ,  $Z_t$  ou  $Z_{ts}$ ) est possible soit par mesures, simulations ou par modèles analytiques. Dans ce cas, la mise en correspondance de  $Z_{ts}$  donnée d'un textile cylindrique avec l'impédance carrée d'un matériau homogène effectif également mis sous forme cylindrique nous permet d'obtenir la relation suivante :

$$\frac{1}{\sigma(f)\ell} \frac{(1+j)\ell / \delta(f)}{\sinh((1+j)\ell / \delta(f))} = Z_{ts} \quad (5.2)$$

La résolution de ce système d'équations non linéaires permet de déterminer les valeurs de  $\sigma(f)$  du matériau homogène effectif. Par la suite, si nous souhaitons étudier le blindage textile d'une forme complexe non conventionnelle, nous allons utiliser les propriétés de ce matériau effectif dans les simulations 3D.

Comme première approximation des valeurs de  $\sigma(f)$ , nous n'allons pas prendre en compte l'effet de peau de la première partie de l'équation (5.2). À basse fréquence cet élément est donc négligeable, ce qui nous donne l'expression approchée de la conductivité effective comme ci-après :

$$\sigma(f) \simeq \frac{1}{\ell Z_{ts}} \quad (5.3)$$

Par contre, les valeurs exactes de  $\sigma(f)$  reviennent à résoudre le système d'équation non linéaire de la relation (5.2). Cela est possible en utilisant une résolution par calcul numérique en Matlab de type «lsqnonlin». Cette démarche est identique à celle suivie dans le quatrième chapitre.

Comme première application de cette approche proposée, nous étudions un cas d'un textile en forme planaire et son milieu effectif équivalent.

### 5.4.1 Modélisation d'un textile planaire par milieux effectifs

Nous considérons un textile de type tissu métallique défini par ses propriétés géométriques et physiques ( $N_x$ ,  $N_y$ ,  $r$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  et  $\sigma$ ) organisées en chaîne et en trame. La mise en forme cylindrique de ce tissu nous permet de définir son impédance de transfert. Dans ce cas, nous considérons que cette impédance est donnée par sa résistance en BF ( $R = 5 \text{ m}\Omega/\text{m}$ ) et son inductance ( $M = 2 \text{ nH}/\text{m}$ ). Ces valeurs correspondent à celles de la gaine réelle ouverte à modéliser ayant une largeur de 8 cm et une épaisseur de 200  $\mu\text{m}$ .

À partir de ces données et selon notre approche de modélisation, nous pouvons définir un matériau cylindrique homogène effectif de conductivité  $\sigma(f)$ . Pour calculer son efficacité de blindage SE, nous déroulons le tissu cylindrique en plan d'où l'obtention d'une forme simple de type plaque métallique homogène ayant une conductivité électrique effective  $\sigma(f)$  et une épaisseur  $\ell$  constante (figure 5.9).

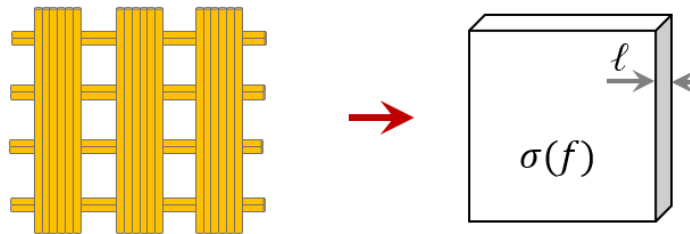


FIGURE 5.9 – Principe de modélisation par milieu effectif en plan.

Dans ce cas, la résolution du système non linéaire de la relation (5.2) permet de déterminer les valeurs de  $\sigma(f)$  sous forme complexe définies en fonction des fréquences appliquées. Après avoir introduit ces valeurs dans HFSS pour une plaque homogène, nous présentons sur la figure 5.10 et la figure 5.11 les courbes de l'efficacité de blindage et de l'impédance de transfert carrée respectivement pour deux résultats de simulation différents : ceux obtenus par des valeurs exacte de  $\sigma(f)$  et par des valeurs approchées définies dans la relation (5.3).

La courbe de SE de la plaque en conductivité effective exacte obtenue en simulation montre un très bon accord avec celle calculée via  $Z_{ts}$ . Cette dernière a été calculée par l'intermédiaire de la relation de passage entre cylindrique et plan (équation 3.13). Par contre, l'utilisation de valeurs approchées dans ce cas engendre une différence du résultat, ce qui indique qu'une mauvaise prise en compte de l'effet de peau définit une valeur de conductivité effective qui prendra en compte l'effet des ouvertures dans la partie HF de manière moins précise.

Les mêmes constatations peuvent être remarquées sur la courbe de  $Z_{ts}$ . Dans ce cas, pour un calcul rapide et une estimation de la pente de SE et  $Z_{ts}$  en HF, le passage par un calcul utilisant la conductivité effective approchée est envisageable.

### 5.4.2 Modélisation de la gaine ouverte par milieux effectifs

Nous considérons maintenant le cas le plus complexe où la gaine est ouverte et est composée du même textile que précédemment (même  $Z_{ts}$ ). La modélisation 3D du blindage de cette forme

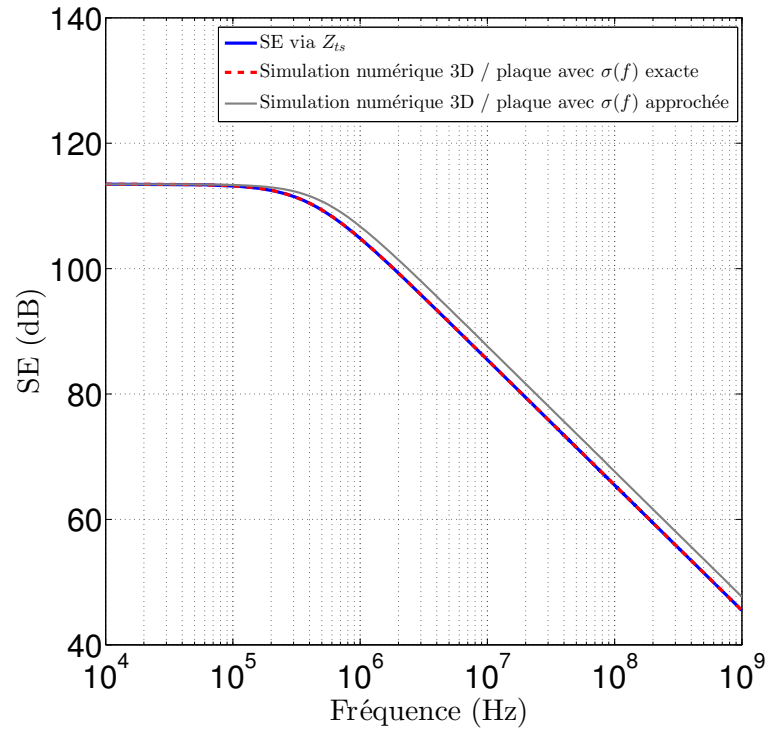


FIGURE 5.10 – Comparaison de SE obtenue par simulation numérique 3D d'un milieu effectif de  $\sigma(f)$  exacte et approchée et par le calcul via  $Z_{ts}$ .

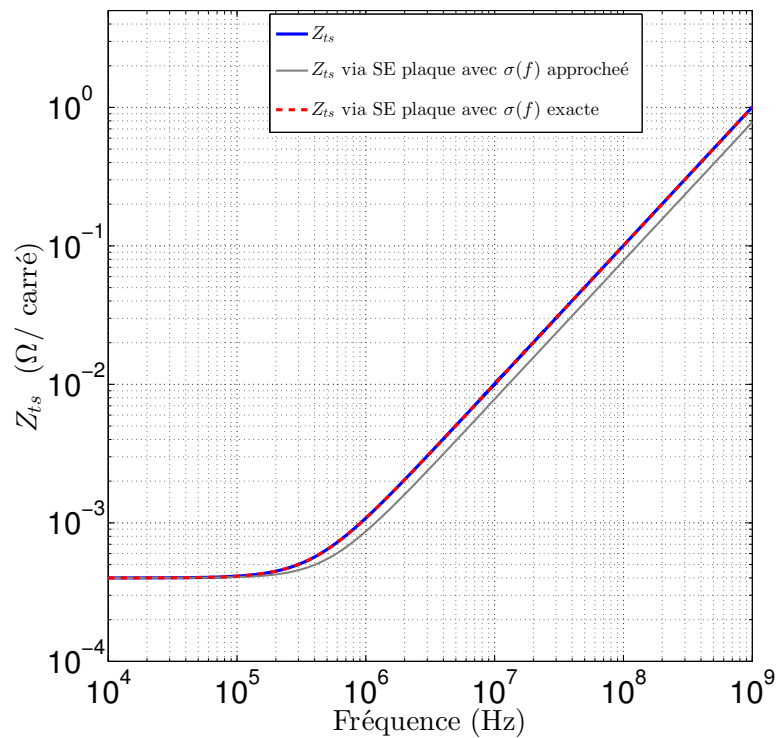


FIGURE 5.11 – Comparaison de  $Z_{ts}$  obtenue par simulation numérique 3D d'un milieu effectif de  $\sigma(f)$  exacte et approchée et par son calcul analytique.

non conventionnelle consiste à utiliser un matériau homogène effectif dont ces propriétés ont été données par la conductivité électrique effective  $\sigma(f)$ . Dans ce cas, l'étude de la gaine peut se ramener également au plan associé à son motif planaire simple ayant une propriété effective  $\sigma(f)$ . Pour valider cette approche de modélisation 3D, la simulation numérique 3D de ce motif nous permet de prédire la courbe de l'efficacité de blindage SE présentée figure 5.12. Elle est comparée aux valeurs de SE issues du calcul de l'impédance de transfert carrée de la gaine homogène complète en 3D à des fréquences données.

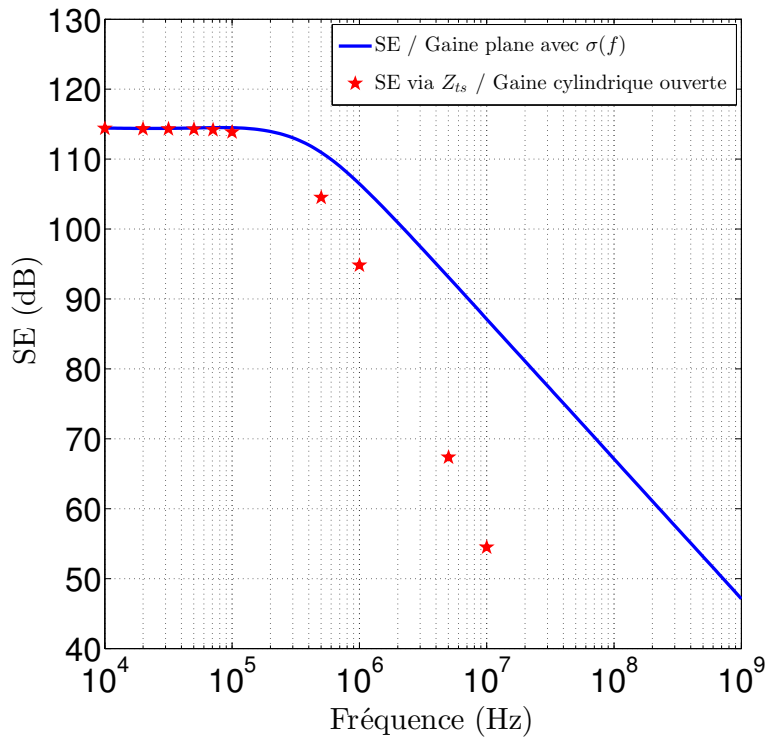


FIGURE 5.12 – Comparaison de SE de la gaine obtenue par son motif effectif planaire et celle calculée via  $Z_{ts}$  de la simulation numérique 3D complète.

Les résultats obtenus montrent clairement que les propriétés de blindage (SE et  $Z_{ts}$ ) de la gaine en textile complexe pourraient être obtenues par une géométrie planaire effective assez simple. Cependant, lors de la vérification de ce résultat en plan avec celui de la gaine complète considéré comme exacte, nous mentionnons dans cette étude que les simulations numériques de toute la gaine nécessitent un temps de calcul et un espace mémoire et un temps de calcul vraiment très importants. De même, en prenant en compte la forme complexe de la conductivité électrique effective, une limitation du calcul par notre machine utilisée en simulation a été remarquée en HF. Pour ces raisons, nous obtenons une divergence de calculs sur la pente à -20 dB/décade dans le cas d'une simulation complète de la gaine où le maillage de l'épaisseur de peau n'était pas suffisant.

L'avantage de l'approche proposée réside dans la simplicité de la modélisation 3D tout en évitant les longues expressions analytiques et les géométries complexes à définir dans les simulateurs numériques ainsi qu'une diminution des ressources nécessaires des moyens informatiques utilisés.

Il est plus pratique donc de caractériser le blindage d'une forme complexe non conventionnelle en connaissant son blindage déroulé en plan.

Au final, pour faire le point sur les différentes méthodes de modélisation proposées à présent, nous résumons dans le tableau 5.1 nos approches réalisées pour différentes formes géométriques.

$\sigma$	$\sigma = Cte$ : Milieu homogène	$\sigma(f)$ : Milieu à trous
Gaine		
Fermée cylindrique	Plan 3D $\Leftrightarrow$ Cylindre 3D $\Leftrightarrow$ Modèle	Plan 3D $\Leftrightarrow$ Modèle $\approx$ cylindre
Ouverte spirale	Plan 3D $\Leftrightarrow$ Spirale 3D	Plan 3D $\approx$ Spirale 3D

TABLE 5.1 – Résumé de travaux de modélisation effectués pour différentes structures de blindage.

Ces approches de modélisation permettent donc de faire une correspondance entre différentes formes géométriques mais également avec leurs modèles analytiques. Il est devenu possible de modéliser les propriétés de blindage d'une forme complexe donnée par son étude planaire. Notons bien que les calculs par milieux effectifs obtenus dans le cas d'un cylindre et d'une spirale présentent des écarts de résultats notables dans la partie HF. Nous obtenons des points loin de la courbe réelle, nous sommes aux limites de possibilité de simulations de notre machine. Cela fera l'objet d'investigations particulières dans de futurs travaux.

### 5.4.3 Modélisation d'un textile planaire par milieux homogènes anisotropes

Dans cette dernière partie de notre étude, nous proposons de modéliser un textile métallique planaire par un milieu homogène anisotrope (figure 5.13). Il s'agit de définir d'une plaque homogène effective dont la conductivité électrique dépend de la fréquence appliquée et de la direction du champ  $\mathbf{E}$  incident. Pour cela, cette conductivité électrique effective a été calculée sur la base des modèles analytiques des tissus vus dans le chapitre quatre (équation (4.21) et (4.23)). Ils ont été élaborés selon une polarisation du champ électrique appliquée suivant la chaîne (ox) ou suivant la trame (oy). Ce principe sert à déterminer l'impédance de transfert carrée ( $R_s$  et  $M_s$ ) et à calculer une conductivité effective complexe pour chaque direction de  $\mathbf{E}$  selon l'équation (5.2).

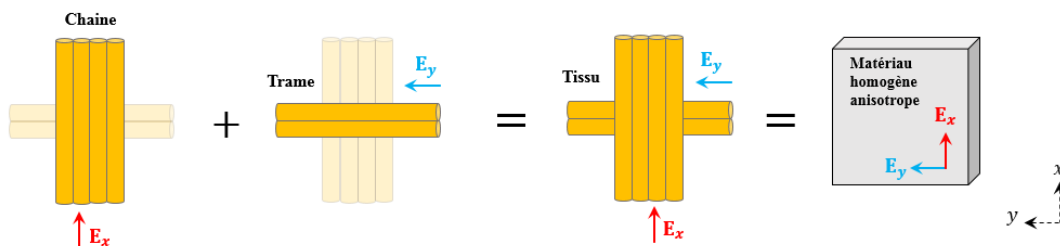


FIGURE 5.13 – Principe de modélisation de textiles métalliques par milieu homogène anisotrope.

Les calculs obtenus sont utilisés par la suite dans HFSS pour deux polarisations  $\mathbf{E}_x$  et  $\mathbf{E}_y$  appliquées sur une plaque homogène. Ceci est possible en définissant un matériau anisotrope d'une conductivité effective ( $\sigma_{ii}, i = 1, 2$ ) correspondant à ces deux directions.

Pour l'exemple d'un tissu à ouvertures rectangulaires composé de  $(N_x, N_y) = (4, 2)$ , nous présentons sur la figure 5.14 l'évolution des efficacités de blindage du milieu homogène anisotrope équivalent selon les deux directions ( $ox$ ) et ( $oy$ ). Elles sont comparées aux calculs issus des modèles analytiques et à celles obtenues par simulation numérique 3D du tissu considéré.

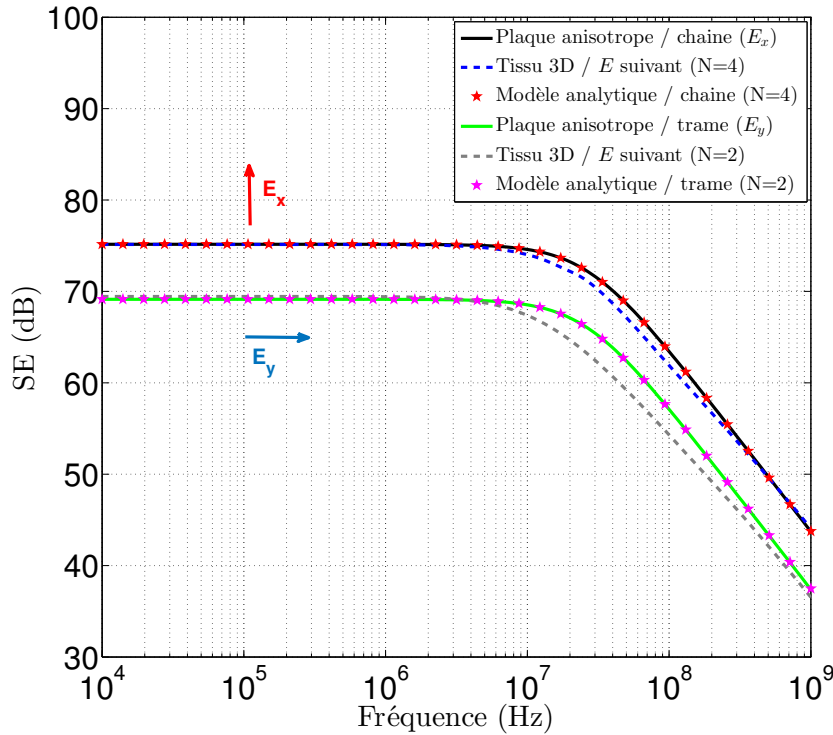


FIGURE 5.14 – Comparaison de SE d'un tissu obtenue par simulation numérique 3D, par modèle analytique et par milieu homogène anisotrope.

Les efficacités de blindage obtenues sont en très bon accord avec celles obtenues par les modèles analytiques selon la chaîne et la trame sur toute la bande de fréquence. Cependant, les simulations numériques 3D de tissu présentent quelques différences aux fréquences intermédiaires. Par contre, le résultat reste tout à fait comparable sur les deux asymptotes qui donnent la majorité de la réponse SE de la structure.

De même, nous présentons sur la figure 5.15 l'évolution de SE en basse fréquence à 10 kHz et en haute fréquence à 1 GHz en fonction de l'angle de polarisation  $\theta$ . Les résultats obtenus par un milieu homogène anisotrope ont été comparés à ceux du calcul analytique proposé par l'équation (5.4), mais également aux résultats issus de la simulation numérique 3D du tissu.

$$SE(\theta) = SE_{\text{chaîne}} \cos^2 \theta + SE_{\text{trame}} \sin^2 \theta \quad (5.4)$$

Nous remarquons que SE suit une forme sinusoïdale présentant une amplitude maximale correspondant à la valeur obtenue pour une polarisation selon la chaîne et une amplitude minimale

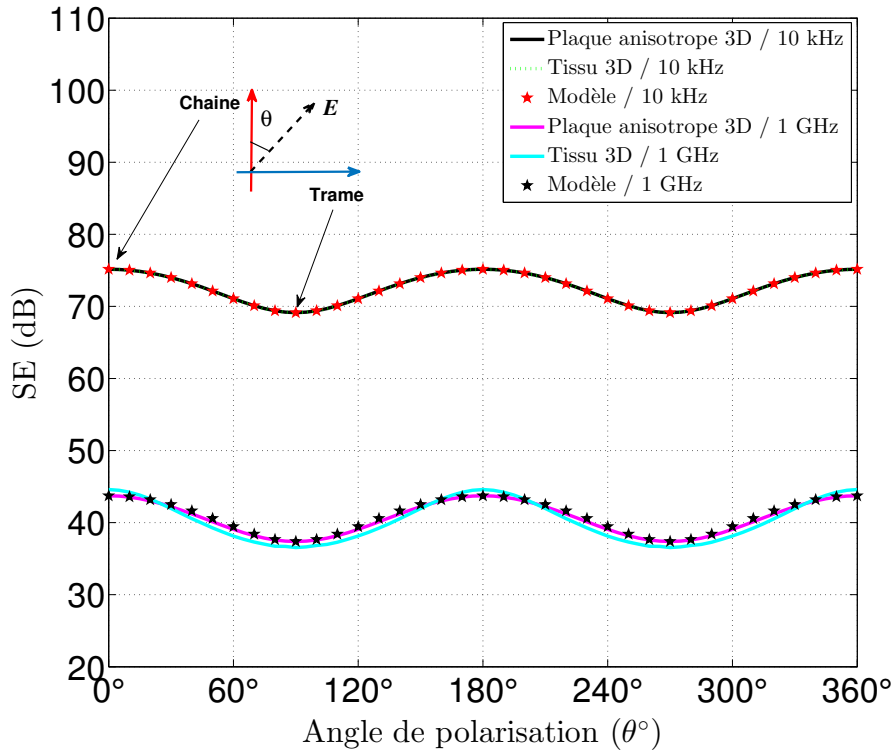


FIGURE 5.15 – Comparaison de  $SE$  en fonction de l'angle de polarisation du champ par modèle analytique (équation 2.25), milieu homogène anisotrope et la simulation numérique 3D de tissu.

selon la trame. Ces comparaisons sont en très bonne concordance en basse fréquence mais présentent une légère différence en haute fréquence due à la précision de nos modèles analytiques proposés dans le chapitre précédent.



## 5.5 Conclusion

Le travail mené au cours de ce dernier chapitre consistait à proposer une méthode de modélisation simple et efficace pour prédire le blindage électromagnétique des structures complexes. Pour cet effet, nous avons développé une approche de modélisation basée sur l'utilisation de milieux effectifs équivalents.

L'objectif principal était une modélisation d'une gaine métallique sous forme cylindrique ouverte composée du textile complexe. Pour ce faire, nous avons commencé tout d'abord par un cas simple où le matériau est considéré comme homogène à conductivité électrique constante. L'approche de modélisation analytique et par un outil de simulation numérique a été validée en cas d'un cylindre homogène fermé et ouvert ayant la géométrie de la gaine métallique.

Par la suite, une simplification de la gaine en textile complexe par son motif homogène planaire simple a été proposée. Dans ce cas, pour tenir l'effet des ouvertures du textile il était nécessaire d'associer au motif une propriété effective définie par une conductivité électrique variable en fonction de la fréquence appliquée. Cette approche a été validée en cas d'un tissu métallique disposé en plan et pour la gaine ouverte en textile.

Comme résultat principal, nous sommes capables de proposer une approche de modélisation de la gaine complexe par la notion de milieux effectifs. Dans ce sens, l'utilisation d'une forme homogène planaire effective est applicable également aux différentes formes industrielles ayant une géométrie complexe.

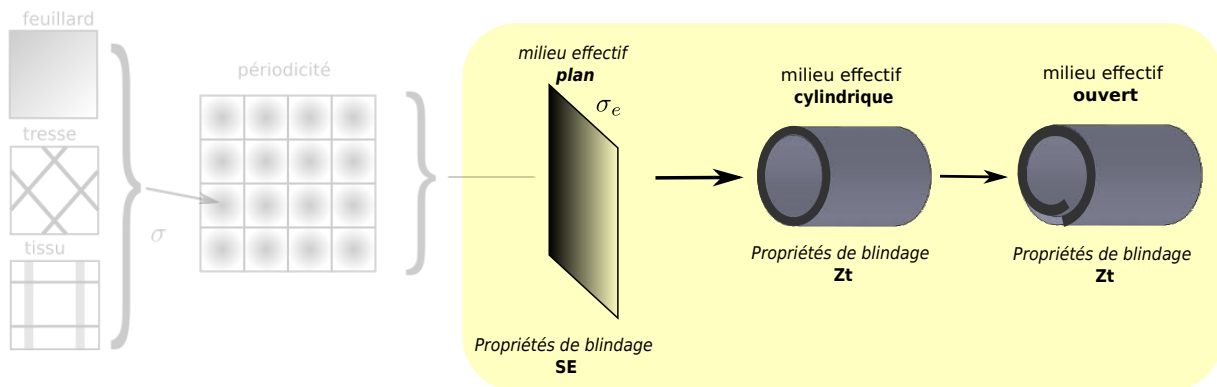


FIGURE 5.16 – Approche de modélisation des textiles plan-cylindre-gaine complexe et l'utilisation des milieux effectifs équivalents.

---

---

# Conclusion générale

---

---

Ce travail s'inscrit dans le contexte de la compatibilité électromagnétique. Le projet FUI «Next-Gen» consiste à étudier de nouvelles générations de gaines de protection électromagnétiques destinées aux applications aéronautiques. Ces nouvelles configurations de gaine sont composées principalement de textiles métalliques présentant un blindage électromagnétique qui répond à des exigences CEM précises. La tâche principale qui nous a été confiée consiste en la modélisation des propriétés de blindage électromagnétique des gaines textiles proposées. Les principales difficultés de ces études réalisées sont d'une part la présence de fils métalliques de faibles diamètres (de l'ordre de la centaine de micromètres) dans des structures de grandes dimensions (plusieurs centimètres au mètre), de plus le nombre de fils et leur périodicité différent selon les directions de l'espace. Enfin, le textile est mis en forme sous une géométrie non conventionnelle qui présente une forme cylindrique mais avec, sur toute sa longueur, une ouverture et une surface de recouvrement.

Afin de mener à bien ce projet, il a été nécessaire tout d'abord de définir les aspects CEM utiles à l'étude du blindage électromagnétique des matériaux étudiés. Pour cela, nous avons présenté deux grandeurs physiques essentielles utilisées dans l'industrie. Il s'agit de l'efficacité de blindage SE caractérisant les structures planaires et de l'impédance de transfert pour quantifier le blindage à géométries cylindriques. Nous avons également présenté les différentes techniques de mesure de chacune de ces grandeurs.

Notre travail a débuté par la mise en place d'outils de simulations analytiques et numériques du comportement électromagnétique de structures planaires infinies soumises à des ondes électromagnétiques. Pour cela nous avons validé une approche basée sur les propriétés de périodicité spatiale des structures, ce qui permet de simuler le comportement électromagnétique de structures textiles de manière rapide, simple et efficace.

L'analyse du comportement fréquentiel de la réponse électromagnétique en configuration planaire de structures à ouvertures telles que les tresses et les tissus métalliques nous a permis de remarquer la présence de 2 asymptotes, respectivement en basse fréquence et en haute fréquence, chacune dépendant de paramètres géométriques et matériaux différents. Nous avons ainsi pu séparer nos démarches de modélisation en deux parties indépendantes, ce qui nous a permis de simplifier significativement les conditions de simulations.

En particulier, la séparation en fréquence nous a permis de centrer notre étude sur l'efficacité de blindage en basse fréquence des tresses et des tissus métalliques. Cette modélisation est basée sur la détermination de la résistance carrée d'un motif périodique élémentaire de la structure. De manière plus générale, la notion d'impédance de transfert carrée peut être considérée comme

”le” paramètre caractéristique des propriétés de blindage de la structure. Grâce à une formule analytique simple, il est devenu possible de connaître simultanément l’efficacité de blindage d’une structure planaire ainsi que son impédance de transfert qui caractérise le blindage des câbles en basse fréquence.

Cette étude a été généralisée sur une large bande de fréquence par l’établissement d’une relation simple entre l’impédance de transfert et l’efficacité du blindage, similaire à celle obtenue en basse fréquence. Ces relations ont été établies sur la base de la notion de l’impédance de transfert carrée, c’est-à-dire à partir d’une plaque du matériau carrée lorsqu’elle est arrondie pour obtenir un cylindre. Ne dépendant pas des dimensions latérales du matériau, elle semble donner par conséquent une propriété intrinsèque du blindage. Des simulations numériques 3D ont été comparées au modèle analytique de référence d’un blindage tressé. Une bonne concordance entre des résultats de simulation de structures homogènes et de tresses et les valeurs du modèle confirme la validité de la formule.

Cette relation semble valable pour tout passage d’une structure homogène ou non homogène planaire à son équivalent cylindrique. Validée dans le cas des tresses, nous l’avons ensuite appliquée au cas des tissus métalliques pour lesquels il n’existe pas de modèles. La particularité des tissus est de présenter un nombre fils et une périodicité dont les valeurs diffèrent selon la chaîne et la trame. Nous avons exploité la séparation des fréquences décrite précédemment pour simplifier la simulation de l’asymptote à hautes fréquences de la structure tissée en plan périodique. Nous avons également émis certaines hypothèses supposant que le champ incident est généré selon la chaîne du tissu et comportant plus de conducteurs que la trame. Suite à une étude paramétrique, nous avons pu établir une relation analytique entre les paramètres géométriques et l’efficacité de blindage SE. La prédiction de l’efficacité de blindage des tissus plans selon ce modèle a tout d’abord été menée dans le cas des structures carrées mais également dans le cas des structures rectangulaires qui sont très proches de celles du projet.

Pour simplifier encore l’étude de structures cylindrique organisées sous forme de textiles complexes, nous avons proposé une approche de modélisation très simple basée sur l’utilisation de milieux effectifs. Cela revient à définir des propriétés effectives à appliquer sur le motif planaire homogène de la structure à modéliser. Une valeur effective de conductivité électrique variable en fonction de la fréquence semblait l’élément clé de cette approche. Elle tient compte de l’effet des ouvertures des textiles qui dégradent le blindage en HF. Les résultats obtenus dans le cas des tresses et des tissus métalliques présentent une très bonne concordance entre les calculs numériques 3D et les modèles analytiques.

Les approches développées ont enfin été appliquées au cas de la gaine cylindrique ouverte à modéliser. Tout d’abord, une proposition de simplifier la structure ouverte (section de forme spirale) par son motif équivalent planaire a été mise en place. Par la suite une démarche de modélisation par milieux effectifs a été validée. En effet, le textile complexe de la gaine spirale pourrait être modélisé par son motif planaire homogène présentant une propriété effective qui prend en compte la géométrie de la gaine. Les résultats issus de calculs 3D de la gaine complète montrent également un bon accord avec les calculs du motif planaire homogène.

Pour résumer, les avantages clés de nos travaux consistent à proposer des approches de modélisation de différents textiles métalliques utilisés dans le blindage des câbles. Connaissant leurs efficacités du blindage en planaire, la prédiction des impédances de transfert en forme enroulée est possible, grâce à une formule analytique simple basée sur la notion de l'impédance de transfert carrée. De même, une étude simplifiée peut être adoptée en utilisant une approche par milieux effectifs pour réduire la taille de la mémoire des outils informatiques et les durées de calculs.

Comme précisé en introduction, ces travaux de modélisation n'ont pu être confrontés à des mesures réelles. Parmi les perspectives les plus importantes, il semble nécessaire que les modèles proposés, notamment sur les tissus, puissent être validés par des mesures. Ce sera vraisemblablement une occasion d'analyser et de prendre en compte l'effet de l'embuvage des tissus. Une étude de l'efficacité de blindage pour différents types d'armures de tissus, différents conducteurs et différents mélanges de fils (conducteurs et diélectriques) devrait aboutir à des éléments correctifs sur les modèles proposés.

Pour ce qui est de l'étude de la réponse des gaines ouvertes, un travail reste à mener pour prédire correctement le comportement électromagnétique de la gaine et l'impact potentiel de déformations de la géométrie, situations qui correspondent aux conditions réelles dans lesquelles elles sont utilisées.

Parmi les perspectives sur le travail théorique, celle qui semble la plus importante est celle dédiée à la recherche des limites de validation de la relation de passage entre SE et  $Z_t$ .

D'un point de vue modélisation, le travail peut être amélioré en faisant une étude plus approfondie par milieux effectifs pour prendre en compte la «résonance» aux fréquences intermédiaires. Enfin, cette démarche peut être appliquée à la modélisation des propriétés de blindage de tricots à base de fils métalliques. L'étude possède des niveaux de complexité supérieurs avec, dans un même tricot, des ouvertures de différentes tailles et de forme plutôt elliptique, les fils décrivent des chemins non plus rectilignes mais courbes qui peuvent engendrer des dipôles magnétiques. De plus, la périodicité est 3D plutôt que 2D comme pour les tissus. Cette étude semble particulièrement complexe mais se place sur un domaine où il y a peu, voire pas de modèles.



---

---

# Bibliographie

---

---

- [1] P. Concha Moreno-Torres, J. Lourd, M. Lafoz, and J. R. Arribas. Evaluation of the magnetic field generated by the inverter of an electric vehicle. *IEEE Transactions on Magnetics*, 49(2) :837–844, Feb 2013.
- [2] O. Pinaud, O. Chadebec, L. L. Rouve, J. M. Guichon, and A. Vassilev. Forward model computation of magnetostatic fields inside electric vehicles. *IEEE Transactions on Magnetics*, 50(2) :985–988, Feb 2014.
- [3] Christophe Vermaelen. Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d’entraînement à vitesse variable. *Thèse de doctorat-ENS Cachan*, Feb 2003.
- [4] Alastair R. Ruddle and Lester Low. Impact of bodyshell on low frequency magnetic fields due to electric vehicle power cables. *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe*, 17-21 Sept. 2012.
- [5] U. Reggiani G. Grandi, D. Casadei. Common-and differential-mode hf current components in ac motors supplied by voltage source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(1) :16 – 24, Jan. 2004.
- [6] INRS. Guide pour l’établissement de limites d’exposition aux champs électriques, magnétiques et électromagnétiques. *Cahiers de notes documentaires - Hygiène et sécurité du travail*, (182), 2001.
- [7] International commission on non-ionizing radiation protection. Icnirp guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 hz to 100 khz). *Published in : Health Physics 99(6) : 818-836*, 2010.
- [8] 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*, L 199/59, Juil. 1999.
- [9] Directive 2004/40/ce du parlement européen et du conseil du 29 avril 2004 concernant les prescriptions minimales de sécurité et de santé relatives à l’exposition des travailleurs aux risques dus aux agents physiques (champs électromagnétiques). *Journal officiel des communautés européennes*, L 184/1, Mai. 2004.
- [10] Xavier Giraud. Méthodes et outils pour la conception optimale des réseaux de distribution d’électricité dans les aéronefs. *Thèse de doctorat-ENS Cachan*, (Institut national des sciences appliquées), Feb 2014.

- [11] Y. H. Lee and A. Nasiri. Conductive CM and DM noise analysis of power electronic converters in electric and hybrid electric vehicles. In *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 392–398, Sep. 2007.
- [12] Gérard Rojat François Costa. Sources de perturbations, couplages, sem. *Techniques de l'ingénieur*, D3 290, 1999.
- [13] Lucien-Charles Heitzmann. Construction des équipements protection contre les perturbations électromagnétiques. *Techniques de l'ingénieur*, E1 540, 1980.
- [14] Joseph Pinel Michel Graciet. Protection contre les perturbations : Composants de protection : utilisation. *Techniques de l'ingénieur*, D5 172, 1998.
- [15] Henry. W. Ot. Noise reduction techniques in electronic systems. Ohn Wiley, 2nd edition, New York(Institut national des sciences appliquées) :ISBN 0–471–85068–3, 1988.
- [16] R. Klein. Normes de compatibilité électromagnétique (cem). *Cahiers de notes documentaires - Hygiène et sécurité du travail - N° 181, 4e trimestre*, Département Ingénierie des équipements de travail, centre de l'INRS Lorraine, Nancy, 2000.
- [17] B. Demoulin. Initiation à la compatibilité électromagnétique. *Cours pour les électriciens-Auditeurs du Master ou Élevés Ingénieurs-Volume 1*, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2004.
- [18] Guy-Gérard Champiot. Présentation générale de la compatibilité électromagnétique. *Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique*, D 1300, 2000.
- [19] Chaiyan Jettanasen. Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aéronautique ; optimisation du filtrage. *Thèse de doctorat*, École centrale de Lyon, 2008.
- [20] Evlin Yalcin Frédéric Lafon Olivier Maurice, Guillaume Hubert. Notions de cem des systèmes. *Techniques de l'ingénieur*, E1 305, 2011.
- [21] Stéphane Baffeau. Susceptibilité des micro - contrôleurs aux agressions électromagnétiques. *Thèse de doctorat*, Institut national des sciences appliquées de Toulouse, 2002.
- [22] Bernard Demoulin. Applications de la notion d'impedance de transfert au calcul du blindage d'un cable a haute immunité aux perturbations electromagnetiques et au calcul de falsabilité d'une telecommunication par cable coaxial rayonnant. *Tèse de doctorat*, Université des sciences et techniques de Lille, 1973.
- [23] Bernard Demoulin et Pierre Degauqued. Blindages électromagnétiques. *Techniques de l'Ingénieur*, Outils d'analyse en électronique de puissance et metrologie-d1320, 2000.
- [24] Thierry Bore. Amélioration du diagnostic de l'endommagement des gaines de précontrainte extérieure par sonde capacitive. *Thèse de doctorat*, Conservatoire national des arts et metiers - CNAM, 2011.
- [25] V. V. Varadan KD. K. Ghodgaonkar. Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies. *IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement*, 39(2) :387–394, APRIL 1990.

- [26] William A. Kissick James Baker-Jawi, Eric J. Vanzura. Improved technique for determining complex permittivity with the transmission / reflection method. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 38(8) :1096–1103, AUGUST 1990.
- [27] P. F. Wilson, M. T. Ma, and J. W. Adams. Techniques for measuring the electromagnetic shielding effectiveness of materials. i. far-field source simulation. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 30(3) :239–250, 1988.
- [28] Gregory P. Otto Weng Cho Chew, Kenneth J. Olp. Design and calibration of a large broadband dielectric measurement cell. *IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing*, 29(1) :142–47, JANUARY 1991.
- [29] S. A. Schelkunoff. The electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shields. *The Bell System Technical Journal*, 13(4) :532–579, Oct 1934.
- [30] B. Demoulin and P. Degauque. Shielding effectiveness of braids with high optical coverage. In *Proceedings of the International Symposium on EMC, Zurich*, pages 491–495, 1981.
- [31] B. Eicher and L. Boillot. Very low frequency to 40 ghz screening measurements on cables and connectors ; line injection method and mode stirred chamber. *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 302–307, Aug 1992.
- [32] Milson Harry Ranaivoarison. Étude des câbles multifilaires blindés appliquée a la mesure de leur impédance de transfert a des fréquences pouvant atteindre 1 ghz. *Thèse de doctorat*, Université des sciences et technologies de Lille, 1994.
- [33] V. Mariani Primiani R. De Leo, G. Cerri and R. Botticelli. A simple but effective way for cable shielding measurement. *IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility*, 41(3) :175–179, AUGUST 1999.
- [34] K. Lamine. Conception d'outils numériques et de bancs de mesures permettant d'évaluer l'efficacité de blindage de câbles et connecteurs. *Thèse de doctorat*, Université des sciences et technologies de Lille, 1989.
- [35] Z. E. Mohamed Chérif, G. Andrieu, G. Alberto, N. Ticaud, C. Jullien, J. Genoulaz, and A. Dieudonné. Transfer impedance measurement of shielded cables through localized injection. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 60(4) :1018–1021, 2018.
- [36] Serge Ficheux. Etude de l'efficacité de blindage des câbles coaxiaux application à la réalisation de bancs de mesures d'impédances de transfert couvrant une large gamme de fréquences jusqu'à 1000 mhz. *Thèse de doctorat*, Université des sciences et techniques de Lille Flandres Artois, 1988.
- [37] [www.ansys.com/fr-FR/products/electronics/ansys-hfss](http://www.ansys.com/fr-FR/products/electronics/ansys-hfss).
- [38] E. F. Vance. Shielding effectiveness of braided-wire shields. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, EMC-17(2) :71–77, May 1975.
- [39] T. Kley. Optimized single-braided cable shields. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 35(1) :1–9, Feb 1993.



- [40] Ruben Otin, Jaco Verpoorte, H Schippers, and Roger Isanta. A finite element tool for the electromagnetic analysis of braided cable shields. *Computer Physics Communications*, 191 :209–220, 03 2015.
- [41] S. Sali. An improved model for the transfer impedance calculations of braided coaxial cables. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 33(2) :139–143, May 1991.
- [42] Wang Xiaoling, Liu Chao, Ding Hao, and Wang Lixin. An improved model for the transfer impedance calculations of braided coaxial cables. In *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, volume 2, pages 1078–1081, June 2012.
- [43] A. M. Nicolson and G. F. Ross. Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 19(4) :377–382, Nov 1970.
- [44] Simon Couture. Structures périodiques bi-dimensionnelles de fils métalliques : caractérisation et application. *Maîtrise des sciences appliquées*, École polytechnique de Montréal, 2011.
- [45] Anne Ségolène Callard. Élaboration et caractérisation de couches diélectriques pour l’optique. *Thèse de doctorat*, École centrale de Lyon, 1996.
- [46] K. F. Casey. Electromagnetic shielding behavior of wire-mesh screens. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 30(3) :298–306, Aug 1988.
- [47] C.A. Klein. Microwave shielding effectiveness of ec-coated dielectric slabs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38(3) :321–324, March 1990.
- [48] ASTM International. ASTM D4935-18, standard test method for measuring the electromagnetic shielding effectiveness of planar materials. Technical report, ASTM International, West Conshohocken, PA, 2018.
- [49] R. Otin H. Schippers, J. Verpoorte. Electromagnetic analysis of metal braids. *10th Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2011)*, York, UK, September 26-30, 2011.
- [50] M. Tyni. The transfer impedance of coaxial cables with braided outer conductor. *Digest of the 10th International Worclaw Symposiom on EMC*, page 410–419, 1976.
- [51] R. W Evans. Design guidelines for shielding effectiveness, current carrying capability, and the enhancement of conductivity of composite materials. *NAZA Contractor report 4784, Tec-Masters, Inc. Huntsville, AL United States, ID 19970036055*, 1997.
- [52] Maîtrise de la CEM. Fondamentaux physiques et technique de la cem. *Référentiels DUNOD, Partie 2*, 2007.
- [53] F. Paladian. Rappels compatibilité électromagnétique. *Cours master CEM*, Université Clermont Auvergne, 2016.

---

---

# Liste des abréviations et des nomenclatures

---

---

CEM	Compatibilité Électromagnétique	
HFSS	High Frequency Structure Simulator	
TE	Transverse Électrique	
TM	Transverse Magnétique	
PEC	Perfect Electric Conductor	
SE	Shielding Effectiveness (Efficacité de blindage)	(dB)
$SE_{LF}$	Efficacité de blindage en très basse fréquence	(dB)
$Z_t$	Impédance de transfert	( $\Omega/m$ )
$Z_{ts}$	Impédance de transfert carrée	( $\Omega/carré$ )
$R_s$	Résistance carrée	( $\Omega/carré$ )
$M_s$	Inductance carrée	(H/carré)
$\omega$	Pulsation électrique	(rad/s)
$f$	Fréquence	(Hz)
$f_c$	Fréquence de coupure	(Hz)
$J$	Densité de courant électrique	(A/m <sup>2</sup> )
$\sigma$	Conductivité électrique	(S/m)
$\mu_0$	Perméabilité magnétique absolue du vide = $4\pi \times 10^{-7}$	(H/m)
$\mu_r$	Perméabilité magnétique relative	
$\delta$	Épaisseur de peau = $\sqrt{2/\sigma\mu\omega}$	(m)
$\epsilon_0$	Permittivité électrique absolue du vide = $10^{-9}/36\pi$	(F/m)
$\epsilon_r$	Permittivité électrique relative	
$\eta$	Impédance d'onde = $\sqrt{j\omega\mu/(\sigma + j\omega\epsilon)}$	( $\Omega$ )

---

$\eta_0$	Impédance d'onde dans le vide = $\sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \approx 377$	( $\Omega$ )
$\gamma$	Constante de propagation = $\sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)}$	(rad/m)
$c_0$	Célérité de l'onde = $1/\sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \approx 3 \times 10^8$	(m/s)
$\Gamma$	Coefficient de réflexion	
$T$	Coefficient de transmission	
$L$	Période de motifs textiles	(m)
$r$	Rayon d'un fil conducteur élémentaire	(m)
$d$	Diamètre d'un fil conducteur élémentaire	(m)
$D$	Diamètre d'un textile cylindrique	(m)
$D_m$	Diamètre moyen d'un textile cylindrique	(m)
$F$	Coefficient de remplissage d'une tresse métallique	
$C$	Nombre de fuseaux d'une tresse	
$N$	Nombre de conducteurs par fuseau, chaîne ou trame	
$E$	Champ électrique	(V/m)
$\phi$	Angle de tressage	degré ( $^\circ$ )
$\theta$	Angle de polarisation du champ électrique	degré ( $^\circ$ )
$\psi$	Angle d'incidence de l'onde	degré ( $^\circ$ )
$\ell$	Épaisseur de blindage	(m)
$L_u$	Longueur des conducteurs supérieurs des tresses	(m)
$h$	Hauteur moyenne entre les fuseaux des tresses	

---

---

# Table des figures

---

---

1	Description de notre démarche de modélisation . . . . .	13
1.1	Éléments principaux pour une étude CEM. . . . .	17
1.2	Génération et couplages d'un champ électromagnétique. . . . .	19
1.3	Principe d'une tresse métallique. . . . .	19
1.4	Microscopie d'un tissu métallique. . . . .	20
1.5	Différents types d'armures de tissus. Ces schémas représentent le motif périodique de tissage. Les pavés noirs indiquent que le fil de trame est sous le fil de chaîne («fil de trame pris»), alors que les pavés blancs indiquent la situation inverse («fil de trame laissé»). . . . .	20
1.6	Technique de mesure de SE en espace libre. . . . .	21
1.7	Technique de mesure de SE en guide d'onde. . . . .	22
1.8	Technique de mesure de SE en cellule coaxiale. . . . .	22
1.9	Principe de mesure de l'impédance de transfert $Z_t$ . . . . .	23
1.10	Courbe typique d'une impédance de transfert et un gabarit industriel. . . . .	24
1.11	Principe de mesure de $Z_t$ par une ligne d'injection. . . . .	25
1.12	Principe de mesure de $Z_t$ en banc triaxial à discontinuité de blindage. . . . .	25
1.13	Principe de mesure de $Z_t$ par injection localisée. . . . .	26
1.14	Principe de mesure de $Z_t$ par un banc triaxial. . . . .	26
1.15	Câble à blindage homogène. . . . .	27
1.16	Principe de modélisation de $Z_t$ par outil numérique. . . . .	28
1.17	$Z_t$ d'un blindage homogène : comparaison entre calcul analytique et modélisation numérique 3D. . . . .	29
1.18	Propagation d'une onde plane dans une couche métallique pleine. . . . .	30
1.19	Graphe de fluence. . . . .	30
1.20	Exemples de structures périodiques. L'élément en noir représente le motif périodique de la structure. . . . .	32
1.21	Principe de modélisation d'une structure périodique par des conditions de frontières «Perfect E» et «Perfect H» (cas d'une onde plane en incidence normale sur l'élément en noir sur la figure). . . . .	32

1.22	Principe de modélisation d'une structure périodique par des conditions de frontières «primary-secondary» (cas le plus général en terme d'incidence). . . . .	33
1.23	Comparaison de l'efficacité de blindage d'une couche pleine pour différentes valeurs de $\sigma$ ( $10^6$ S/m, $10^5$ S/m et $10^4$ S/m) obtenues par simulation et calcul analytique. . . . .	34
1.24	Comparaison de l'efficacité de blindage d'une couche pleine pour différentes épaisseurs $\ell$ avec ( $\sigma=10^6$ S/m, $\epsilon_r = \mu_r=1$ ) et pour différentes valeurs de $\mu_r$ avec ( $\sigma=10^5$ S/m, $\epsilon_r = 1$ et $\ell = 100$ $\mu\text{m}$ ) obtenues par simulation et calcul analytique. . . . .	35
1.25	Incidence oblique et angle de polarisation ( $\psi, \theta$ : angle d'incidence et de polarisation respectivement). . . . .	35
1.26	Comparaison de l'efficacité de blindage d'une couche pleine en incidence oblique et pour un balayage angulaire à 1 GHz obtenue par simulation numérique et calcul analytique ( $\sigma=10^6$ S/m, $\ell=100$ $\mu\text{m}$ et $\epsilon_r = \mu_r=1$ ). . . . .	36
1.27	Grille métallique à ouvertures carrées et son motif périodique. . . . .	37
1.28	Comparaison de l'efficacité de blindage des grilles (1) et (2) obtenue par simulation numérique et calcul analytique en incidence normale. . . . .	39
1.29	Comparaison de l'efficacité de blindage de la grille 1 obtenue par simulation numérique et calcul analytique en incidence oblique ( $\psi=60^\circ$ ) selon la polarisation TE et TM. . . . .	39
1.30	Motif périodique d'une tresse métallique à un seul type de conducteur. . . . .	40
1.31	Efficacité de blindage d'une tresse (structure à ouverture) pour différentes valeurs de la conductivité $\sigma$ . . . . .	41
1.32	Validation de notre approche et outils de modélisation de différentes géométries par principe de la périodicité. . . . .	42
2.1	Principe de l'impédance de transfert carrée $Z_{ts}$ d'un blindage cylindrique en BF. . . . .	48
2.2	$SE$ d'une couche pleine avec différentes épaisseurs ( $\ell$ ). Les lignes continues sont les SE simulées et les symboles carrés à gauche sont les limites en très basses fréquences. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz. . . . .	49
2.3	$SE$ d'une couche pleine avec différentes valeurs de $\sigma$ en espace libre ( $\ell = 100$ $\mu\text{m}$ ). Les lignes continues sont les SE simulées et les symboles carrés à gauche sont les limites en très basses fréquences. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz. . . . .	49
2.4	Motif périodique d'une tresse à un seul conducteur. . . . .	52
2.5	Maillage de résistances équivalentes à une tresse métallique. . . . .	53

2.6	Comparaison de SE d'une tresse composée de 1, 3 et 8 conducteurs par simulation numérique 3D et notre modèle. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz. . . . .	54
2.7	Géométries des Tissus considérés. . . . .	55
2.8	Maillage de résistances équivalentes à un tissu carré homogène. . . . .	56
2.9	Comparaison de SE d'un tissu carré homogène par simulation numérique 3D et notre modèle. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz. . . . .	57
2.10	Maillage de résistances équivalentes à un tissu carré hétérogène. . . . .	58
2.11	Comparaison de SE d'un tissu hétérogène carré par simulation numérique 3D et notre modèle. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz. . . . .	59
2.12	Maillage de résistances équivalentes à un tissu rectangulaire hétérogène. . . . .	59
2.13	Comparaison de SE d'un tissu hétérogène rectangulaire avec simulation numérique 3D et notre modèle. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz. . . . .	60
2.14	Tissu en polarisation oblique. . . . .	61
2.15	SE en polarisation oblique. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz. Tissu carré homogène : $L=2$ mm, $r=190.5$ $\mu\text{m}$ , $\sigma = 10^6$ S/m. Tissu carré hétérogène : $L=2$ mm, $r_1=190.5$ $\mu\text{m}$ , $\sigma_1 = 10^6$ S/m, $r_2=63.5$ $\mu\text{m}$ , $\sigma_2 = 15 \times 10^6$ S/m. Tissu rectangulaire hétérogène : $L_1=4$ mm, $r_1=190.5$ $\mu\text{m}$ , $\sigma_1 = 10^6$ S/m, $L_2=2$ mm, $r_2=63.5$ $\mu\text{m}$ , $\sigma_2 = 15 \times 10^6$ S/m.	62
2.16	Comparaison de SE linéaire en fonction de l'angle de polarisation du champ par simulation numérique et par notre modèle. La courbe en pointillé représente le calcul de ce que donnerait la mesure de ce tissu par une cellule coaxiale (ASTM D4935) pour un tissu : $L_1 = 4$ mm, $L_2 = 2$ mm, $r_1 = 190.5$ $\mu\text{m}$ , $r_2 = 63.5$ $\mu\text{m}$ , $\sigma_1 = 15 \times 10^6$ S/m, $\sigma_2 = 10^6$ S/m. . . . .	63
2.17	Validation de notre approche de modélisation de textiles donnant son efficacité de blindage et son impédance de transfert en basse fréquence . . . . .	65
3.1	Allure des courbes et correspondances visuelles entre efficacité de blindage et impédance de transfert. . . . .	68
3.2	Blindage en forme planaire et tubulaire homogène. . . . .	72
3.3	Comparaison de l'efficacité de blindage d'une plaque homogène et celle obtenue à partir de l'impédance de transfert carrée d'un cylindre pour différentes valeurs de conductivités ( $\ell = 100$ $\mu\text{m}$ , $\mu_r = \epsilon_r = 1$ ). . . . .	73
3.4	Comparaison de l'efficacité de blindage d'une plaque homogène et celle issue du calcul de l'impédance de transfert carrée d'un cylindre pour différentes épaisseurs ( $\sigma=4.12 \times 10^7$ S/m, $\mu_r = \epsilon_r = 1$ ). . . . .	73

3.5	Comparaison de l'efficacité de blindage d'une plaque homogène et celle issue de l'impédance de transfert carrée d'un cylindre pour différentes perméabilités ( $\sigma=10^6$ S/m, $\ell = 100$ $\mu$ m). . . . .	74
3.6	Motifs périodiques de différentes tresses à 1 et à 3 conducteurs. . . . .	78
3.7	Motifs périodiques de différentes tresses à 5 conducteurs. . . . .	79
3.8	Effet de l'embuvage de tressage sur la valeur de SE en basse fréquence. . . . .	80
3.9	Effet de la forme de l'embuvage de tressage sur l'asymptote haute fréquence. . . . .	81
3.10	Effet de la hauteur moyenne entre fuseaux de la tresse sur l'asymptote haute fréquence. . . . .	82
3.11	Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse via son impédance de transfert carrée et de la simulation numérique par motif périodique planaire W3C0. ( $\sigma = 15 \times 10^6$ S/m, angle de tressage= $20^\circ$ et $L=1$ mm). . . . .	82
3.12	Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse via son impédance de transfert carrée et de la simulation numérique par motif périodique planaire W3C2, W3C3. ( $\sigma = 4.12 \times 10^7$ S/m, angle de tressage= $21.44^\circ$ et $L=0.94$ mm). . . . .	83
3.13	Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse via son impédance de transfert carrée et de la simulation numérique par motifs périodiques plans W5C1, W5C2. ( $\sigma = 4.12 \times 10^7$ S/m, angle de tressage= $38^\circ$ et $L=1.4$ mm). . . . .	84
3.14	Graphe de fluence équivalent d'un blindage à ouvertures. . . . .	86
3.15	Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse (W3C2) via son impédance de transfert carrée et le nouveau modèle (skin+hole) proposé. . . . .	87
3.16	Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse (W5C1) via son impédance de transfert carrée et le nouveau modèle (skin+hole) proposé. Mise en évidence du problème de signe lors des simulations. . . . .	87
3.17	Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse (W3C2) via son impédance de transfert carrée et le nouveau modèle de cylindre effectif proposé. . . . .	89
3.18	Comparaison de l'efficacité de blindage de la tresse (W5C1) via son impédance de transfert carrée et le nouveau modèle de cylindre effectif proposé. . . . .	90
3.19	Comparaison de l'impédance de transfert carrée de la tresse (W3C2) et (W5C1) et le nouveau modèle de cylindre effectif proposé. . . . .	90
3.20	Validation de notre approche de modélisation de textiles donnant son efficacité de blindage et son impédance de transfert sur large bande de fréquence. . . . .	92
4.1	Schéma typique d'un tissu métallique. . . . .	96
4.2	Variation du gain avec la fréquence. . . . .	99
4.3	Différents motifs périodiques de tissus métalliques. . . . .	100
4.4	SE en HF de différents motifs périodiques de tissus métalliques. . . . .	101
4.5	Tissu métallique à un seul conducteur avec ouvertures carrées. . . . .	102

4.6	Variation linéaire entre les valeurs de SE et la taille de l'ouverture de tissu carré à un seul conducteur. . . . .	103
4.7	Évolution de la constante $Cte_1$ du modèle d'un tissu carré à un seul conducteur en fonction de leurs rayons. . . . .	104
4.8	Linéarité entre les valeurs de $Cte_1$ et la période de tissu carré à un seul conducteur.	104
4.9	Comparaison des SE d'un tissu carré à un seul conducteur obtenues par simulation et par le modèle analytique proposé. . . . .	105
4.10	Comparaison des SE d'un tissu carré à un seul conducteur obtenues par simulation, par [46] et par notre modèle analytique proposé. . . . .	106
4.11	Tissu homogène à deux et à quatre conducteurs en chaîne et en trame. . . . .	106
4.12	Variation linéaire entre les valeurs de SE et la taille de l'ouverture de tissu carré à 2 et 4 conducteurs. . . . .	107
4.13	Évolution de la constante $Cte_N$ du modèle d'un tissu carré à 2 et 4 conducteurs en fonction de leurs rayons. . . . .	108
4.14	Linéarité entre les valeurs de $Cte_N$ et la période de tissu carré à 2 et 4 conducteurs.	108
4.15	Comparaison des SE de tissus obtenues par simulation numérique et par notre modèle exacte en utilisant les valeurs du tableau 4.1. . . . .	110
4.16	Comparaison des SE de tissus carrés obtenues par simulation numérique et notre modèle général. . . . .	111
4.17	Schéma illustratif d'un tissage carré à ouvertures rectangulaires. . . . .	111
4.18	Comparaison des SE de tissus rectangulaires obtenues par simulation numérique et notre modèle général. . . . .	114
4.19	Motifs différents de tissus rectangulaires. . . . .	116
4.20	Valeurs des SE et leurs moyennes d'un tissu rectangulaire à un seul conducteur pour différentes tailles de la trame. . . . .	117
4.21	Comparaison des SE de différents tissus obtenues par simulation numérique et par notre modèle général. Les valeurs en dB sont la différence entre les deux résultats à 10 kHz, 10 MHz et 1 GHz. . . . .	118
4.22	Prédiction des allures de $Z_{ts}$ de différents tissus cylindriques obtenues par notre approches de modélisation. . . . .	119
4.23	Validation de notre approche de modélisation en cas de tissus métalliques. . . .	120
5.1	Gabarits industriels de $Z_{ts}$ et SE. . . . .	123
5.2	Principe de modélisation d'une structure cylindrique ramenée en configuration planaire. . . . .	124
5.3	Comparaison de $Z_{ts}$ du cylindre homogène obtenue par simulation numérique 3D et celle du motif planaire via SE ( $\sigma = 10^6$ S/m) . . . . .	125
5.4	Géométrie de la gaine métallique ouverte. . . . .	126



5.5	Présentation géométrique de la gaine métallique et son motif planaire. . . . .	126
5.6	Technique de simulation numérique 3D de la gaine métallique ouverte. . . . .	127
5.7	Types d'excitations utilisées pour simulation numérique 3D de la gaine. Les zones à motifs délimitent les potentiels homogènes d'excitation du port concerné. . . . .	127
5.8	Comparaison de SE de la gaine homogène obtenue par simulation numérique 3D via $Z_{ts}$ et celle du motif planaire ( $\sigma = 10^6$ S/m). . . . .	128
5.9	Principe de modélisation par milieu effectif en plan. . . . .	130
5.10	Comparaison de SE obtenue par simulation numérique 3D d'un milieu effectif de $\sigma(f)$ exacte et approchée et par le calcul via $Z_{ts}$ . . . . .	131
5.11	Comparaison de $Z_{ts}$ obtenue par simulation numérique 3D d'un milieu effectif de $\sigma(f)$ exacte et approchée et par son calcul analytique. . . . .	131
5.12	Comparaison de SE de la gaine obtenue par son motif effectif planaire et celle calculée via $Z_{ts}$ de la simulation numérique 3D complète. . . . .	132
5.13	Principe de modélisation de textiles métalliques par milieu homogène anisotrope. . . . .	133
5.14	Comparaison de SE d'un tissu obtenue par simulation numérique 3D, par modèle analytique et par milieu homogène anisotrope. . . . .	134
5.15	Comparaison de SE en fonction de l'angle de polarisation du champ par modèle analytique (équation 2.25), milieu homogène anisotrope et la simulation numérique 3D de tissu. . . . .	135
5.16	Approche de modélisation des textiles plan-cylindre-gaine complexe et l'utilisation des milieux effectifs équivalents. . . . .	136
5.17	Technique de calcul de $Z_t$ d'un blindage homogène dans HFSS. . . . .	155
5.18	Technique de calcul de $Z_t$ d'un blindage spiral dans HFSS. . . . .	156

---

---

# Liste des tableaux

---

---

1.1	Types de grilles modélisées. . . . .	38
2.1	Solutions de l'équation non linéaire. . . . .	50
2.2	Comparaison de SE des tresses en très basse fréquence obtenues par résistance carrée et simulations numériques 3D. . . . .	54
3.1	Géométries de tresses métalliques à étudier. . . . .	79
3.2	Comparaison de la résistance carrée de notre modèle effectif avec celle du modèle existant pour différentes types de tresses. . . . .	85
4.1	Paramètres $\alpha$ , $\beta$ et $\kappa$ du modèle analytique des tissus homogènes à ouvertures carrées. . . . .	109
4.2	Paramètres $\alpha$ et $\beta$ du modèle analytique des tissus carrés à ouvertures rectangulaires pour une polarisation selon la chaîne ( $N_x$ ). . . . .	113
4.3	Paramètres $\alpha'$ et $\beta'$ du modèle analytique des tissus carrés à ouvertures rectangulaires pour une polarisation selon la trame ( $N_y$ ). . . . .	114
4.4	Valeurs de SE en dB de tissus rectangulaires de différentes périodes $L_1$ . . . . .	117
4.5	Valeurs de SE en dB de tissus rectangulaires de différentes périodes $L_1$ . . . . .	117
5.1	Résumé de travaux du modélisation effectués pour différentes structures de blindage. . . . .	133



---

---

# Annexe

---

---

## Modélisation de l'impédance de transfert $Z_t$ dans HFSS

Le principe de modélisation de l'impédance de transfert  $Z_t$  d'un blindage cylindrique homogène a été illustré figure (1.17). L'excitation est assurée dans ce cas par deux "wave port" (5.17) avec une longueur donnée de blindage. Des conditions aux limites de type "PerfE" sont appliquées au cylindre extérieur et au conducteur interne.

Le calcul du courant  $I$  selon l'équation (1.8) est possible en définissant dans le blindage une surface (S) de calcul, appelée "Cercle". Cela permet de calculer par la suite la densité du courant électrique  $J$ . Pour une fréquence donnée, l'utilisation du menu de calcul (Fields calculator) de HFSS permet au final de calculer l'intégrale qui donne la valeur du courant  $I$  comme étant :  $Integrate(Surface(Cercle), ScalarZ(Vector Jvol))$ .

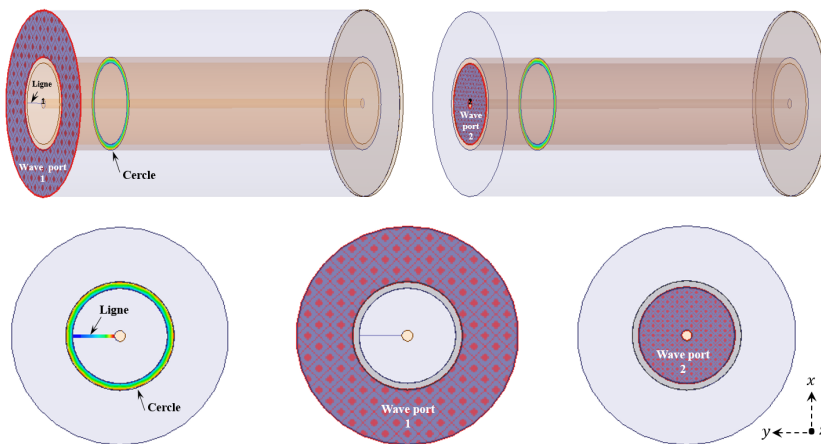


FIGURE 5.17 – Technique de calcul de  $Z_t$  d'un blindage homogène dans HFSS.

De même, afin de pouvoir calculer la tension induite  $V$ , nous définissons un segment de calcul, appelée "Ligne" liant l'extrémité du conducteur interne et le blindage (figure 5.17). Dans ce cas, la détermination de cette tension est assurée par l'équation (1.7) en calculant l'intégrale du champ électrique suivant cette ligne ( $Integrate(Line(Ligne), ScalarY(Vector E))$ ). À partir de ces valeurs de courant et de tension et la longueur du blindage, le calcul de la valeur de l'impédance de transfert  $Z_t$  en ( $\Omega/m$ ) est faisable par l'équation (1.2).

Dans le cas où la gaine est spirale, nous avons suivi le même principe pour calculer les valeurs des tensions et des courants nécessaires au calcul de  $Z_{ts}$  ramenée à une forme carrée. Cependant, nous définissons une surface de calcul de la densité du courant selon ce nouveau design de blindage (appelé "Spirale") comme illustré figure (5.18).

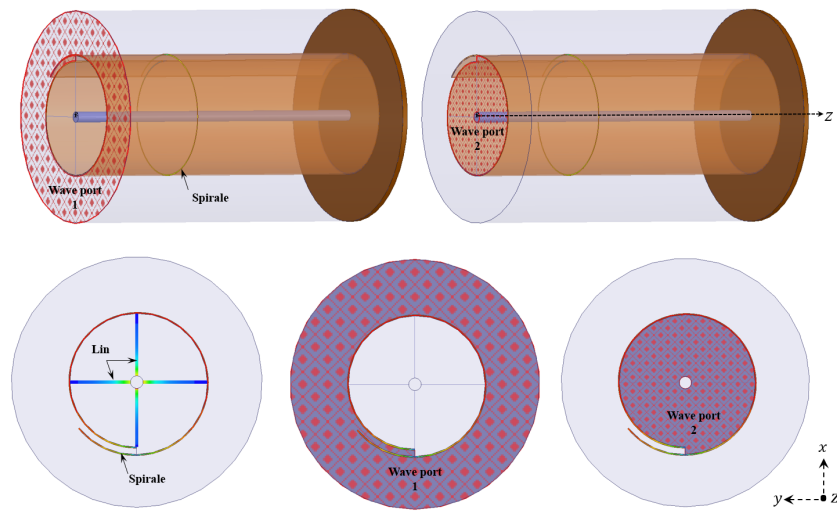


FIGURE 5.18 – Technique de calcul de  $Z_t$  d'un blindage spiral dans HFSS.

Les courants sont également calculés selon des segments liant le blindage et le conducteur interne (appelés "Lin"). Dans ce cas les deux intégrales sont données comme suit :

1. Courant I :  $Integrate(Surface(spirale), ScalarZ(Vector Jvol))$
2. Tension V :  $Integrate(Line(Lin), ScalarX\ ou\ Y(Vector E))$ .

---

---

# Valorisation du travail de recherche

---

---

- **Farid Haddad**, Bernard Bayard, Bruno Sauviac.  
"Low-Frequency Relation Between Transfer Impedance and Shielding Effectiveness of Braided Cables and Grid Shields", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, DOI : 10.1109/TEMPC.2019.2960163, pp. 1-8, 2020.
- **Farid Haddad**, Bernard Bayard, Bruno Sauviac.  
"Simulation full wave de textiles métalliques", Journée thématique sur le blindage électromagnétique, Grenoble, 5 mars 2020.
- **Farid Haddad**, Bernard Bayard, Bruno Sauviac.  
"Vers la modélisation de Structures Textiles Complexes à l'aide de Simulateur Full-Wave", 20<sup>èmes</sup> Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2020), Lyon.
- **Farid Haddad**, Bernard Bayard, Bruno Sauviac.  
"Modélisation numérique de structures textiles complexes par une approche simplifiée", 16<sup>èmes</sup> journées de Caractérisation Micro-ondes et Matériaux (JCMM2020), 23 - 25 novembre 2020, Toulouse.
- **Farid Haddad**, Bernard Bayard, Bruno Sauviac.  
"Calcul de l'impédance de transfert d'un câble à partir de sa forme déroulée planaire", 2<sup>ème</sup> édition Journée blindage, conférence en ligne, 3 février 2021.



**Résumé :**

Les textiles métalliques utilisés dans le blindage électromagnétique de câbles sont des structures complexes qui nécessitent des modèles pour prédire leurs performances.

Le travail présenté dans ce rapport de thèse consiste à proposer de nouvelles approches de modélisation du blindage électromagnétique des textiles métalliques présentant des formes géométriques non conventionnelles. Le calcul d'impédance de transfert de ces textiles complexes sur une large bande de fréquence est possible à partir de leurs efficacités de blindage en plan. Une relation analytique simple reliant ces deux grandeurs utilisant la notion de l'impédance de transfert carrée a été mise en place.

Un modèle analytique permettant le calcul de l'efficacité de blindage de tissus métalliques a été établi sur une large bande de fréquence. Ce modèle prend en compte la nature anisotrope des tissus et il est particulièrement bien adapté aux ouvertures étroites.

La modélisation de textiles de géométries complexes peut être simplifiée par une approche utilisant la théorie de milieux effectifs. L'approche a été validée pour plusieurs textiles de type tresses et tissus métalliques présentant des géométries non conventionnelles.

**Mots-clés :** Compatibilité électromagnétique (CEM), Blindage de textiles, Motif périodique, Impédance de transfert carrée, Théorie de milieux effectifs.

---

*Modeling of electromagnetic shielding properties of textile composite structures*

**Abstract :**

Metallic textiles used in electromagnetic cable shielding are complex structures that require models to predict their performance. The work presented in this thesis report consists in proposing new approaches for modeling the electromagnetic shielding of metallic textiles with unconventional geometrical shapes.

The calculation of transfer impedance of these complex textiles over a wide frequency band is possible from the shielding efficiency measured on the planar structure. A simple analytical relation linking these two quantities using the concept of the sheet transfer impedance has been established.

An analytical model allowing the calculation of the shielding effectiveness of wire mesh has been established over a wide frequency band. This model takes into account the anisotropic properties of the fabrics and is particularly well adapted to small apertures.

The modeling of textiles with complex geometries can be simplified by an approach using effective medium theory. The approach has been validated for several textiles such as braids and metallic fabrics with unconventional geometries.

**Keywords:** Electromagnetic compatibility (EMC), Shielding textiles, Planar periodic pattern, Sheet transfer impedance, Effective medium theory.