

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche
scientifique
Université Mohamed Seddik Ben Yahia –Jijel



THÈSE

Présentée à la faculté des sciences et de la technologie

Département d'électrotechnique
En vue d'obtention du diplôme de Doctorat en sciences
Par

KECHICHEB MEHIEDDINE

Thème

DEVELOPPEMENT D'OUTILS DE MODELISATION POUR LE CÂBLAGE AUTOMOBILE

Soutenue le 21/07/2018 .devant le jury composé de :

Mr Hicham ALLAG	Prof. U. Mohamed Seddik Benyahia-Jijel	Président
Mr Mohamed Rachid MEKIDECHE	Prof. U. Mohamed Seddik Benyahia-Jijel	Rapporteur
Mr Mohamed El Hadi LATRECHE	Prof. U. Constantine 2	Examineur
Mr Rabia MEHASANI	Prof. U. Constantine 1	Examineur
Mr Nabil IKHLEF	Prof. U. Mohamed Seddik Benyahia-Jijel	Examineur
Mme Leïla MOKHNECHE	Prof. U. Batna 2	Examineur

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche
scientifique
Université Mohamed Seddik Ben Yahia –Jijel



THÈSE

Présentée à la faculté des sciences et de la technologie

Département d'électrotechnique
En vue d'obtention du diplôme de Doctorat en sciences
Par

KECHICHEB MEHIEDDINE

Thème

DEVELOPPEMENT D'OUTILS DE MODELISATION POUR LE CÂBLAGE AUTOMOBILE

Soutenue le 21/07/2018 .devant le jury composé de :

Mr Hicham ALLAG	Prof. U. Mohamed Seddik Benyahia-Jijel	Président
Mr Mohamed Rachid MEKIDECHE	Prof. U. Mohamed Seddik Benyahia-Jijel	Rapporteur
Mr Mohamed El Hadi LATRECHE	Prof. U. Constantine 2	Examineur
Mr Rabia MEHASANI	Prof. U. Constantine 1	Examineur
Mr Nabil IKHLEF	Prof. U. Mohamed Seddik Benyahia-Jijel	Examineur
Mme Leïla MOKHNECHE	Prof. U. Batna 2	Examineur

Thèse préparée au sein du laboratoire L2EI de l'UMSB de Jijel et, dans le cadre d'un programme PROFAS, finalisée au sein du laboratoire G2ELab de l'UJF de Grenoble.

Remerciements

Mes vifs remerciements vont tout d'abord à mon directeur de thèse, Monsieur le professeur Mohamed Rachid MEKIDECHE, qui a encadré mes travaux de recherche. Il m'a proposé un sujet extrêmement riche et passionnant. Je lui suis tout particulièrement reconnaissant de m'avoir toujours laissé une entière liberté dans mes directions de recherche. Je le remercie de son soutien et de la confiance qu'il a témoigné à mon égard tout au long de ces années. Qu'il sache que c'est avec une grande sincérité que je rends hommage aux qualités humaines, scientifiques et professionnelles dont il a toujours fait preuve.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à mon co-directeur de thèse, Madame Edith CLAVEL Maître de conférences HDR au laboratoire G2ELab (Grenoble) pour m'avoir accueilli dans son équipe, pour avoir accepté de participer, grandement et activement, à l'encadrement de mes travaux, et particulièrement pour ses grandes qualités humaines et scientifiques, ses précieux conseils et orientations. Qu'elle trouve dans mes mots mes sincères remerciements. Par la même occasion, j'exprime toute ma gratitude à Monsieur James ROUDET directeur du laboratoire G2ELab pour m'avoir accueilli dans son laboratoire.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur le Professeur Hicham ALLAG de l'université de Jijel d'avoir accepté de me faire l'honneur de présider le Jury de cette thèse.

Par la même occasion je tiens à exprimer toute ma gratitude à Madame le professeur Leïla MOKHNECHE de l'université de Batna-2, et à Messieurs les professeurs Mohamed El Hadi LATRECHE de l'université de Constantine-2, Rabia MEHASNI de l'université de Constantine-1 et Nabil IKHLEF de l'université de Jijel qui m'ont fait l'honneur d'avoir accepté d'assurer la fonction d'examineurs et de participer au jury de cette thèse.

Je tiens à remercier également Monsieur Lionel PICHON professeur de l'université Paris XI pour m'avoir accueilli pendant un court séjour au LGEP, séjour dans lequel il m'a précieusement aidé à mettre une première définition du sujet.

J'associe à mes remerciements tout le personnel du laboratoire G2ELab, tous les amis thésards de G2ELab (Zaki, Djamel, Rabah,...) et tous les collègues de l'université de Jijel.

J'en profite pour remercier ma famille qui m'a fait confiance, m'a aidé et m'encouragé tout au long de mon parcours. Et je termine en remerciant ma femme qui m'a soutenu tout au long de ce travail.

Sommaire générale

Sommaire Général

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Introduction au câblage d'automobile

I.1 Introduction.....	3
I.2 L'automobile	4
I.3 Câblage électrique d'automobile	7
I.3.1 Types de signaux véhiculés	8
I.3.2 Faisceaux de câbles et architectures	11
I.4 La masse	12
I.4.1 La carrosserie	13
I.4.2 Descriptions de la masse	14
I.4.3 Liaisons de masse	14
I.5 Couplages au sein du câblage	18
I.5.1 Formes de couplage d'une perturbation	18
I.5.2 Mécanismes de couplages par conduction	19
I.5.3 Mécanismes de couplage par diaphonie	21
I.5.4 Mécanismes de couplage lointain	23
I.5.5 Conséquences des couplages électromagnétiques	23
I.5.6 Réduction des couplages électromagnétiques.	24
I.6 Stratégie de conception tenant compte l'aspect CEM.	24
I.7 Méthodes d'analyse en électromagnétisme d'automobile	25
I.7.1 Classification des méthodes d'analyse.	25
I.7.2 Critères de choix d'une méthode.	28
I.8 Approches choisies pour l'analyse du câblage d'automobile	29
I.8.1 Hypothèses faites pour l'approche par PEEC	31
I.8.2 Hypothèses faites pour l'approche par MTL	31
I.9 Conclusion.	31

Chapitre II : Méthode de Circuits Equivalents aux Eléments Partiels PEEC

II.1 Introduction	33
II.2 Rappel sur les équations de Maxwell	34
II.3 Théorie de base de l'approche PEEC	36
II.3.1 Dérivation de l'équation intégrale en champ électrique	36
II.3.2 Formulation générale de la méthode PEEC	37
II.3.3 Expansion des densités de courant et de charges	37
II.3.4 Equation intégrale de maille	39

II.3.5 Circuits équivalents aux éléments partiels	40
II.4 Modélisation EM pratique à l'aide de la méthode PEEC	46
II.4.1 Discrétisation	47
II.4.2 Calcul des éléments partiels	50
II.4.3 Formulation et résolution matricielles	54
II.4.3.1 Stockage matriciel d'éléments partiels	55
II.4.3.2 La matrice d'inductance partielle, L	55
II.4.3.3 Matrice des coefficients de potentiels partiels, P_s	56
II.4.3.4 La matrice de résistance, R	56
II.4.3.5 Matrice de connectivité, A_s	56
II.4.3.6 Matrice de réduction, R_s	57
II.4.3.7 Réduction des vecteurs et matrices	57
II.4.3.8 Construction du système d'équation	59
II.5 Conclusion	60

Chapitre III : Mise en œuvre de l'approche PEEC

III.1 Introduction	61
III.2 Discrétisation	61
III.2.1 Maillage des fils	61
III.2.2 Maillage des plans	62
III.3 Calcul des éléments partiels	63
III.4 Tests applicatifs	64
III.4.1 Première série de tests	64
III.4.1.1 Test 1 - Configuration coudée	64
III.4.1.2 Test 2 - Configuration légèrement coudée	66
III.4.1.3 Test 3 - Configuration multiplement coudée	68
III.4.1.4 Discussion des résultats des premiers tests	69
III.4.2 Seconde série de tests	70
III.4.2.1 Discussion sur les impédances.	75
III.5 Conclusion	78

Chapitre IV : Approche par lignes de transmissions multi-conductrices MTL

IV.1 Introduction	79
IV.2 Approche MTL.	80
IV.3 Equations de télégraphistes	81
IV.4 Transformation modale.	82
IV.5 Insertion des terminaisons	84
IV.6 Calcul des paramètres linéiques	86
IV.7 Particularité de la transformation modale utilisée	90

IV.8 Mise en œuvre de l'approche MTL	90
IV.8.1 Résumé des étapes de l'approche par MTL	91
IV.8.2 Mise en évidence des phénomènes liés à la fréquence	92
IV.8.3 Evaluation des distributions des courants dans les plans de masse	96
IV.8.4 Concept d'ombrage (Réduction du domaine d'étude).....	99
IV.8.4 Evaluation graphique de l'ombrage	100
IV.8.4 Evaluation analytique de l'ombrage.....	102
IV.8.5 Impédances d'entrées	104
IV.9 Conclusion	111
Conclusion générale	112
Référence	114
Glossaire	118
Conférences et papiers	120
Résumés	121

Introduction générale

Introduction générale

Dans les nouvelles générations dites "plus électrique" des systèmes nomades, tel que l'automobile, l'aéronautique, le tramway et le mobil, des actionneurs mécaniques, hydrauliques et pneumatiques habituellement embarqués à bord sont progressivement remplacés par des actionneurs électriques pilotés par des systèmes électroniques.

L'introduction de tels systèmes améliore les performances, le confort et la sécurité. Cependant, l'environnement électromagnétique devient fortement modifier. En effet, en parallèle au développement de ces systèmes, on a vu également augmenter la complexité et le nombre de liaisons du réseau de câblage électrique qui, sert comme support d'alimentation et de communication entre équipements. Cela se traduit, malheureusement, par une augmentation des risques liés aux perturbations électromagnétiques transmises par différents couplages entre les éléments de ce réseau câblage.

L'exemple de la « terre » d'une automobile est illustrateur. Relier la masse d'un système à la terre constitue un bon moyen pour fixer le potentiel de sa masse. Cette liaison n'est cependant pas possible dans le cas d'automobile et des applications nomades. Dans ces applications, l'utilisation de l'environnement métallique : boîtiers, carrosseries, enveloppes, châssis, fuselages et toitures, etc... comme plans de masse ou « terre » est une technique adoptée depuis les débuts.

Idéalement, un plan de masse doit présenter une très faible impédance sur une gamme de fréquence afin que les phénomènes électromagnétiques induits ne conduisent pas à des situations inacceptables. Cependant, avec l'augmentation progressive des puissances embarquées, des vitesses de commutation et des fréquences d'opération, les effets électromagnétiques résultant des couplages entre les composants imparfaits d'un système (équipements – câblage – plan de masse) peuvent rapidement conduire à des situations indésirables. Ainsi, le couplage d'un câblage avec son plan de masse majoritairement non parfait, qui n'était pas jadis une question de priorité, devient aujourd'hui critique lors des études de la compatibilité électromagnétique CEM et de l'intégrité du signal.

Afin d'éviter ces risques potentiels, il est nécessaire de savoir prédire leur apparition et d'appliquer des règles de conception permettant de les minimiser. Ceci ne pourra être fait que plutôt dans les phases de conception du réseau de câblage. Un outil de simulation permettant la caractérisation fiable et rapide de la complexité d'un câblage est donc indispensable.

Des outils d'analyse, souvent complexes, sont destinés aux concepteurs. Ils utilisent des techniques de modélisation 3D basés sur des maillages de la totalité de la structure et nécessitent en général l'emploi de gros calculateurs. Il existe aussi des outils complémentaires conviviaux, adaptés et intégrés à l'environnement PC, ils sont utilisés comme des aides à la conception et sont capables de réaliser des simulations fiables avec des temps et une précision acceptables.

C'est dans cette optique que mon travail est axé. Axé sur la mise en œuvre d'une approche de modélisation simplifiée permettant l'analyse des couplages électromagnétique entre un faisceau de câble dans son environnement électrique imparfait : typiquement un faisceau sur un châssis d'automobile de propriétés physico- géométriques finies. L'objectif est donc de développer une technique permettant la caractérisation fiable et rapide d'un système de câblage tenant compte ses imperfections. La méthodologie devra permettre de tester plusieurs configurations à fin d'en déduire des règles d'exécution.

Pour atteindre cet objectif, notre choix s'est orienté vers deux approches de modélisation séparées ayant la facilité de traiter des surfaces planes ainsi que des câbles en termes de circuits équivalents, en l'occurrence, la méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) et la méthode MTL (Multiconductor Transmission Line).

Ce manuscrit est organisé en quatre chapitres, dont le premier concerne le cadre général du câblage automobile où un état des lieux est présenté : Description de sa structure, ses particularités, ses liaisons de masses, ... En suite sont abordés les différents types de couplages et les différentes méthodes d'analyse.

Le deuxième chapitre est consacré à la description de la première approche adoptée, la PEEC : formulation mathématique, discrétisation de la structure, modèles équivalents des éléments partiels, assemblage et construction du modèle mathématique.

Le troisième chapitre est la présentation des applications tests nous permettant d'éprouver l'approche adoptée « PEEC » et de l'utiliser dans l'optique d'une compréhension de phénomènes électromagnétiques complexes faisant intervenir même des résonances. Une originalité par rapport à la PEEC conventionnelle dans ce chapitre est de pouvoir prendre en compte des configurations non orthogonales en utilisant des projections géométriques.

Le dernier chapitre est consacré à la description et la mise en œuvre de la deuxième approche adoptée, la MTL. Une autre originalité dans ce chapitre est le concept d'ombrage qui permet une réduction géométrique du domaine d'étude sans toutefois altérer le comportement globale du système. Des cas tests sont présentés pour approuver l'approche.

Chapitre I

Chapitre I

Introduction au câblage automobile

I.1 Introduction.

Avant-propos, il est utile de définir ce qu'est un câblage embarqué [RET.03]. En opposition au câblage des systèmes universels, il se différencie par ses ressources généralement limitées : faible puissance de court-circuit et l'alimentation de systèmes autonomes. Suivant les cas étudiés, on parle aussi dans la littérature de réseaux d'alimentation ou de bord. Ces derniers sont nombreux, figure (I-1). Le transport, la télécommunication, l'informatique et d'autres secteurs présentent des cas d'application, où le réseau électrique fonctionne partiellement ou continûment de manière autonome.

Au cours des 25 dernières années, les réseaux embarqués déclenchent une véritable révolution dans le secteur industriel. Leur révolution est intimement liée à celle des systèmes électroniques. Les performances : fiabilité, souplesse et robustesse offertes par ces systèmes justifient leur utilisation massive dans les différentes applications, Figure I.1. L'insertion de tels systèmes dans une application permet de remplacer ou de faire apparaître de nouvelles fonctionnalités. Ceci améliore les performances d'utilisation. De fait, ces systèmes deviennent le cœur même des réseaux embarqués [BAR.05].



Figure I-1 – Quelques exemples des applications embarquées

Ainsi, depuis quelques années est apparu le terme de système nomade pour désigner un système embarqué mobile piloté par des systèmes électroniques. Tels que le maritime, l'aéronautique et l'automobile. Ce dernier sera présenté étant donné qu'il présente le cas d'étude de ce mémoire.

I.2 L'automobile

Un des exemples les plus révélateurs de cette tendance à embarquer des systèmes électroniques dans une application grand public est l'automobile. Ce mode de transport le plus démocratisé dans les pays développés est actuellement l'un des indicateurs les plus représentatifs de la migration vers le « plus électrique » [CEA.12]. Les chiffres de Renault en témoignent ; entre la Renault5 des années 80 et la monospace de l'année 2005, la puissance électrique consommée croit de 0.5kW à 5kW, soit 10 fois plus en 25 ans. Certains experts de l'automobile estiment même d'atteindre les 40kW en 2030 [BAR.05]. Ceci est principalement issu de plusieurs facteurs, en particuliers :

- L'amélioration du confort,
- L'amélioration de la sécurité,
- Le respect de l'environnement,
- La réduction du coût.

En effet, la recherche du confort est commune à bien des personnes et pour certains cela passe par son propre véhicule. En conséquence les constructeurs proposent des prestations variées. Climatisation, aide à la conduite, vitres électriques, GPS*, multimédia, deviennent des options standardisées, mais les plus gourmands en puissance électrique.

Augmenter la sécurité passe inévitablement par le développement de systèmes électriques aussi gourmands en puissance électrique. La sécurité active : ABS*, ESP*, ASR*, etc., sont des fonctions qui sont réalisées par l'intermédiaire d'actionneurs électriques. Des projets sont en cours sur l'utilisation de liaisons électriques et /ou optiques à la place de certaines liaisons mécaniques [CEA.12]. Ainsi, on peut envisager un avenir où des commandes mécaniques (volant, pédales, levier de vitesse) seront gérées par de telles liaisons électriques. Tout ceci sera très promoteur pour le conducteur mais demande là encore de la puissance électrique supplémentaire.

En fin, depuis la prise de conscience de l'impact environnemental des automobiles, la forte volonté de réduire les polluants, durant les années 1970 a progressivement passée à une réglementation axée aujourd'hui vers une diminution des émissions de CO₂. L'amélioration de l'injection, l'utilisation des filtres catalytiques, et d'actionneurs électriques au profit d'organes mécaniques et hydrauliques, induisent un gain de masse, une baisse de la consommation thermique et par conséquence une baisse des polluants et des émissions.

Ainsi, ils se sont banalisés à l'intérieur des véhicules actuels jusqu'à 55 calculateurs et d'une multitude de capteurs [BER.03]. Une automobile est donc un assemblage de circuits hétérogènes, dédiés à améliorer les performances des équipements tout en réduisant leur

coût et en améliorant le confort et la sécurité des passagers. La figure (I-2) illustre l'intégration des systèmes électroniques dans une automobile.

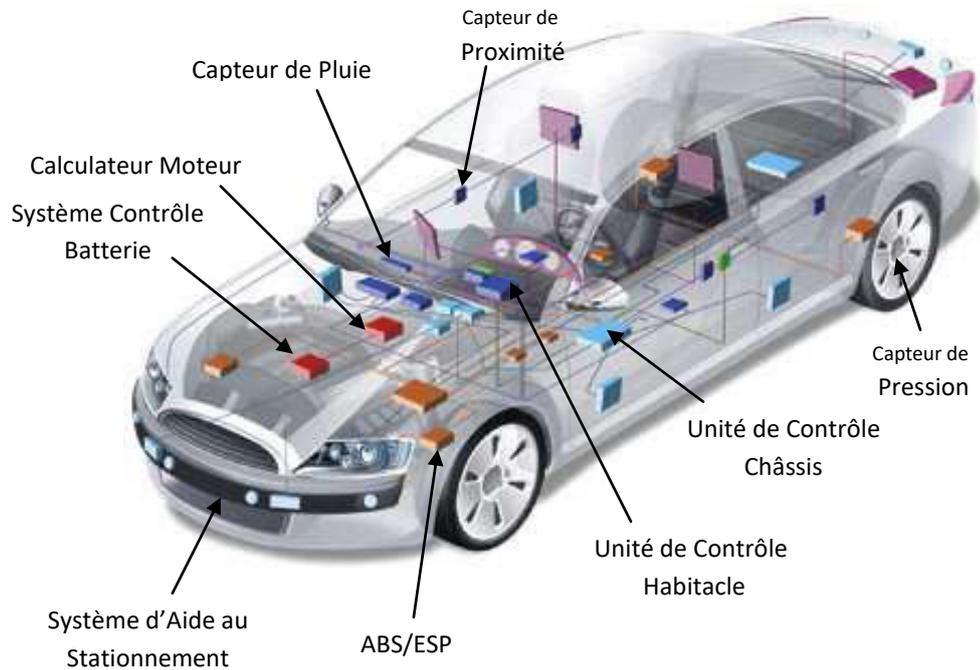


Figure I-2 – Systèmes embarqués à bord d'une automobile

La migration vers le « plus électrique » évolue constamment. De ce fait, la gestion de l'énergie électrique devient de plus en plus complexe et dans un proche avenir on envisage que le réseau actuel 14VDC ne sera plus adapté (Figure I-3). L'augmentation de la puissance nécessaire induit une suite en tailles des câbles et du poids. Parmi les solutions permettant de répondre à ces conséquences coûteuses pour les systèmes embarqués, est d'augmenter le niveau de tension afin diminuer la taille des câbles. Ainsi, pour une même puissance absorbée, les courants circulant dans les câbles seront moindres [EMA].

Pour des raisons de sécurité des personnes, ce niveau de tension a été fixé à 42VDC. Toutefois, la présence encore, dans les stocks du marché, des charges fonctionnant sous 14VDC a amené les constructeurs d'automobile à une hybridation des deux niveaux de tension (Figure I- 4). Un hacheur assure la conversion DC/DC entre les bus des réseaux 42VDC et 14VDC. Celui-ci a d'ailleurs fait l'objet de nombreuses études tant sur sa conception que sur ses effets sur le réseau [JOU.02] [BAR.05].

La génération électrique se voit également modifiée. L'alternateur regroupe l'alternateur et de démarreur dans un seul élément. Il peut agir comme générateur et comme récepteur dont un redresseur réversible assure le raccordement au réseau.

Le réseau des voitures hybrides ressemble à celui de la Figure I- 4. A part ses charges électriques beaucoup plus nombreuses, il se différencie de celui de la Figure I.4 par l'ajout d'un moteur électrique sur le bus « HV DC » 42 VDC.

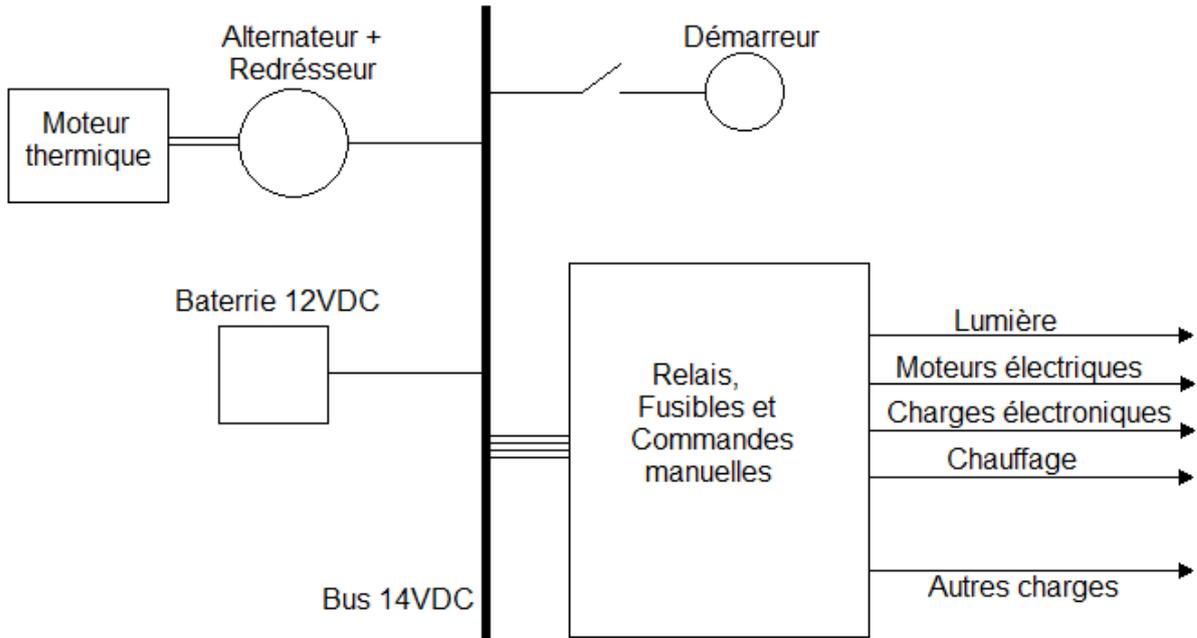


Figure I- 3 : Réseau de bord actuel 14VDC [BAR.05].

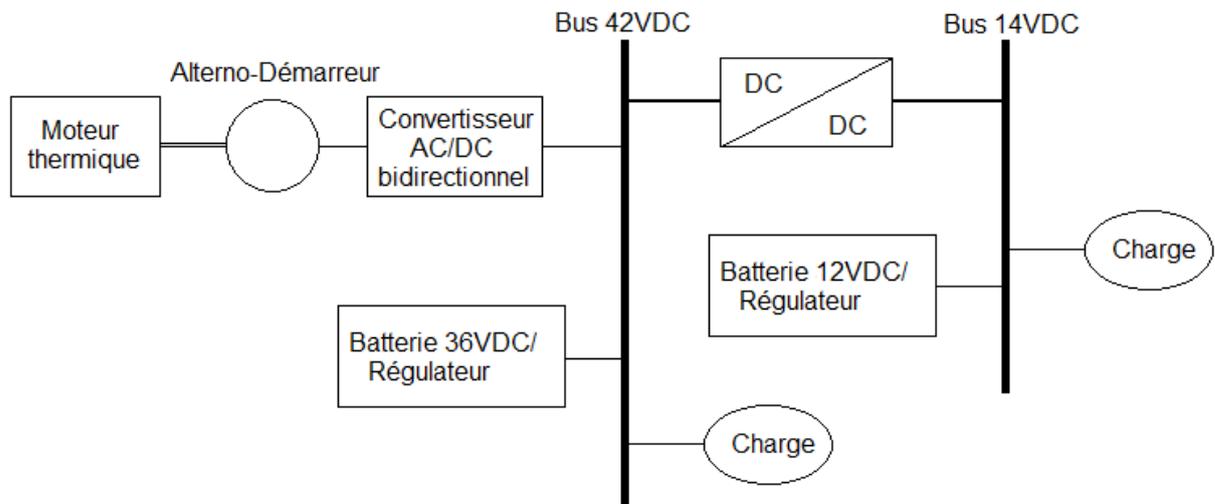


Figure I- 4 : Réseau 42/14VDC [BAR.05].

Ce virage vers le « plus électrique » est une révolution. Mais, toute révolution s'accompagne de son lot d'inconvénients : apparition de nombreux problèmes comme la fiabilité des systèmes, la réduction de la consommation électrique, l'amélioration de la dissipation thermique et la compatibilité électromagnétique CEM [ALE.08], [PRO]. Les impacts de ces problèmes vont d'un simple inconfort lorsqu'il s'agit d'un équipement de confort tel l'autoradio, à la mise en danger des utilisateurs lorsqu'il s'agit des organes de sécurité (Air bag*, direction assistée, ESP*, ...).

Le constat est ainsi clair, l'architecture du réseau électrique (du câblage) des nouvelles voitures est fortement composée d'organes à base d'électronique qui sont vus comme des

charges polluantes et dont les effets électriques doivent être quantifiés. D'un point de vue statique, les harmoniques qu'ils génèrent viennent amputer le fonctionnement global de l'installation tout en diminuant la durée de vie de certains composants. Le respect des normes impose l'utilisation de filtres adaptés.

Pour ces raisons, l'ingénieur (concepteur) doit utiliser de nouvelles méthodes et de nouveaux outils pour l'analyse et la conception. Ils doivent être simples et génériques pour être utilisés par n'importe quel concepteur de nouveaux systèmes.

I.3 Câblage électrique d'automobile.

Les équipements embarqués à bord d'une automobile cohabitent le même volume et communiquent entre eux par des liaisons filaires appelées « réseau ou câblage » avec des débits de plus en plus croissant. Par exemple, sur une voiture contemporaine, dont la puissance totale dépasse les 3 kW et possède plusieurs calculateurs, le câblage nécessaire dépasse les 2 km de câbles, soit plus d'un millier de fils et quelque 2000 connexions électriques et cela malgré l'apparition des techniques de multiplexage [YAH.09].

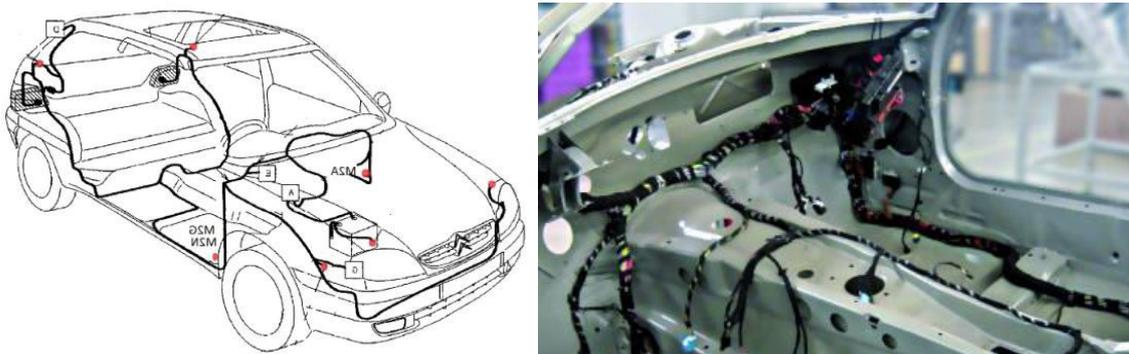


Figure I-5 – Principaux faisceaux de câblage d'une automobile.

Dans ce câblage, les fils électriques sont regroupés dans des faisceaux (figure I-6) reliant les calculateurs aux nombreux équipements qui composent le véhicule. Ils alimentent en énergie ces différents équipements et assurent la transmission des données entre calculateurs. Ces faisceaux de câbles ont des propriétés importantes telles que :

- L'inhomogénéité : les faisceaux regroupent tous types de câbles (de puissances, de données, ...), les intensités des courants sont différentes et l'influence des uns par rapport aux autres peut se révéler nuisible.
- La proximité : les faisceaux, en plus de regrouper des câbles collés les uns aux autres, sont très proches du plan de masse et autres appareils électroniques. Cela favorise l'apparition des effets de proximités généralement indésirables.
- L'inhomogénéité géométrique : les faisceaux ne sont pas toujours rectilignes et parallèles au plan de masse, il y a des inclinaisons, des changements de directions, des changements de positions et de hauteurs vis-à-vis au plan de masse.

- Pour sa part, la structure du véhicule sert de moyen de retour du courant négatif et sert aussi de plan de masse pour tous les appareils ce qui facilite le transfert des perturbations d'un équipement à l'autre.
- La structure du plan de masse n'est pas surement équipotentielle, on ne peut pas garantir facilement que deux points d'un plan de masse sont au même potentiel compte tenu des courants véhiculés. Son traitement est donc similaire à ce d'un conducteur normal.
- Les faisceaux et leur plan de masse ne sont plus de dimensions infinies ; ils ont des dimensions bien finies ce qui rend l'influence des bords n'est pas négligeable, alors l'aspect 3D est fortement sollicité.

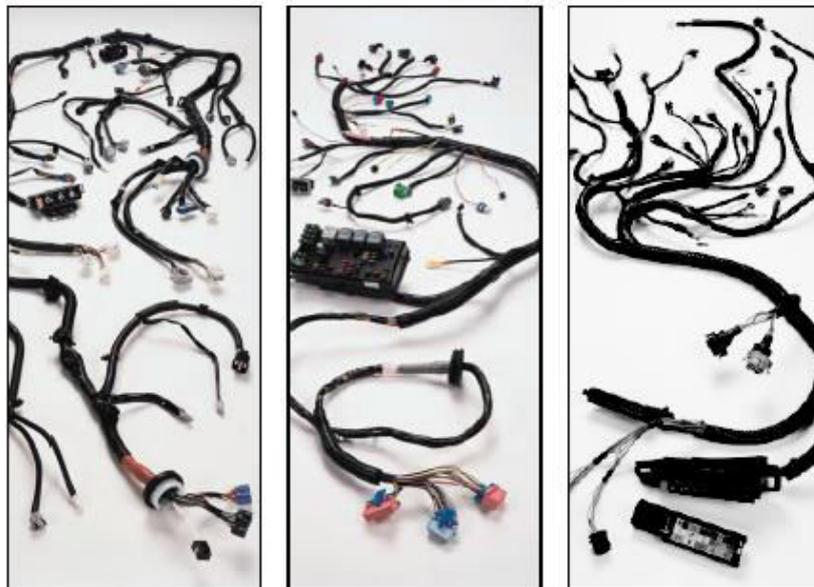


Figure I-6 – Vues éclatées de quelques faisceaux de câblage automobile.

A toutes ces particularités, nous ajoutons le problème commun des systèmes électromagnétique : les couplages électromagnétiques qui se manifestent suite à l'augmentation de la fréquence et dont les effets vont du nuisibles à la mise en danger.

I.3.1 Types de signaux véhiculés

La fusion de l'automobile et des technologies modernes d'information pour donner naissance au véhicule intelligent n'est plus une vision futuriste. C'est devenu une réalité sur nos routes. Les véhicules comportent de plus en plus de composants et des fonctions qui communiquent à l'aide de différents signaux de nature et niveau très différents : analogique, numériques, cadencés, etc.

I.3.1.1 Signaux d'alimentation

La principale fonction des faisceaux d'un câblage automobile est d'alimenter en énergie électrique tous les équipements électriques présents dans le véhicule. Certains de ces équipements appelés de puissance, comme l'alternateur et la batterie, sont principalement conçus et reliés ensemble pour produire et véhiculer la puissance électrique. Leur faisceau

véhicule alors d'importantes puissances avec des courants importants. Ce faisceau conçu de conducteurs de fortes sections, ne doit pas être mélangé avec les autres parties du câblage, car il est souvent le siège de perturbations dues aux commutations résultant du fonctionnement du véhicule [DUV.06].

Dans les voitures de collection et dans certaines voitures modernes beaucoup d'équipements n'intègrent pas d'intelligence (éléments actifs à base de microprocesseurs) : l'éclairage, l'avertisseur sonore, les essuie-glass, etc. Pour ces équipements, l'alimentation peut servir également comme validation (signal de commande) de l'équipement. Toutefois, l'évolution des modes de commande par l'alimentation conduisent à la génération des hautes tensions de plus en plus contraignantes. Ce qui traduit, aux niveaux perturbation et CEM, l'agressivité de certains de ces équipements. La haute tension provoquée par l'extinction de l'alimentation d'allumage (Bobine-Bougie) est due à un phénomène proche des alimentations à découpage. Les tensions présentes sur les fils d'alimentation à l'ouverture des circuits peuvent dépasser les 800 volts [DUV.06].

Au niveau perturbations et CEM, vu le niveau basse tension dans l'automobile, certaines fonctions, allumages et démarrage, génèrent rapidement de forts courants, puis se stabilisent, ces fonctions se considèrent comme neutre vis-à-vis la CEM. Mais ils existent également des fonctions, plus au moins neutre en terme CEM. Par exemple, les moteurs d'essuie-glace consomment entre quelques ampères et plusieurs dizaines d'ampères selon la position des balais sur le pare-brise [DUV.06].

En fin, ces modes de commande par l'alimentation, tendent à disparaître au profit des modes actifs, car la plupart de ces équipements se trouvent, aujourd'hui, sollicités pour inclure des éléments intelligents à base de microprocesseurs.

I.3.1.2 Signaux de commande

La multiplication de la gestion électronique et électrique présente dans une automobile provoque celle des informations à transmettre par le biais du câblage. Un signal de commande véhicule, normalement, une information de faible niveau d'énergie, cependant, parfois il est difficile de le distinguer d'une alimentation.

Les moteurs, transmissions, assistances de direction, de la suspension et des divers nombreux équipements de confort présents sur les voitures modernes, nécessitent pour les gérer, les activer ou les désactiver un important réseau de câblage électrique. Jusqu'à la fin des années 90, chaque commande nécessitait l'emploi d'un câble spécifique. Apparaît au cours des années 90, le support de commande le plus évident : le bus de communication très souvent en courant porteur (CPL) utilisant le multiplexage. Il permet de faire circuler un nombre très important d'informations entre les boîtiers électroniques de gestion des commandes et les accessoires par l'intermédiaire d'un câblage électrique réduit.

Le bus CAN (Controller Area Network), qui utilise une liaison bifilaire torsadée et propose des débits de 125kbits/s à 1Mbits/s, est le plus répandus dans l'automobile. Le bus LIN (Local Interconnect Network) proche du bus CAN et qui a l'avantage de n'utiliser qu'un

seul fil conducteur, le retour s'effectue par la carrosserie du véhicule. Le bus VAN (Vehicle Area Network) également propose beaucoup plus de performances mais qui est moins fréquent et qui va disparaître au profit de la technologie CAN, cependant il n'en reste pas moins un excellent support pédagogique pour les réseaux embarqués.

I.3.1.3 Signaux audio

Pour pallier aux problèmes de forme d'habitacle et des écrans sonores il est réaliste de disposer de plusieurs points d'écoute audio, donc de disposer de plusieurs haut-parleurs, afin d'entourer chaque auditeur présent dans l'habitacle. Ces haut-parleurs, de faibles impédances et de forts courants, sont souvent répartis à l'avant et à l'arrière. Toute perception audio d'un parasite est due à un couplage de proximité entre le câblage des hauts parleurs et un câble de courants forts.

Les derniers avancés des systèmes audio conjugués aux nouvelles technologies de traitement du son ont amené à fournir des espaces audio de plus en plus performants. Pour empêcher toute perturbation audio, l'étage de sortie de l'amplificateur alimentant ces hauts parleurs doit rejeter toute fréquence n'appartient pas à la bande audio..

I.3.1.4 Signaux numériques

Les numériques sont des systèmes d'information et de divertissement permettant aux occupants de véhicule de communiquer avec le monde extérieur. Ils s'intéressent seulement aux prestations de confort proposées par les constructeurs, ils n'ont aucun rôle à jouer dans les fonctions principales de motorisation et de sécurité. Ce sont des réseaux embarqués à paires torsadées et blindées : de protocole Ethernet* ou IEEE1394* sur certaines véhicules de gamme [DUV.06] qui permet la communication avec le monde extérieur.

I.3.1.5 Signaux hautes fréquences

Une importante fonction d'une voiture intelligente est sa capacité à se connecter au système d'information et de divertissement en utilisant des technologies sans fil à hautes fréquences. La radio, les radars anticollision, l'aide au stationnement, le GPS*, le GSM*, les détecteurs de pression, les systèmes RFid*, les antennes TNT*, les Bluetooth* et le Wi-Fi* sont des exemples. Ces fonctions utilisent des liaisons coaxiales et opèrent sur des bandes de fréquence spécifiques ce qui leur assure une certaine immunité. Cependant des fuites entre canaux adjacents peuvent entraîner des problèmes de qualité voire même une défaillance totale.

I.3.1.6 Signaux mixtes

La présence simultanée de divers systèmes dans l'automobile entraîne la transmission simultanée d'une multitude de fréquence via le câblage automobile. Heureusement, les avancées technologiques dans l'électronique ont permis de trouver des solutions, ces dernières permettent la possibilité de mixer les signaux, alimentation et données, sur un même support. Cependant les conditions de transmission ne sont pas optimales à cause de la pollution introduite par les alimentations.

I.3.2 Faisceaux de câbles et architectures

Le faisceau est l'association des fils conducteurs allant dans la même direction, étiquetés puis attachés pour former un ensemble. Les fils sont assemblés à l'aide de différentes techniques, comme le recouvrement par un tissu, par un revêtement autocollant, ou encore dans un tube PVC annelé ouvert. Les fils d'un faisceau n'ont pas forcément la même fonction, ni la même section, mais des contraintes l'obligent à être le plus petit possible.

I.3.2.1 Section des fils.

Un fil automobile se définit par trois éléments : une classe de température, une section et un diamètre. La section est définie en fonction de la résistance souhaitée. Plus le conducteur pourra transmettre de la puissance, plus sa section est importante. Les concepteurs calculent au plus juste ces sections pour limiter le poids et le coût du faisceau.

Dans le domaine de l'automobile, la diversité des consommateurs impose une large gamme de sections, allant de 0.8mm^2 à 107mm^2 , soient respectivement de 1.0mm à 11.7mm de diamètre. Mais pour certaines liaisons, comme celles entre la batterie et le démarreur, on pourra avoir des sections très supérieures. L'épaisseur et la nature de l'isolant du fil est variable selon le courant maximum, la section les contraintes thermiques, diélectriques et mécanique (résistance au feu, à la torsion, au frottement et aux claquages).

I.3.2.2 Distance à la masse

Les faisceaux sont attachés contre la carrosserie (la masse) à l'aide de différents types d'attaches en plastiques ou en métal. Ces techniques de mise en faisceaux assurent une certaine distance d'un fil vis-à-vis de la masse, d'une façon qu'on peut considérer qu'un faisceau ne peut être à moins de quelques « mm » de la masse. Les faisceaux de grosses sections, tels que ceux entre batterie/alternateur/démarreur, nécessitent des fixations augmentées et plus robustes en raison de leurs poids et de leurs vibrations. La Figure I.7 montre deux exemples de fixation de faisceaux de petite taille à la masse [DUV.06].

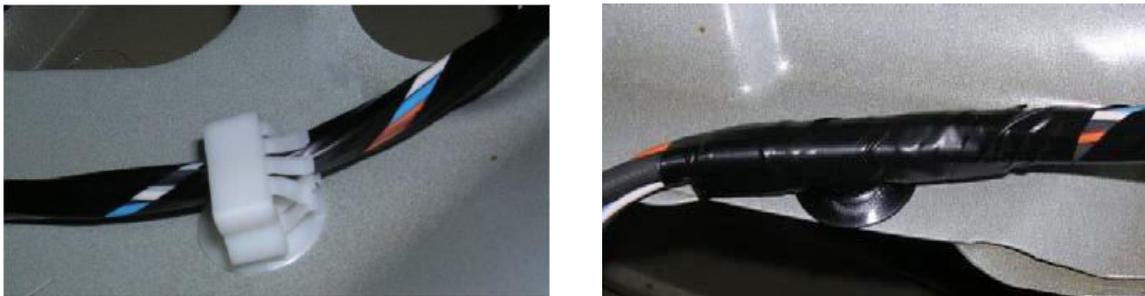


Figure I.7 : Exemples de fixation de faisceaux à la carrosserie [DUV.06]

I.3.2.3 Disposition des fils

Un faisceau peut regrouper plusieurs fils isolés de différentes sections et différentes fonctions. Afin de gagner en espace et en volume, l'emplacement et la disposition des fils à l'intérieur du faisceau est telle que l'espace inter fils soit réduit au strict minimum, ce qui réduit la section apparente du faisceau à son minimum. La Figure I.8, montre la disposition permettant d'avoir la plus petite section d'un faisceau de 7 fils de même taille.

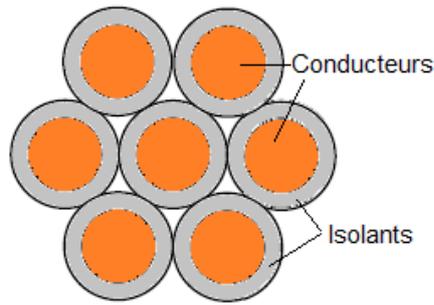


Figure I.8: Arrangement de 7 fils dans un faisceau

Ce faisceau de 7 fils semble avoir une disposition simple, dans le cas des faisceaux ayant plusieurs dizaines de fils de différentes sections, plusieurs possibilités de dispositions peuvent se présenter. La Figure I.9 présente un faisceau en cours de fabrication.

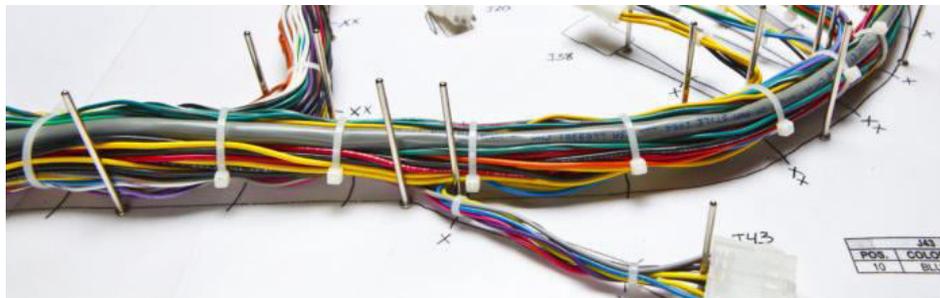


Figure I.9 : Exemple de faisceau de taille moyenne

I.4 La masse

L'enveloppe métallique et toute pièce rigide à l'ossature d'un système forment un environnement métallique qui est destiné à protéger les utilisateurs et les éléments du système des différentes agressions externes. Suivant le type de l'application, on l'appelle « carrosserie » pour l'automobile, « fuselage » en aéronautique, « boîtier ou châssis » en électronique, ...etc.

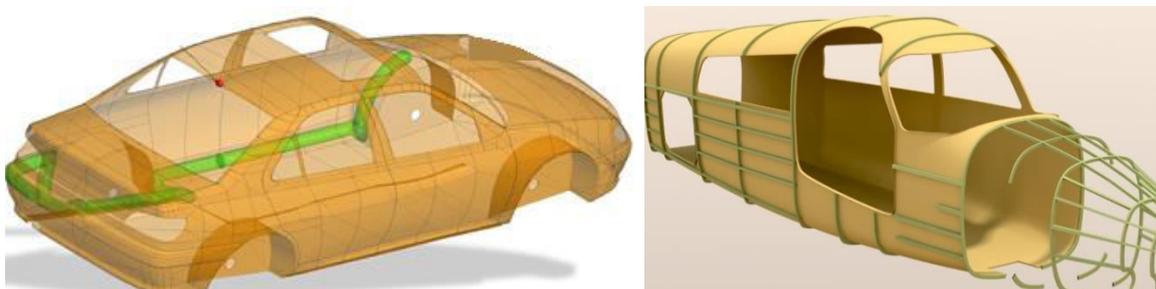


Figure I.10 : Carrosserie d'automobile et fuselage d'un petit avion

Bien que la tendance actuelle dans ces applications s'oriente vers l'utilisation des matériaux composites ou en plastique relativement légers, les carrosseries et enveloppes ont encore une grande teneur en métal [KLI.12]. Ces structures métalliques forment « le bouclier principal » par lequel le système entier est électriquement protégé contre

agressions externes (foudre et décharges électrostatique). L'intégrité électrique de ce bouclier n'est toutefois pas assurée, faute de la construction qui emploie le soudage, le boulonnage et la peinture non conductrice.



Figure I .11 : Protection contre la foudre d'une carrosserie et d'un fuselage.

Et étant donné que la carrosserie d'un véhicule automobile est présente partout autour des équipements électriques, elle peut aussi jouer le rôle d'une référence (0V) ou « plan de masse » ou encore le conducteur de retour pour les courants négatifs. La grande surface, la forme et les caractéristiques conductrices de ce corps métallique vont faire de lui un dissipateur efficace pour les phénomènes électromagnétiques en hautes fréquences.

I.4.1 La carrosserie

Dès le départ, la carrosserie métallique a fait la fonction de conducteur de retour pour la plupart des véhicules. L'utilisation de la carrosserie comme masse électrique permet de n'utiliser qu'un seul conducteur de très forte section pour alimenter la plupart des équipements, (lampes, moteurs, démarreurs, etc.), le retour à la source d'énergie se faisant par la carcasse conductrice. Du fait de l'utilisation de la carrosserie comme conducteur, il va de soi que les fils portés à un autre potentiel doivent être correctement isolés afin d'éviter tout risque de perturbations.

Dans une telle configuration, les commandes de la plupart des équipements, n'impliquaient pas encore d'intelligence, n'ont besoin de contrôler qu'un seul fil du circuit électrique : ils fonctionnaient alors par une commande « tout ou rien ». La carrosserie, servant en général comme référence, ne servait que pour le retour des courants. Alors, pour ne pas multiplier inutilement des fils, le plus judicieux est de se connecter localement par des liaisons épaisses à une référence commune et proche : le corps du véhicule, la carrosserie.

Aujourd'hui et dans la grande majorité des cas, les équipements automobile peuvent renfermer des microprocesseurs, des capteurs et des régulateurs. La motorisation, par exemple, est de plus en plus contrôlée par des calculateurs à puissance de calcul élevée. Par conséquent, raccorder tous les équipements à la même carrosserie facilite le transfert des perturbations entre eux. Revenir sur le choix de la carrosserie comme conducteur de masse revient à trop augmenter le coût des véhicules. Un véhicule complètement en dehors des coûts "marché" n'a d'intérêt pour personne [DUV.06].

Afin de gérer et améliorer ces fortes contraintes liées aux performances-prix, dans le domaine de l'automobile, différentes stratégies sont alors possibles:

- Réduire certains types de perturbation en faisant des modifications partielles des liaisons (utilisation des paires torsadées). Cette stratégie peut être choisie pour le câblage des équipements très sensibles aux conséquences engageant la sécurité des personnes. On peut citer les commandes d'air bag par paire torsadée
- Durcir et filtrer les équipements par multiplication des tests CEM.

Pour notre part, notre choix s'est orienté vers une solution au bon rapport coût-efficacité, et qui consiste à la compréhension des phénomènes et des interactions liées au câblage et à son environnement afin d'en réduire les conséquences.

I.4.2 Descriptions de la masse

I.4.2.1 Equipotentielle

Un système composé de plusieurs sous-ensembles doit intégrer la règle d'équipotentialité des masses. L'important en CEM est que tous les éléments qui ont des liaisons en commun aient le même potentiel de référence. L'équipotentialité consiste en une référence de potentiel commune à plusieurs éléments, et ne doit pas être confondue avec la terre, rendue nécessaire par la sécurité. Dans le cas de l'automobile, c'est la masse métallique locale qui sert comme référence nommée souvent « équipotentielle ». Compte tenu de divers courants véhiculés dans la carrosserie de l'automobile, ce terme reste ambigu et mal utilisé, car on ne peut pas assurer le même potentiel entre deux distants points d'une carrosserie. Toutefois sur des parties de la carrosserie parcourues par de faibles courants, on peut considérer qu'on a affaire à des parties équipotentielles.

I.4.2.2 Terre

Il s'agit d'un abus de langage pour désigner la masse du véhicule. La source d'énergie électrique dans les véhicules n'est pas référencée à la terre (sol), mais à la carrosserie « la masse » du véhicule. Donc toute borne dite de « terre » est simplement relié à la masse.

I.4.3 Liaisons de masse

La mise à la masse par une liaison fiable est le point essentiel pour un fonctionnement parfait des organes électriques.

I.4.3.1 Liaison par goujon

La connexion par goujon permet de plaquer, par l'action d'un écrou, une rondelle et une cosse étamée ouverte ou fermée selon les besoins du montage. Cette cosse étamée est généralement en acier ou en laiton. L'étamage a pour but de réduire la résistance que présente le contact existant entre la cosse et la carrosserie.

La Figure I.12 montre une liaison à la masse par goujon, un véhicule peut avoir plusieurs connexions de ce type, dispersées sur toute sa carrosserie.

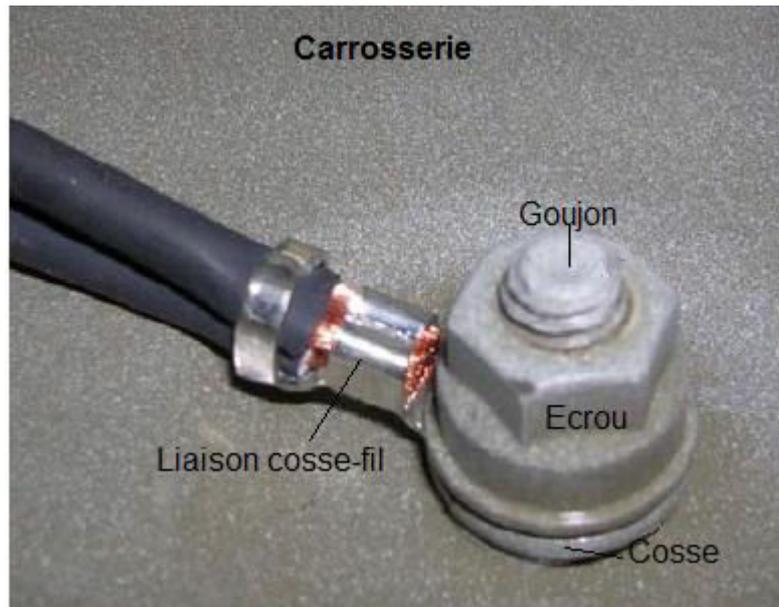


Figure I.12 : Liaison à la masse par goujon [DUV.06]

En basses fréquences, la résistance de contact, dépend du serrage, des contributions des deux faces de la cosse, bien que la face inférieure ait la plus grande importance, car mise en série directement avec la carrosserie présente la plus faible résistance. Ces phénomènes de contact font l'objet de nombreuses études de compréhension et des recherches d'optimisation [LAV.02], [TIM.99].

En hautes fréquences, les courants ont tendance à circuler à la surface et parcourent les chemins les moins impédants comme le montre la Figure I.13.

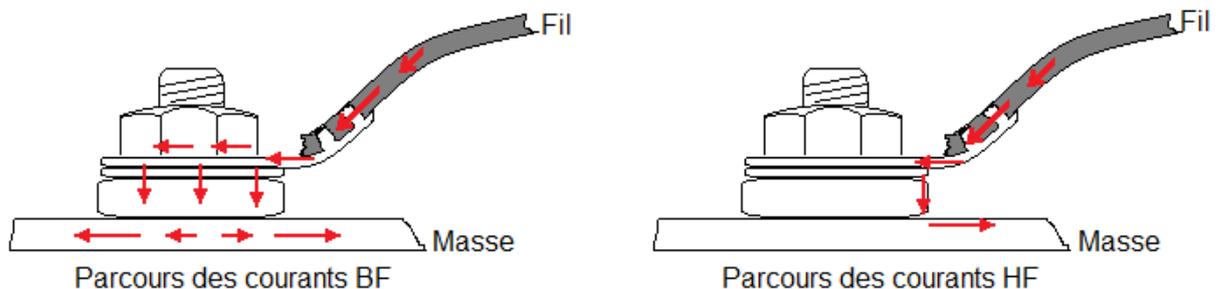


Figure I.13 : Circulation BF et HF des courants au niveau des goujons

Généralement il existe des règles sur le nombre de cosses possibles par un goujon. Il est possible d'avoir jusqu'à 5 cosses par goujon. Cependant des contraintes de place peuvent conduire à dépasser ce nombre [DUV06].

I.4.3.2 Epissure

Si plusieurs équipements se connectent sur la même masse, il est très judicieux de partager le même câble sur sa plus grande longueur possible. Ceci a l'avantage de ne pas multiplier inutilement des câbles et par conséquent réduire les coûts. Pour se faire, une épissure est aménagée sur le câble distributeur de masse où se fait l'embranchement des câbles alimentant les équipements.

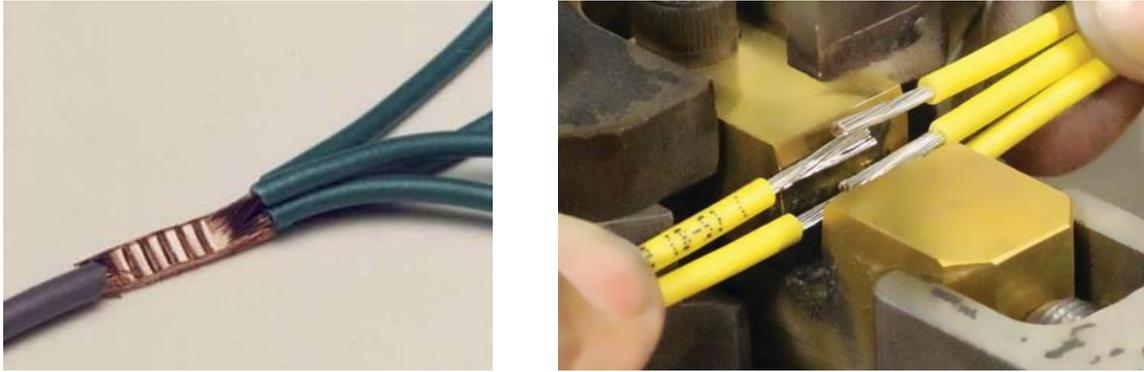


Figure I.14 : Epissure par ultrasons et son dispositif de réalisation

L'épissure est une jointure sans aucun connecteur. C'est une pratique interdite dans beaucoup d'application, car il est difficile d'assurer un contact de qualité si l'épissure n'est pas réalisée dans les règles de l'art. Cependant elle est utilisée dans le domaine d'automobile, mais respectant les règles strictes de conception : isolation, longueur, diamètre et taille des fils. La reprise de masse par épissures n'est pas seulement une question de coût, leur nécessité se voit dans le grand nombre des équipements présents dans un véhicule.

Plusieurs techniques de réalisation d'épissures existent : par fusion, par arc électrique, par frottement et la plus répandue par ultrasons, et qui sera évoquée ici. Les deux bouts à épisser sont superposés puis pressés entre deux mâchoires. La Figure I.14 montre les traces des mâchoires sur les fils. On applique aux mâchoires un mouvement à vibratoire à une vitesse ultrasonique ce qui provoque un intense échauffement au niveau des bouts à épisser. Par fusion de leur matière les bouts sont alors soudés. La soudure est propre sans ajout de matière et de faible impédance. Les avantages de cette méthode sont nombreuses : gains en temps, en coût en efficacité et nous ajoutons les directives limitant l'usage du plomb et d'autres produits nocifs [DUV06].

La position de l'épissure sur le câble devra être prise en compte afin de savoir son impact sur l'impédance totale. En générale l'impact d'une épissure est de l'ordre du pourcent sur l'impédance globale d'un faisceau [DUV06]. La Figure I.15 montre deux positions de connexion par épissures. Sur le 1^{er} cas, l'épissure se situe après un long parcours commun, sur 2^{ième} cas l'épissure se situe juste après la liaison de masse.

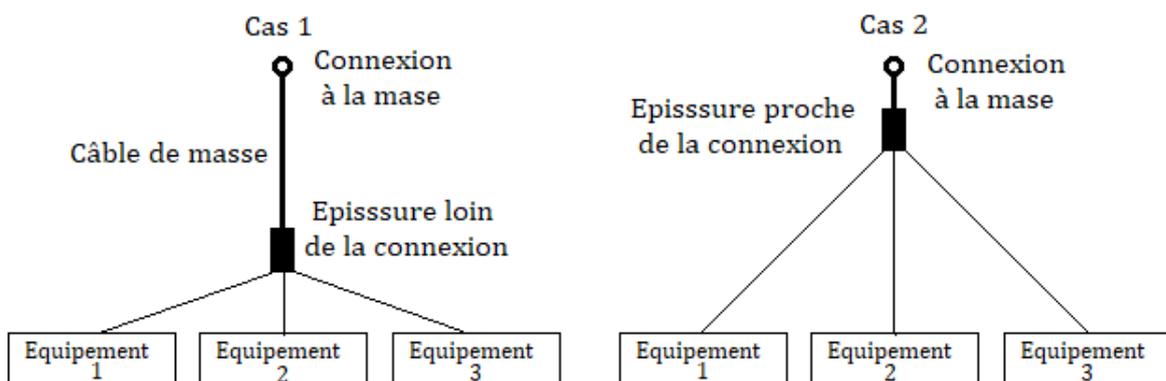


Figure I.15 : Positions d'une épissure [DUV.06]

I.4.3.3 Effets quasi-statiques

Le câblage automobile, faisceaux et plan de masse (carrosserie), appartiennent au domaine des problèmes quasi-statiques. Ils sont de ce fait susceptibles de subir deux phénomènes quasi-statiques: l'effet de peau et l'effet de proximité. Ces effets se caractérisent tous deux par le fait que la densité de courant ne se répartit pas uniformément sur la section des conducteurs. Liés à la fréquence des champs électromagnétiques, la seule différence entre les deux effets est l'origine du champ électromagnétique variable qui provoque l'apparition d'une densité de courant induite dans le conducteur. Dans l'effet de peau, le champ est dû au courant porté par le conducteur où se produit l'effet quasi-statique lui-même, Fig.I.16b. Dans le second cas (effet de proximité), le champ a une origine extérieure quelconque, par exemple un courant variable porté par un conducteur proche, Fig.I.16a.

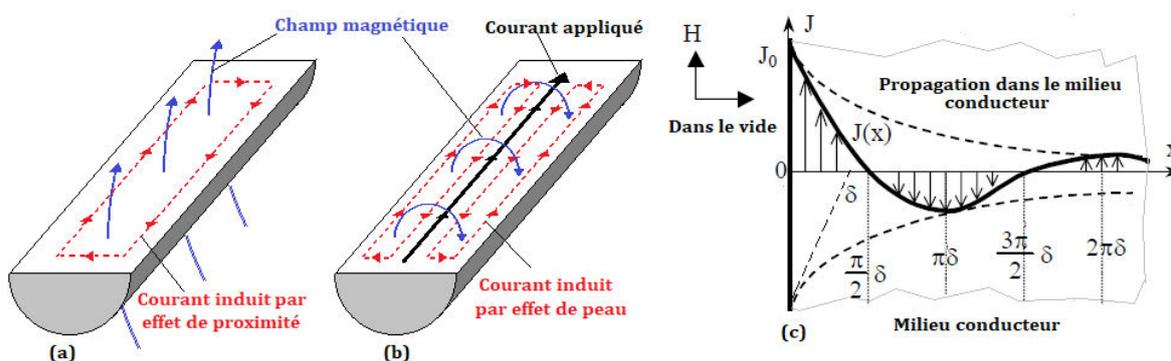


Figure I.16 : explication des effets quasi-statiques a) effet de proximité, b) effet de peau et c) profil de la densité de courant dans un conducteur infini.

Le phénomène prend toute son importance sur des conducteurs de grandes dimensions, comme dans l'automobile, où les courants peuvent circuler sur l'ensemble la carrosserie. La Figure I.16c, montre la décroissance de l'amplitude d'une onde transmise dans un milieu conducteur. Phénomène qui fait apparaître une distance typique δ appelée épaisseur de peau donnée par l'équation (I-1). Selon les caractéristiques du matériau et la fréquence de l'onde, le Tableau I-1 donne quelques valeurs de δ .

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} f: \text{fréquence} \\ \mu: \text{perméabilité} \\ \sigma: \text{conductivité} \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

Matériau	$\sigma [S/m]$	μ_r	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1MHz
Cuivre	6×10^7	1	2mm	0.65mm	0.2mm	0.065mm
Aluminium	3.77×10^7	1	2.6mm	0.8mm	0.26mm	0.08mm
Fer	9.96×10^6	200	0.36mm	0.11mm	0.036mm	0.011mm
Acier	7.4×10^6	500	0.24mm	0.08mm	0.024mm	0.008mm
Carbone	6×10^4	1	65mm	20mm	6.5mm	2mm

Tableau I-1 : Tableau comparatif : matériau/fréquence/épaisseur de peau

Dans le cas des carrosseries d'automobiles, la tôle d'acier est d'épaisseur de l'ordre de 0.6mm. Seules les ondes planes de très basses fréquences arrivent donc à traverser ces tôles avec peu de pertes. Le problème se pose quand le signal source est une onde de haute

fréquence, et il se complique d'autant plus lorsqu'un courant électrique circule dans un fil en établissant une onde quasi-TEM entre ce fil et la partie associée de la carrosserie (le plan de masse). Une formule représentative des conséquences des effets quasi-statiques sur l'impédance d'un plan de masse est donnée dans [TUN.93].

$$Z = \frac{\frac{1}{\sigma \cdot \delta} (1+j)}{\tanh\left[\frac{t}{2\delta} (1+j)\right]}; \text{ avec } \begin{cases} t: \text{épaisseur du plan} \\ \sigma: \text{conductivité du plan} \\ \delta: \text{épaisseur de peau} \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

I.5 Couplages au sein du câblage

Les éléments essentiels d'un câblage présentés dans les paragraphes précédents sont les acteurs de la transmission des perturbations CEM entre équipements. Nous allons maintenant présenter un aperçu sur les différents moyens dont dispose une perturbation pour se transmettre d'un élément à l'autre [PAU.06], [CHR.07].

Les signaux perturbateurs émis par un élément « source » sont propagés vers un autre élément « victime », de plusieurs façons liées à la fréquence, aux supports de transmission et à l'environnement. La recherche, l'identification et le classement des couplages propres à une installation est une tâche ardue, cependant, moyennant quelques simplifications nous pouvons établir des classes de phénomènes rencontrés.

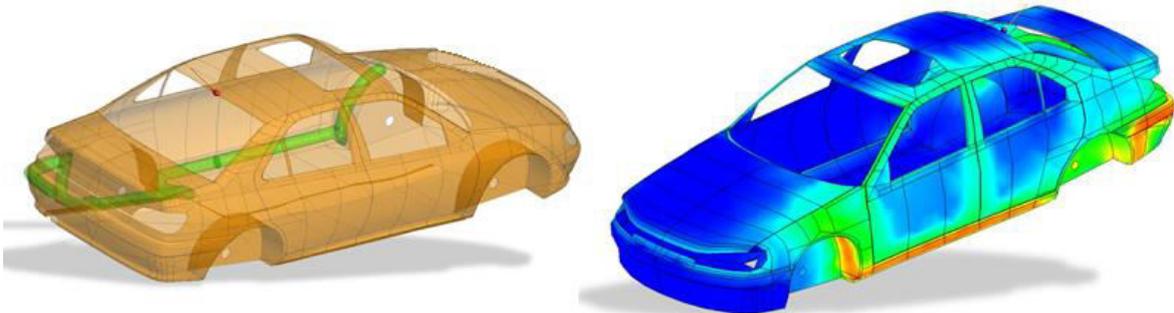


Figure I.17 : Exemple d'interaction entre un câble et la carrosserie.

I.5.1 Formes de couplage d'une perturbation.

Les perturbations peuvent prendre deux formes distinctes, suivant que la source et la victime sont proches ou distantes ou qu'elles sont reliées galvaniquement ou non : dans la première on parle de perturbations proches ou lointaines, dans la seconde on parle de perturbation conduites ou rayonnées. Les gammes de fréquences correspondant à chacune d'elles sont différentes mais complémentaires. Deux cas peuvent alors se présenter :

- Si la source et la victime sont proches avec ou sans liaison galvanique, le couplage est dit proche et il peut être de nature diaphonique « capacitive ou inductive » ou de nature conduite « résistive » s'il y a liaison galvanique. Les outils d'analyse font appel à des modèles de types circuits électriques où les couplages sont représentés par des éléments RLC. Les phénomènes perturbateurs dans ce cas sont

principalement les variations rapides de courant ou de tension $\left(\frac{di}{dt}, \frac{dV}{dt}\right)$. Ce type de perturbations se développe partout dans les éléments d'un câblage automobile.

- Si source et victime sont éloignées et sans liaison galvanique, la perturbation est transmise par une onde électromagnétique, les phénomènes perturbateurs sont dans ce cas les variations rapides des champs électromagnétiques (E-H), le couplage est dit lointain et on parle alors de perturbations rayonnées ou propagées. Les phénomènes sont décrits avec les outils théoriques et expérimentaux propres à ce domaine (équation de Maxwell et utilisation d'antennes de mesure).

Bien évidemment les perturbations classées conduites vont elles-mêmes rayonner. De même les perturbations rayonnées vont pouvoir induire des courants et tensions parasites dans les différentes parties du câblage. Les perturbations conduites et rayonnées sont donc intimement couplées.

I.5.2 Mécanismes de couplages par conduction

On peut définir un modèle de deux boîtes qui symbolisent deux équipements électriques reliés par deux fils permettant le transfert d'information ou d'énergie. Ce modèle comporte également un plan de masse.

Le support physique illustré par le réseau de connexion, entre les deux équipements, contribue à véhiculer les perturbations dont les origines peuvent être très diverses. Même si les origines de perturbations ne sont pas « ou sont difficilement » identifiables, les paramètres visibles par leurs effets auront toujours une représentation assimilable à des courants et tensions indésirables transportés sur le support physique. Dans ce modèle on différencie trois modes de circulation d'une perturbation :

- Le couplage par mode différentiel, série, ou symétrique
- Le couplage par mode commun, parallèle, ou asymétrique
- Le couplage par impédance commune

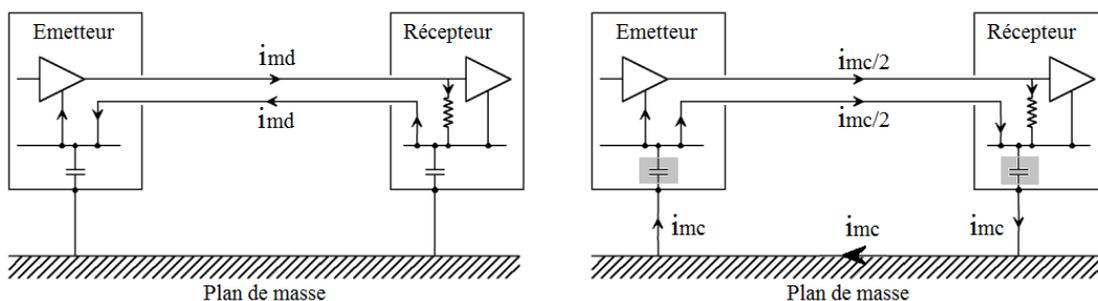


Figure I.18 : Circulations en mode différentiel et en mode commun

- En mode différentiel, le couplage se produit entre deux conducteurs (ou deux ensembles de conducteurs) isolés de la masse. La circulation du mode différentiel ne fait intervenir que la liaison bifilaire entre les deux équipements. Dans ce cas, le courant dans le conducteur "aller" retourne entièrement par le chemin prévu, le conducteur "retour". Le

signal perturbateur pénètre dans le système perturbé par la même voie que le signal utile. Ce type de couplage est aussi appelé *mode symétrique, équilibré ou transversal*.

- Par contre en mode commun, les signaux perturbateurs sont en phase de même amplitude sur tous les conducteurs, par rapport à la masse ou au blindage. La circulation du courant de mode commun fait intervenir, en plus de la liaison bifilaire, des chemins non prévus comme ici le plan de masse. Par définition, nous appelons courant de mode commun, le courant qui circule dans le plan de masse. Ce type de couplage est appelé aussi *mode non symétrique, non équilibré ou longitudinal*.

Dans le cas général, il y a superposition de ces deux modes. En effet, il est possible qu'un courant du mode normal « différentiel » ne suive pas totalement le chemin initialement prévu. Par exemple, à partir d'une certaine fréquence, des capacités parasites présentent des impédances suffisamment faibles pour offrir aux courants un autre chemin de retour. A ce moment, les courants circulant sur les lignes d'aller et de retour ne sont plus identiques et un courant de mode commun est alors créé.

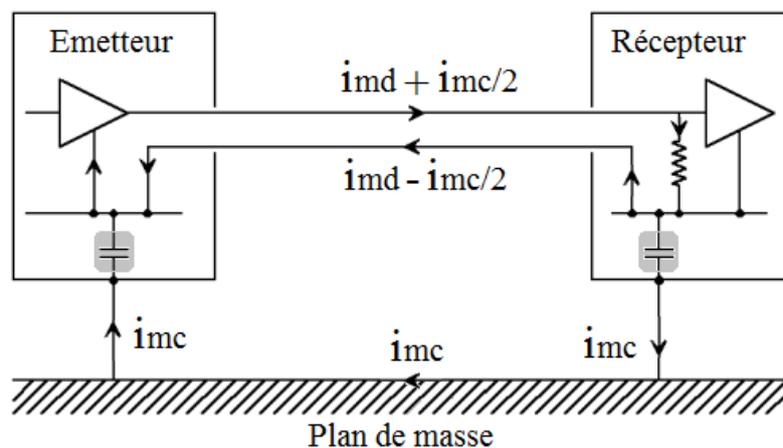


Figure I.19 : Circulation d'une perturbation en des modes superposés

Le courant de mode commun est problématique car il passe à travers des interconnexions mal connues et des couplages parasites. Par conséquent, il peut circuler à travers de larges boucles et ainsi être à l'origine de fortes perturbations. La plupart des problèmes électromagnétiques proviennent d'une mauvaise maîtrise des chemins de retour du courant à la masse, c'est-à-dire de courants de mode commun.

- Contrairement aux deux phénomènes précédents, la mise en place du couplage par impédance commune nécessite un conducteur commun. L'impédance du conducteur commun n'est pas nulle. Tout courant, utile ou parasite, qui parcourt ce conducteur génère une différence de potentiel entre ses extrémités.

Dans le cas d'un plan de masse commun et non parfait (ayant une impédance), toute perturbation engendrant un courant parasite « I_p » au niveau de celui-ci, crée une

différence de potentiel « ΔV » à ses extrémités. Par conséquent, les masses auxquelles sont reliés les deux équipements n'ont plus le même potentiel et des courants de conduction en mode commun sont engendrés entre les deux masses. Ces courants sont à l'origine d'un phénomène de couplage appelé « couplage par impédance commune » ou aussi « couplage galvanique » que l'on considère comme un cas à part.

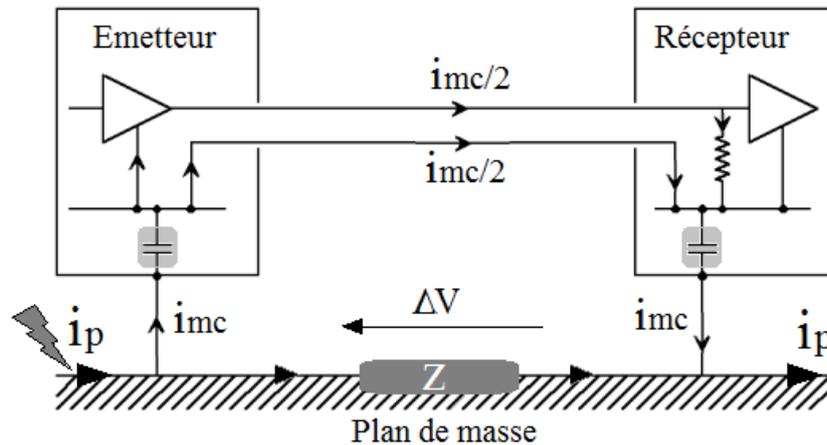


Figure I.20 : Couplage d'une perturbation par impédance commune

Le plan de masse peut donc constituer un acteur non négligeable dans les couplages par impédance commune. Le courant perturbateur « i_p » dans le plan de masse peut provenir de phénomènes lointains comme, il peut s'agir d'un courant de mode commun provoqué par l'imperfection d'équipements riverains.

I.5.3 Mécanismes de couplage par diaphonie.

Les couplages par diaphonie intéressent surtout les phénomènes électromagnétiques engendrés par le parallélisme des conducteurs. C'est un mode de couplage qui se rapproche du couplage champ à câble ou à boucle. Et, selon qu'elle a pour origine une variation de tension ou une variation de courant, elle est nommée diaphonie inductive ou diaphonie capacitive. Ces couplages peuvent être représentés respectivement par des liaisons capacitatives ou des mutuelles inductances.

Dans sa configuration minimale le couplage par diaphonie fait intervenir une ligne de transmission porteuse des signaux perturbateurs, une ligne victime collectant les parasites induits et un plan de masse.

- La diaphonie inductive se produit dans la zone de champ de proximité. elle est importante lorsque les courants sont forts, plus précisément lorsque il y a de fortes variations $\partial i/\partial t$ dans l'intensité de ces courants perturbateurs. Si l'impédance Z connectée en sortie de la ligne perturbatrice, Fig. I.21, présente une faible valeur (court-circuit), cette disposition est propice à la génération d'un couplage magnétique. Le courant intense dans

le conducteur 1 génère autour de lui un champ électromagnétique qui, à faible distance, peut être considéré comme un champ purement magnétique.

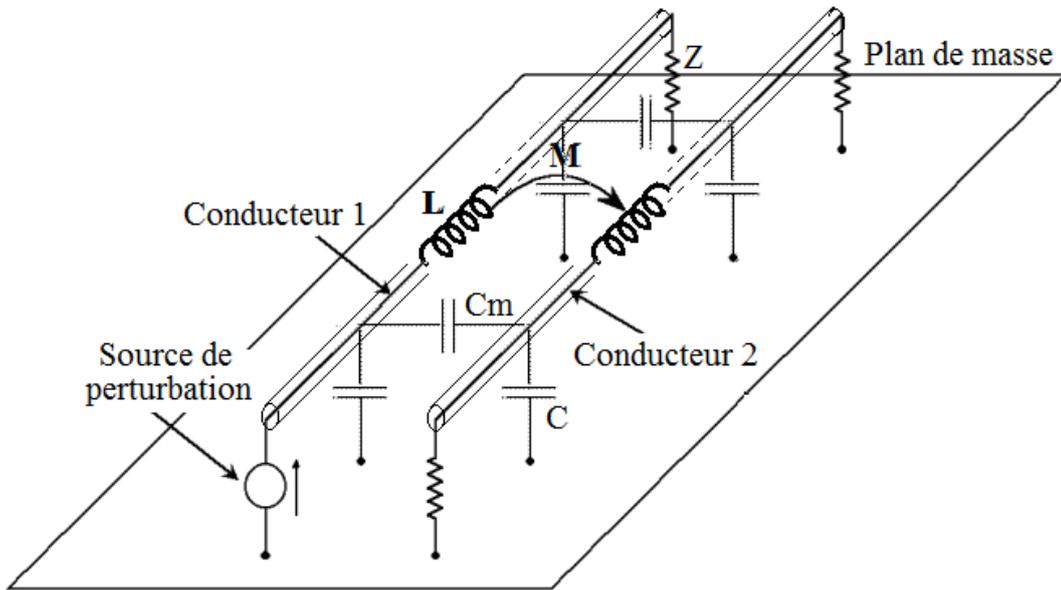


Figure I.21 : Configuration favorisant le couplage par diaphonies

Ce champ H , s'il est variable, génère à son tour une tension contre électromotrice U dans les boucles voisines, Fig. I.22.a. Cette tension est proportionnelle à la mutuelle inductance M existant entre les deux lignes. Ce phénomène est appelé couplage par diaphonie inductive.

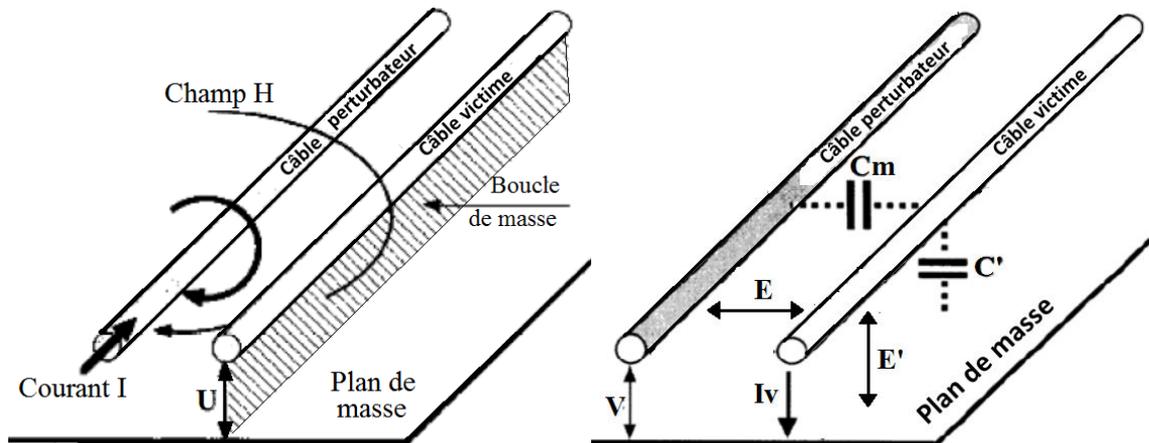


Figure I.22 : Mécanismes de couplage inductif et de couplage capacitif

- Si la ligne émettrice est ouverte en extrémité ($Z \rightarrow \infty$), c'est la situation duale de la précédente. Le courant engendré dans la ligne émettrice est de trop faible amplitude pour introduire un couplage magnétique significatif. Par contre, la tension V appliquée par la source à l'entrée de la ligne crée une influence électrostatique qui, à faible distance, peut

être considéré comme un champ électrique. Ce champ E, s'il est variable, peut se coupler dans une autre structure qui lui est parallèle et générer à son tour un courant, injecté sur les conducteurs proches. Ce courant injecté est proportionnelle la mutuelle capacité C_m existant entre les deux conducteurs. Ce phénomène est appelé couplage par diaphonie capacitive.

La diaphonie, capacitive ou inductive, est nulle en continu, elle demeure très faible tant que la fréquence des causes reste dans la gamme des fréquences industrielles. Aux fréquences élevées, la diaphonie capacitive est équivalente en énergie à la diaphonie inductive.

I.5.4 Mécanismes de couplage lointain.

Considérons un circuit électrique plongé dans le champ électromagnétique produit par une source lointaine du circuit. La participation des champs provenant de la source aura pour effet d'engendrer des phénomènes d'induction qui seront la cause de perturbations captées par le circuit. D'un point de vue phénoménologique, le mécanisme d'induction est tout à fait similaire au couplage par diaphonie. Seulement ici c'est un couplage à un seul sens, c'est-à-dire les courants et tensions induits dans la "victime" ne modifient pas les paramètres de la source perturbatrice. Ce couplage n'a, dans la majorité des cas une importance significative que si les longueurs et surfaces mises en jeu sont grandes. Nous parlons alors dans ce cas de couplage champ à structure « onde-structure ». Ce couplage est soit un couplage en champ électrique ou un couplage en champ magnétique et peut s'effectuer en mode commun ou en mode différentiel.

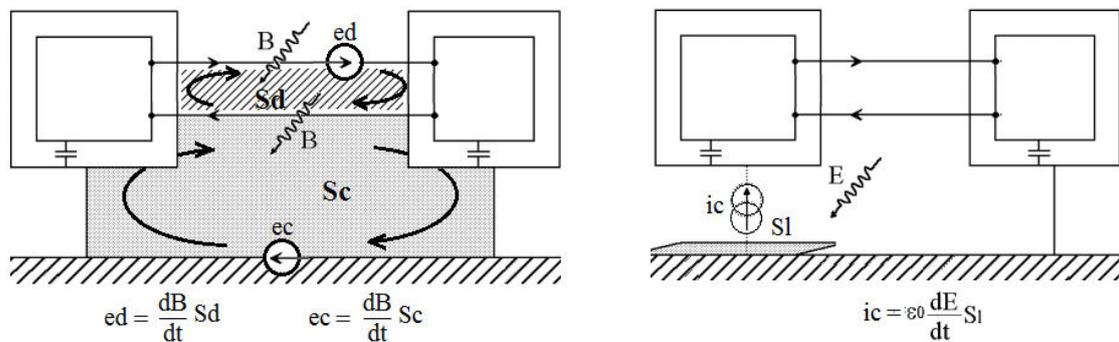


Figure I.23: Couplage champ à structure magnétique et électrique

Si la tension/courant qui a créé les champs (B, E) est connue et proche de la victime, le problème devient un simple couplage par diaphonie inductive ou capacitive.

I.5.5 Conséquences des couplages électromagnétiques.

Les effets d'une agression varient en général d'un circuit à l'autre et d'une technologie à l'autre. Les énergies nécessaires pour provoquer une erreur ou une modification sont aussi très disparates. Pour les systèmes électroniques : parmi les effets, on considère entre autres, les changements d'états logiques, le bruit sur les entrées/sorties, la désynchronisation, et l'échauffement. Pour le système de câblage : des modifications des répartitions des tensions, des courants, des densités de charges et de courant, des impédances des liaisons et aussi des échauffements.

De manière très générale, un signal perturbateur peut arriver dans un circuit victime par plusieurs manières, mais considéré, après couplage, comme un signal ajouté aux signaux utiles. On ramène alors le problème au cas du mode conduit. Dans ce cas, l'impédance d'entrée de l'équipement/système joue un rôle important dans la pénétration (transmission) de l'agression à l'intérieur du système : une impédance élevée permettra de limiter les courants internes mais provoquera de fortes variations de tensions, tandis qu'une impédance d'entrée faible limitera les excursions de tension mais provoquera des courants importants.

Connaître l'impédance d'entrée d'un système de câblage, c'est synonyme de pouvoir prédire son comportement électromagnétique tension/courant/champs suite à une perturbation. C'est pour quoi, au cours de ce travail, nous allons chercher un modèle qui permet de calculer rapidement cette impédance d'entrée tenant compte de toutes les particularités d'une topologie embarquée.

I.5.6 Réduction des couplages électromagnétiques.

Les protections électromagnétiques ont pour but d'atténuer les parasites produits par les phénomènes des couplages. La réduction des couplages est une solution beaucoup plus préventive que protectrice, car, elle agit directement sur la source lorsqu'elle est bien identifiée, mais surtout elle agit sur l'environnement par/dans lequel la source se couple avec la victime. En théorie l'adoption d'une technique adéquate à une application nécessite une analyse fonctionnelle de l'installation et une étude attentive des couplages générateurs de parasites. En pratique des simples réflexions et précautions permettent de dégager des règles de réduction efficaces et fiables : Maitriser les chemins par lesquels les perturbations transitent entre les sources et les victimes [KLL.12].

- Rechercher l'équipotentialité des masses.
- Réduire les impédances parasites des interconnexions
- Réduire les rayonnements en réduisant les antennes non intentionnelles
- Réduire les boucles de courant en rapprochant les conducteurs aller-retour.
- Plaquer toute liaison filaire contre les structures équipotentielles ce qui réduit les surfaces des boucles de masse.

I.6 Stratégie de conception tenant compte l'aspect CEM.

Alors que la complexité du réseau de câblage des nouveaux modèles de véhicules ne cesse d'augmenter, les constructeurs s'imposent des délais de conception de plus en plus courts. Il devient alors fondamental de construire une stratégie d'assemblage cohérente.

Afin d'éviter les défaillances dues à des perturbations électromagnétiques, il est nécessaire de savoir prédire l'apparition de leur impacts sur le réseau de câblage et d'appliquer des règles de conception permettant de les minimiser. Les ingénieurs qui doivent résoudre ce problème doivent le faire le plus tôt possible dans les phases de conception du produit. En effet, la prise en compte des problèmes CEM à ce moment permet d'augmenter les chances d'un produit de passer avec succès les phases de qualifications CEM et ainsi d'éviter des

phases coûteuses de *redesign*. La figure (I.24) compare un flot de conception sans prise en compte des aspects CEM et un flot qui les prend en compte.

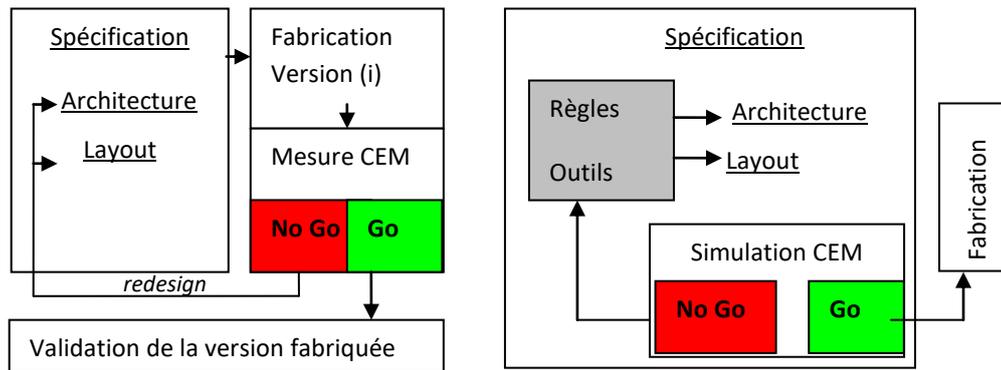


Figure I.24 - Stratégies de prise en compte de la CEM dans le flot de conception d'un produit [BOY.07].

Ainsi, afin de pouvoir estimer rapidement les conséquences d'un changement de topologie d'un faisceau de câble, un outil de simulation devient nécessaire. Une simulation rapide et fiable doit pouvoir nous permettre d'essayer de nombreux cas différents ce qui permettra d'en déduire des règles de conception cohérentes.

I.7 Méthodes d'analyse en électromagnétisme d'automobile

La volonté d'assurer un fonctionnement optimal des circuits et systèmes d'automobile face aux environnements électromagnétiques de plus en plus agressifs et pollués est l'une des exigences de notre époque. Celle-ci peut être satisfaite par deux façons : l'une, la plus coûteuse, est de s'occuper des problèmes après le développement du produit et donc on ne peut rien modifier que d'ajouter des composants comme les filtres pour durcir les circuits [STM.10], [RUD.06], [MAR.03], [SIC.02]. L'autre façon qui gagne en popularité est de prédire, dès la phase de conception, les problèmes en utilisant des simulations mathématiques. Dans cette perspective, diverses formulations et méthodes ont été mises au point pour prédire le comportement électromagnétique d'un système avant sa fabrication.

Il ne s'agit pas dans cette section de reproduire ce qui existe dans la littérature au niveau des méthodes d'analyse en électromagnétisme d'automobile; nombre d'ouvrages le font de manière plus ou moins exhaustive, [YAH.09-11], [BYE.08-09], [AND.06], [DUV.06] [BON.05], [RUD.03] bien qu'ils ne soient, bien entendu, pas les seuls. Nous allons juste rappeler la classification et les propriétés par famille de méthodes.

I.7.1 Classification des méthodes d'analyse.

Tous les outils développés pour modéliser des problèmes d'électromagnétisme ont l'ambition de résoudre les équations de Maxwell, au moins partiellement. Après des décennies d'efforts, il peut sembler surprenant que ces problèmes ne soient toujours pas complètement résolus. On doit y voir en fait une conséquence de la complexité croissante des problèmes qui a conduit à de très nombreuses approches présentant chacune avantages et inconvénients.

Il existe de nombreuses méthodes de modélisation et d'analyse en électromagnétisme. Chacune possède des avantages et des inconvénients en fonction du problème traité. Elles peuvent être cataloguées suivant plusieurs critères, figure (I.25).

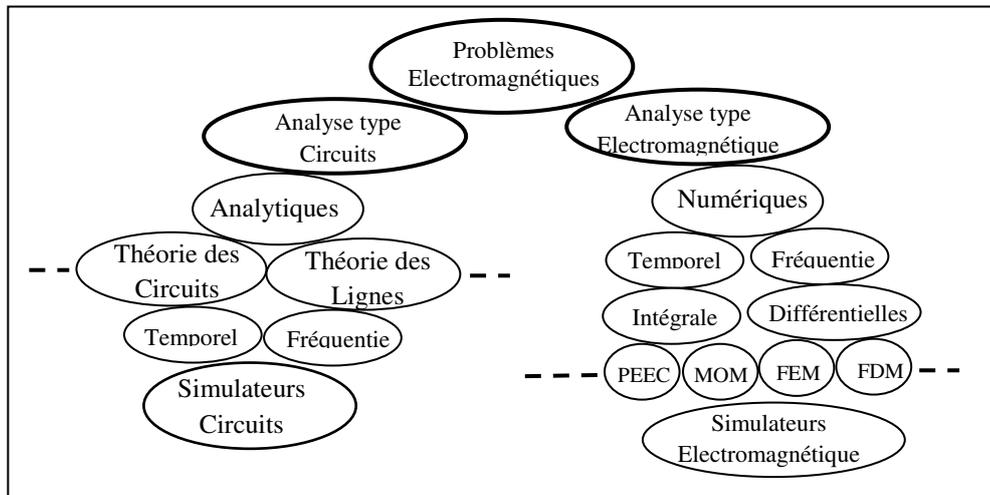


Figure. I.25. Approches d'analyses en électromagnétisme

On peut distinguer, suivant la nature des méthodes, les méthodes analytiques ou semi-analytiques [TES.87], [PAU.96], et des méthodes numériques [SPI.04], [GIB.08].

- Les modèles utilisant des techniques dites numériques constituent des codes de calcul puissants et rigoureux. Cependant, la taille de certains problèmes à résoudre associée aux conditions d'opérations ainsi qu'au temps d'entrée de données peut les rendre très coûteuses en termes de temps et de mémoires. Beaucoup de ces techniques nécessitent des compétences particulières et souffrent encore d'un manque de confort d'utilisation.
- Les méthodes analytiques permettent lorsque certaines conditions de géométrie sont réunies « mode TEM- Transverse Electro-Magnétique », de trouver des expressions littérales plus simples, plus faciles à programmer et avec un temps d'entrée et de calculs très rapide. Elles sont moins lourdes à mettre en œuvre, s'intègrent facilement dans d'autres code de calcul, et demeurent un outil de calcul puissant lorsque les formules sont accessibles.

On distingue aussi, les méthodes de type circuit, généralement analytiques, basées sur les définitions des courants et tensions, négligeant généralement des effets qui peuvent être capitaux dans l'analyse d'un problème tels que : les irrégularités des formes géométriques, les couplages indirects entre parties, les résonances de boîtier, etc. En conséquence, il est, par fois, nécessaire d'aller vers des techniques plus générales capables de prendre en compte l'ensemble de ces phénomènes, l'analyse doit être de type électromagnétique numérique basée directement sur des discrétisations des équations de Maxwell.

Les méthodes d'analyse peuvent être classifiées aussi suivant le domaine de la variable (temporel ou fréquentiel).

- Les méthodes employées dans le domaine temporel permettent de caractériser des structures sur une large bande de fréquences en une seule simulation. Nous citons parmi les méthodes temporelles : la méthode des différences finies FDTD [DAL.98], [SPI.01], la théorie des lignes multi-conductrices MTL [TES.87], [PAU.96], les circuits équivalents partiels PEEC [RUE 72-74-79].
- Tandis que les méthodes fréquentielles exploitent les caractéristiques des matériaux qui sont en général exprimées en fonction de la fréquence. La formulation du problème dans le domaine des fréquences est alors plus aisée et le calcul plus simple. Nous citons parmi les méthodes fréquentielles : la méthode des moments MoM [HAR.67], [GIB.08], la méthode des éléments finis FEM [JIN.93], [LAR.93], la MTL [PAU.96], et la méthode PEEC.

Les méthodes électromagnétiques peuvent également être classifiées en fonction de l'opérateur utilisé (différentiel ou intégral).

- Les méthodes différentielles consistent à diviser l'espace en ce que l'on appelle un maillage, et le problème est résolu sur chaque élément du maillage, en permettant de connaître la distribution des champs dans un volume spécifié. Ces méthodes génèrent des systèmes de grandes tailles mais creux. Nous connaissons les méthodes différentielles à travers la méthode des différences finies (FDM) et la méthode des éléments finis (FEM) et des volumes finis FVM.
- Les méthodes intégrales reposent sur le théorème de Green et ne nécessitent pas la génération d'un maillage pour l'espace vide, seules les conditions aux limites, les conducteurs et les interfaces, sont discrétisées. Ces méthodes génèrent des systèmes de tailles moyennes mais pleines. Parmi ces méthodes la méthode des moments (MoM) et la méthode des éléments équivalents partiels PEEC.

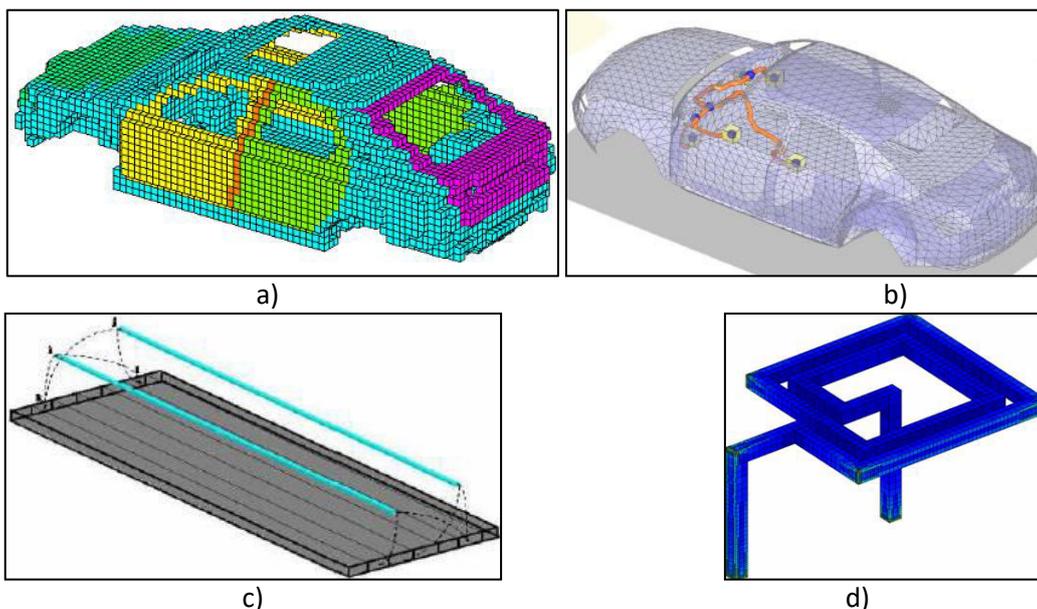


Figure I.26 : Exemples de maillages : a) maillage FTDT, b) maillage MoM, c) maillage MTL et d) maillage PEEC

I.7.2 Critères de choix d'une méthode.

Pour s'y retrouver dans la grande variété des approches, il est utile de se donner des critères de classification. Différents choix sont possibles. Le plus naturel est de recenser les solutions disponibles en s'intéressant au domaine de fréquence. Plus précisément, on comparera la longueur d'onde λ de la source électromagnétique à la dimension caractéristique D de l'objet étudié. On distingue alors trois grandes familles de méthodes :

- Si D est très petit devant λ (domaine des "basses fréquences"), on peut simplifier les équations de Maxwell et construire des outils "statiques" ou "quasi-statiques". Il est alors possible de séparer les couplages dus aux champs électriques et magnétiques et de superposer ensuite les deux contributions. Les notions de résistance, capacité et inductance localisées sont issues de ce type d'approximation et il n'est pas utile d'en discuter les avantages. C'est également sous ces hypothèses que l'on retrouve dans la littérature le plus grand nombre des méthodes analytiques : dipôles équivalents aux "petites ouvertures", modes TEM, quasi-TEM de la théorie des lignes de transmission,...etc.
- A l'inverse, si D est très grand devant λ (domaine des "hautes fréquences"), on peut de nouveau simplifier les équations et dériver la famille des méthodes asymptotiques (approximation optique, théorie géométrique de la diffraction, ...). Dans leur forme traditionnelle, ces techniques sont mieux adaptées aux calculs des domaines externes pour lesquels le nombre de réflexion des ondes reste limité.
- Si D est comparable à λ , on est dans le domaine "résonnant" et aucune simplification a priori des équations de Maxwell n'est possible. On trouve alors les techniques numériques variées qui ambitionnent de conduire à des solutions rigoureuses des problèmes. Le prix à payer pour cela se traduit souvent par l'utilisation de maillages des géométries, composés d'un très grand nombre d'éléments car il faut décrire les objets avec un pas qui est une fraction de λ (de $\lambda/5$ à $\lambda/20$). Ces approches ne sont alors efficaces qu'avec des calculateurs très performants en termes de mémoire disponible et de vitesse de calcul.

Il faut noter que les frontières entre ces domaines varient avec les problèmes étudiés. Sur un avion, le domaine résonnant commence à quelques dizaines de MHz, sur un véhicule commence à une centaine de MHz, et sur une carte électronique, le comportement reste quasi statique jusqu'à l'ordre des GHz.

On peut choisir les outils de modélisation selon qu'ils travaillent dans les domaines fréquentiel ou temporel.

- Dans le domaine fréquentiel, l'avantage principal est la linéarité des équations de Maxwell. C'est cette propriété qui autorise la notion de fonction de transfert entre grandeurs électromagnétiques, et qui permet, en particulier, l'extrapolation de résultats obtenus à faible niveau énergétique à des contraintes plus importantes. Le domaine harmonique facilite beaucoup la compréhension des mécanismes physiques, par exemple le filtrage par les blindages, l'analyse des fréquences de

résonance. Les outils fréquentiels traitent en général les fréquences successivement et le temps de calcul est proportionnel au nombre de fréquences étudiées. Ceci est particulièrement avantageux jusqu'aux premières fréquences de résonance, car les signaux évoluant lentement avec la fréquence, on peut se concentrer sur un nombre réduit de fréquences.

- Dans le domaine temporel, on obtient directement la réponse à des sources impulsionnelles et celles-ci sont nombreuses (foudre, commutations ...). L'interprétation des résultats peut s'appuyer sur l'analyse des temps de propagation entre différentes parties des structures, on parle par exemple de "temps clair" qui est la période durant laquelle aucune réflexion parasite n'est décelable sur l'objet étudié. Les non linéarités éventuellement présentes peuvent aussi être pris en compte. Parce que les outils temporels sont itératifs (on calcule successivement les solutions à chaque un pas de temps Δt), ils sont économiques pour les impulsions courtes, les temps de calcul étant proportionnels au nombre d'itérations.

On passe du domaine temporel au domaine fréquentiel (et réciproquement) en utilisant la théorie du signal (transformée de Fourier, de Laplace, ...).

D'autres critères plus physiques contribuent au choix d'une méthode.

- Sous certaines conditions déduites de la physique, on peut utiliser des méthodes bidimensionnelles (2D), en supposant une invariance en translation de la géométrie. Un réseau de câbles multiconducteurs peut être considéré comme un problème en $2D_{1/2}$ dans le sens qu'il est constitué par la juxtaposition de problèmes 2D. Le plus souvent, seules les solutions tridimensionnelles (3D) sont adaptées.

N'oublions pas que quel que soit le choix retenu, il faut s'assurer que la physique des phénomènes spécifiques au problème EM soit prise en compte.

I.8 Approches choisies pour l'analyse du câblage d'automobile.

Pour les industriels, il ne s'agit pas d'apporter des solutions très rigoureuses aux problèmes quel que soit le prix, mais de faire les choix suffisants, compte tenu des marges à respecter, pour tenir les normes et garantir le fonctionnement des ensembles.

Les techniques numériques apparaissent très générale et s'appliquent à divers problèmes : statique, dynamique, linéaires ou non linéaires, définis dans un domaine 2D ou 3D. Ce pendant leur efficacité reste limité par les moyens et le temps de calcul, et, ne permet pas d'étudier de larges domaines, tels que les câblages d'automobile, tout au moins avec des prix raisonnables.

On rappelle que même si les origines de perturbations ne sont pas identifiables, les paramètres visibles par leurs effets auront toujours une représentation assimilable à des courants et tensions indésirables transportés sur le support physique (le câblage). On

ramène alors le problème au cas du mode conduit. Dans ce cas, les impédances du câblage jouent un rôle important dans la transmission de l'agression à l'intérieur des équipements.

Si on limite l'analyse aux phénomènes conduits et induits sur large bande de fréquence, jusqu'à des centaines de MHz, c'est-à-dire λ de ∞ à quelques mètres. Les parties homogènes du câblage, semi-rectilignes routées à un voisinage constant des plans de masse, peuvent être considérées comme des parties quasi-TEM à dimensions $2D_{1/2}$, les autres parties non TEM de petites tailles tels que les coudes, les sauts et les discontinuités peuvent être considérées des jonctions de dimensions 3D.

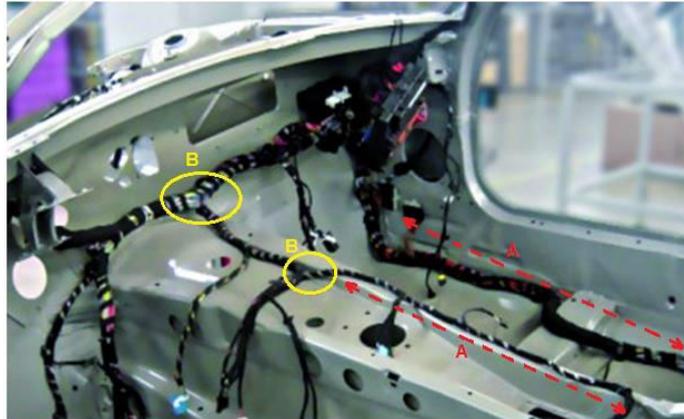


Figure I.27 Partition du câblage en parties TEM (A) et en parties non TEM (B)

Afin de pouvoir estimer rapidement les conséquences d'une modification de topologie d'un faisceau de câble, le concepteur doit avoir à sa disposition des outils de prédiction fiables, rapides et souples d'utilisation. Ces trois critères nous ont conduits à choisir deux approches séparées et capables d'interpréter les phénomènes de couplage en termes de circuits équivalents, rapides et facile à manipuler.

- La première est l'approche par la méthode PEEC (**P**artial **E**lements **E**quivalents **C**ircuits). La méthode PEEC [RUE 72-74-79], que nous allons utiliser en premier, permet d'effectuer des simulations pour objets à géométrie complexe en 3D et sur large bande de fréquence. De plus, le résultat sous forme de circuit électrique permet l'utilisation d'outils de simulations adéquats (type circuit). Elle est basée sur une formulation intégrale et la discrétisation de la structure en élément partiels. L'introduction des éléments partiels permet une interprétation directe du modèle sous forme de circuits électriques équivalents.
- La deuxième est une approche par la méthode MTL (**M**ulticonductor **T**ransmission **L**ine). La MTL [PAU.94], [TES.87] peut être utilisée pour analyser la propagation d'une perturbation conduite le long des tronçons homogènes de câblage. La méthode est basée sur la décomposition d'une ligne multifilaire en éléments infinitésimaux « multipôles » et l'établissement des équations différentielles dites équations de télégraphistes qui lient les tensions et courants en une position sur le tronçon.

I.8.1 Hypothèses faites pour l'approche par PEEC

- Les matériaux constituant la structure à modéliser sont supposés linéaires, homogènes, isotropes et non magnétiques.
- Les matériaux constituant la structure à modéliser sont supposés de sections rectangulaires à fin d'obtenir des expressions analytiques aux éléments partiels.

I.8.2 Hypothèses faites pour l'approche par MTL

L'établissement des équations de la MTL repose sur trois hypothèses principales [PAU94], parfois dites restrictives :

- La structure étudiée est considérée comme une succession en cascade de multipôles, de longueurs très inférieures à la longueur d'onde. Seuls les couplages de chaque multipôle sur lui-même sont considérés, les couplages entre multipôles sont négligés.
- Le courant varie lentement sur la ligne. Cette hypothèse implique un critère d'échantillonnage : $\Delta x \ll \lambda$ où Δx est la longueur d'un segment.
- Les ondes circulant sur la structure sont de type quasi-TEM, c'est-à-dire que toutes les dimensions transversales (hauteurs, espacements, diamètres) sont homogènes, et faibles devant la plus petite longueur d'onde.

L'utilisation de cette méthode est liée à la connaissance des paramètres linéiques des structures multifilaires dont l'évaluation se fait, traditionnellement, par rapport à un référentiel constitué par un plan de masse. Les hypothèses faites généralement sont celles de la théorie des images [CAR.26], [DUB.69].

- Le plan de masse est homogène, très bon conducteur et de dimensions infinies.
- L'espacement des conducteurs par rapport au plan de masse doit être assez grand par rapport aux rayons pour que l'on puisse s'affranchir des effets de proximités.

I.9 Conclusion.

Nous avons vu au cours de ce chapitre les différentes particularités d'un câblage embarqué à bord d'un véhicule automobile. Du point de vue cohabitation électromagnétique CEM, point de vue qui nous intéresse dans ce travail ; le nombre si élevé de liaisons électriques dans l'environnement d'un véhicule se traduit également par une augmentation des risques liés aux interférences électromagnétique souvent amplifiées par les particularités mentionnées. En effet, chaque liaison électrique peut être considérée comme une source potentielle de perturbation capable de provoquer, par couplage électromagnétique sur le réseau de câblage, le dysfonctionnement d'un équipement. Le réseau de câblage, du fait qu'il connecte tous les équipements entre eux, est devenu un acteur principal dans la création et la propagation de ces perturbations.

De ce fait, il est devenu nécessaire, voire indispensable, d'intégrer à la phase de conception et/ou de développement, des outils de calcul électromagnétique qui servent à prédire le comportement de ces structures câblées.

La simulation est principalement employée dans l'optique de faire plus vite, mieux et moins cher. Beaucoup de méthodes répondent avec plus ou moins de performances. Théoriquement toutes les méthodes citées auparavant peuvent traiter, avec plus ou moins de rigueur, les câblages avec leurs particularités. Dans notre travail, nous allons exclure les méthodes numériques conventionnelles, parce que non seulement le prix à payer est nettement cher, mais aussi parce qu'elles nécessitent le dialogue avec d'autres domaines connexes.

Nous avons opté pour des approches numériques plus simples en choisissant la méthode numérique PEEC, et la méthode analytique MTL, qui sont simples en formulation, rapides en calculs, mais surtout elles fournissent des schémas équivalents qui pourront s'interfacer avec les logiciels existants de type circuit « SPICE par exemple ».

Le chapitre suivant présente l'approche par la méthode PEEC puis sa mise en œuvre.

Chapitre II

Chapitre II

Méthode de Circuits Equivalents aux Éléments Partiels PEEC (Partial Element Equivalent Circuit)

II.1 Introduction

La base de la méthode PEEC provient des travaux du chercheur Albert E. Ruehli de « IBM T.J. Watson Research Center », durant l'année 1970. A. Ruehli travaillait alors sur des problèmes d'interconnexion électrique et comprenait les avantages de décomposer un problème compliqué en partitions de bases, pour lesquelles des inductances pouvaient être calculées, pour modéliser le comportement inductif d'une structure complète. [RUE.79].

Le concept d'inductance partielle a été introduit par Rosa [ROS.08] en 1908, développé plus tard par Grover [GRO.46] en 1946 puis par Hoer & Love [HOE.65] en 1965. Cependant, afin d'assurer la nécessité de la montée en fréquence, A. Ruehli a inclus la théorie des coefficients partiels de potentiel (effet capacitif) et de la théorie du circuit équivalent aux éléments partiels (PEEC) en 1972 [RUE.72b].

Depuis alors, des travaux sur la méthode PEEC ont amélioré différents aspects tels que la prise en compte des diélectriques [RUE.92], de l'effet de peau et de proximité [COP.00] et de la stabilité liée à la résolution des systèmes linéaires [GAR.98]. Dans tous ces travaux on a utilisé une discrétisation orthogonale. Ce n'est qu'en 1999 qu'une discrétisation non orthogonale des conducteurs a été introduite [RUE.99].

La méthode est devenue, depuis alors, une méthode incontournable dans l'étude et la modélisation de toutes les structures, même les plus complexes et irrégulières, composées par des conducteurs et des diélectriques de dimensions finies. Par exemple, elle permet d'étudier le comportement électromagnétique des pistes de circuit imprimé (PCB), de la connectique des électroniques embarqués ou de puissance, des lignes de transmission, et aussi des câblages (câbles, plan de masse, bus barre etc.) [INCA].

L'approche de modélisation suivie par la technique des éléments partiels est schématisée en Figure 2.1 : la structure physique tridimensionnelle, c'est-à-dire les plans de masse, les câbles, les connecteurs, etc., est convertie en un circuit équivalent passif RLC, qui peut être complété avec les modèles électriques des composants éventuellement connectés à la structure. Le circuit global obtenu peut être successivement analysé, soit dans le domaine temporel soit dans le domaine fréquentiel, à travers un simulateur de type circuits.

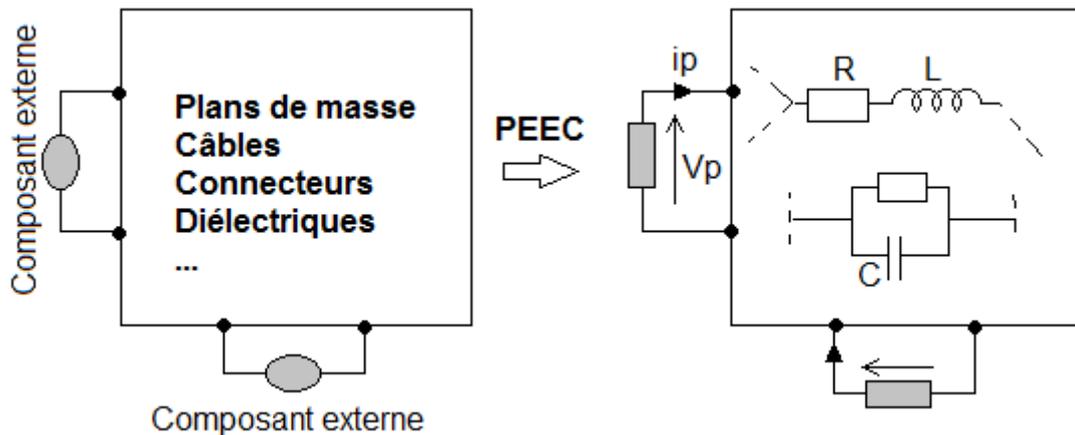


Figure 2.1 : Schématisation de l'approche PEEC

L'étude d'un système selon l'approche PEEC se décompose en trois tâches :

- La définition des éléments partiels à travers une discrétisation particulière de la structure,
- La construction de leurs circuits équivalents
- Et finalement l'assemblage et la simulation du circuit global.

La première phase consiste dans la subdivision des conducteurs et des régions diélectriques en cellules de surface et de volume, à travers un maillage de points qui représentent aussi les nœuds du circuit équivalent à construire. La deuxième tâche est la détermination des éléments passifs qui modélisent le comportement de chaque cellule de volume et surface, et des couplages entre les différentes cellules. Avant d'analyser le système, on doit assembler les circuits équivalents partiels et rajouter les composants discrets éventuellement connectés à la structure.

L'extrême souplesse de cette méthode permet de changer les composants externes à la structure et d'analyser le nouveau système sans devoir recalculer ses éléments parasites, car leur valeur est déterminée uniquement par la géométrie de la structure et ne dépend pas du contexte électromagnétique.

II.2 Rappel sur les équations de Maxwell

Le comportement macroscopique des charges, des courants et des champs électromagnétiques en régime harmonique est complètement décrit par les équations de Maxwell suivantes :

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{H} - \partial_t \mathbf{D} &= \mathbf{J} & \nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho \\ \nabla \times \mathbf{E} + \partial_t \mathbf{B} &= 0 & \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0 \end{aligned} \quad (2.1)$$

Avec, \mathbf{H} , le champ magnétique, \mathbf{B} , l'induction magnétique, \mathbf{J} , la densité de courant dans les conducteurs, \mathbf{E} , le champ électrique, \mathbf{D} , l'induction électrique et ρ , la densité de charges. On peut compléter ces équations en y ajoutant les lois constitutives des matériaux :

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \varepsilon \cdot \mathbf{E} \\ \mathbf{B} &= \mu \cdot \mathbf{H} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Où ε et μ sont respectivement la permittivité diélectrique et la perméabilité magnétique du milieu.

En supposant que le champ électrique \mathbf{E} et magnétique \mathbf{B} dérivent respectivement des potentiels scalaire électrique ϕ vecteur magnétique \mathbf{A} , on peut écrire :

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= \nabla \times \mathbf{A} \\ \mathbf{E} &= -\nabla\phi - \partial_t \mathbf{A} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Pour garantir l'unicité des potentiels scalaire et vecteur, on impose alors la condition de Lorentz :

$$\nabla \cdot \mathbf{A} + \frac{1}{c^2} \cdot \partial_t \phi = 0 \quad (2.4)$$

Où $c = 1/\sqrt{\varepsilon\mu}$, la vitesse de propagation du milieu. On peut réécrire les équations de Maxwell 2.1 à partir de 2.4 sous forme d'équations de propagation :

$$\begin{aligned} \Delta\phi - \frac{1}{c^2} \cdot \partial_t^2 \phi &= -\frac{\rho}{\varepsilon} \\ \Delta\mathbf{A} - \frac{1}{c^2} \cdot \partial_t^2 \mathbf{A} &= -\mu \cdot \mathbf{J} \end{aligned} \quad (2.5)$$

On peut noter que les potentiels électrique et magnétique, et donc les champs respectifs, se propagent à la même vitesse : la vitesse de la lumière dans le milieu c . On peut remarquer également que ces deux équations de propagation ne sont pas couplées. Les potentiels \mathbf{A} et ϕ sont couplés par la condition de Lorentz (équation 2.4) ou par l'équation équivalente, appelée équation de continuité, qui exprime la conservation de la charge :

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + \partial_t \rho = 0 \quad (2.6)$$

Pour résoudre les équations de Maxwell (2.1), il suffit de connaître \mathbf{A} et ϕ dans tout le domaine. On peut écrire \mathbf{A} et ϕ sous forme intégrale :

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(r) &= \mu \int_V G(r, r') \cdot \mathbf{J}(r') dv' \\ \phi(r) &= \varepsilon^{-1} \int_V G(r, r') \cdot \rho(r') dv' \end{aligned} \quad (2.7)$$

Avec V le volume des matériaux actifs et G la fonction de Green définie par :

$$G(r, r') = \frac{\delta(t-t' - |r-r'|/\sqrt{\mu\varepsilon}/c_0)}{4\pi|r-r'|} \quad (2.8)$$

Avec δ la fonction de Dirac défini avec c_0 , la vitesse de la lumière dans le vide et le temps retardé t' .

$$t' = t - \frac{|r-r'|/\sqrt{\mu\varepsilon}}{c_0} \quad (2.9)$$

Or, dans le cas de notre problème, on choisit de négliger les phénomènes de propagation : on se place en régime quasi-statique. Cette hypothèse est plausible grâce à un ratio dimension-fréquence favorable. Dans ces conditions, la fonction de Green en régime quasi-statique s'exprime de la façon suivante :

$$G(r, r') = \frac{1}{4\pi|r-r'|} \quad (2.10)$$

Intéressons-nous désormais à la formulation de la méthode qui permet de résoudre ces équations de Maxwell en régime quasi-statique pour des structures de câblage.

II.3 Théorie de base de l'approche PEEC

Cette section décrit la formulation de la méthode PEEC dans le domaine fréquentiel pour des structures discrétisées à l'aide de cellules orthogonales. L'utilisation des cellules triangulaires et l'extension aux structures non orthogonales est détaillée dans [JAN.02]

II.3.1 Dérivation de l'équation intégrale en champ électrique (EFIE)

La méthode PEEC est parmi les méthodes dites en interaction globale qui utilisent l'écriture sous forme intégrale des équations de Maxwell et notamment celle du champ électrique \mathbf{E} . Sa dérivation théorique commence à partir de l'expression du champ électrique total dans l'espace libre, \mathbf{E} en utilisant les potentiels vecteur magnétique et scalaire électrique, respectivement \mathbf{A} et Φ , [PET.98].

Le champ électrique total \mathbf{E} , en un point \mathbf{r} de la structure, est égal à la somme du champ appliqué (incident) \mathbf{E}^{ext} et du champ auto-induit \mathbf{E}^{ind} .

$$\mathbf{E}(\vec{r}) = \mathbf{E}^{ext}(\vec{r}) + \mathbf{E}^{ind}(\vec{r}) \quad (2.11)$$

En reprenant l'équation de départ (2.3) valide pour le champ électrique auto-induit, on peut écrire en régime fréquentiel :

$$\mathbf{E}^{ext}(\vec{r}) = \mathbf{E}(\vec{r}) + j\omega\mathbf{A}(\vec{r}) + \nabla\Phi(\vec{r}) \quad (2.12)$$

Si le point d'observation, \vec{r} , est sur la surface d'un conducteur, le champ électrique total peut être écrit comme

$$\mathbf{E}(\vec{r}) = \frac{\mathbf{J}(\vec{r})}{\sigma} \quad (2.13)$$

Dans laquelle $\mathbf{J}(\vec{r})$ est la densité de courant dans un conducteur et σ est la conductivité du conducteur.

Pour transformer l'équation (2.12) en une équation intégrale du champ électrique, on utilise les définitions des potentiels électromagnétiques \mathbf{A} et Φ , définis en (2.7). La combinaison de (2.7) et (2.12) donne l'équation intégrale en champ électrique (2.13) bien connue par (EFIE) ou encore l'équation intégrale en potentiels mixtes (MPIE)

$$\mathbf{E}^{ext}(\vec{r}) = \mathbf{E}(\vec{r}) + j\omega\mu \int_{v'} G(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \mathbf{J}(\vec{r}') dv' + \varepsilon^{-1} \nabla \int_{v'} G(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \rho(\vec{r}') dv' \quad (2.13)$$

Avec \mathbf{E}^{ext} le champ source extérieur (nul s'il n'y a pas de sources de champ).

Dans les conducteurs, les charges électriques sont réparties sur la surface du conducteur et non pas dans son volume. Donc l'équation intégrale en champ électrique (EFIE) au point \vec{r} situé à la surface d'un conducteur est donné par :

$$\mathbf{E}^{ext}(\vec{r}) = \mathbf{E}(\vec{r}) + j\omega\mu \int_{v'} G(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \mathbf{J}(\vec{r}') dv' + \varepsilon^{-1} \nabla \int_S G(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \rho(\vec{r}') ds \quad (2.14)$$

Dans la méthode PEEC, cette équation intégrale EFIE ensuite est discrétisée seulement sur les matériaux actifs (pas de maillage de l'air) à l'aide d'un procédé particulier, puis interprétée comme un circuit équivalent et en fin résolue à l'aide de la théorie des circuits.

Les inconnues dans cette équation sont la densité volumique de courant électrique \mathbf{J} et la densité surfacique de charge électrique ρ .

II.3.2 Formulation générale de la méthode PEEC

La transformation de l'EFIE en une formulation du modèle PEEC commence par le développement des densités de courant et de charge. Il en résulte une forme générale de l'EFIE à partir de laquelle le circuit équivalent peut être dérivé et dont les inconnues sont le courant I et la tension Φ aux différentes cellules de discrétisation.

Avec le modèle PEEC, les résultats, I et Φ , donnent ensemble une caractérisation complète du comportement électromagnétique (EM) de la structure modélisée. À partir de ces résultats toutes les grandeurs des équations de Maxwell peuvent être calculées.

II.3.3 Expansion des densités de courant et de charges

Une discrétisation de la structure en N^v petit volumes orthogonaux et N^s surfaces orthogonales permet d'obtenir la densité de courant et la densité de charge sous forme d'une combinaison linéaire (Approche de Petrov-Galerkin).

II.3.3.1 Densité de courant

La densité de courant totale, \mathbf{J} , figurée dans l'équation intégrale peut inclure la densité de courant de conduction, \mathbf{J}^C , due aux pertes dans le matériau et une densité de courant de polarisation, \mathbf{J}^P , due aux propriétés du matériau diélectrique.

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}^C + \mathbf{J}^P \quad (2.15)$$

Où

$$\mathbf{J}^C = \sigma \cdot \mathbf{E} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{J}^P = j\omega\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1)\mathbf{E} \quad (2.17)$$

Pour les conducteurs parfaits, la densité de courant totale se réduit à \mathbf{J}^C . Alors que pour des diélectriques parfaits, la densité de courant totale se réduit à \mathbf{J}^P .

Ces densités de courant sont ensuite discrétisées en cellules de volume donnant une représentation 3D du flux de courant, Fig.2.2. Sur chaque cellule $n \in N^v$ de courant (de volume), le courant I_n est supposé constant dans le volume de la cellule. La densité de courant \mathbf{J} peut alors être développée sous forme :

$$\mathbf{J}(\vec{r}') = \sum_{n=1}^{n=N^v} \mathbf{b}_n^c \cdot I_n \quad (2.18)$$

Ceci est fait en définissant des fonctions de base, \mathbf{b}_n^c , en impulsions rectangulaires.

$$\mathbf{b}_n^c(\vec{r}') = \begin{cases} \frac{\vec{e}_n}{a_n} & \text{si } \vec{r}' \in v_n \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.19)$$

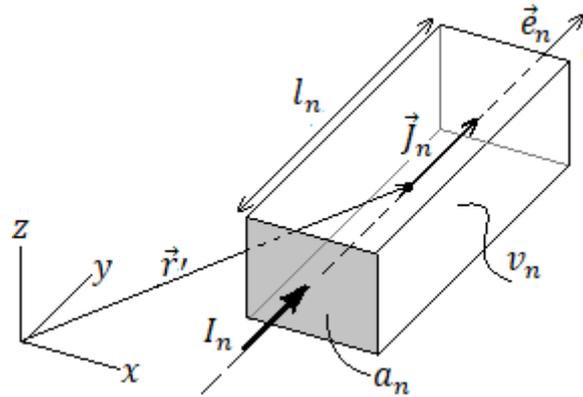


Figure 2.2 : Référentiel pour l'expression de la densité de courant

II.3.3.2 Densité de charge

Dans l'équation intégrale (EFIE), la densité de charge notée ρ peut indiquer la combinaison de la densité de charges libres, ρ^0 et de charges liées ρ^b .

$$\rho = \rho^0 + \rho^b \quad (2.20)$$

Pour les conducteurs parfaits, la densité de charge totale ρ se réduit à ρ^0 . Alors que pour les diélectriques parfaits, la densité de charge totale est réduite à ρ^b .

Les densités de charge sont discrétisées en cellules de surface qui donnent une représentation 2D de la charge sur la cellule correspondante, Fig.23. Sur chaque cellule de surface (de potentiel) $m \in N^s$, la charge totale Q_m est supposée constante. La densité de charge est elle aussi développée par des fonctions de bases constantes, sous forme :

$$\rho(\vec{r}') = \sum_{m=1}^{m=N^s} b_m^p \cdot Q_m \quad (2.21)$$

Ceci est fait en définissant aussi les fonctions de base, b_m^p , en impulsion rectangulaires

$$b_m^p(\vec{r}') = \begin{cases} \frac{1}{s_m} & \text{si } \vec{r}' \in s_m \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.22)$$

s_m : est la surface de la cellule $m \in N^s$,

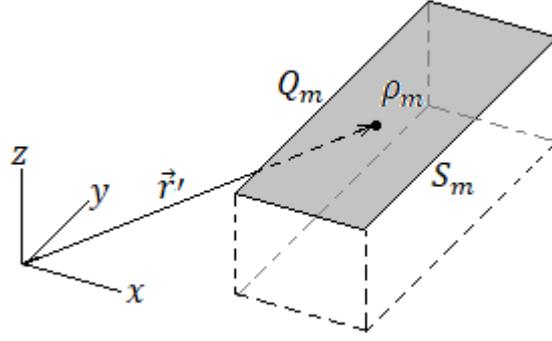


Figure 2.3 : Référentiel pour l'expression de la densité de charge

II.3.4 Equation intégrale de maille

Une fois la discrétisation est supposée faite, l'introduction des expansions (2.18) et (2.21) des densités dans l'équation intégrale EFIE (2.14) résulte en un système à N^v courant inconnus et N^s charges inconnues. Pour déterminer les $N^v + N^s$ inconnus nous appliquons en première étape l'approche de Galerkin, à l'équation intégrale EFIE. Cela nous conduira à obtenir N^v équations intégrales semblables aux équations de mailles. En deuxième étape, la conservation du courant nous permet d'obtenir les N^s autres équations.

Pour tout élément de discrétisation $\alpha \in N^v$, le produit interne avec les fonctions de pondérations est fait. Les fonctions d'impulsion (2.19) et (2.22) sont également utilisées comme fonctions de pondération qui aboutissent à une solution de Galerkin [SAD.92].

$$\begin{aligned}
 \langle \mathbf{b}_\alpha^c(\vec{r}) \cdot \mathbf{E}^{ext}(\vec{r}) \rangle &= \langle \mathbf{b}_\alpha^c(\vec{r}) \cdot \mathbf{E}(\vec{r}) \rangle \\
 &+ j\omega\mu \langle \mathbf{b}_\alpha^c(\vec{r}) \cdot \int_{v'} G(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \mathbf{J}(\vec{r}') dv' \rangle \\
 &+ \frac{1}{\epsilon} \langle \mathbf{b}_\alpha^c(\vec{r}) \cdot \nabla \int_S G(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \rho(\vec{r}') ds \rangle \quad (2.23)
 \end{aligned}$$

Le produit interne est défini comme l'intégrale pondéré sur le volume d'une cellule.

$$\langle f \cdot g \rangle = \frac{1}{v} \int_v f(\vec{r}) \cdot g(\vec{r}) dv \quad (2.24)$$

La combinaison des équations (2.18) et (2.21) et l'utilisation du produit interne défini en (2.24) transforme le système (2.23) en

$$\begin{aligned}
 \int_{v_\alpha} \mathbf{b}_\alpha^c(\vec{r}) \cdot \mathbf{E}^{ext}(\vec{r}) dv_\alpha &= \int_{v_\alpha} \mathbf{b}_\alpha^c(\vec{r}) \cdot \mathbf{E}(\vec{r}) dv_\alpha \\
 &+ j\omega\mu \sum_{n=1}^{N^v} \int_{v_\alpha} \int_{v_n} G(\vec{r}, \vec{r}') \mathbf{b}_\alpha^c(\vec{r}) \cdot \mathbf{b}_n^c(\vec{r}') \cdot I_n dv_n dv_\alpha \\
 &+ \frac{1}{\epsilon} \sum_{m=1}^{N^s} \int_{v_\alpha} \mathbf{b}_\alpha^c(\vec{r}) \cdot \nabla \int_S G(\vec{r}, \vec{r}') \cdot b_m^p(\vec{r}') Q_m ds_m dv_\alpha \quad (2.25)
 \end{aligned}$$

(2.25) est la version discrétisée de base de l'équation intégrale EIFE, pour la méthode PEEC. Elle ressemble à une équation de maille d'un circuit. Nous obtenons N^v équations de cette forme, à partir de lesquelles les éléments partiels peuvent être identifiés.

II.3.5 Circuits équivalents aux éléments partiels

La conversion de l'équation intégrale (2.25) en circuit équivalent est, pour des raisons pratiques, déduite en adoptant les approximations suivantes :

- La fonction de Green utilisée correspond à un régime quasi-statique et pour un espace libre, (2.10).
- Les charges ne se trouvent qu'en surface des volumes, c'est-à-dire en convertissant l'intégrale de volume en une intégrale de surface.
- Le gradient, selon une coordonnée, est calculé en utilisant une approximation par différence finie (FD) centrée.

II.3.5.1 Sources externes

L'application d'un champ électrique externe E^{ext} dans la méthode PEEC correspond à l'application d'une source de tension équivalente V^{ext} , Fig.2.4. Cette source est dérivée du terme gauche de l'équation intégrale (2.25).

$$V^{ext} = \int_{v_\alpha} \mathbf{b}_\alpha^c(\vec{r}) \cdot \mathbf{E}^{ext}(\vec{r}) dv_\alpha = \frac{1}{a_\alpha} \int_{v_\alpha} \mathbf{e}_\alpha \cdot \mathbf{E}^{ext}(\vec{r}) dv_\alpha \quad (2.26)$$

Avec

$$\begin{cases} \mathbf{E}^{ext} = E_x \vec{i} + E_y \vec{j} + E_z \vec{k} \\ \mathbf{e}_\alpha = e_x \vec{i} + e_y \vec{j} + e_z \vec{k} \\ dv_\alpha = dx dy dz \end{cases} \quad (2.27)$$

S'il n'y a pas de champs externes, ce terme est alors nul.

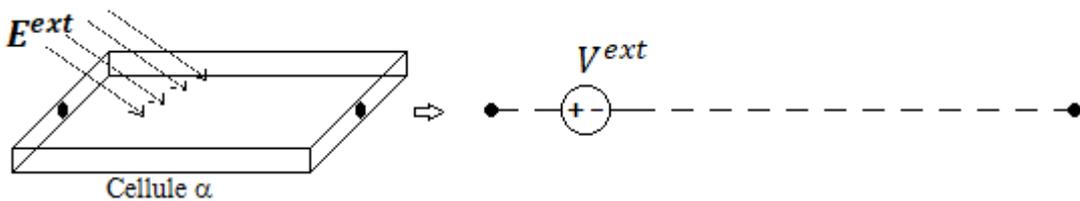


Figure 2.4: Modèle PEEC d'une source externe seule.

II.3.5.2 Contribution résistive

Le premier terme de droite de l'équation intégrale (2.25) peut être vu comme la partie ohmique de la chute de tension totale sur une cellule de volume. A la surface de la cellule le champ total et la densité de courant ont le même sens et liés par (2.13). Ce terme est réécrit comme

$$u_\alpha = \int_{v_\alpha} \mathbf{b}_\alpha^c(\vec{r}) \cdot \mathbf{E}(\vec{r}) dv_\alpha = l_\alpha \cdot E \quad (2.28)$$

En supposant une densité de courant constante sur la section, l'interprétation en circuit équivalent de ce terme dépend de la nature de la cellule en question.

En fait, si elle est constituée de matériau conducteur, la densité totale de courant utilisée est celle de conduction (2.16), et le champ est alors

$$E = \frac{J_{\alpha}^C}{\sigma_{\alpha}} = \frac{I_{\alpha}}{a_{\alpha} \cdot \sigma_{\alpha}} \quad (2.29)$$

En remplaçant (2.29) dans (2.28), on obtient la partie ohmique de la chute de tension le long de la cellule α provenant du courant I_{α} , et qui permet de définir la résistance équivalente (u_{α}/I_{α}) d'une cellule conductrice. Un modèle PEEC pour cellule de volume conducteur, composé uniquement résistance est obtenu, Fig.2.5.

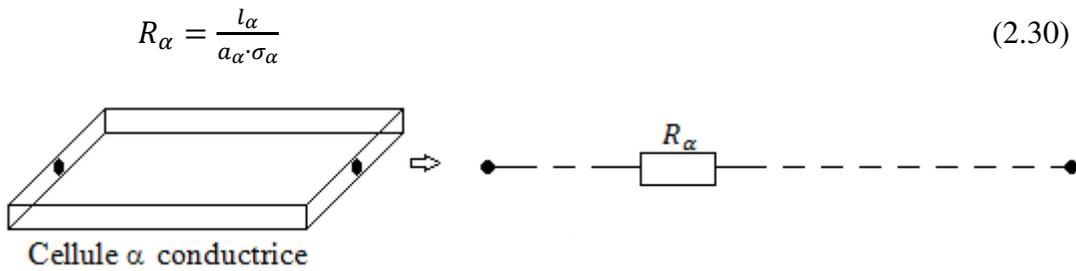


Figure 2.5: Modèle PEEC résistif d'une cellule de volume.

Si, par contre, la cellule en question est composée de matériau diélectrique, le courant total comprend le terme de conduction (2.16) qui tient compte des pertes du matériau, et le terme de déplacement (2.17).

$$J = J_{\alpha}^C + J_{\alpha}^P = [\sigma_{\alpha} + j\omega\epsilon_0(\epsilon_{r\alpha} - 1)] \cdot E \quad (2.31)$$

D'où le champ électrique total est

$$E = \frac{I_{\alpha}}{a_{\alpha} [\sigma_{\alpha} + j\omega\epsilon_0(\epsilon_{r\alpha} - 1)]} \quad (2.32)$$

En remplaçant (2.32) dans (2.28), le rapport (I_{α}/u_{α}) donne l'admittance équivalente d'une cellule de matériau diélectrique

$$Y_{\alpha} = \frac{a_{\alpha} [\sigma_{\alpha} + j\omega\epsilon_0(\epsilon_{r\alpha} - 1)]}{l_{\alpha}} \quad (2.33)$$

D'où on tire la conductance partielle et la capacité partielle excédentaire

$$\begin{aligned} G_{\alpha} &= \frac{a_{\alpha} \cdot \sigma_{\alpha}}{l_{\alpha}} \\ C_{\alpha} &= \frac{a_{\alpha} \cdot \epsilon_0 (\epsilon_{r\alpha} - 1)}{l_{\alpha}} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Comme montré dans la Figure 2.6, la première partie du circuit équivalent d'une cellule diélectrique est donc composée par la mise en parallèle d'une conductance et d'une capacité excédentaires.

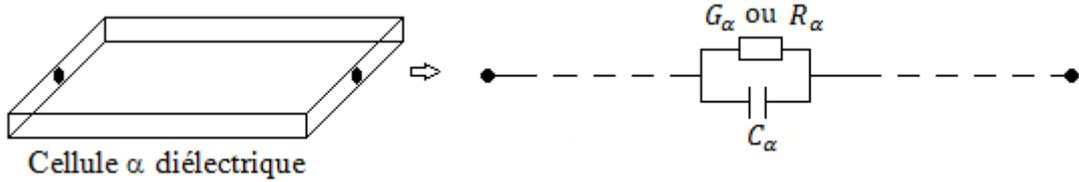


Figure 2.6: Modèle PEEC pour cellule de volume diélectrique.

La valeur de la résistivité des matériaux diélectriques est généralement très grande. En fait, on peut souvent remplacer la conductance équivalente des cellules diélectriques par un circuit ouvert ou par une résistance de valeur élevée.

II.3.5.3 Contribution inductive

Le deuxième terme de droite de l'équation intégrale (2.25), qui ne dépend pas de la nature conductrice du matériau de la cellule, est divisé en deux contributions et son expression devient :

$$\begin{aligned}
 & j\omega\mu \sum_{n=1}^{Nv} \int_{v_\alpha} \int_{v_n} G(\vec{r}, \vec{r}') \mathbf{b}_\alpha^c(\vec{r}) \cdot \mathbf{b}_n^c(\vec{r}') \cdot I_n dv_n dv_\alpha \\
 &= j\omega \left[\mu \mathbf{b}_\alpha^c \cdot \mathbf{b}_\alpha^c \int_{v_\alpha} \int_{v_\alpha} G(r, r') dv_\alpha dv_\alpha \right] \cdot I_\alpha \\
 &+ j\omega \sum_{n \neq \alpha}^{Nv} \left[\mu \mathbf{b}_\alpha^c \cdot \mathbf{b}_n^c \int_{v_\alpha} \int_{v_n} G(r, r') dv_n dv_\alpha \right] \cdot I_n \quad (2.35)
 \end{aligned}$$

Ceci peut être interprété comme la partie inductive V_L de la chute de tension totale aux bornes de la cellule correspondante.

$$\begin{aligned}
 V_L &= j\omega \left[\mu \frac{1}{a_\alpha^2} \int_{v_\alpha} \int_{v_\alpha} G(r, r') dv_\alpha dv_\alpha \right] \cdot I_\alpha \\
 &+ j\omega \sum_{n \neq \alpha}^{Nv} \left[\mu \frac{\cos \theta_{\alpha n}}{a_\alpha a_n} \int_{v_\alpha} \int_{v_n} G(r, r') dv_n dv_\alpha \right] \cdot I_n \quad (2.36)
 \end{aligned}$$

Dans le cas général, s'il est possible de faire correspondre le premier terme de cette relation à une inductance propre de la cellule, il n'est pas toujours correct de rapprocher le second terme à des inductances mutuelles entre les cellules. En effet, il faut tenir compte les retards entre cellules liés à la propagation et qui sont présents dans la fonction de Green. Dans notre cas, le régime quasi-statique est adopté, les retards sont alors négligés et cette expression définit la partie inductive de la tension aux bornes de la cellule α .

En définissant l'inductance mutuelle partielle comme

$$L_{\alpha n} = \mu \frac{\cos \theta_{\alpha n}}{a_\alpha a_n} \int_{v_\alpha} \int_{v_n} G(r, r') dv_n dv_\alpha \quad (2.37)$$

C'est la définition de base des inductances partielles propres et mutuelles en utilisant la formulation en volume (l'inductance partielle propre s'obtient pour $\alpha = n$). C'est sur la base de cette définition que des formules analytiques simplifiées ont été développées pour

le calcul des inductances partielles pour des géométries particulières. Cela sera discuté à la section II.4.2.

La tension (2.36) s'écrit alors :

$$V_L = j\omega L_{\alpha\alpha} I_\alpha + j\omega \sum_{n \neq \alpha}^{N^v} L_{\alpha n} I_n \quad \forall \alpha, n \in N^v \quad (2.38)$$

On définit la tension aux bornes de l'inductance propre

$$V_\alpha^* = j\omega L_{\alpha\alpha} I_\alpha \quad (2.39)$$

Pour additionner tous les couplages inductifs des autres cellules de volume, correspondant à la sommation de (2.38), une source de tension, V_α^L , est utilisée

$$V_\alpha^L = j\omega \sum_{n \neq \alpha}^N \frac{L_{\alpha n}}{L_{\alpha\alpha}} V_n^* \quad (2.40)$$

La tension inductive (2.38) aux de la cellule α s'écrit alors :

$$V_L = j\omega L_{\alpha\alpha} I_\alpha + V_\alpha^L \quad (2.41)$$

Expression par laquelle on déduit que le circuit équivalent correspondant au deuxième terme de l'équation de maille. Il est constitué de la self inductance de la cellule et d'un générateur de tension piloté en tension, qui tient compte du couplage avec les autres cellules. Ceci est illustré sur la Fig. 2.7 où un modèle PEEC constitué uniquement d'inductances partielles est obtenu

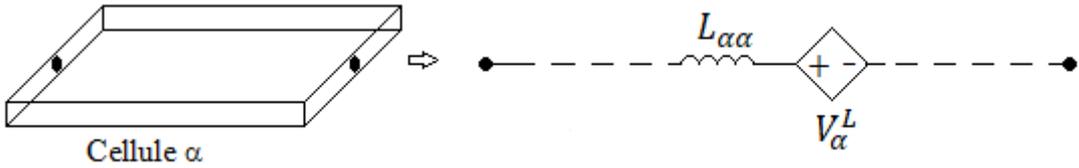


Figure 2.7: Modèle PEEC inductif seul pour la cellule volumique.

II.3.5.4 Contribution capacitive

Le dernier terme de droite de l'équation intégrale (2.25), représente la contribution capacitive dans la tension totale aux bornes de la cellule. Son interprétation est déduite de l'approximation du gradient par une différence finie, selon

$$\begin{aligned} \int_v \nabla F(\gamma) dv &= \int_v \frac{\partial}{\partial \gamma} F(\gamma) dv \approx a \left[F\left(\gamma + \frac{l_m}{2}\right) - F\left(\gamma - \frac{l_m}{2}\right) \right] \\ &= a[F(\gamma^+) - F(\gamma^-)] = a[F(r_i) - F(r_j)] \end{aligned} \quad (2.42)$$

Avec les distributions surfaciques des charges, les intégrales de volume se convertissent en intégrales de surface et en utilisant (2.42), le dernier terme de (2.25) s'écrit :

$$\frac{1}{\varepsilon} \sum_{m=1}^{N^s} \frac{1}{S_\alpha \cdot S_m} \int_{S_\alpha} \nabla \int_{S_m} G(\vec{r}, \vec{r}') \cdot Q_m ds_m ds_\alpha =$$

$$\frac{1}{\varepsilon} \sum_{m=1}^{N^s} \left[\frac{Q_m}{S_\alpha^+ \cdot S_m} \int_{S_\alpha^+} \int_{S_m} G(r^+, r') \cdot ds_m ds_\alpha - \frac{Q_m}{S_\alpha^- \cdot S_m} \int_{S_\alpha^-} \int_{S_m} G(r^-, r') \cdot ds_m ds_\alpha \right] \quad (2.43)$$

Ce qui peut être interprété comme une chute de tension capacitive, v_C , entre les extrémités de la cellule, les vecteurs \mathbf{r}^+ et \mathbf{r}^- sont associés respectivement à l'extrémité positive et négative de la cellule. S_α^+ et S_α^- sont les surfaces associées aux extrémités de la cellule, Fig.2.8.

En introduisant la notion du coefficient partiel de potentiel, la chute de tension capacitive aux bornes d'une cellule α peut s'écrire comme :

$$v_C = \sum_{m=1}^{N^s} Q_m (P_{\alpha m}^+ - P_{\alpha m}^-) = \Phi_\alpha^+ - \Phi_\alpha^-; \quad \alpha, m \in N^s \quad (2.44)$$

La cellule α se trouve entre deux nœuds i et j ; alors les potentiels Φ_α^+ ; Φ_α^- correspondent donc aux potentiels des nœuds extrémités, Fig.2.8. :

$$\begin{cases} \Phi_i = \Phi_\alpha^+ = \sum_{k=1}^{N^s} Q_k P_{ik} \\ \Phi_j = \Phi_\alpha^- = \sum_{k=1}^{N^s} Q_k P_{jk} \end{cases} \quad (2.45)$$

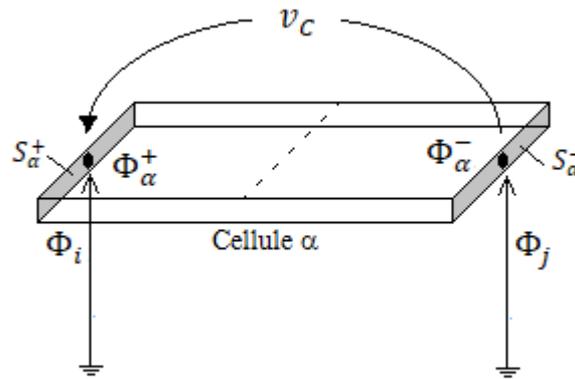


Figure 2.8 : Potentiels d'une cellule α selon les équations (2.44) et (2.45)

En définissant le coefficient partiel de potentiel entre deux nœuds i et j (deux surfaces ou deux cellules de surfaces) par

$$P_{ij} = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0(S_i S_j)} \int_{S_i} \int_{S_j} \frac{1}{|r_i - r_j|} ds_j ds_i \quad (2.46)$$

A partir de cette définition, et pour des configurations géométriques particulières, on peut déduire un certain nombre de formules analytiques et simplifiées pour le calcul de ces coefficients partiels de potentiel, voir plus loin la section II.4.2.

Les expressions du potentiel (2.45) ne peuvent pas être immédiatement interprétées en termes de circuit équivalent. En effet, il faudrait considérer des générateurs de tension piloté en charge, ce qui est incompatible avec le fait que les simulateurs utilisent les tensions et les courants comme variables d'état.

Pour une cellule de surface représentée par un nœud i , le potentiel selon (2.45) est :

$$\Phi_i = Q_i P_{ii} + \sum_{k \neq i}^{N_s} Q_k P_{ik} \quad (2.47)$$

La définition du coefficient partiel de potentiel (2.46) amène à la définition de la pseudo-capacité d'une cellule k de surface par :

$$c_{kk} = \frac{1}{P_{kk}} \quad (2.48)$$

On note la tension aux bornes de cette pseudo-capacité par :

$$\Phi_k^* = Q_k P_{kk} = \frac{Q_k}{\left(\frac{1}{P_{kk}}\right)} \quad (2.49)$$

L'équation (2.48) peut alors s'écrire comme :

$$\Phi_i = P_{ii} \cdot Q_i + \sum_{k \neq i}^{N_s} \frac{P_{ik}}{P_{kk}} \Phi_k^* = P_{ii} Q_i + V_i^C \quad (2.50)$$

Avec, V_i^C Source de tension pilotée par les tensions sur les autres cellules et qui représente les couplages par mutuelles capacités des autres cellules.

$$V_i^C = \sum_{k \neq i}^{N_s} \frac{P_{ik}}{P_{kk}} \Phi_k^* ; \quad \forall i, k \in N^s \quad (2.51)$$

L'expression (2.50) permet de déduire le circuit équivalent représentant le potentiel absolu d'une cellule de surface. Circuit constitué de la mise en série de la pseudo-capacité et d'un générateur de tension piloté par les tensions sur les autres pseudo-capacités. On peut aussi obtenir le circuit équivalent de type parallèle, dont le courant total est exprimé par :

$$I_i = j\omega \frac{\Phi_i}{P_{ii}} - \sum_{k \neq i}^{N_s} \frac{P_{ik}}{P_{kk}} I_k = j\omega \frac{\Phi_i}{P_{ii}} - I_i^C \quad (2.52)$$

Un modèle PEEC pour cellule de surface, composé uniquement de coefficients partiels de potentiel est obtenu. Ceci est illustré sur la Fig. 2.9 où les sources pilotées en tension ou en courant de tension, V_i^C et I_i^C ont été utilisées pour additionner tous les couplages capacitifs de toutes les autres cellules de surface.

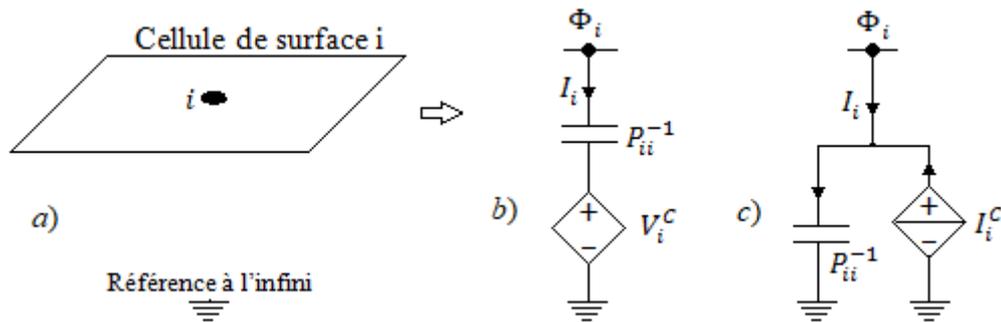


Figure 2.9 : Modèle PEEC capacitif d'une cellule de surface : b) série et c) parallèles.

II.3.5.5 Combinaison des modèles élémentaires.

Entre les nœuds d'une cellule de volume, une connexion en série des effets résistifs et des couplages inductifs est effectuée. A chacun des deux nœuds, une cellule de surface est utilisée pour rendre compte des couplages capacitifs, Fig.2.10.

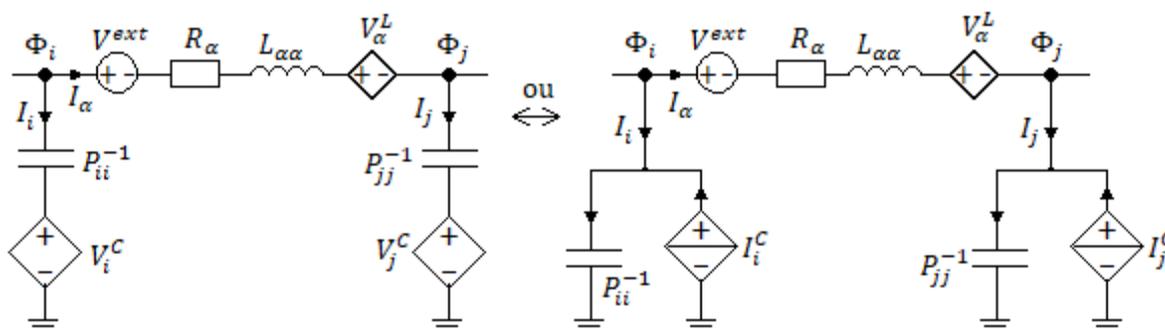


Figure 2.10– Circuit équivalent série et parallèle d'une cellule de courant.

Les circuits équivalents de base, regroupés, permettent de décrire le comportement, à la fois, électrique et électromagnétique d'une structure entière.

II.4 Modélisation EM pratique à l'aide de la méthode PEEC

Dans une simulation électromagnétique basée sur la méthode PEEC, il est possible d'identifier au minimum quatre composants de base illustrés sur la Fig. 3.1

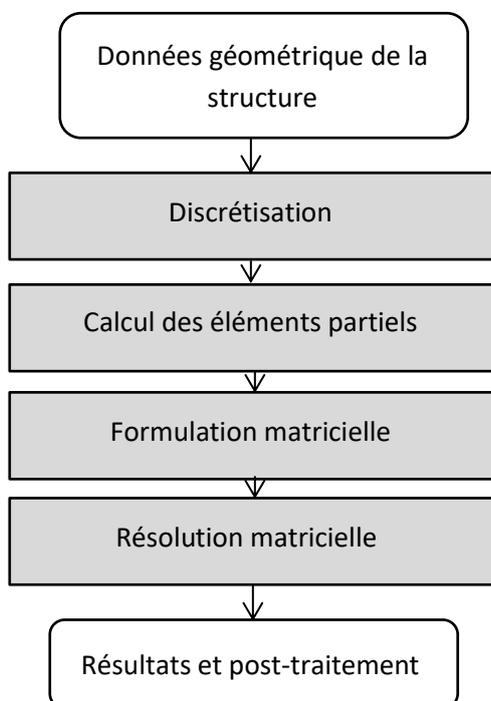


Figure 2.11 : Organigramme de base pour calculs par la PEEC

Les sections suivantes expliquent chaque composant de la Fig. 2.11 et donnent des exemples sur les modèles PEEC 1D, 2D et 3D.

II.4.1 Discrétisation

Le passage de l'équation intégrale du champ électrique (EFIE) à la méthode PEEC se fait en définissant les éléments partiels par une discrétisation seulement des matériaux actifs de la structure à modéliser : les conducteurs et les diélectriques sont maillés (pas de maillage de l'air). Cet avantage majeur limite la difficulté pour le maillage des grandes structures.

Le maillage est un ensemble de points judicieusement distribués dans la structure à modéliser. Il est recommandé de placer ces points sur les arêtes et sur les coins des différentes régions constituant la structure. Ces points correspondent aux nœuds du circuit équivalent à construire et identifient les deux types d'éléments partiels : les cellules de volume (ou de courants) et les cellules de surface (ou de potentiels).

Chaque cellule de volume est constituée de matériau homogène (conducteur ou diélectrique) et est identifiée par un couple de nœuds consécutifs selon une des trois directions x , y ou z du système de référence spatial cartésien. Le courant circulant entre les deux nœuds de chaque cellule de volume est considéré comme constant.

Chaque nœud est approché par une cellule de surface sur laquelle la charge est considérée comme constante.

En discrétisant les conducteurs et les diélectriques en des volumes et des surfaces exploitables pour l'obtention du circuit équivalent RLP (Résistance Inductance coefficient de Potentiel). Le choix des dimensions des cellules est directement lié à la fréquence maximale de travail, à la précision de calcul souhaitée et par conséquent au temps de calcul, en effet :

- Pour assurer une représentation correcte des formes d'onde réelles, une règle de base pour la modélisation électromagnétique est que la taille des cellules ne doit jamais dépasser un dixième de la plus courte longueur d'onde.

$$l_n \leq \frac{\lambda_{min}}{10} = \frac{c}{10 \times f_{max}} \quad (2.53)$$

Où, f_{max} , est la fréquence la plus élevée pour laquelle le modèle PEEC est destiné.

- Pour assurer une bonne précision des valeurs partielles, les rapports longueur à largeur sur épaisseur doivent être considérés [RUE.81]. Des rapports trop grands peuvent causer des problèmes numériques dans le calcul des éléments partiels.
- Le nombre d'éléments partiels utilisés dans un modèle PEEC est directement proportionnel à la discrétisation. Ainsi, le temps de calculs, la mémoire de stockage et le temps de solution du système final augmentent de façon drastique pour les problèmes sur-discrétisés.

Plusieurs stratégies de discrétisation sont utilisées, nous pouvons en distinguer trois types : 1D, 2D et 3D. Il est évident, par rapport au temps de calcul, qu'on préfère la discrétisation 1D et 2D à celle à 3D et on n'hésite pas à le faire dès que la nature de la structure le permet.

II.4.1.1 Discrétisation PEEC-1D

Cette discrétisation est réservée aux fils et câbles conducteurs. Dans cette discrétisation, on ne tient compte que le courant le long du fil et on néglige les courants transversaux. Le volume du fil représente la partition inductive (ou de courant), sa surface représente la partition capacitive (ou de potentiel). Comme on peut le voir sur la figure, une discrétisation symétrique utilisant trois cellules volumiques est utilisée. Cependant, il n'y a pas de restrictions sur les tailles de cellules. En fait, la discrétisation devrait être effectuée par rapport à la physique du problème réel. Ainsi, une discrétisation asymétrique avec des cellules de volume et de surface plus petites à proximité d'arêtes vives et de terminaisons peut améliorer la précision en raison des fortes densités de charge à ces emplacements. La discrétisation en cellules de surface est une conséquence de la discrétisation des cellules de volumes. L'approximation par différence finie de (2.42) utilisée dans la dérivation des coefficients de potentiel, conduit à un demi-déplacement des cellules de surface par rapport aux cellules de volume. Cela conduit à la discrétisation des cellules de surface, Fig. 2.12, en deux cellules à pleine surface et deux cellules à demi-surface.

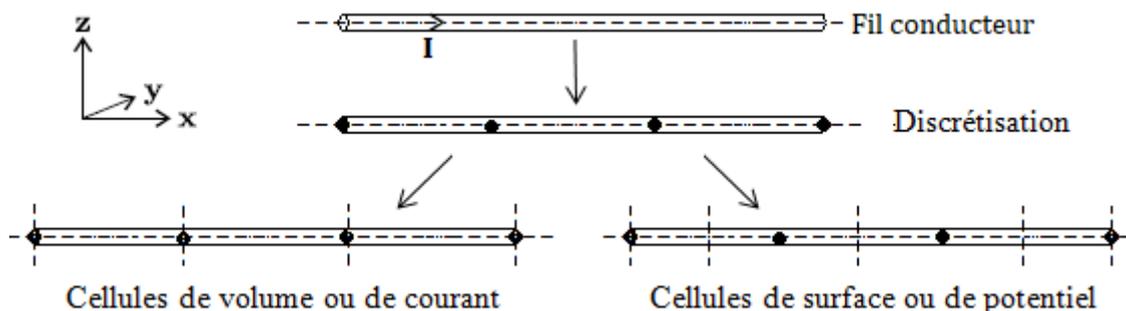


Figure 2.12 : Discrétisation PEEC-1D des fils conducteurs. Les points indiquent les nœuds.

II.4.1.2 Discrétisation PEEC-2D.

Le deuxième type de maillage est adapté aux systèmes 2D ou 3D modélisés à l'aide d'objets plans, tels que les plans de masse et les châssis métalliques dans lesquels la distribution de courant se fait sur la surface. La composante normale du courant est négligeable vu l'épaisseur par rapport à la longueur et la largeur.

L'utilisation de la discrétisation PEEC-2D est rentable, en termes de taille de problème, et flexibilité de modélisation puisque l'approche n'est pas seulement limitée aux structures planaires. Une discrétisation PEEC-2D d'une plaque mince conductrice est représentée sur la figure 2.13 où les courants I_x et I_y sont considérés comme dominants et les troisièmes composantes de courant I_z peuvent être négligées.

La figure 3.13 montre:

- La structure d'origine, une fine plaque conductrice.
- Le placement des nœuds décidés selon la physique du problème et la précision voulue.
- Les cellules de volume et de surface basée sur le placement des nœuds.

- La discrétisation 2D de la structure conduit à deux cellules de courant différentes, I_x et I_y , pour représenter le courant total $\vec{I} = I_x \vec{i} + I_y \vec{j}$, dans la structure d'origine.

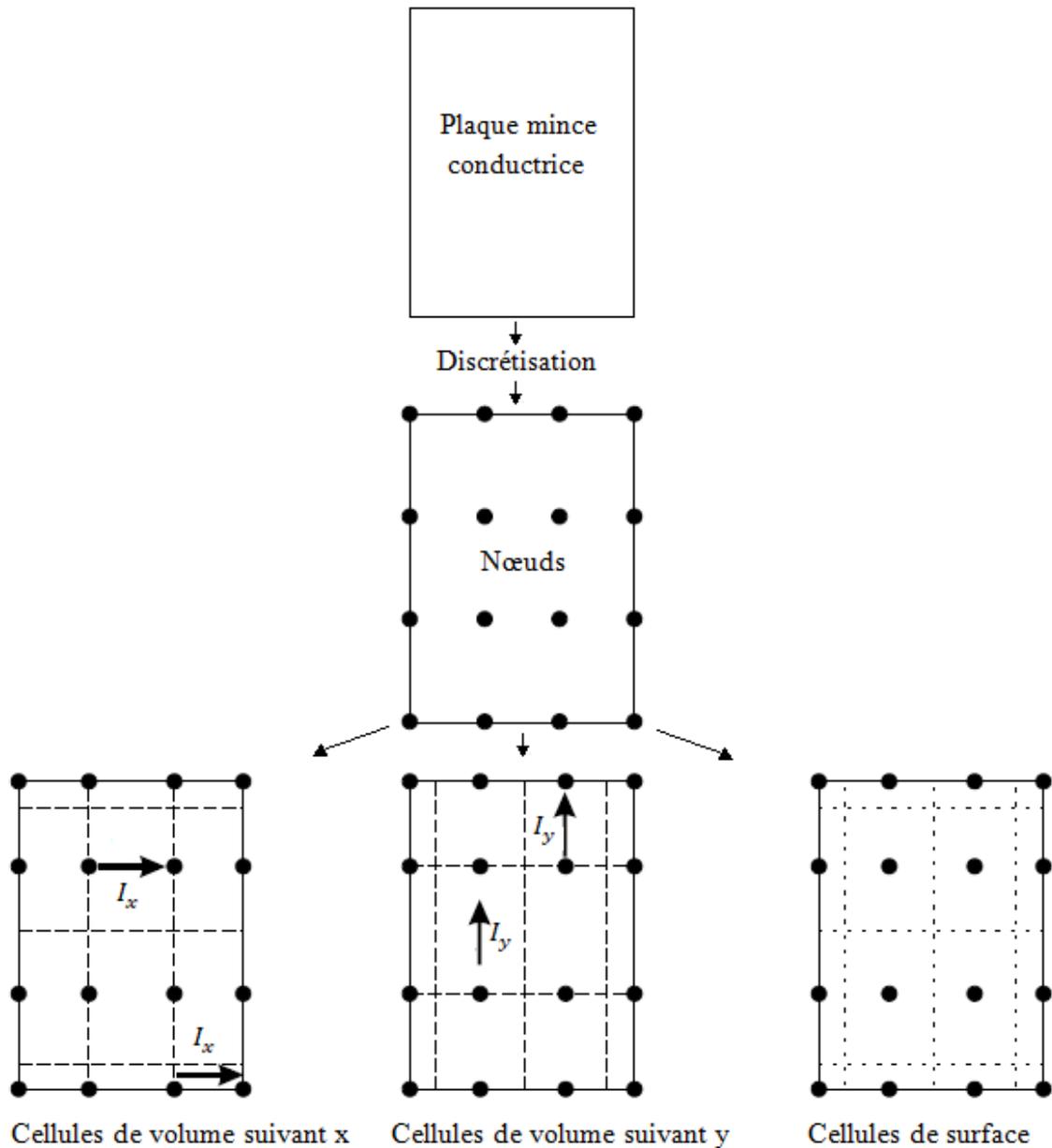


Figure 2.13: Discrétisation PEEC-2D d'une plaque mince.

II.4.1.3 Discrétisation PEEC-3D

La troisième dimension de la discrétisation est introduite dans les modèles PEEC lorsque des courants significatifs peuvent apparaître dans toutes les directions (x, y, z) dans l'objet à analyser tels que les objets massifs. La discrétisation des cellules volumiques est effectuée comme pour la discrétisation 1D et 2D avec l'ajout de la troisième dimension selon la Fig. 2.14.

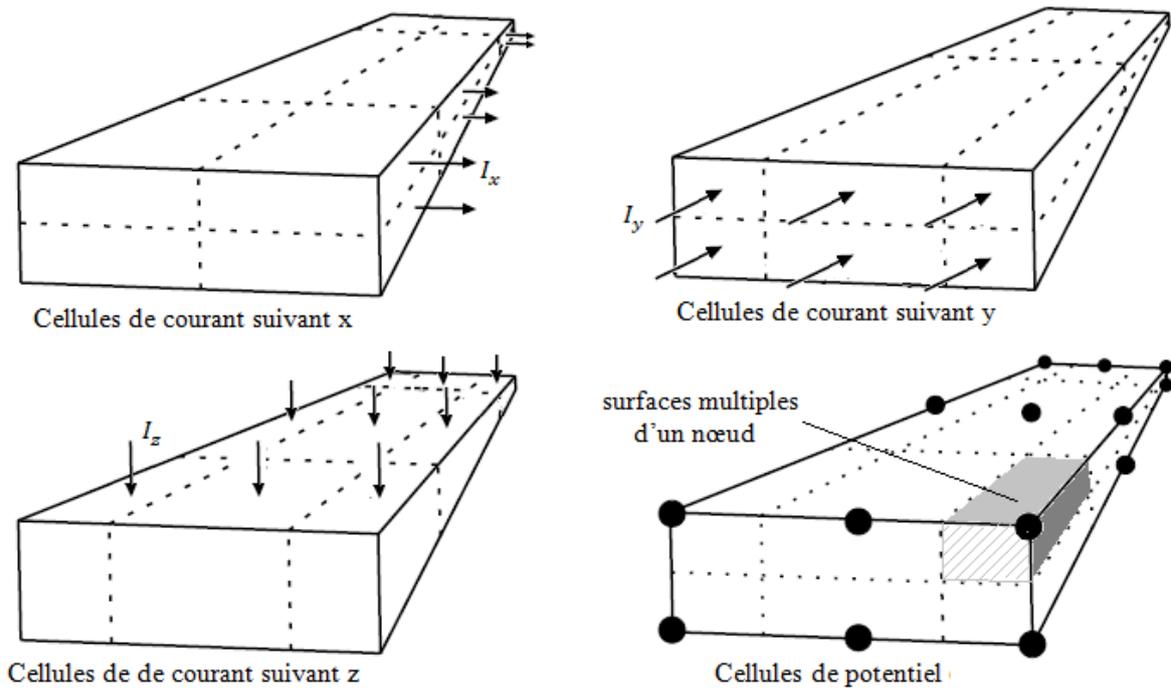


Figure 2.14: Discretisation PEEC-3D d'un conducteur montrant les directions de courant dans les partitions inductives. Les nœuds sont par les cellules de surface.

A noter, dans la discrétisation de surface, plusieurs surfaces peuvent être associées à un seul nœud. Cela nécessite, pour ce nœud, la «sommation» des contributions des coefficients de potentiels de ces surfaces.

Pour tout type de discrétisation, chacune des cellules de courant (de volume) est définie par son origine, ses dimensions, sa conductivité et ses deux nœuds auxquels elle est reliée. Chacune des cellules de potentiel (de surface) est définie par son origine, ses dimensions, sa permittivité et le nœud auquel elle est reliée.

II.4.2 Calcul des éléments partiels

Le calcul des éléments partiels est l'étape suivante de l'organigramme de la figure 2.11 décrivant les quatre étapes de l'approche PEEC. Les calculs des éléments partiels sont basés sur les expressions mathématiques de la section II.3.5 et la discrétisation détaillée dans la section précédente.

Les expressions pour les inductances partielles et les coefficients de potentiels, respectivement (2.37) et (2.46), peuvent être évaluées pour des géométries générales en utilisant des techniques d'intégration numérique. Cependant ces techniques sont chronophages et propagatifs d'erreurs.

Pour éviter ces inconvénients, des géométries de base ont été définies pour lesquelles il existe des expressions analytiques exactes pour le calcul des éléments partiels [HOE.65], [RUE.81]. Les géométries de base des différents éléments partiels sont présentées sur la figure 2.15. Elles sont habituellement de formes parallélépipédiques dont les arêtes sont parallèles aux trois axes cartésiens.

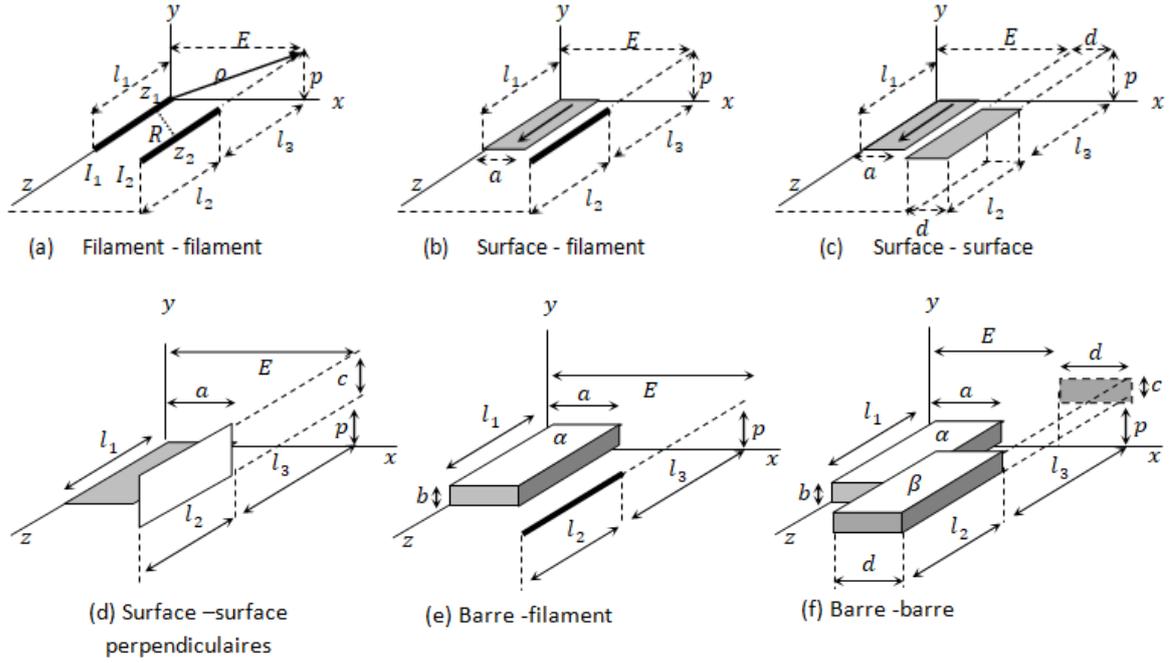


Figure 2.15 : Géométries orthogonales de base pour calculs analytiques exactes des interactions partielles.

Le calcul des résistances partielles est simple et direct, quant aux calculs des interactions mutuelles, on utilise le concept fondamental des filaments de courant pour obtenir les paramètres de couplage entre deux formes orthogonales quelconques [HOE.65]

a) Interaction mutuelle entre de deux filaments

Pour la figure 2.15.a, et en utilisant la fonction de Green de l'espace libre (2.10), l'expression (2.37) se réduit entre deux filaments à :

$$L_{ff} = \mu \int_{l_1} \int_{l_2} G(r, r') dl_1 dl_2 = \frac{\mu}{4\pi} \int_{l_1} \int_{l_2} \frac{1}{\sqrt{(z_2 - z_1)^2 + \rho^2}} dz_1 dz_2 \quad (2.54)$$

Avec : $z_1 = l_3 + z_2$; $\rho = \sqrt{E^2 + p^2}$;

L'intégration donne :

$$\begin{aligned} L_{ff} &= \frac{\mu}{4\pi} \left[\left[z \cdot \log(z + \sqrt{z^2 + \rho^2}) - \sqrt{z^2 + \rho^2} \right]_{l_2+l_3-l_1}^{l_3-l_1} \right]_{l_3}^{l_3+l_2} \\ &= \frac{\mu}{4\pi} \left[[f(z)]_{s_2}^{s_1} \right]_{s_4}^{s_3} \end{aligned} \quad (2.55)$$

Avec la fonction $f(z) = z \cdot \log(z + \sqrt{z^2 + \rho^2}) - \sqrt{z^2 + \rho^2}$. L'interaction (2.55) peut s'écrire sous forme de somme par $L_{ff} = \frac{\mu}{4\pi} [f(s_1) - f(s_2) + f(s_3) - f(s_4)]$. Ou bien en forme condensée :

$$L_{ff} = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{k=1}^{k=4} (-1)^{k+1} f(s_k) \quad (2.56)$$

Avec les variables discrètes $\begin{cases} s_1 = l_3 - l_1 \\ s_2 = l_2 + l_3 - l_1 \end{cases} ; \begin{cases} s_3 = l_3 + l_2 \\ s_4 = l_3 \end{cases}$

Par analogie on obtient :

$$P_{ff} \equiv \frac{1}{4\pi\epsilon \cdot l_1 l_2} \sum_{k=1}^{k=4} (-1)^{k+1} f(s_k) \quad (2.57)$$

b) Interaction mutuelle entre une surface et un filament parallèles

Il suffit d'intégrer l'expression de l'interaction filament – filament (2.55) suivant une autre dimension, la dimension x dans la figure (2.15.b), avec la variable ρ qui devient dans ce cas : $\rho = \sqrt{(E-x)^2 + p^2}$.

$$\begin{aligned} L_{sf} &= \frac{1}{a} \int_0^a L_{ff} \cdot dx = \frac{\mu}{4\pi \cdot a} \cdot \left[[[f(x, z)]_{q_2}^{q_1}(x)]_{s_2}^{s_1}(z) \right]_{s_4}^{s_3}(z) \\ &= \frac{\mu}{a \cdot 4\pi} \cdot \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^4 (-1)^{i+k} \cdot f(q_i, s_k) \end{aligned} \quad (2.58)$$

$$\begin{aligned} f(x, z) &= \frac{z^2 - p^2}{2} \cdot \log(x + \sqrt{x^2 + p^2 + z^2}) + \log(z + \sqrt{x^2 + p^2 + z^2}) \\ &\quad - p \cdot z \cdot \operatorname{atan} \left(\frac{x \cdot z}{p \cdot \sqrt{x^2 + p^2 + z^2}} \right) - \frac{x}{2} \cdot \sqrt{x^2 + p^2 + z^2} \end{aligned} \quad (2.59)$$

Avec les bornes selon la figure (2.15.b) $\begin{cases} q_1 = E \\ q_2 = E - a \end{cases} ; \begin{cases} s_1 = l_3 - l_1 \\ s_2 = l_2 + l_3 - l_1 \end{cases} ; \begin{cases} s_3 = l_3 + l_2 \\ s_4 = l_3 \end{cases}$

Par analogie on obtient pour les coefficients de potentiel :

$$P_{sf} = \frac{1}{a \cdot l_1 l_2 \cdot 4\pi\epsilon} \cdot \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^4 (-1)^{i+k} \cdot f(q_i, s_k) \quad (2.60)$$

c) Interaction mutuelle entre deux surfaces parallèles

Conformément à la Fig.2.15.c, soit intégrer une autre fois l'expression (2.58) de L_{sf} sur la dimension x , soit intégrer deux fois sur la même dimension x l'expression (2.55) de L_{ff} , où la variable $\rho = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + p^2}$. L'intégration se complique encore.

$$\begin{aligned} L_{ss} &= \frac{1}{a} \int_E^{E+d} L_{sf} dx = \frac{1}{a \cdot d} \int_E^{E+d} \int_0^a L_{ff} dx_1 dx_2 \\ &= \frac{\mu}{ad \cdot 4\pi} \left[[[[f(x, z)]_{q_2}^{q_1}(x)]_{q_4}^{q_3}(x)]_{s_2}^{s_1}(z) \right]_{s_4}^{s_3}(z) \\ &= \frac{\mu}{ad \cdot 4\pi} \sum_{i=1}^4 \sum_{k=1}^4 (-1)^{i+k} \cdot f(q_i, s_k) \end{aligned} \quad (2.61)$$

$$\begin{aligned} f(x, z) &= \frac{x^2 - p^2}{2} z \cdot \log(z + \sqrt{x^2 + p^2 + z^2}) + \frac{z^2 - p^2}{2} x \cdot \log(x + \sqrt{x^2 + p^2 + z^2}) \\ &\quad - x p z \cdot \operatorname{atan} \left(\frac{x \cdot z}{p \cdot \sqrt{x^2 + p^2 + z^2}} \right) - \frac{1}{6} (x^2 - 2p^2 + z^2) \sqrt{x^2 + p^2 + z^2} \end{aligned} \quad (2.62)$$

Avec les bornes $\begin{cases} q_1 = E - a & q_3 = E + d & s_1 = l_3 - l_1 & s_3 = l_3 + l_2 \\ q_2 = E - a + d & q_4 = E & s_2 = l_2 + l_3 - l_1 & s_4 = l_3 \end{cases}$

On obtient pour le coefficient de potentiel :

$$P_{ss} = \frac{1}{4\pi\epsilon \cdot s_1 s_2} \sum_{i=1}^4 \sum_{k=1}^4 (-1)^{i+k} \cdot f(q_i, s_k) \quad (2.63)$$

d) Interaction mutuelle entre deux surfaces perpendiculaires

C'est la situation de la figure (2.15.d), où la constante p dans l'expression de L_{ff} est remplacée par la variable y . Puis l'intégration de l'expression de L_{ff} suivant les deux dimensions x et y .

$$\begin{aligned} L_{\perp} &= \frac{1}{ac} \int_p^{p+c} \int_0^a L_{ff} \cdot dx \cdot dy = \frac{\mu}{ac \cdot 4\pi} \left[\left[[f(x, y, z)]_{q_2}^{q_1}(x) \right]_{r_2}^{r_1}(y) \right]_{s_2}^{s_1}(z) \Bigg]_{s_4}^{s_3}(z) \\ &= \frac{\mu}{ac4\pi} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^4 (-1)^{i+j+k+1} f(q_i, r_j, s_k) \end{aligned} \quad (2.64)$$

$$\begin{aligned} f(x, y, z) &= \frac{3z^2 - y^2}{6} y \cdot \log(x + R) + \frac{3z^2 - x^2}{6} x \cdot \log(y + R) + xyz \cdot \log(z + R) - \frac{xy}{3} R \\ &\quad - \frac{z^3}{6} \cdot \operatorname{atan}\left(\frac{xy}{z \cdot R}\right) - \frac{zx^2}{2} \cdot \operatorname{atan}\left(\frac{zy}{x \cdot R}\right) - \frac{zy^2}{2} \cdot \operatorname{atan}\left(\frac{zx}{y \cdot R}\right) \end{aligned} \quad (2.65)$$

Où $R = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ et les variable discrètes de la somme (2.64) sont

$$\begin{cases} q_1 = E & r_1 = p + c & s_1 = l_3 - l_1 & s_3 = l_3 + l_2 \\ q_2 = E - a & r_2 = p & s_2 = l_2 + l_3 - l_1 & s_4 = l_3 \end{cases}$$

Par conséquence, le coefficient de potentiel est :

$$P_{\perp} = \frac{1}{4\pi\epsilon \cdot s_1 s_2} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^4 (-1)^{i+j+k+1} f(q_i, r_j, s_k) \quad (2.66)$$

e) Interaction mutuelle entre un volume et un filament

Cette interaction correspond à la figure (2.15.e), elle est calculée soit à partir de L_{ff} en l'intégrant sur deux autres dimensions, soit à partir de l'expression d'une surface et d'un filament parallèles, L_{sf} , (2.58), avec remplacement dans (2.59) de la constante p par la variable composée $(p - y)$ et l'intégration suivant y .

$$\begin{aligned} L_{vf} &= \frac{1}{b} \int_{p-b}^p L_{sf} dy = \frac{\mu}{ab \cdot 4\pi} \left[\left[[f(x, y, z)]_{q_2}^{q_1}(x) \right]_{r_2}^{r_1}(y) \right]_{s_2}^{s_1}(z) \Bigg]_{s_4}^{s_3}(z) \\ &= \frac{\mu}{ab \cdot 4\pi} \cdot \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^4 (-1)^{i+j+k+1} \cdot f(q_i, r_j, s_k) \end{aligned} \quad (2.67)$$

Où la fonction, $f(x, y, z)$, est identique à celle du cas de deux surfaces perpendiculaires (2.65). Et les variables discrètes de la somme (2.67) sont :

$$\begin{cases} q_1 = E & r_1 = p & s_1 = l_3 - l_1 & s_3 = l_3 + l_2 \\ q_2 = E - a & r_2 = p - b & s_2 = l_2 + l_3 - l_1 & s_4 = l_3 \end{cases}$$

Le coefficient de potentiel se calcule comme la moyenne des contributions des quatre faces du volume parallèles au filament, ceci est très couteuse en temps de calcul. Dans ce travail, nous limitons l'interaction qu'avec la surface dominante: la face la plus proche au filament.

f) Interaction mutuelle entre deux volumes

C'est la dernière et la plus importante géométrie de base, Fig.2.15.f. Son interaction est calculée à partir de celle des surfaces parallèles L_{SS} , par intégration sur les y des deux volumes. C'est l'intégration la plus compliquée et qui donne.

$$\begin{aligned} L_{vv} &= \frac{1}{bc} \int_p^{p+c} \int_0^b L_{SS} dy dy \\ &= \frac{\mu}{abcd \cdot 4\pi} \left[[f(x, y, z)]_{q_2; q_4}^{q_1; q_3}(x) \right]_{r_2; r_4}^{r_1; r_3}(y) \Big|_{s_2; s_4}^{s_1; s_3}(z) \\ &= \frac{\mu}{abcd \cdot 4\pi} \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 \sum_{k=1}^4 (-1)^{i+j+k+1} f(q_i, r_j, s_k) \end{aligned} \quad (2.68)$$

$$\begin{aligned} f(x, y, z) &= \left(\frac{6y^2z^2 - y^4 - z^4}{24} \right) x \cdot \log \left(\frac{x+R}{\rho_x} \right) + \left(\frac{6x^2z^2 - x^4 - z^4}{24} \right) y \cdot \log \left(\frac{y+R}{\rho_y} \right) \\ &+ \left(\frac{6y^2x^2 - y^4 - x^4}{24} \right) z \cdot \log \left(\frac{z+R}{\rho_z} \right) - \frac{xy z^3}{6} \operatorname{atan} \frac{xy}{zR} - \frac{zy x^3}{6} \operatorname{atan} \frac{xz}{yR} \\ &- \frac{xzy^3}{6} \operatorname{atan} \frac{yz}{xR} + \frac{R}{60} (x^4 + y^4 + z^4 - 3y^2x^2 - 3y^2z^2 - 3z^2x^2) \end{aligned} \quad (2.69)$$

$$\text{Avec les paramètres: } \begin{cases} R = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} & ; & \rho_x = \sqrt{y^2 + z^2} \\ \rho_y = \sqrt{x^2 + z^2} & ; & \rho_z = \sqrt{x^2 + y^2} \end{cases}$$

Et les variables discrètes de la somme (2.68).

$$\begin{cases} q_1 = E - a & r_1 = p - b & s_1 = l_3 - l_1 \\ q_2 = q_1 + d & r_2 = r_1 + c & s_2 = s_1 + l_2 \\ q_3 = E + d & r_3 = p + c & s_3 = l_3 + l_2 \\ q_4 = E & r_4 = p & s_4 = l_3 \end{cases}$$

Les interactions propres se calculent, suivant le cas, par les mêmes expressions en prenant des dimensions identiques pour les deux éléments et en faisant tendre les décalages à zéro.

II.4.3 Formulation et résolution matricielles

Cette section décrit l'assemblage des éléments partiels dans un système d'équation utilisé pour l'extraction des courants dans les cellules de volume, et les potentiels des nœuds.

Pour la résolution du système mathématique, une méthode d'analyse nodale (MNA), [WED.02], bien connue dans le domaine d'analyse des réseaux électriques, est utilisée. Elle résout à la fois les tensions et les courants dans une structure et produit une matrice grande mais creuse. La MNA est largement utilisée dans les logiciels modernes

d'analyse de circuits en raison de ses propriétés et de sa souplesse pour inclure des éléments de circuit supplémentaires.

La solution repose en règle générale sur le stockage d'éléments partiels et de paramètres spécifiques au circuit. L'approche est détaillée dans la section suivante et utilisée dans la formulation du système mathématique (modèle PEEC).

II.4.3.1 Stockage matriciel d'éléments partiels

Les valeurs calculées de tous les éléments partiels, comme détaillé dans la section précédente, sont stockées dans des matrices pour faciliter la formulation du système d'équations et ensuite sa solution. L'approche est expliquée en utilisant une géométrie simple, Fig. 2.16, représentant une géométrie d'un même conducteur partitionnée en six nœuds géométriques, trois cellules de volume et six cellules de surface. Pour des raisons pratiques, le nombre de nœuds est augmenté au niveau des coins et des discontinuités pour suivre ce des cellules de surface, figure 2.16.

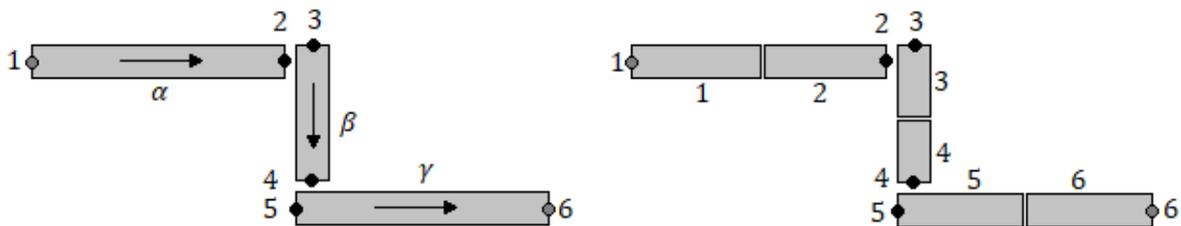


Figure 2.16 : Géométrie à trois conducteurs partitionnée en six nœuds, trois cellules de volume et six cellules de surface.

Les éléments partiels sont stockés comme suivant:

II.4.3.2 La matrice d'inductance partielle, \mathbf{L} .

Suivant le type de la structure, ruban, filament ou volume de courant, les inductances partielles sont calculées les expressions de la section précédente. La matrice d'inductance partielle correspondante à la figure (2.16) est alors

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{\alpha\alpha} & 0 & L_{\alpha\gamma} \\ 0 & L_{\beta\beta} & 0 \\ L_{\gamma\alpha} & 0 & L_{\gamma\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

Où la notation L_{xx} est utilisée pour l'inductance partielle propre de la cellule de volume x et L_{xy} pour l'inductance partielle mutuelle entre les cellules de volume x et y . Puisque la cellule β est perpendiculaire aux deux autres, l'inductance mutuelle partielle est alors nulle.

Comme la matrice \mathbf{L} est symétrique, $L_{\alpha\gamma} = L_{\gamma\alpha}$, pour N partitions inductives, il faut calculer N inductances propres partielles et $\frac{N^2-N}{2}$ inductances mutuelles partielles. La symétrie peut être utilisée pour réduire les besoins de stockage pour la matrice d'inductance partielle.

II.4.3.3 Matrice augmentée des coefficients de potentiels partiels, \mathbf{P}_s

Les coefficients partiels de potentiel se calculent selon la section précédente. Les cellules de surface d'une discontinuité géométrique sont séparées, les nœuds géométriques dans ces discontinuités sont dupliqués. La matrice globale correspondante des coefficients partiels de potentiel est alors

$$\mathbf{P}_s = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} & p_{14} & p_{15} & p_{16} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} & p_{24} & p_{25} & p_{26} \\ p_{31} & p_{32} & p_{33} & p_{34} & p_{35} & p_{36} \\ p_{41} & p_{42} & p_{43} & p_{44} & p_{45} & p_{46} \\ p_{51} & p_{52} & p_{53} & p_{54} & p_{55} & p_{56} \\ p_{61} & p_{62} & p_{63} & p_{64} & p_{65} & p_{66} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

La matrice \mathbf{P}_s est pleine puisque toutes les surfaces, même les perpendiculaires, sont couplées les unes aux autres. Cependant, dans la pratique des surfaces internes sans charge et des surfaces lointaines peuvent exister, provoquant alors des éléments nuls dans la matrice \mathbf{P}_s [RUE.92]. Comme pour la matrice d'inductance partielle, la symétrie peut être utilisée pour remplir la matrice \mathbf{P} d'une manière efficace.

II.4.3.4 La matrice de résistance, \mathbf{R} .

Les résistances des cellules volumiques sont calculées en utilisant (2.30). Comme aucun couplage résistif n'existe entre les cellules de volume, la matrice \mathbf{R} résultante est une matrice diagonale. Pour l'exemple de la figure 2.16, la matrice de résistance est

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{\alpha\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & R_{\beta\beta} & 0 \\ 0 & 0 & R_{\gamma\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

Où R_{xx} désigne la résistance de la cellule de volume x .

Pour les cellules diélectriques, la capacité excédentaire est calculée en utilisant (2.34). Comme pour la matrice de résistance, aucun couplage croisé n'existe parmi les capacités excédentaires. Ce qui conduit en une matrice diagonale. La géométrie de la Fig. 2.16 ne contient pas de zones diélectriques ce qui aboutit à une matrice vide.

II.4.3.5 Matrice de connectivité, \mathbf{A}_s

Pour pouvoir formuler et résoudre le modèle PEEC, une matrice de connectivité (ou d'incidence) est nécessaire pour décrire les connexions des cellules de volume entres nœuds (informations sur les connexions des branches entre nœuds). Les éléments de la matrice \mathbf{A}_s sont créés en utilisant les règles suivantes:

- Chaque ligne m correspond à une cellule de volume m .
- Chaque colonne n correspond à un nœud n (aussi à une cellule de surface n).
- Un élément $a_{mn} = -1$ indique : le courant dans la cellule m est sortant du nœud n .
- Un élément $a_{mn} = 1$ indique : le courant dans la cellule m est entrant au nœud n .
- Un élément $a_{mn} = 0$ indique : aucune connexion entre la cellule m et le nœud n .

Il en résulte la matrice \mathbf{A} pour l'exemple de la Fig. 2.16.

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

II.4.3.6 Matrice de réduction, \mathbf{R}_s

Dans les coins et lors de l'assemblage des discrétisations, des nœuds géométriques multiples peuvent apparaître et augmentent la taille du système. Une deuxième matrice d'information nécessaire est la matrice de réduction de nœud, \mathbf{R}_s . Cette matrice réduit à un seul nœud physique les nœuds géométriques multiples, qui représentent les surfaces multiples. Elle effectue la sommation des contributions de chaque surface en un seul coefficient de potentiel.

Les éléments de la matrice \mathbf{R}_s sont créés en utilisant les règles suivantes:

- Chaque ligne m correspond à un nœud géométrique avant réduction.
- Chaque colonne n correspond à un nœud physique après réduction.
- L'élément $r_{mn} = 1$ indique que les points m et n seront joints après la réduction.

Considérons, à titre d'exemple, de joindre, dans la figure 2.16, les nœuds (2 et 3) et les nœuds (4 et 5). Ceci conduirait à une matrice \mathbf{R}_s écrit comme

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

II.4.3.7 Réduction des vecteurs et matrices

Cette réduction ne concerne que les vecteurs des potentiels, des charges totales et les matrices de connexion et des coefficients de potentiels. C'est une réduction de la géométrie à la situation réelle, et qui consiste à joindre les nœuds géométriques dupliqués.

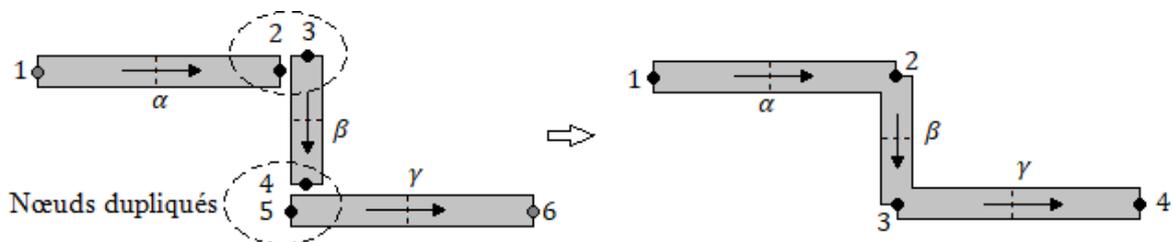


Figure 2.17 : Géométrie de trois conducteurs réduite à seulement quatre nœuds

Pour que la technique soit plus précise ces conditions théoriques doivent s'appliquer:

- Garantir l'équipotentialité : ce qui signifie que le potentiel des nœuds avant et après la réduction est le même.

- Garantir la conservation de charge : cette condition impose l'addition des charges des surfaces connectées au même nœud.

Ceci est fait en utilisant la matrice de réduction, \mathbf{R}_s , qui opère sur les vecteurs et matrices d'avant réduction (Φ_s, Q_s, A_s et P_s) pour créer les vecteurs et matrices réduits (Φ, A, Q et P).

Pour ce faire, écrivons-nous les potentiels et les charges totales de nœuds avant et après la réduction en fonction de la matrice de réduction (2.74) :

$$\begin{aligned}\Phi_s &= \mathbf{R}_s \cdot \Phi \\ \mathbf{Q} &= \mathbf{R}_s^T \cdot \mathbf{Q}_s\end{aligned}\quad (2.75)$$

Où Φ_s et Φ sont les vecteur de potentiels respectivement avant et après réduction, Q_s et Q vecteurs de charges totales avant et après réduction, R_s et R_s^T sont la matrice de réduction et sa transposée.

En écrivant les tensions et les charges totales de cette manière, les deux les équations, (2.75), peuvent être liées par cette relation.

$$\Phi_s = \mathbf{P}_s \cdot \mathbf{Q}_s \quad (2.76)$$

Pour former la charge totale après réduction (deuxième équation 2.75)

$$\mathbf{Q} = [\mathbf{R}_s^T \cdot \mathbf{P}_s^{-1} \cdot \mathbf{R}_s] \cdot \Phi = \mathbf{P}^{-1} \cdot \Phi \quad (2.77)$$

La matrice réduite des coefficients de potentiels est alors

$$\mathbf{P} = [\mathbf{R}_s^T \cdot \mathbf{P}_s^{-1} \cdot \mathbf{R}_s]^{-1} \quad (2.78)$$

On peut facilement vérifier que la matrice de connexion réduite est donnée par :

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_s \cdot \mathbf{R}_s \quad (2.79)$$

Dans l'exemple précédent, le nombre de nœuds devient quatre au lieu de six et la matrice de connexion devient $A(3 \times 4)$ au lieu de $A_s(3 \times 6)$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} & P_{14} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} & P_{24} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} & P_{34} \\ P_{41} & P_{42} & P_{43} & P_{44} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Dans la matrice étendue \mathbf{P}_s , les éléments p_{ij} représentent les interactions capacitives entre toutes les surfaces, tandis que dans la matrice réduite \mathbf{P} , les éléments P_{ij} représentent toutes les interactions capacitives entre les nœuds combinés.

II.4.3.8 Construction du système d'équation

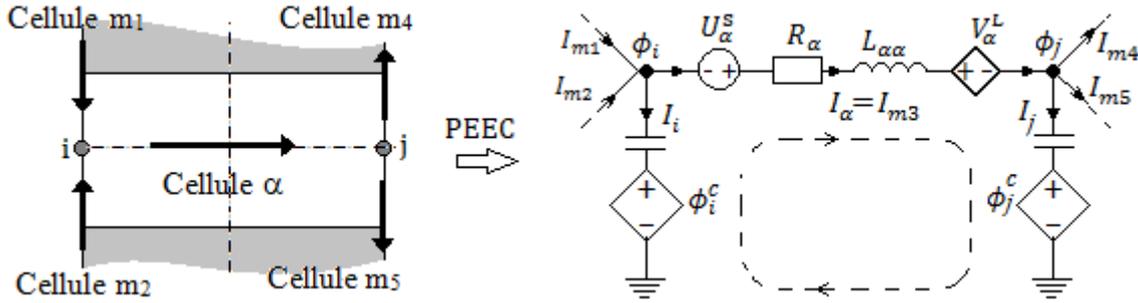


Figure 2.11– Schéma de base pour l'analyse matricielle

Dans le circuit équivalent de cette formulation, d'une part, le générateur de tension piloté en tension, V_α^L qui tient compte du couplage mutuel avec les autres cellules de volume, est remplacé par des inductances mutuelles de valeur $L_{\alpha m}$. D'autre part, il n'est pas conseillé de transformer les générateurs des circuits des cellules surfaciques ϕ_i^c en capacités mutuelles, comme il serait possible du point de vue électrotechnique, car leur évaluation pose un problème gourmand en temps de calcul (inversion matricielle) et numériquement mal conditionné [CLA.96].

Pour une structure partitionnée en N^v cellules de courant (de volume) et N^s cellule de potentiel (de surface après réduction). L'application de la loi des mailles (KVL) à la maille α permet d'écrire :

$$\begin{aligned} U_\alpha^S &= (R_\alpha + j\omega L_{\alpha\alpha})I_\alpha + V_\alpha^L + \phi_j - \phi_i \\ &= (R_\alpha + j\omega L_{\alpha\alpha})I_\alpha + j\omega \sum_{m \neq \alpha}^{N^v} L_{\alpha m} I_m + \phi_j - \phi_i \\ &= \sum_m^{N^v} Z_{\alpha m} I_m - \sum_{k=1}^{N^s} a_{\alpha k} \phi_k \quad \forall \alpha, m \in N^v \end{aligned} \quad (2.80)$$

Avec $Z_{\alpha m} = j\omega L_{\alpha m}$ impédance mutuelle entre les cellules α et m ; $Z_{\alpha\alpha} = R_\alpha + j\omega L_{\alpha\alpha}$ impédance propre de la cellule α ; $a_{\alpha k}$ élément de la ligne α et la colonne k dans la matrice de connexion \mathbf{A} (après réduction).

L'équation (2.80) est écrite sous forme matricielle comme :

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A} \cdot \boldsymbol{\phi} \quad (2.81)$$

$\mathbf{U}_s (N^v \times 1)$: Vecteur des tensions appliquées aux cellules, considéré comme connu.

$\mathbf{Z} (N^v \times N^v)$: Matrice des impédances des cellules de courants à calculer par : $\mathbf{Z} = \mathbf{R} + j\omega\mathbf{L}$

$\mathbf{I} (N^v \times 1)$: Vecteur des courants dans les cellules de volume considéré comme inconnu

$\mathbf{A} (N^v \times N^s)$: Matrice de connexion des cellules aux nœuds

$\boldsymbol{\phi} (N^s \times 1)$: Vecteur des tensions aux nœuds considéré comme inconnu

D'autre part, l'application de la loi des nœuds (KCL) au nœud i permet d'écrire :

$$I_s^i = I_\alpha - I_{m1} - I_{m2} + I_i \quad (2.82)$$

Où I_s^i représente un courant externe appliqué, n'est pas représenté sur la figure, I_i courant capacitif relié à la charge totale au nœud i par : $I_i = j\omega Q_i$

$$I_s^i = \sum_{m=1}^{Nv} -a_{im} I_m + j\omega Q_i \quad (2.83)$$

Sous forme matricielle, et avec $Q = P^{-1}\Phi$

$$\mathbf{I}_s = -\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{I} + j\omega \mathbf{P}^{-1} \cdot \Phi \quad (2.84)$$

La combinaison de ces équations (2.81), (2.84) conduit au modèle mathématique matricielle de la méthode PEEC.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z} & -\mathbf{A} \\ -\mathbf{A}^T & j\omega \mathbf{P}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \Phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s \\ \mathbf{I}_s \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

Le système (2.85) est un système d'équations linéaires et relativement creux. En résolvant ce système par une technique adéquate, tous les potentiels de nœuds et les courants de branches sont calculés en même temps.

Si le système est excité par une tension, supposée idéale, et non pas par un courant, on peut éviter l'inversion de la matrice des coefficients de potentiel, le système résultant est :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z} & -\mathbf{A} \\ -\mathbf{P} \cdot \mathbf{A}^T & j\omega \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \Phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

Où $[\mathbf{1}]$ est la matrice identité de taille $(N^s \times N^s)$

L'ajout des composants discrets supplémentaires entre nœuds revient à modifier et/ou déplacer des lignes et des colonnes de la matrice globale du système.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté notre première approche choisie : la méthode PEEC. Par sa formulation intégrale et par sa possibilité de décrire les phénomènes EM sous forme de circuit équivalent. La méthode PEEC est représentative de ces différents phénomènes que sont la résistance des conducteurs, les inductances, les inductances mutuelles (couplage inductif), les capacités, propres et mutuelles (couplage capacitif) et les pertes diélectriques.

La méthode PEEC correspond bien à notre besoin de modéliser un câblage dans son environnement électrique d'autant plus que sa discrétisation est restreinte aux seules parties actives des structures à modéliser (conducteurs et diélectriques s'ils existent : pas de maillage de l'air).

Chapitre III

Chapitre III

Mise en œuvre de l'approche PEEC.

III.1 Introduction

Le chapitre précédent nous a montré que la méthode PEEC semble adéquate à la simulation des structures de câblages. Ce chapitre est consacré, bien sûr, à la validation sur des configurations tests de types liaison conductrice au-dessus d'un plan de masse. Celle-ci se heurte à la difficulté de mesurer le courant dans le plan de masse. En effet, une mesure indirecte, par le champ magnétique, donne une combinaison de champ créé par les courants de masse et des liaisons. Les tentatives en ce sens sont infructueuses. Notre choix se tourne alors vers une mesure de l'impédance d'entrée d'une configuration constituée d'un plan de masse, d'un fil au parcours variable, et d'une charge de terminaison.

Avant d'appliquer la méthodologie développée sur des configurations typiques et de comparer les résultats, à chaque fois qu'il est possible, avec des mesures. Nous commençons en premier lieu par montrer le déroulé général d'une simulation de structure sous PEEC. Une partie importante de notre travail a été consacrée à la structuration des données et des calculs (discrétisation, calcul des éléments, ...)

III.2 Discrétisation

Dans les systèmes de câblage automobile, nous sommes confrontés à deux types de discrétisation : celle des fils conducteurs (PEEC-1D) et celle des plans de masse (PEEC-2D). Les nœuds seront simplement répartis selon la distance maximale nécessaire à la simulation aux fréquences considérées $\lambda/10$ (où λ étant la longueur d'onde à la plus haute fréquence d'intérêt). Dans notre cas nous faisons varier la fréquence jusqu'à 100MHz ce qui correspond à une dimension maximale de 0.3m.

III.2.1 Maillage des fils

Le maillage transversal des fils conducteurs peut nous permettre de mettre en évidence les effets de peau et de proximité. Cependant, les phénomènes que nous souhaitons mettre en évidence sont généralement des courants, des tensions, des impédances et même des résonances. Par conséquent, l'augmentation de la complexité du maillage afin de faire apparaître les effets de peau et de proximité dans fils ne sera pas d'actualité, car elle peut nous conduire au-delà des possibilités de notre système de calcul (PC).

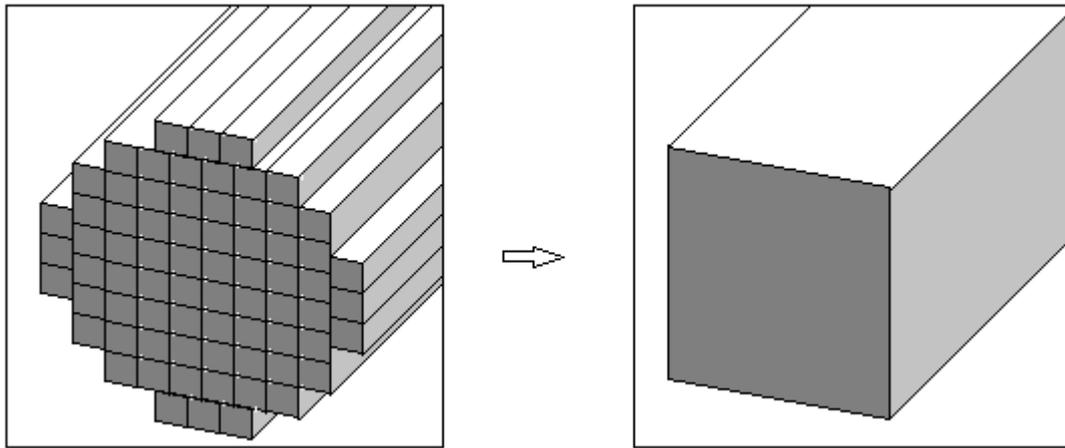


Figure 3.1 : Maillage d'un fil et section rectangulaire équivalente :

Les défauts découlant d'un maillage à sections rectangulaires, alors que les conducteurs sont de section généralement circulaire, sont de l'ordre de quelques pourcents [YAH.09], [DUV.06]. Leur impact est suffisamment faible pour ne pas en tenir compte. Nous travaillerons alors, pour les fils, en section rectangulaire équivalente.

III.2.2 Maillage des plans

Les plans de masse présentent des courants pouvant circuler dans les deux axes, leur maillage est plus complexe. Nous avons choisi pour des raisons de facilité le codage de placer les nœuds de manière régulière sur le plan de masse. A chaque nœud s'articule une cellule de courant suivant x , une cellule de courant suivant y et une cellule de potentiel. La Figure 3.2 présente la position des nœuds sur un exemple de plan de masse rectangulaire. Chaque point présente un nœud où nous pouvons obtenir le potentiel ainsi que les courants allant vers les nœuds adjacents non diagonaux.

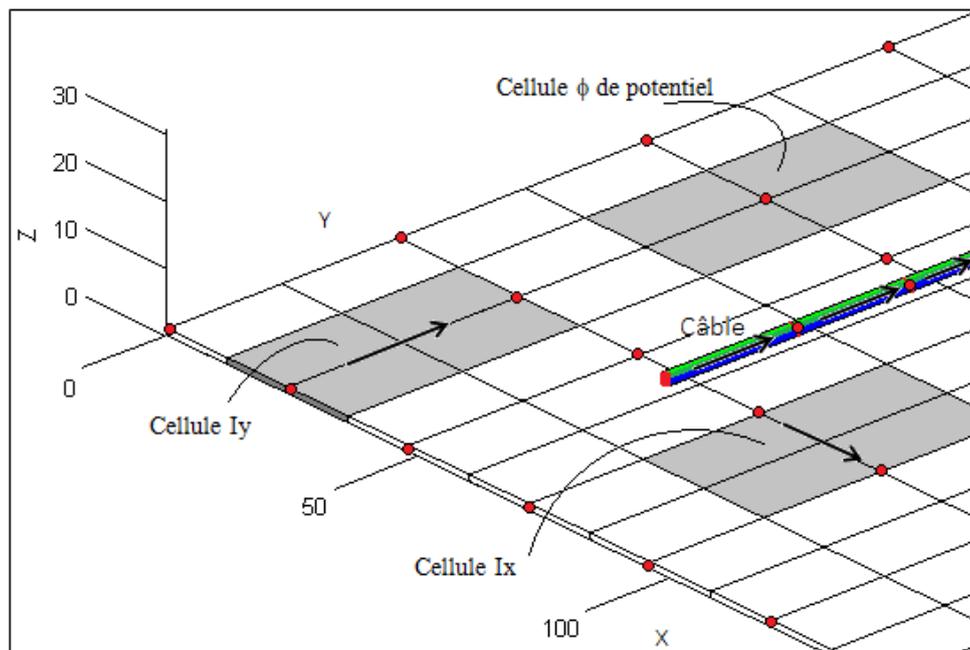


Figure 3.2 : Exemple de maillage d'un système conducteur au-dessus d'un plan

Le nombre de cellules sera imposé par le nombre de nœuds désiré. Afin de limiter le nombre de mailles (de cellules de courant) et par conséquent le temps de calcul, la taille choisie sera alors la plus grande possible en respectant les conditions précédentes. Dans certaines applications qui concernent des fréquences inférieures au mégahertz, la longueur des cellules n'est dictée que par la nécessité de l'observable et non pas par le critère $\lambda/10$ [DUV.06].

III.3 Calcul des éléments partiels

Le calcul des éléments partiels, à l'aide des expressions de la section II.4.3, présente de nombreuses complexités et singularités.

- Aux points singuliers, une étude aux limites peut permettre d'obtenir des valeurs correctes. Or, les codes de calculs matriciels (ex : Matlab) permettent d'effectuer des calculs même de types division par zéro, ou encore logarithme de zéro. Le résultat précise le type d'erreur rencontrée (Inf : nombre infini, NaN : n'est pas un nombre). Des études aux limites présentées dans [DUV.06], ont montré que toutes les singularités donnent un résultat nul. Ainsi, pour éviter des fonctions supplémentaires consommatrices de temps, le plus simple est de laisser le calcul s'effectuer, et en remplaçant chaque résultat présentant une erreur par zéro.
- Lors de l'évaluation des coefficients partiels de potentiel (l'effet capacitif) comme décrit dans la section (II.4.3) rend la modélisation très exigeante en temps de calcul. Afin de rationaliser nos moyens de calcul, nous avons considéré (pour le calcul des coefficients de potentiel seulement) tous les fils comme étant des filaments, et tous les plans comme étant des surfaces, ce qui réduit les calculs à seulement trois situations (filament-filament), (surface-filament), (surface-surface).
- Pour les configurations non orthogonales, lors des calculs des interactions mutuelles, nous avons aussi rapproché la situation réelle en une autre orthogonale équivalente par une projection géométrique de la cellule sur la direction de l'autre, Fig.3.3, le résultat est immédiat, deux cellules équivalentes, une en parallèle à interaction totale et l'autre perpendiculaire à interaction magnétique nulle.

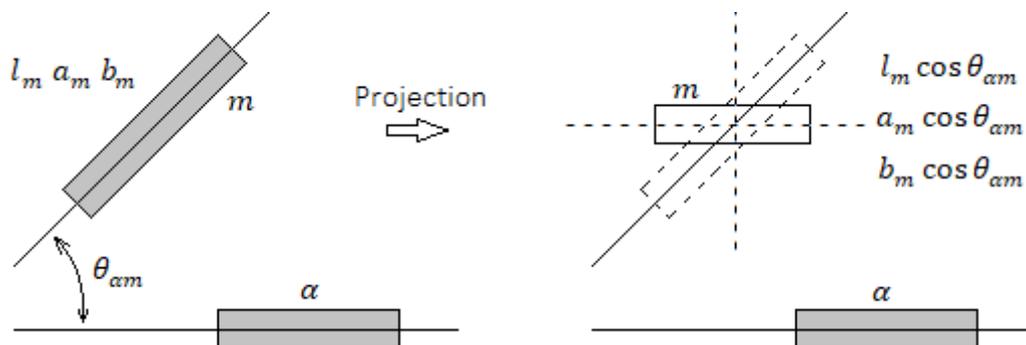


Figure 3.3 : Prise en compte des cellules non parallèles dans le calcul des inductances partielles mutuelles.

III.4 Tests applicatifs

Nous commençons par l'étude de quelques situations caractéristiques relatives aux systèmes de câblages embarqués : des structures simples, dont le comportement électromagnétique est connu soit à travers les déductions théoriques soit dans la littérature. A chaque fois, une évaluation des distributions de courant et de potentiel dans les plans de masse est effectuée, nous effectuons aussi une prédiction de l'impédance d'entrée sur une large bande de fréquence. Ceci permet la validation qualitative des modèles présentés précédemment.

III.4.1 Première série de tests

Nous avons choisi une série de tests, du simple au complexe, pour évaluer l'adéquation de la méthode PEEC au type de problème que nous souhaitons aborder. Des systèmes à aspect 3D composé d'un plan de masse au-dessus duquel sont placées, à hauteur constante, des liaisons filaires reflétant des non-uniformités géométriques (coudes, jonctions, ...) pouvant se produire dans un véhicule automobile. Les structures semblent simples mais représentatives des situations plus complexes susceptibles d'être rencontrées en pratique.

III.4.1.1 Test 1 - Configuration coudée

Le plan de masse est de dimensions $(500 \times 500 \times 0.5)mm$; la liaison est un fil de longueur $0.7m$ et de section carrée $(1 \times 1)mm^2$ coudé au centre selon un angle pour former une non-uniformité. Le matériau est de conductivité $6 \cdot 10^6 S/m$. La liaison est à hauteur de 50 mm, excitée par une tension idéale 10V et terminée par un court-circuit.

Le plan de masse est discrétisé régulièrement en (12×12) nœuds ; chacun des bras de la liaison est partitionné en 18 cellules, ce qui donne un total de 324 cellules de courant et 182 cellules de tension.

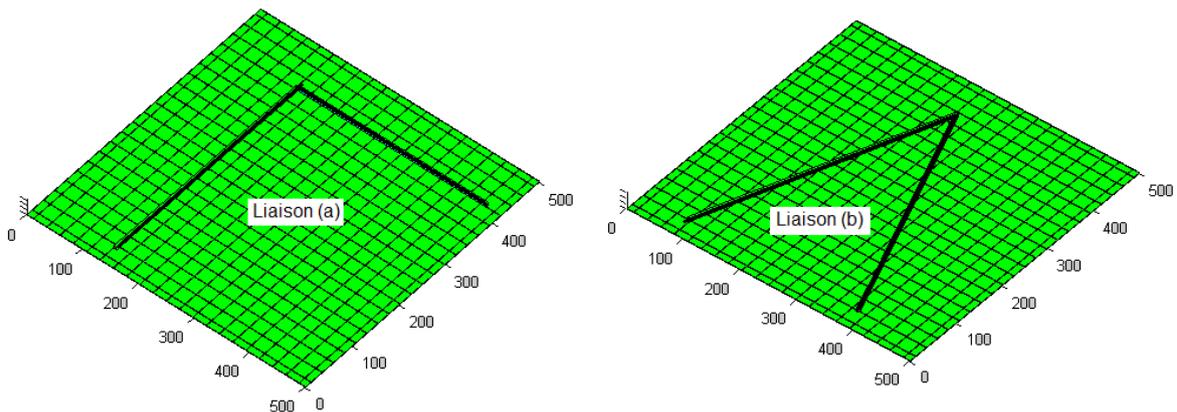


Figure 3.4 : Configuration du test 1. Liaisons coudées

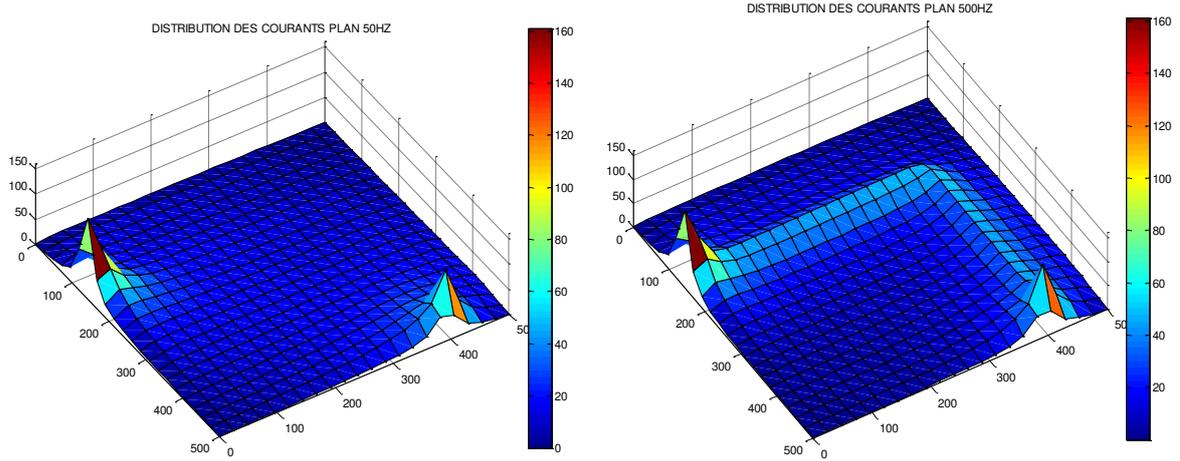


Figure 3.5 : Répartition de courant (A/m²) dans le plan pour deux fréquences - liaison (a)

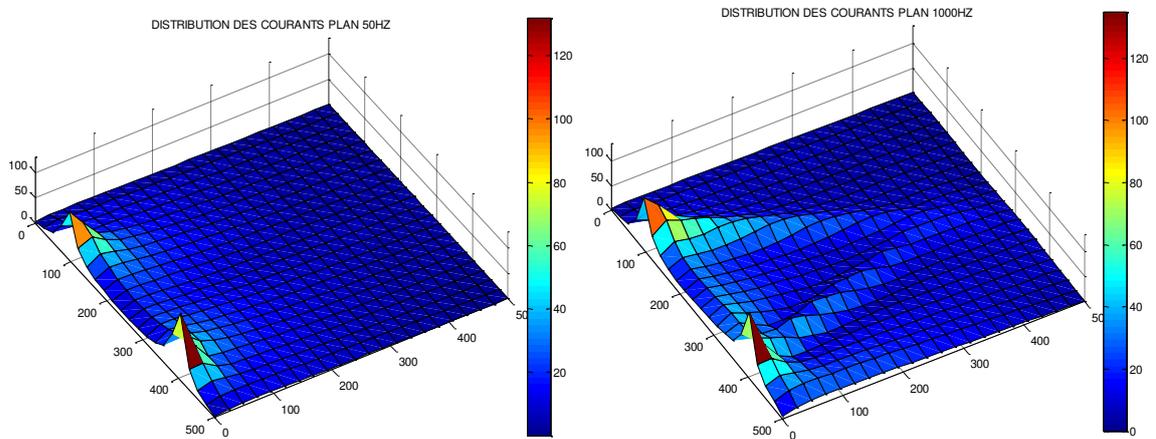


Figure 3.6 : Répartition de courant (A/m²) dans le plan pour deux fréquences – liaison (b)

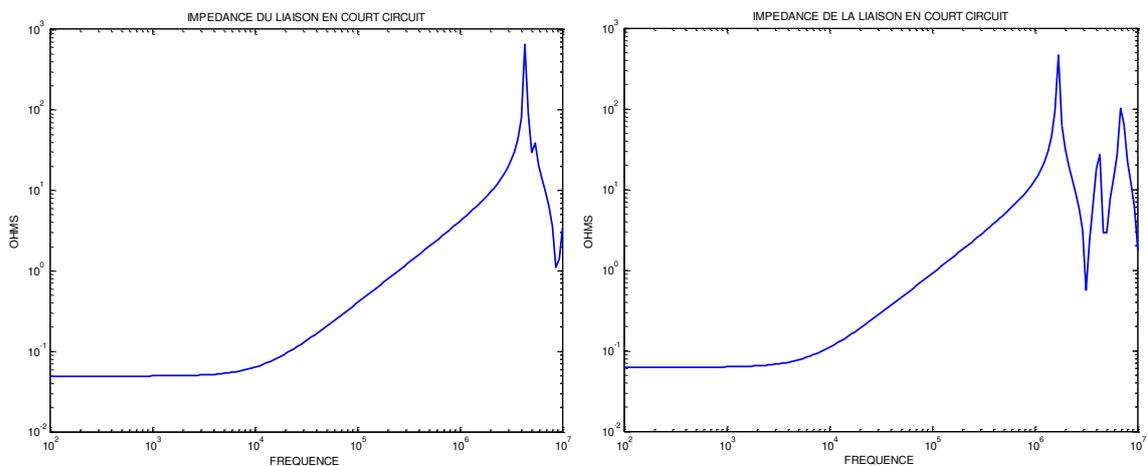


Figure 3.7 : Impédances d'entrée des liaisons (a) et (b), calculées par la méthode PEEC, sorties en court-circuit

III.4.1.2 Test 2 - Configuration légèrement coudée

Le plan de masse est de dimensions finies ($0.6 \times 1.2 \times 0.0005$)m ; une liaison légèrement non uniforme de longueur 1.2m, de section carrée (1×1)mm² et de hauteur 1cm. La liaison est excitée par une tension idéale 10V et terminée soit par un court-circuit soit un vide.

Le plan de masse est discrétisé régulièrement en (12×24) nœuds alors que le fil est partitionné en 10 nœuds, ce qui donne un totale de 585 cellules de courant et 298 nœuds. La figure 3.8 présente un maillage grossier afin de pouvoir distinguer les éléments du système.

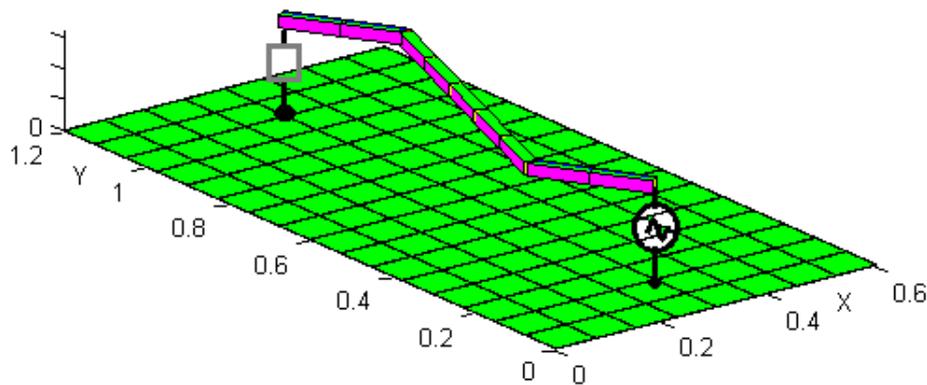


Figure 3.8 : Configuration du test 2. Liaisons légèrement non-uniformes.

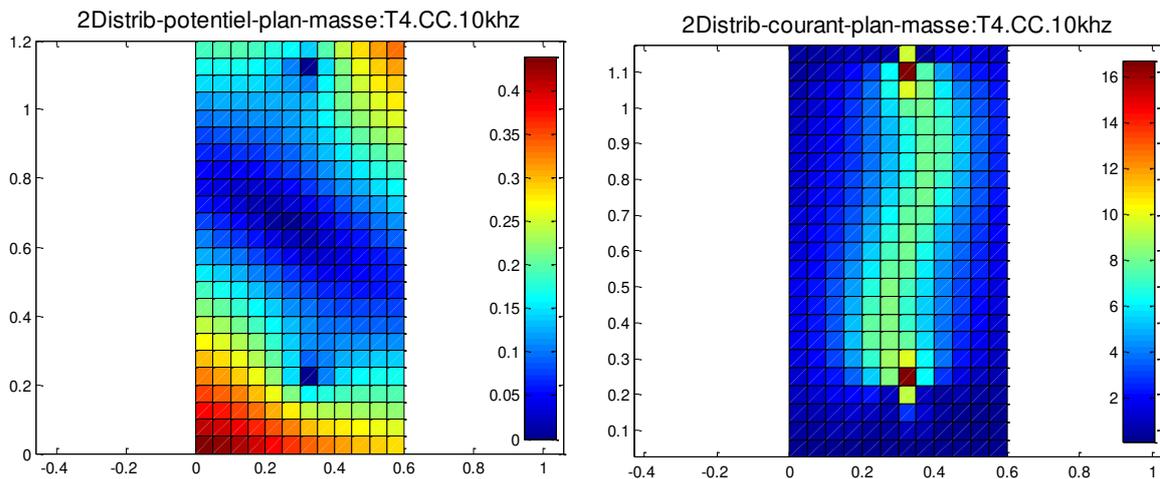


Figure 3.9 : Répartitions de potentiel et de courant dans le plan à 10 kHz, terminaison en court-circuit.

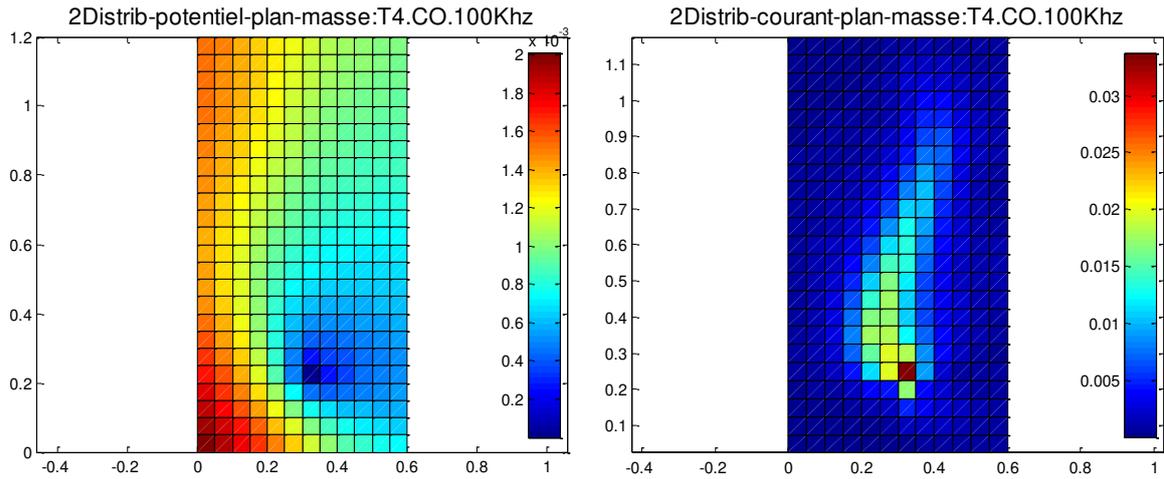


Figure 3.10 : Répartitions de potentiel et de courant dans le plan à 100 kHz, terminaison en circuit ouvert.

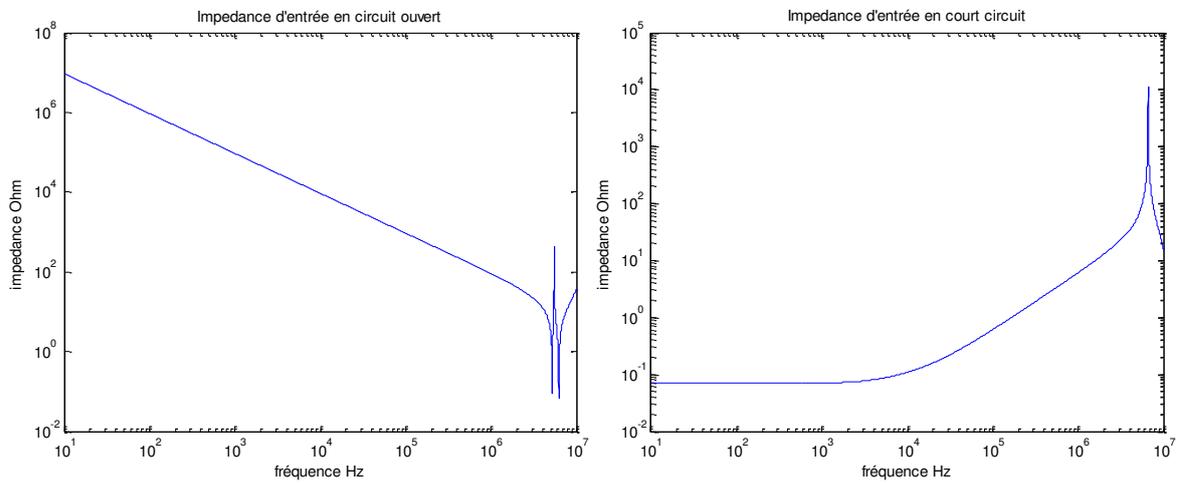


Figure 3.11 : Impédances d'entrées à sortie ouverte et fermée, calculées par la PEEC.

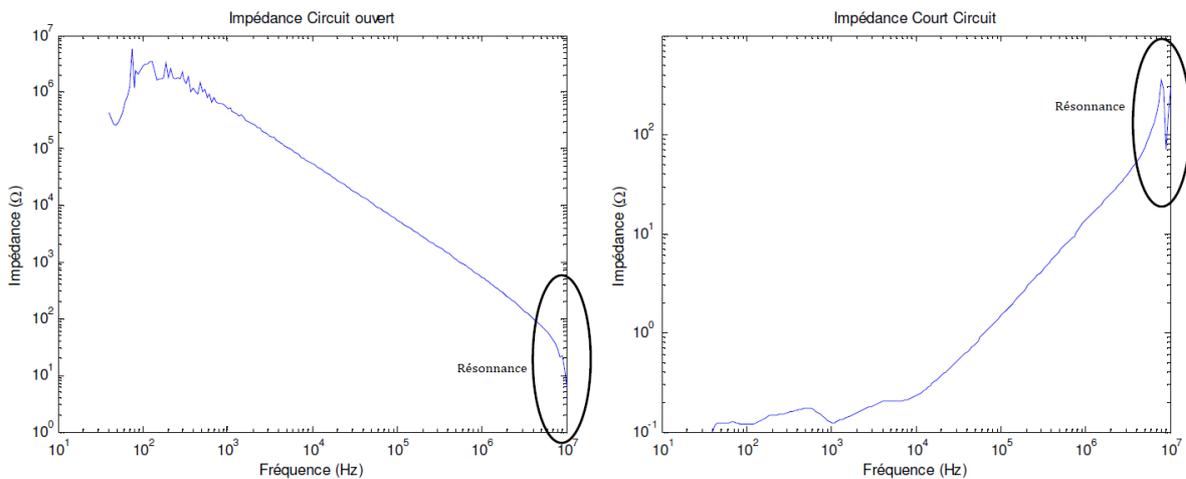


Figure 3.12 : Impédances d'entrées à sortie ouverte et fermée, mesurées [DUV.06] pour une situation droite semblable au test 2.

III.4.1.3 Test 3 - Configuration multiplement coudée

Un système fortement non-uniforme constitué d'un plan de masse ($0.8 \times 1.2 \times 0.0005$)m et d'un câble de longueur 1.8m en configuration d'un serpent (serpentin). Le maillage est identique à celui du test précédent et nous limitons l'étude juste aux répartitions des courants et potentiels au niveau du plan de masse.

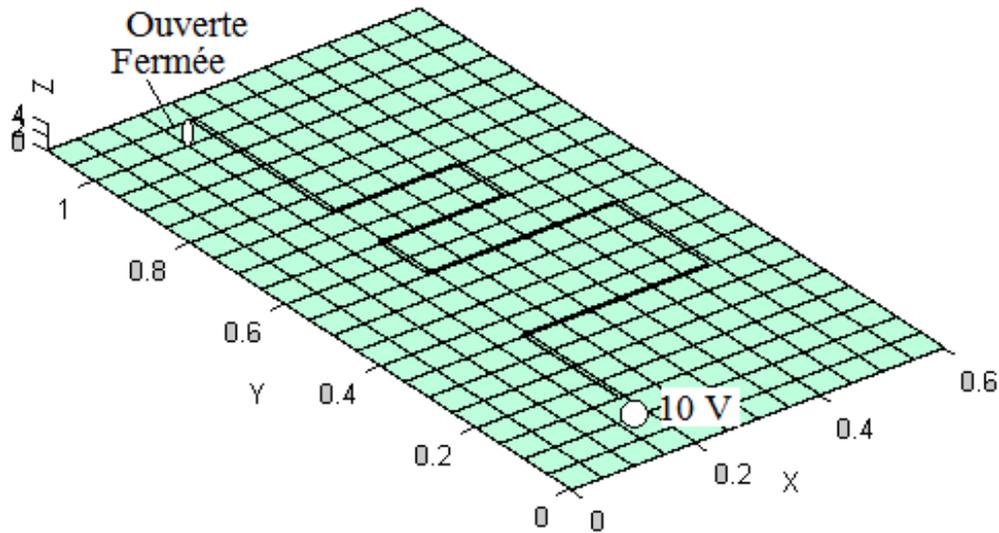


Figure 3.13 : Configuration du test 3. Serpentin fortement non-uniforme

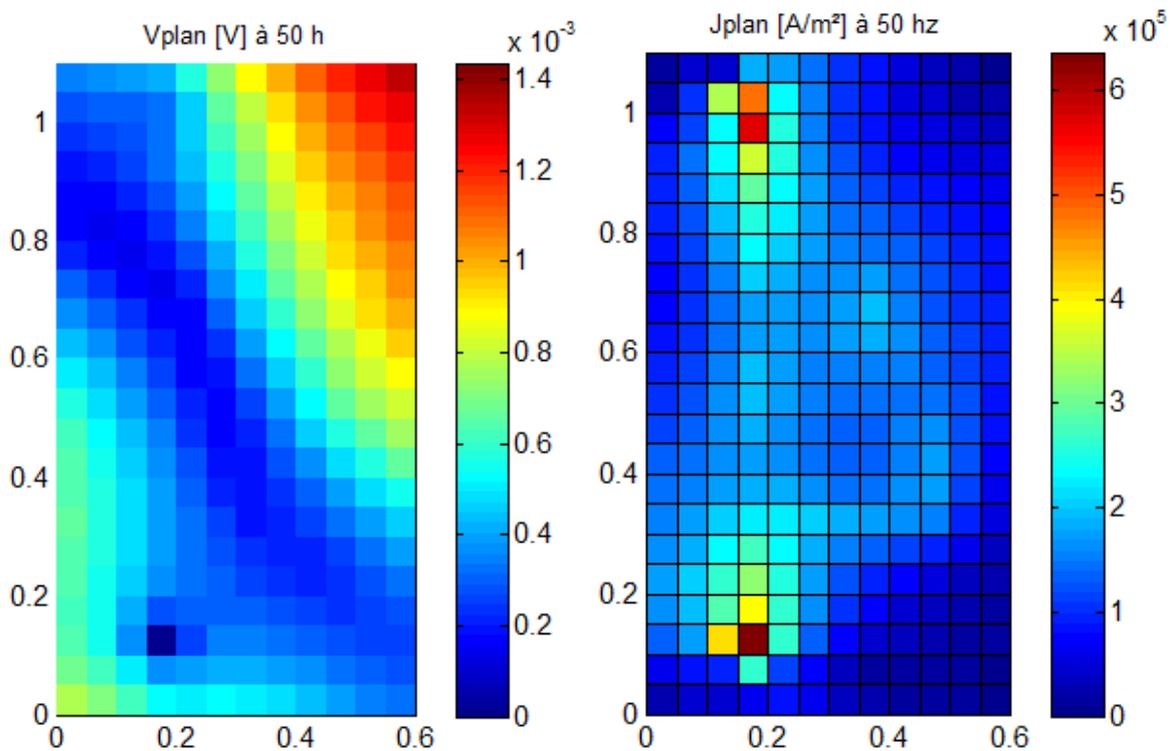


Figure 3.14 : Répartitions de potentiel et de courant dans le plan à 50 Hz, terminaison en court-circuit.

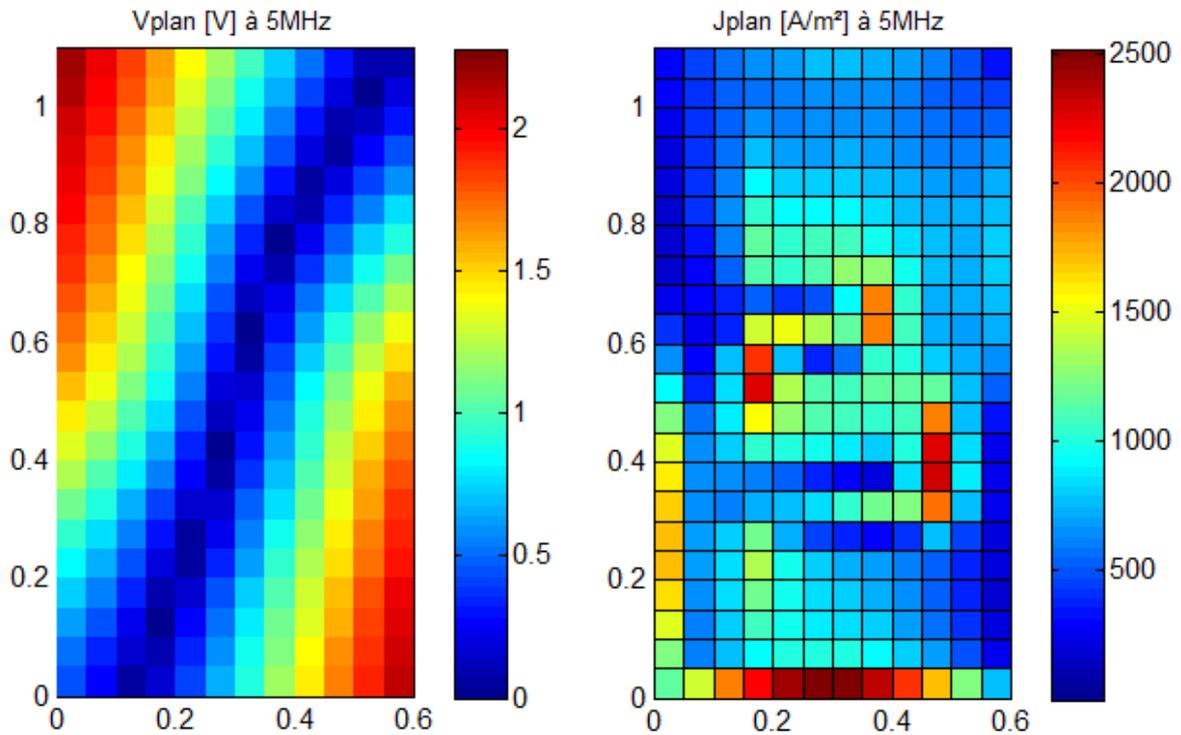


Figure 3.15 : Répartitions de potentiel et de courant dans le plan à 5MHz, terminaison en circuit ouvert.

III.4.1.4 Discussion des résultats des premiers tests

Ces simulations, nous ont permis de mettre en évidence plusieurs effets qui peuvent nous aider à comprendre certains phénomènes.

Nous allons nous intéresser en premier lieu aux chemins de retours du courant dans les plans de masse. Un plan de masse est le conducteur commun (impédance commune) à plusieurs équipements, et par conséquent il constitue le chemin idéal pour répartir différents types de couplage.

Les figures, qui représentent l'évolution de la répartition des courants dans le plan de masse pour différentes valeurs de fréquences, montrent une bonne adéquation avec les indications issues de la théorie électromagnétique, en effet, lorsque le courant circule dans le plan de masse, il se disperse selon les impédances qui lui sont présentées.

En basses fréquences (50Hz), la répartition s'étale sur tout le plan de masses et s'effectue principalement par tous les chemins entre les deux points de connexion, figures (3.5), (3.6) et (3.14). Ceci est théoriquement valide du fait qu'en basses fréquences l'impédance mise en jeu est de nature résistive et donc ces chemins sont les moins résistants.

En hautes fréquences, la répartition s'effectue majoritairement par des chemins indirects qui suivent le parcours sous les fils de la liaison, figures (3.5), (3.6) et (3.9). Ceci est aussi tout à fait conforme avec la théorie qui indique qu'en hautes fréquences, en raison de des parties inductives (couplages inductifs) qui se manifestent, l'impédance la plus faible est

celle qui correspond à l'inductance la plus faible. Cette inductance minimale est celle de la boucle minimale formée par le fil et son parcours (ombre) sur le plan.

A fréquences suffisamment élevées, Fig.3.15, en plus des courants sous le parcours du fil, d'autres courants apparaissent aux bords du plan de masse. Ceci est dû à la manifestation des effets capacitifs à partir de ces fréquences.

Sur les figures qui représentent la répartition des potentiels au niveau des plans de masse, on observe de faibles différences (faibles gradients) et on peut conclure que les plans sont relativement équipotentiels. Ceci reste vrai pour les plans supposés bons conducteurs.

En deuxième lieu, la modélisation par la PEEC est capable non seulement d'obtenir les grandeurs locales (distribution de courant et/ou de tension), un accès aux grandeurs globales (impédances d'entrée) est également possible. Sur une large bande de fréquence, nous effectuons un balayage logarithmique de la fréquence. L'impédance d'entrée à chaque fréquence est calculée comme le rapport de la tension appliquée au courant calculé au nœud d'application.

Par cette modélisation, les effets de la fréquence et de la configuration sont nettement observables sur les figures qui présentent l'évolution de l'impédance d'entrée.

En basses fréquences l'impédance est dominée par la partie résistive (de la liaison et des chemins BF du plan) et reste constante jusqu'aux environs des kHz, puis commence à augmenter, c'est là où commencent à se manifester les effets inductifs ; au-delà des MHz les effets capacitifs, à leurs tours, commencent à apparaître. Les premiers pics apparus au-delà des MHz représentent les premières résonances.

En théorie de lignes qui suppose des configurations uniformes et de modes transverses électromagnétiques (TEM), ces emplacements sont liés aux longueurs de lignes. Dans nos configurations majoritairement non-uniformes, donc non (TEM), les emplacements des résonances ne peuvent pas être liés qu'aux longueurs seules, elles dépendent entre autres des géométries des liaisons et des tailles des plans. C'est pourquoi on remarque un léger décalage de pic pour deux liaisons (a et b) de même longueur, Fig.3.7.

Aux voisinages et au-delà des premières résonances, une divergence (instabilité de l'impédance) est observée, Fig.3.7 et Fig.3.11. Ceci peut être dû à un maillage inadéquat ou insuffisant de la structure ou d'une de ses parties, une réadaptation de maillage aux voisinages des zones d'action (angle, bords, coins, ...) peut remédier ce problème.

L'ensemble des résultats de simulation montre un accord parfait avec les indications théoriques. Ce qui nous encourage à étendre les possibilités de l'approche PEEC à des structures plus larges.

III.4.2 Seconde série de tests

Dans le cadre d'un séjour au laboratoire d'électrotechnique de Grenoble - G2ELab, nous avons pu confronter une partie de nos travaux face à des mesures qui ont été faits en collaboration entre le CNES (Centre national des études spatiales) et G2ELab. La

confrontation consiste à faire comparer les impédances d'entrées pour différentes configurations géométriques d'un câblage en tenant compte les effets des coudes et les interactions mutuelles et ce sur une large bande de fréquence.

Les mesures ont été effectuées par un analyseur de réseau entre 100 kHz et 500 Mhz. Les résultats obtenus sont les paramètres S. A partir de ces paramètres nous pouvons calculer les impédances grâce à : $Z = Z_c \cdot \frac{I+S}{I-S}$; Où I est la matrice identité.



Figure 3.16 : Configurations de mesure CNES-G2ELab : a) **Conf.1** : 2 Conducteurs droits
b) **Conf.2** : conducteur haut coudé (1) et conducteur bas droit (2).

Nous rappelons que nous bâtissons notre approche de modélisation sur l'observation des aspects locaux (répartitions de courants ou de potentiel) à partir desquels la grandeur globale (impédances) est obtenue. Donc, une validation de l'impédance donne certainement une idée sur la validité des répartitions des courants.

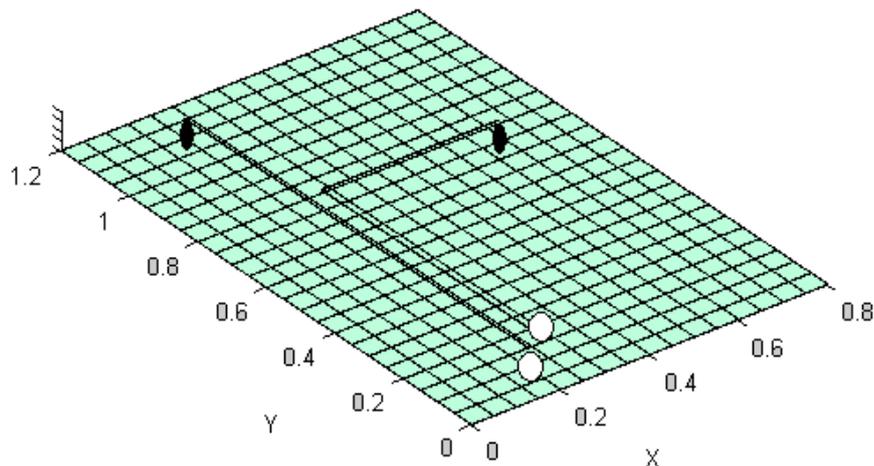


Figure 3.17 : Exemple de Conf.2-discretisée pour la PEEC

Le plan est maillé en (16x24) nœuds, les fils en 20 cellules chacun, ce qui donne un total de 808 cellules de courant et 426 nœuds. Nous signalons l'augmentation très rapide de la durée des simulations avec l'augmentation de la taille des structures.

Nous présentons d'abord les résultats de mesures seules. Les résultats sont présentés en deux échelles de fréquence, une première figure en échelle Log-log pour apprécier le comportement basse fréquence, la deuxième figure est la même mais en échelle semi-log, pour apprécier le comportement hautes fréquences. Nous nous intéressons beaucoup-plus à la comparaison des deux configurations, Fig.3.16.

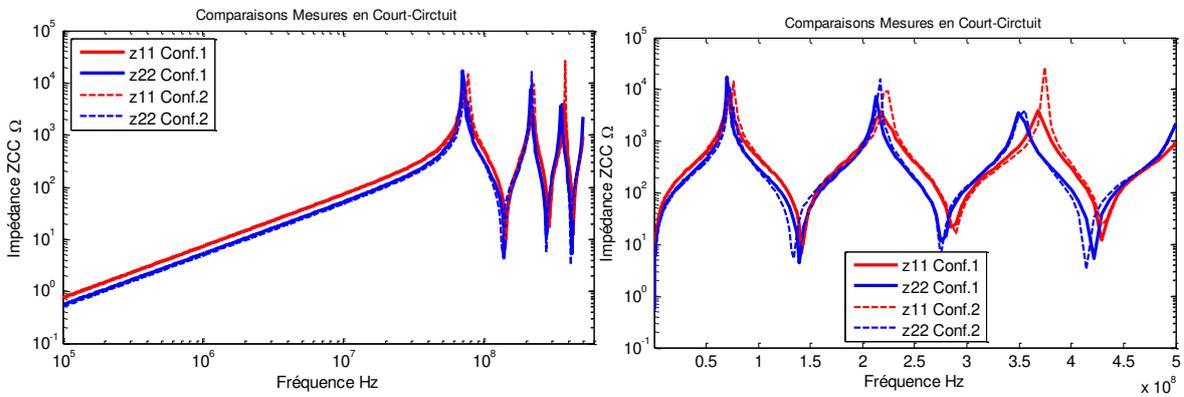


Figure 3.18 : Impédances propres mesurées en court-circuit

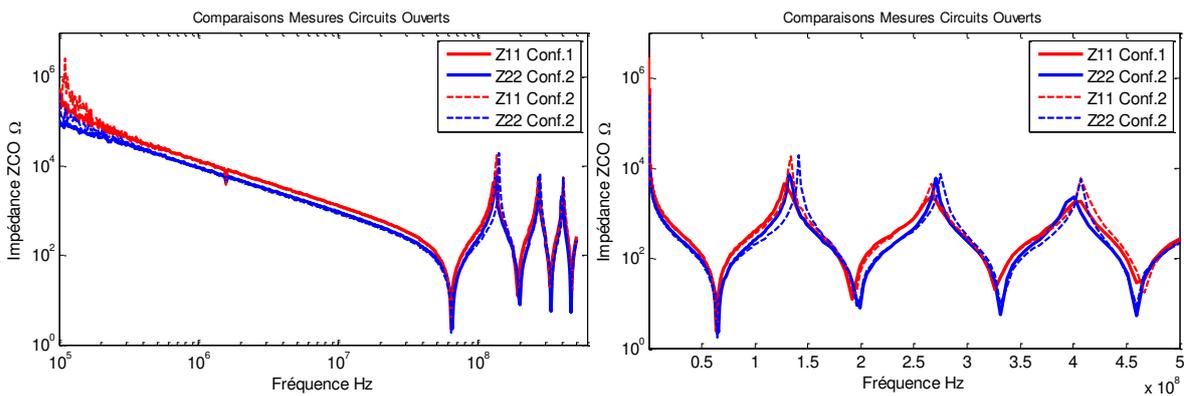


Figure 3.19 : Impédances propres mesurées en circuits ouverts.

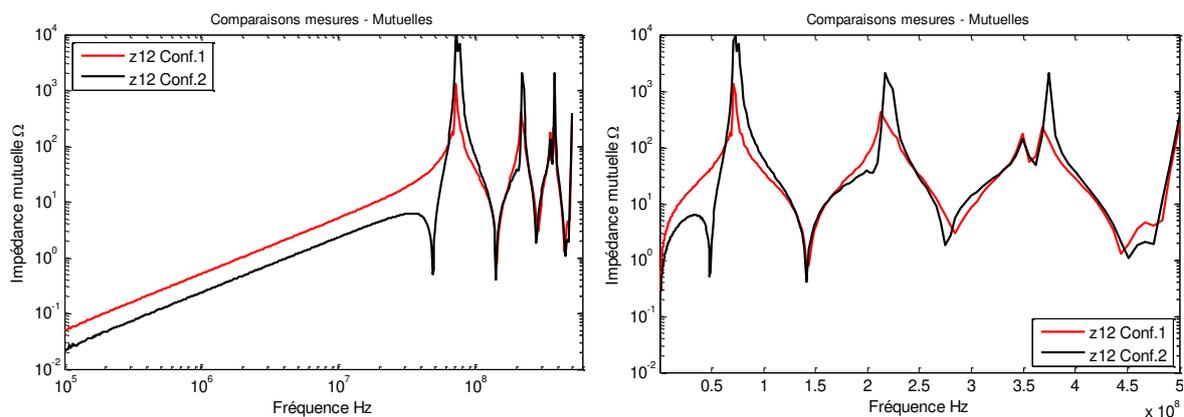


Figure 3.20 : Impédances mutuelles mesurées en court-circuit.

Les résultats de mesures montrent qu'un coude au niveau d'un conducteur n'a pas d'effet remarquable sur son impédance propre. Par contre, l'effet d'un coude apparaît clairement sur le couplage avec d'autre conducteur (l'impédance mutuelle).

Nous présentons dans la suite les résultats du modèle PEEC comparés aux mesures pour la configuration « Conf.1 » toute seule. Les résultats sont présentés toujours en deux échelles de fréquence.

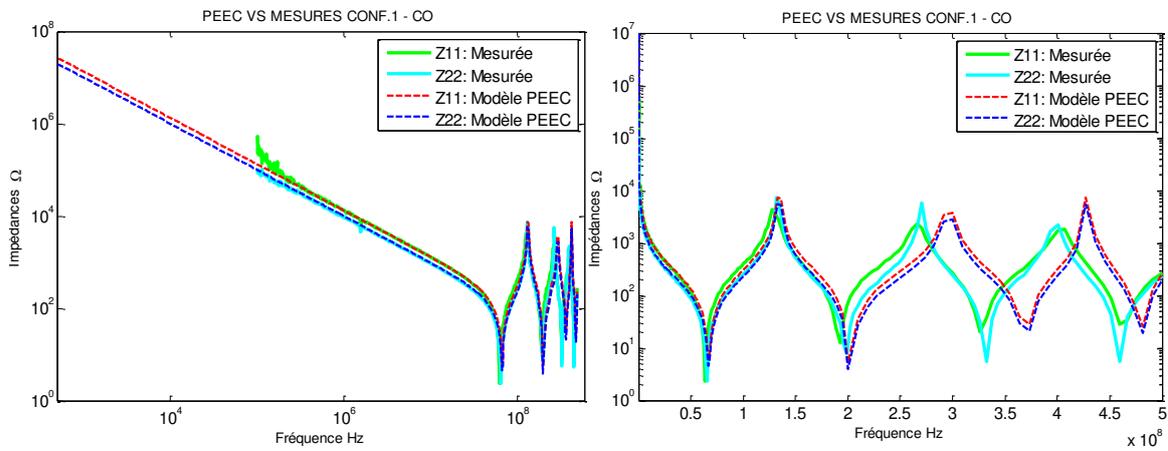


Figure 3.21 : Impédances propres de la Conf.1 en CO, mesurées et calculées par la PEEC.

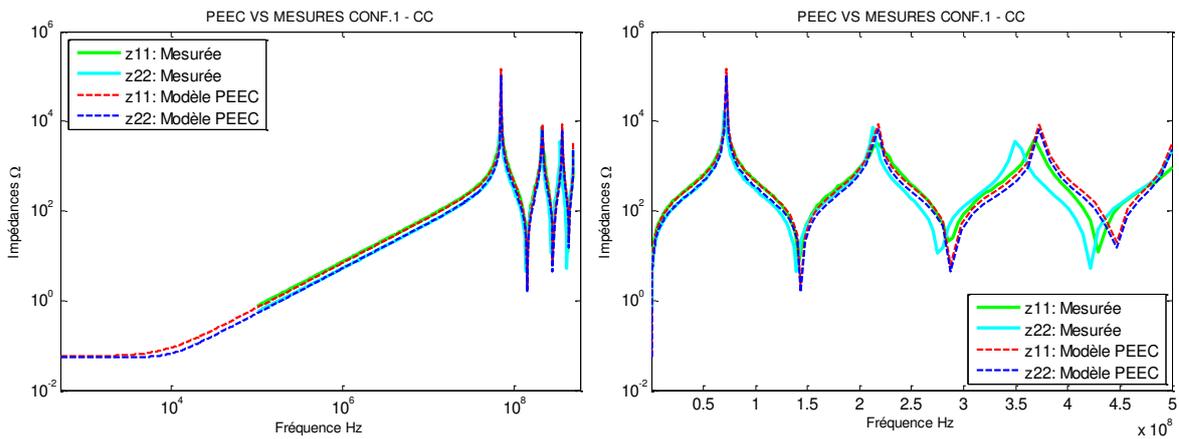


Figure 3.22 : Impédances propres de la Conf.1 en CC, mesurées et calculées par la PEEC.

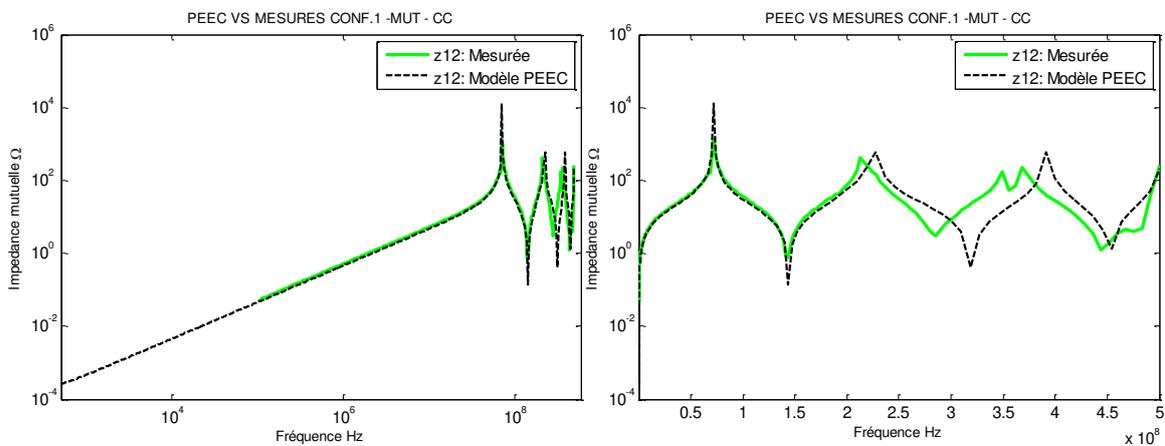


Figure 3.23 : Impédances mutuelles de la Conf.1 en CC, mesurées et calculées par la PEEC.

Dans la suite les résultats du modèle PEEC comparés aux mesures pour la configuration « Conf.2 » toute seule. Les résultats sont présentés toujours en deux échelles de fréquence.

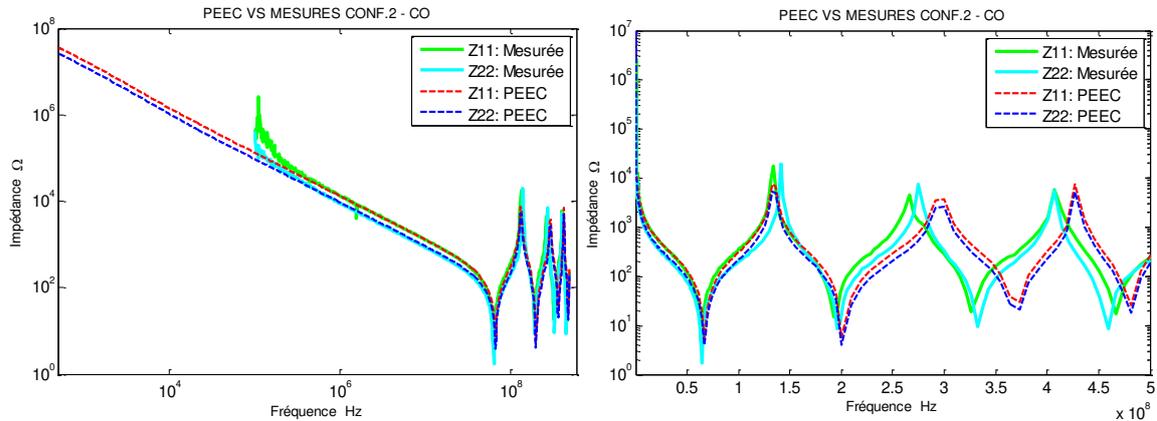


Figure 3.24 : Impédances propres de la Conf.2 en CO, mesurées et calculées par la PEEC.

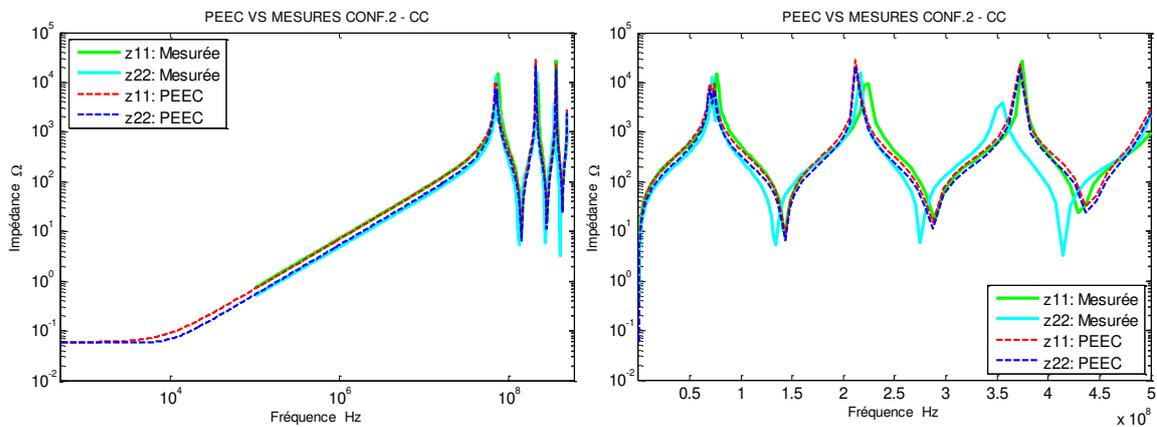


Figure 3.25 : Impédances propres de la Conf.2 en CC, mesurées et calculées par la PEEC.

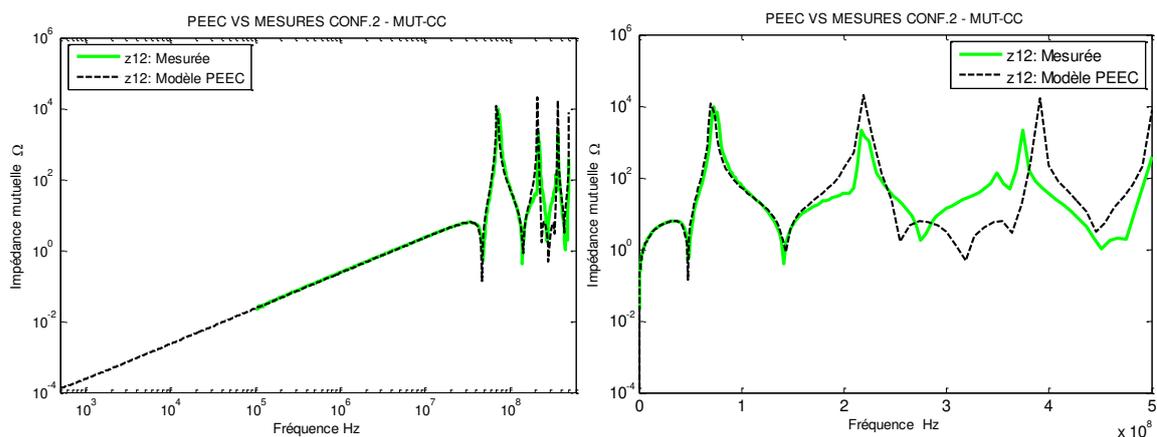


Figure 3.26 : Impédances mutuelle de la Conf.2 en CC, mesurées et calculées par la PEEC.

L'ensemble des résultats, présentés par ces courbes, montre un accord satisfaisant entre le calcul par PEEC et la mesure jusqu'aux premiers pics de résonance (environ 200MHz), puis des décalages de plus en plus importants apparaissent en fréquences plus élevées.

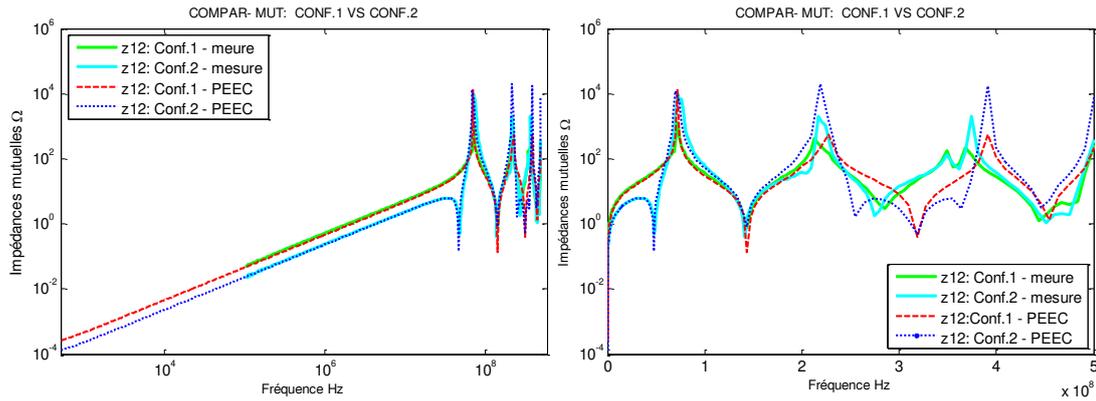


Figure 3.27 : Comparaison des impédances mutuelles des configurations Conf.1 et Conf.2 en CC, mesurées et calculées par la PEEC.

La comparaison de toutes les courbes mesures/calculs montre que la présence d'un coude au niveau d'un câblage ne modifie pas les couplages propres des fils, seul le couplage mutuel (via l'impédance mutuelle) est modifié par la présence d'un tel coude.

III.3.2.1 Discussion sur les impédances.

En gros, on observe des allures générales qui s'accordent bien, non seulement avec les mesures, mais aussi avec les indications théoriques.

En fonction de la fréquence lors des tests en court-circuit, un début, Fig.3.22 et Fig.3.25 relativement constant correspondant au caractère résistif des impédances, où les fréquences tellement faibles (basses) n'arrivent pas à imposer leurs effets.

Au fur et à mesure que la fréquence augmente, cette dernière commence à s'imposer d'abord par son premier effet inductif sur les chemins en boucles de la topologie, la contribution inductive dans l'impédance augmente, par conséquent l'impédance se voit augmenter.

Puis, arrivant à une certaine fréquence suffisamment élevée, les fréquences imposent leur second effet capacitif lié aux charges de surfaces de la topologie. Dans cette partie les effets juxtaposés, inductifs et capacitifs, conduisent à des dynamiques entre eux et par conséquent l'apparition des résonances.

On n'observe pas de remarquables différences entre les impédances propres mesurées ou calculées pour les deux configurations, (Fig.3.21, Fig.3.24) et (Fig.3.22, Fig.3.25). Cependant l'impédance du conducteur haut est légèrement supérieure à celle du conducteur bas et ce pour les deux configurations, cela est justifié par la hauteur qui introduit une augmentation de la boucle, traduite par une augmentation de la composante inductive (inductance) dans l'impédance. Les mêmes figures, en échelle semi-log, montrent des décalages au niveau grandeurs et des emplacements des résonances vers les plus hautes fréquences, ceci est peut-être dû à la limite de validité du maillage utilisé.

La seule différence remarquable entre les deux configurations concerne les impédances mutuelles, mesurées ou calculées, entre le conducteur droit et le conducteur coudé,

Fig.3.27. Cette différence peut être due à l'effet du coude : le conducteur droit n'interagit magnétiquement qu'avec la partie parallèle du conducteur coudé. Les phénomènes magnétique et électrique ne voient pas les mêmes longueurs et ne se manifestent pas en mêmes fréquences. De plus en plus la fréquence augmente, les phénomènes magnétiques voient seulement les parties parallèles des conducteurs, alors que les phénomènes capacitifs voient toute la structure et leur effet augmente de plus en plus jusqu'à où il provoque une diminution brutale de la mutuelle Fig.3.27. Au-delà de cette zone de fréquences apparaissent des basculements inductifs-capacitifs (résonances).

Même si les configurations testées semblent assez simples, mais elles sont représentatives de situations présentes dans les véhicules. Les résultats comparatifs présentés sur l'ensemble des figures précédentes montrent une bonne similitude entre les mesures et la simulation et ce jusqu'à les premières résonances. Ceci nous prouve que notre approche PEEC peut être utilisée dans le cadre de la simulation des faisceaux de câblage plus complexes dans les véhicules automobiles.

Les effets (imperfections) du plan de masse ne sont pas visibles sur les impédances globales, pour les faire sortir, nous devons compléter ces tests par une application qualitative qui permet de voir les répartitions des potentiels et des courants dans le plan de masse.

Les répartitions de courants ou de potentiels sont importantes à connaître, car elles sont la source de plusieurs autres quantités secondaires beaucoup plus importantes. Elles permettent, par exemple, l'accès aux évaluations des points chauds du câblage, des pertes de puissance, des inductions en tout point de l'espace, ...

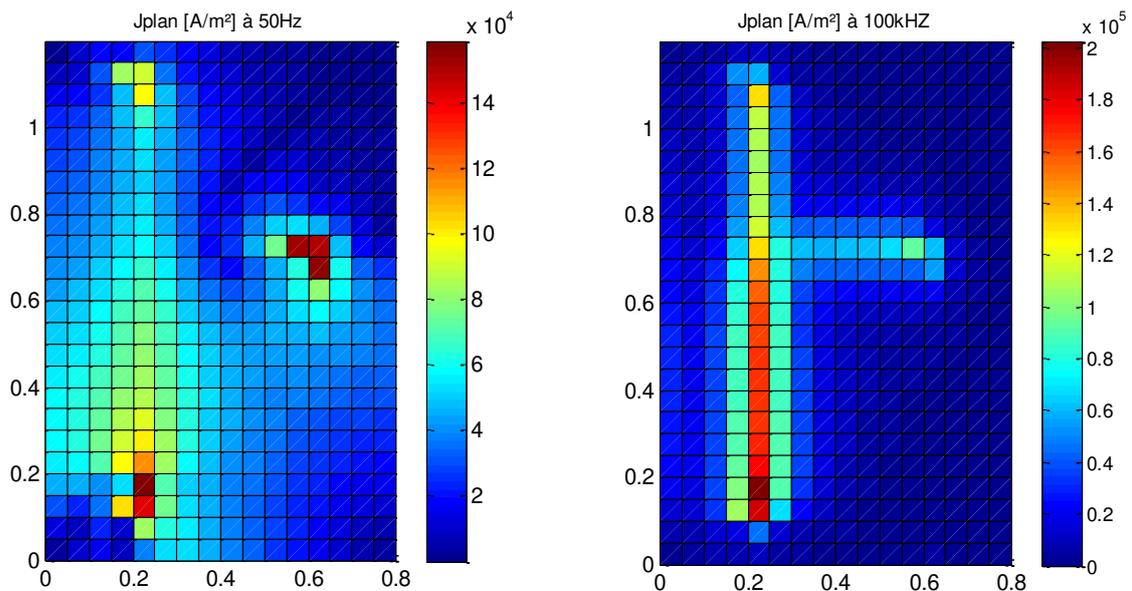


Figure 3.28 : Répartitions de courant dans le plan à deux fréquences, conducteur coudé terminé par court-circuit ; conducteur droit terminé par 50Ω.

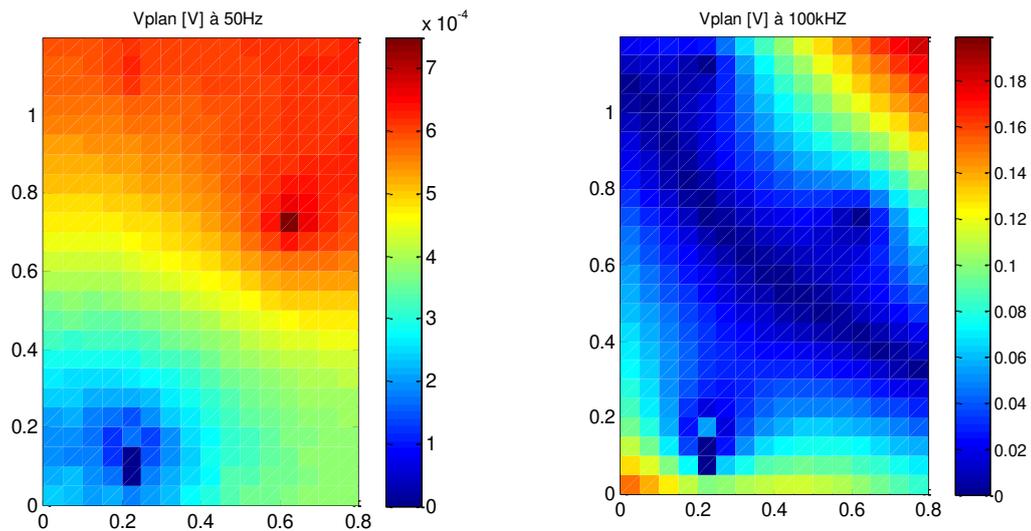


Figure 3.29 : Répartitions de potentiel dans le plan à deux fréquences, conducteur coudé terminé par court-circuit ; conducteur droit terminé par 50Ω .

Comme nous venons de le dire précédemment, le parcours des chemins basses fréquences, Fig.3.28a, est le plus court entre les points d'injection considérés. Il s'agit de relier en lignes droites ces points d'injection. En hautes fréquences, Fig.3.28b, les courants dans le plan se concentrent selon un chemin sous les fils.

La figure 2.29 montre la distribution de potentiel sur la surface du plan, on peut conclure qu'il est équipotentiel pour les deux fréquences de cette simulation.

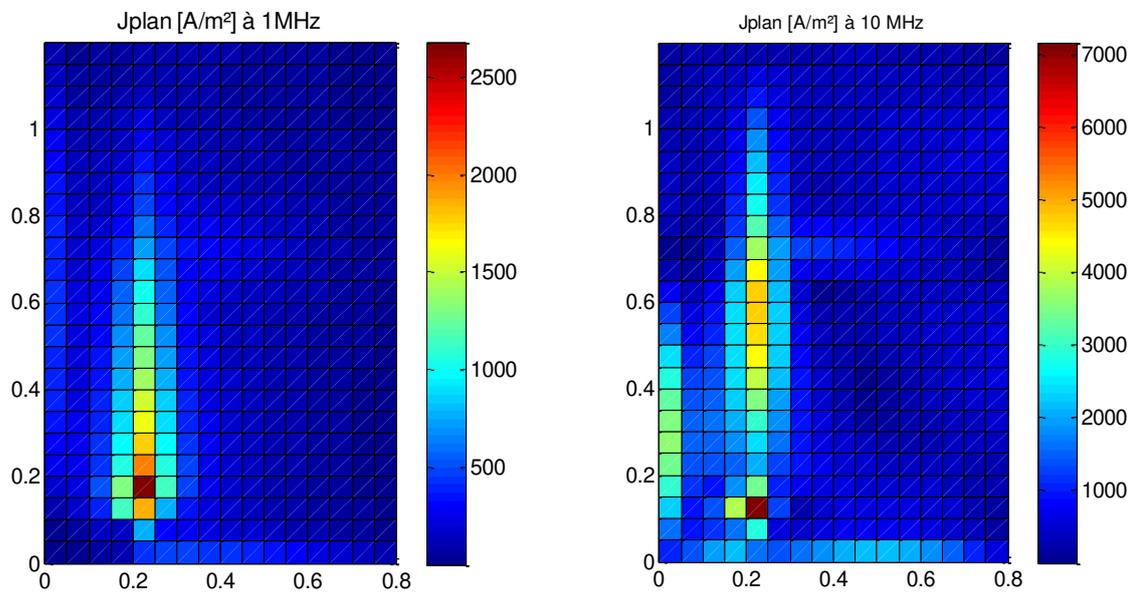


Figure 3.30 : Répartitions de courant dans le plan à deux fréquences, les deux conducteurs sont terminés en circuit-ouvert

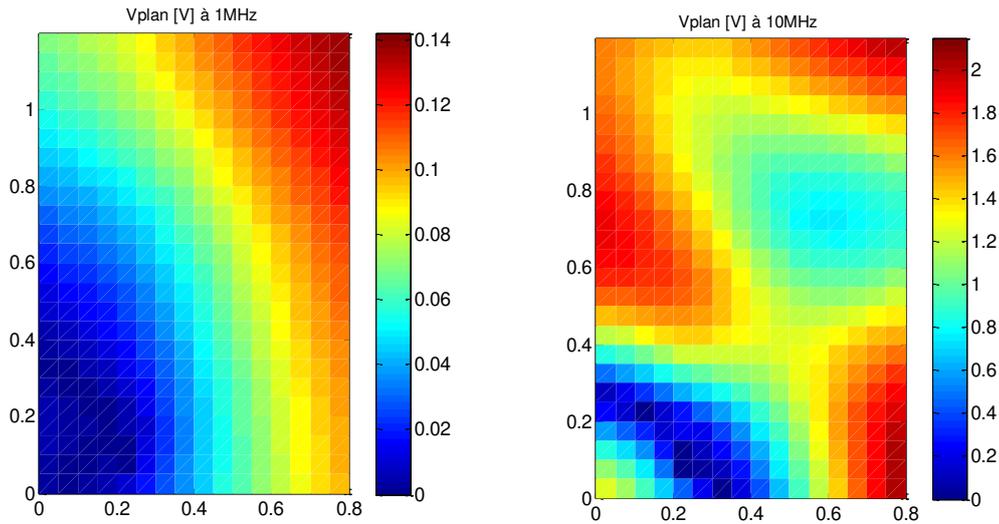


Figure 3.31 : Répartitions de potentiel dans le plan à deux fréquences, les deux conducteurs sont en circuit-ouvert

La Fig.3.30, présente les courants dans le plan lorsque les liaisons se terminent par un vide. Ces courants ne peuvent être nettement observés qu'en hautes fréquences et sont de nature capacitive. Si la fréquence est suffisamment élevée, ces courants se propagent vers les bords du plan, Fig.3.30b, conduisant à l'effet de bords. On peut conclure que l'ensemble des répartitions montre un bon accord avec les connaissances théoriques.

III.4 Conclusion

Les simulations faites dans ce chapitre, nous ont permis de mettre en évidence plusieurs effets qui peuvent nous aider à comprendre certains phénomènes et, par conséquent, nous permettent d'améliorer les décisions lors de la conception ou de modification d'un câblage. La méthode PEEC est bien adaptée pour comprendre les phénomènes électromagnétiques se produisant dans les plans de masse lorsqu'ils sont utilisés pour le retour des courants.

Savoir à quelles fréquences les courants circulent dans telle ou telle partie du plan de masse peut permettre de dimensionner de manière précise l'épaisseur de celui-ci et de bien choisir où placer les équipements sensibles. Selon la fréquence l'impédance est à la fois un réducteur pour des signaux et une passerelle pour d'autres. Savoir prédire l'impédance fréquentielle d'une configuration de câblage est donc essentielle pour les études CEM.

Les profils des répartitions des courants nous ont conduit à la conclusion suivante : le courant se concentre sur des chemins sous les fils au-delà d'une certaine fréquence, et choisit plutôt les chemins directs en deçà. Nous pouvons considérer qu'un chemin caractérise donc un comportement du courant pour une bande de fréquences. Ce chemin peut être caractérisé par un parcours, une largeur et une épaisseur. Ceci sera l'objet d'une section dans chapitre suivant où la modélisation sera abordée par une autre approche, la MTL.

Chapitre IV

Chapitre IV

Approche par lignes de transmissions multi-conductrices MTL

IV.1 Introduction

L'objectif dans ce chapitre est la prise en compte de la présence d'un plan de masse non parfait dans la transmission de signaux à travers un câblage de type automobile.

Jusqu'alors, si l'on néglige la propagation dans le plan de masse, l'impact de celui-ci sur les caractéristiques électriques du câblage situé au-dessus peut être modélisé soit à l'aide de la méthode PEEC soit à l'aide de la méthode des images. Dans la dernière, traditionnellement la plus utilisée, le plan de masse est considéré alors comme parfait c'est-à-dire infini et infiniment conducteur. Toutefois l'application de cette méthode peut être élargie si les dimensions du plan de masse sont grandes devant celles du câblage au-dessus. De même, l'aspect infiniment conducteur peut être réduit à simplement conducteur dans le cas de matériau bon conducteur électrique. Ainsi, dans le cas où la propagation est négligée, la modélisation d'un plan de masse à l'aide d'éléments localisés est alors envisagée (méthode des images, PEEC, ...).

Le problème se pose lorsqu'on veut prendre en compte simultanément propagation et caractéristiques électriques parasites du plan de masse (alors non parfait). La méthode des lignes de transmission, TL, autorise la première hypothèse mais non la seconde, elle demande alors des adaptations que l'on va essayer de proposer dans ce chapitre.

Il existe deux grandes approches de simulations des lignes et des câbles multifilaires en régime transitoire ou harmonique. On distingue [ARR.92], [KIE.92] d'une part, les approches temporelles dans lesquelles on discrétise les équations de propagations pour obtenir des équations algébriques plus simples à résoudre et d'autre part, les méthodes fréquentielles qui utilisent la transformation de Fourier ou de Laplace. Dans les premières, il est aisé de prendre en compte les éléments non linéaires mais, on y maîtrise mal la prise en compte de la variation fréquentielle des paramètres et des résonances. Par contre, dans les secondes « méthodes fréquentielles », on peut tenir compte des variations fréquentielles des paramètres et raffiner autour des résonances alors que les non linéarités n'y sont pas admis. Le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel peut se faire à l'aide de la transformée inverse de Laplace ou des convolutions [PAU.08].

A cet effet, nous proposons une approche fréquentielle qui considère le système câblage-plan de masse comme un ensemble de lignes de transmission et d'utiliser l'approche Multiconductor Transmission Line (MTL) pour faire sortir les imperfections du plan de masse (caractéristiques électriques parasite) sur une large bande de fréquence.

La MTL a été adoptée car elle est très généraliste, généralisable à des problèmes plus complexes et surtout d'utilisation facile. Cette méthode de modélisation a fait l'objet d'une publication internationale [KEC.16].

IV.2 L'approche MTL.

Dans le cadre de cette étude, nous considérons la configuration de base Fig.IV.1.a : un câble, mono/multiconducteurs, au-dessus d'un plan de masse, le tout véhiculant une perturbation en mode commun et vérifiant la condition quasi-TEM. Les dimensions transversales sont considérées beaucoup plus petites que la plus petite longueur d'onde des signaux perturbateurs considérés. Les conducteurs et le plan de masse peuvent être non parfaits, la taille et l'épaisseur du plan de masse sont finies. Nous restons cependant dans l'hypothèse quasi-TEM.

Pour le développement de l'approche MTL, la configuration de base est celle proposée dans la Fig.IV.1b., où le plan de masse est considéré comme un conducteur à part entière, il véhicule tout sort de signaux et se couple avec les éléments voisins. Ce plan de masse est maillé dans sa section en n conducteurs élémentaires de sections rectangulaires ($s_i, i = 1:n$) plus petites dans lesquels la densité de courant sera supposée uniforme mais différente d'un conducteur à l'autre. Les courants unidirectionnels (inconnus) dans ces subdivisions (barres) se referment par le câble dessus.

Pour que la supposition d'un courant uniforme et constant sur chaque petite section rectangulaire soit admise, il suffit de procéder à une subdivision qui respecte la condition de l'épaisseur de peau : c'est-à-dire l'épaisseur d'une subdivision rectangulaire doit être de même ordre que l'épaisseur de peau à la fréquence considérée.

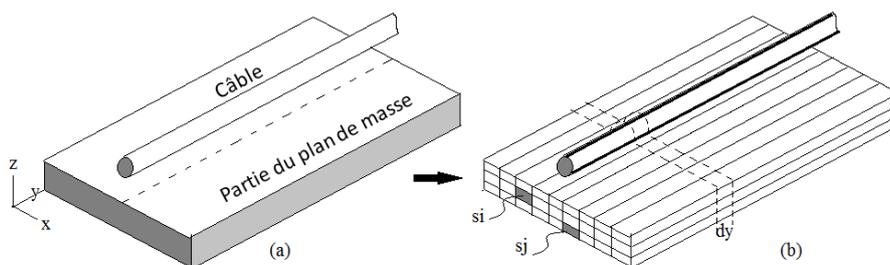


Figure IV.1 Plan de masse et modèle subdivisé en un ensemble de barres

Dans le cas général, pour nc câbles généralement de sections circulaires au-dessus d'un plan de masse subdivisé en n barres rectangulaires. Le tout forme une ligne de transmission multiconductrice MTL à sections mixtes « circulaires et/ou rectangulaires »

Un câble, ou tout autre conducteur, peut alors être considéré comme une référence et l'on caractérise alors les éléments parasites des $(nc + n = Nc)$ conducteurs ou bien de $(nc \times n = Nb)$ boucles de courant formées par chaque câble et chaque subdivision du plan de masse. En calculant les différents flux linéiques, on peut alors remplir les matrices suivantes :

- $[R]$: matrice diagonale des résistances linéiques des boucles (ou des conducteurs),
- $[L]$: matrice des inductances linéiques des boucles (ou des conducteurs)
- $[C]$: matrice des capacités linéiques déduite de la relation $[L][C] = \mu\epsilon$.

Les équations qui régissent les calculs sont les équations des télégraphistes dans lesquelles on définit :

- $V(\mathbf{y})$: le vecteur des potentiels à la position y le long des conducteurs, de taille N_c ,
- $I(\mathbf{y})$: le vecteur des courants élémentaires à la position y , de taille N_c ,
- $[Z] = [R] + j\omega [L]$: la matrice des impédances à la pulsation ω , de taille N_c^2
- $[Y] = j\omega [C]$: la matrice des admittances à la pulsation ω , de taille N_c^2

IV.3 Equations de télégraphistes

Un élément infinitésimal « dy » est représenté par un multipôle équivalent, figure (IV.2).

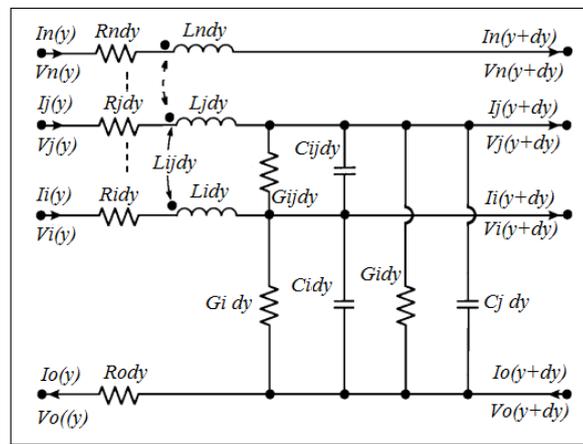


Figure IV.2 Circuit équivalent d'un élément infinitésimal dy

Les équations matricielles de base utilisées sont les équations des télégraphistes appliqués à un système de N_c conducteurs.

Une représentation de ces équations dans le domaine temporel est donnée par :

$$\begin{aligned} -\left\{\frac{\partial v}{\partial y}\right\} &= [R]\{i\} + [L]\left\{\frac{di}{dt}\right\} \\ -\left\{\frac{\partial i}{\partial y}\right\} &= [G]\{v\} + [C]\left\{\frac{dv}{dt}\right\} \end{aligned} \quad (4.1)$$

$[R]$, $[L]$, $[G]$, et $[C]$ représentent respectivement les matrices des résistances, des inductances, des conductances et des capacités linéiques. Contrairement aux méthodes classiques d'images, dans notre travail ces matrices seront évaluées d'une manière assez rigoureuse.

Les équations précédentes exprimées dans le domaine fréquentiel à l'aide de l'opérateur de Laplace nous fournissent :

$$\begin{aligned}
 -\left\{\frac{\partial V}{\partial y}\right\} &= [R]\{I\} + p[L]\{I\} = [Z] \cdot \{I\} \\
 -\left\{\frac{\partial I}{\partial y}\right\} &= [G]\{V\} + p[C]\{V\} = [Y] \cdot \{V\}
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

Dans ces équations les matrices $[Z]$ et $[Y]$ désignent respectivement des matrices d'impédances et d'admittances linéiques des lignes dans le cas où nous tenons compte des pertes.

La combinaison de ces équations matricielles nous fournit les équations écrites ci-dessous, représentant l'équation différentielle du second ordre en tension ou en courant appelées équations de télégraphistes.

$$\begin{aligned}
 \left\{\frac{\partial^2 V}{\partial y^2}\right\} &= [Z][Y] \cdot \{V\} \\
 \left\{\frac{\partial^2 I}{\partial y^2}\right\} &= [Y][Z] \cdot \{I\}
 \end{aligned}
 \tag{4.3}$$

Dans ces expressions, $\{I\}$ et $\{V\}$ désignent respectivement le vecteur des courants de phase et celui des tensions de phase avec un conducteur quelconque comme référence « il peut même être une référence supposée située à l'infini ».

Les produits de matrices $[Z][Y]$ et $[Y][Z]$ ne sont pas diagonaux, donc le système peut être fortement couplé, et sa résolution nécessite un découplage ou une diagonalisation de ces matrices.

IV.4 Transformation modale.

La résolution de ces équations s'effectue en tenant compte des conditions initiales et finales (impédances et sources présentes aux extrémités). On passe ainsi du domaine des phases au domaine des modes dans lequel les équations modales sont résolues, et on peut alors revenir au domaine des phases grâce à des matrices de passages appropriées, et ainsi exprimer les grandeurs de phases (tensions et courants) en fonction de la fréquence et de la distance aux points sources [PAU.08].

A partir des matrices $[Z]$ et $[Y]$, on définit :

$\Gamma_v = \sqrt{[Z][Y]}$ Comme représentant la matrice des constantes de propagation en tension et

$\Gamma_i = \sqrt{[Y][Z]}$ Celle des constantes de propagation en courant.

Nous indexerons les variables modales par l'indice m dans tout ce qui suit.

Les matrices de transformation reliant les grandeurs de phases (tensions, courants) aux grandeurs des modes sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 \{V_m\} &= [M]^{-1}\{V\} \\
 \{I_m\} &= [N]^{-1}\{I\}
 \end{aligned}
 \tag{4.4}$$

Dans ces expressions, les coefficients $V_m^\pm(\omega), I_m^\pm(\omega)$ sont des vecteurs, chacun de $(N_c \times 1)$ constants à déterminer et dépendent des conditions aux limites à chacune des extrémités. Ils sont associés aux ondes mobiles des courants et tensions « progressives et rétrogrades ».

Enfin, le passage du domaine des modes aux domaines des phases se fait à l'aide des matrices de passages [M] et [N].

$$\begin{aligned} V(y) &= M(e^{-\gamma y} \cdot V_m^+ + e^{+\gamma y} \cdot V_m^-) \\ I(y) &= N(e^{-\gamma y} \cdot I_m^+ - e^{+\gamma y} \cdot I_m^-) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Cette solution contient $6N_c$ inconnus dans les vecteurs $V(y), I(y), V_m^+, V_m^-, I_m^+$, et I_m^- , on peut réduire à $4N_c$ ce nombre d'inconnues en utilisant les expressions (4.2)

Par exemple si on exprime la solution qu'en fonction de I_m^\pm , nous obtenons :

$$V(y) = -[Y]^{-1} \left\{ \frac{dI}{dy} \right\} = [Y]^{-1} [N] \gamma (e^{-\gamma y} \cdot I_m^+ + e^{+\gamma y} \cdot I_m^-)$$

$$V(y) = \{[Y]^{-1} [N] \gamma [N]^{-1}\} [N] (e^{-\gamma y} \cdot I_m^+ + e^{+\gamma y} \cdot I_m^-)$$

$$[Z_c] = \{[Y]^{-1} [N] \gamma [N]^{-1}\} \quad (4.12)$$

$$V(y) = [Z_c] [N] (e^{-\gamma y} \cdot I_m^+ + e^{+\gamma y} \cdot I_m^-) \quad (4.13)$$

Finalement la solution sous forme matricielle et comportant $4N_c$ inconnues est :

$$\begin{bmatrix} V(y) \\ I(y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_c N e^{-\gamma y} & Z_c N e^{+\gamma y} \\ N e^{-\gamma y} & -N e^{+\gamma y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_m^+ \\ I_m^- \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

A l'entrée de la ligne, ($y=0$) et à la sortie ($y=l$) les solutions sont :

$$\begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_c N & Z_c N \\ N & -N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_m^+ \\ I_m^- \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\begin{bmatrix} V(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_c N e^{-\gamma l} & Z_c N e^{+\gamma l} \\ N e^{-\gamma l} & -N e^{+\gamma l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_m^+ \\ I_m^- \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

IV.5 Insertion des terminaisons

Quel que soit à l'entrée, à la sortie ou à une position « y » nous avons deux systèmes d'équations et quatre vecteurs d'inconnus, il nous faut donc deux autres systèmes d'équations pour bien poser et résoudre le problème, ces équations proviennent des conditions aux limites de la ligne (les terminaisons aux limites).

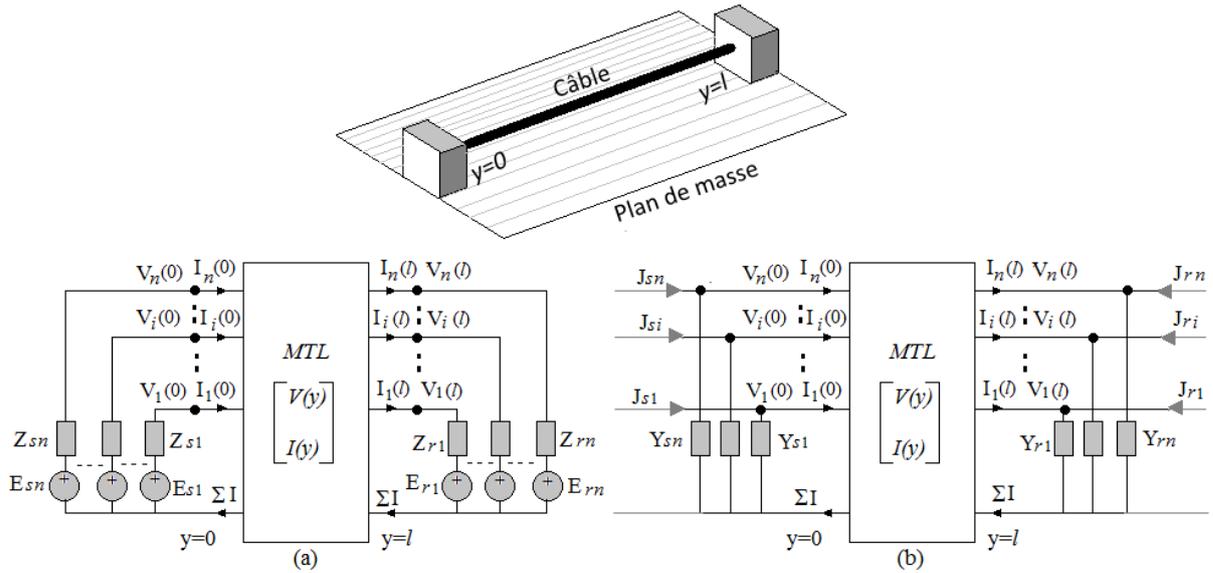


Figure IV.3 câble au-dessus d'un plan de masse et conditions aux limites.

Conformément à la figure (IV.3, a), les terminaisons sont données en termes de circuits de Thévenin généralisés, les équations aux terminaisons sont :

$$\begin{aligned} [V(0)] &= [E_s] - [Z_s] \cdot [I(0)] \\ [V(l)] &= [E_r] + [Z_r] \cdot [I(l)] \end{aligned} \quad (4.17)$$

E_s et E_r vecteurs des tensions à vide des sources appliquées à l'entrée et la sortie, Z_s et Z_r matrices diagonales soit des impédances internes des sources, soit des charges connectées, respectivement, à l'entrée et à la sortie de la ligne.

En prenant les équations dans les systèmes (4.15) et (4.16) et en faisant l'égalité avec les équations correspondantes du système (4.17), après arrangements nous obtenons le système final qui permet de déterminer les courants modaux si les terminaisons sont des sources de tensions :

$$\begin{bmatrix} [E_s] \\ [E_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Z_c + Z_s)N & (Z_c - Z_s)N \\ (Z_c - Z_r)Ne^{-\gamma l} & (Z_c + Z_r)Ne^{+\gamma l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_m^+] \\ [I_m^-] \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Si les terminaisons sont données en termes de circuits de Norton généralisés, Fig. (IV, 3, b) les équations aux terminaisons sont :

$$\begin{aligned} [I(0)] &= [J_s] - [Y_s] \cdot [V(0)] \\ [I(l)] &= -[J_r] + [Y_r] \cdot [V(l)] \end{aligned} \quad (4.19)$$

J_s et J_r vecteurs des courants appliqués à l'entrée et la sortie, Y_s et Y_r matrices diagonales soit des admittances internes des sources, soit des charges connectées, respectivement, à l'entrée et à la sortie de la ligne.

En faisant la même chose que précédemment, la combinaison des équations des systèmes (4.15), (4.16) et (4.19) donne le système final à résoudre, et qui donne les courants modaux si les terminaisons sont des sources de courants.

$$\begin{bmatrix} J_s \\ J_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Y_s Z_c + 1_{nc})N & (Y_s Z_c - 1_{nc})N \\ (Y_s Z_c - 1_n)N e^{-\gamma l} & (Y_s Z_c + 1_n)N e^{+\gamma l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_m^+ \\ I_m^- \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Avec 1_{nc} matrice unitaire de dimension N_c .

En cas de terminaisons mixtes, les systèmes (4.18) et (4.20) permettent de faire toutes les combinaisons possibles.

Dans toutes ces relations les paramètres Z_c et γ dépendent des paramètres linéiques R , L , C et G . Dans la majorité des situations ce ne sont pas les hypothèses de la MTL qui conditionnent la fiabilité des solutions, car pour la pluparts des applications elles sont vérifiables. Mais ce sont les hypothèses faites pour l'évaluation de ces paramètres qui déterminent la rigueur de la méthode.

IV.6 Calcul des paramètres linéiques

La configuration générique sur laquelle est basé le calcul des impédances linéiques est celle représentée sur la figure IV.4, deux boucles i et j , issues de la procédure de subdivision, vérifiant la condition TEM, la boucle i parcouru par un courant I supposé uniforme sur les sections des conductrices «densités constantes mais inconnue», on procède par la prise de deux boucles filamenteire, la boucle (1-2) parcouru par un courant dI , tandis que la boucle (3-4) est en repos.

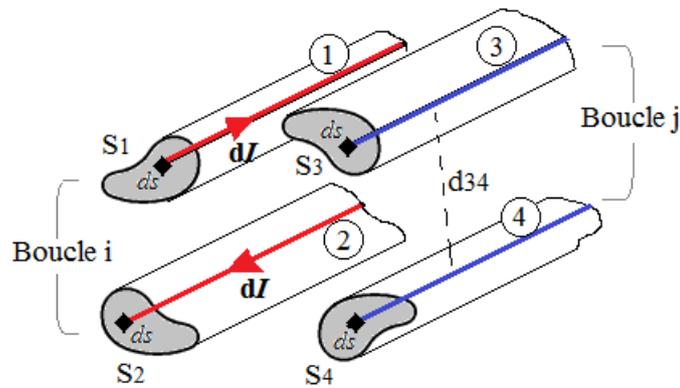


Figure IV.4 Configuration générique pour le calcul des paramètres linéiques.

Le calcul des inductances linéiques est le plus délicat. Ce calcul passe par l'évaluation des flux entre conducteurs. Le flux crée par la boucle (1-2) et qui embrasse la boucle (3-4) peut être donné par :

$$d\Phi_{ij} = \frac{\mu}{2\pi} dI \log \left(\frac{d_{14} d_{23}}{d_{13} d_{24}} \right) = \frac{\mu}{2\pi} dI (\log d_{14} + \log d_{23} - \log d_{13} - \log d_{24}) \quad (4.21)$$

Le courant I est supposé uniforme sur la section d d'un élément de subdivision, donc

$$dI = \frac{I}{s} ds \quad (4.22)$$

S : est la section d'une subdivision sur laquelle on suppose un courant uniforme, ce n'est pas la section totale d'un conducteur entier.

Le flux total créé par toute la boucle i et embrassé par toute la boucle j n'est que la moyenne sur toutes les sections des conducteurs :

$$\begin{aligned} \Phi_{ij} = \frac{\mu}{2\pi} I \left\{ \frac{1}{s_1 s_4} \int_{s_1} \int_{s_4} \log d_{14} ds_1 ds_4 + \frac{1}{s_2 s_3} \int_{s_2} \int_{s_3} \log d_{23} ds_2 ds_3 \right. \\ \left. - \frac{1}{s_1 s_3} \int_{s_1} \int_{s_3} \log d_{13} ds_1 ds_3 - \frac{1}{s_2 s_4} \int_{s_2} \int_{s_4} \log d_{24} ds_2 ds_4 \right\} \end{aligned} \quad (4.23)$$

L'inductance mutuelle linéique « par mètre » entre des deux boucles est :

$$\begin{aligned} L_{ij} = \frac{\mu}{2\pi} \left\{ \frac{1}{s_1 s_4} \int_{s_1} \int_{s_4} \log d_{14} ds_1 ds_4 + \frac{1}{s_2 s_3} \int_{s_2} \int_{s_3} \log d_{23} ds_2 ds_3 \right. \\ \left. - \frac{1}{s_1 s_3} \int_{s_1} \int_{s_3} \log d_{13} ds_1 ds_3 - \frac{1}{s_2 s_4} \int_{s_2} \int_{s_4} \log d_{24} ds_2 ds_4 \right\} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Dans le cas général, cette formule peut être évaluée numériquement, mais dans des situations géométriques particulières des expressions analytiques sont possibles.

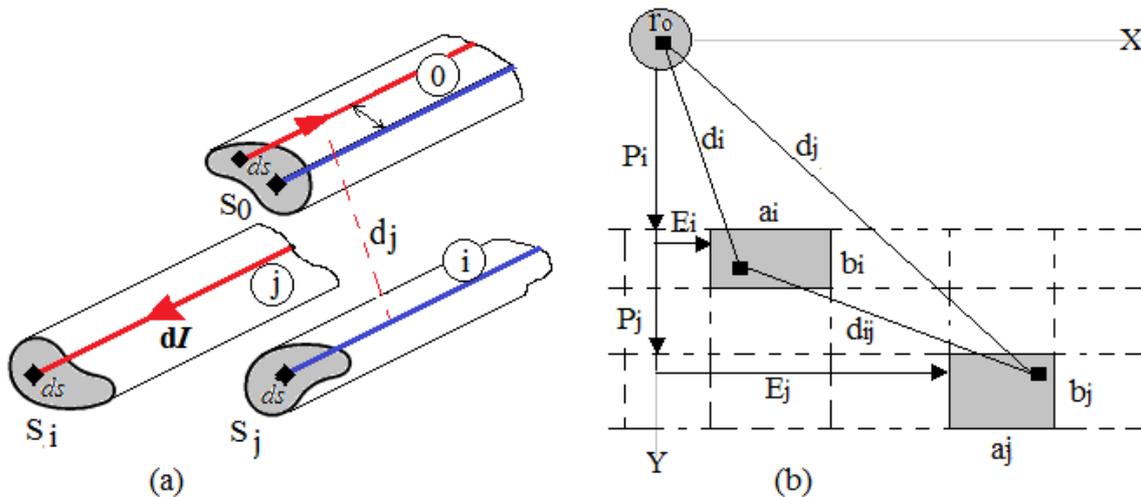


Figure IV.5 Adaptation de la configuration générique à notre problème.

Le cas de deux boucles avec un conducteur commun pris comme référence « conducteur d'aller par exemple », Fig. (IV.5, a), les conducteurs 1 et 3 dans la figure IV.4 se collent et deviennent le conducteur « 0 », la distance $d_{13} \rightarrow d_{00}$ (ici on a changé la notation (2 \rightarrow i; 4 \rightarrow j))

$$\begin{aligned} L_{ij} = \frac{\mu}{2\pi} \left\{ \frac{1}{s_0 s_j} \int_{s_0} \int_{s_j} \log d_j ds_0 ds_j + \frac{1}{s_i s_0} \int_{s_i} \int_{s_0} \log d_i ds_i ds_0 \right. \\ \left. - \frac{1}{s_0^2} \int_{s_0} \int_{s_0} \log d_{00} ds_0 ds_0 - \frac{1}{s_i s_j} \int_{s_i} \int_{s_j} \log d_{ij} ds_i ds_j \right\} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Le cas qui nous intéresse, qui est assimilable à un conducteur au-dessus d'un plan de masse subdivisé en éléments rectangulaires, est lorsque la section S_0 prend la forme circulaire et les deux sections S_i et S_j prennent des formes rectangulaires, Fig. (IV.5. b), dans ce cas l'expression de l'inductance mutuelle devient :

$$L_{ij} = \frac{\mu}{2\pi} \left\{ \frac{1}{S_j} \int_{S_j} \log d_j ds_j + \frac{1}{S_i} \int_{S_i} \log d_i ds_i - \log r_0 - \frac{1}{S_i S_j} \int_{S_i} \int_{S_j} \log d_{ij} ds_i ds_j \right\} \quad (4.26)$$

L'inductance propre est obtenu lorsque les conducteurs S_i et S_j se collent : $S_i \rightarrow S_j$

$$L_{ii} = \frac{\mu}{2\pi} \left\{ \frac{2}{S_i} \int_{S_i} \log d_i ds_i - \log r_0 - \frac{1}{S_i^2} \int_{S_i} \int_{S_i} \log d_{ii} ds_i ds_i \right\} \quad (4.27)$$

Sachant qu'une distance d_{ij} est toujours de la forme :

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2} \equiv \sqrt{x^2 + y^2} \quad (4.28)$$

En faisant des développements mathématiques et des changements de variables l'inductance mutuelle s'exprime par :

$$\begin{aligned} L_{ij} = \frac{\mu}{2\pi} \left\{ -\log r_0 + \frac{1}{S_i} \int_{y_1}^{y_2} \int_{x_1}^{x_2} \log \sqrt{x^2 + y^2} dx dy \right. \\ \left. + \frac{1}{S_j} \int_{y_3}^{y_4} \int_{x_3}^{x_4} \log \sqrt{x^2 + y^2} dx dy \right. \\ \left. - \frac{1}{S_i S_j} \int_{y_5}^{y_6} \int_{x_5}^{x_6} \int_{y_7}^{y_8} \int_{x_7}^{x_8} \log \sqrt{X^2 + Y^2} dx dy dx dy \right\} \quad (4.29) \end{aligned}$$

Après intégration, nous obtenons :

$$\begin{aligned} L_{ij} = \frac{\mu}{2\pi} \left\{ -\log r_0 + \frac{1}{S_i} \left[[f_p(x, y)]_{X_1, Y_1}^{X_2, Y_2} \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{S_j} \left[[f_p(x, y)]_{X_3, Y_3}^{X_4, Y_4} \right. \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{S_i S_j} \left[[f_m(x, y)]_{X_5, X_7, Y_5, Y_7}^{X_6, X_8, Y_6, Y_8} \right] \right\} \quad (4.30) \end{aligned}$$

Avec :

$$f_p(x, y) = \frac{1}{2} xy \ln(x^2 + y^2) - \frac{3}{2} xy + \frac{1}{2} y^2 \text{Arctg} \left(\frac{x}{y} \right) + \frac{1}{2} x^2 \text{Arctg} \left(\frac{y}{x} \right) \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} f_m(x, y) = \left(\frac{6x^2 y^2 - x^4 - y^4}{48} \right) \ln(x^2 + y^2) - \left(\frac{25}{48} x^2 y^2 + \frac{4x^4 + 3y^4}{2} \right) + \\ \left(\frac{1}{3} x^4 \ln(x) + \frac{1}{3} y^4 \ln(y) \right) + \frac{1}{6} xy^3 \text{Arctg} \left(\frac{x}{y} \right) + \frac{1}{6} yx^3 \text{Arctg} \left(\frac{y}{x} \right) \quad (4.32) \end{aligned}$$

Et les bornes d'intégration conformément à la figure (IV.5, b) sont :

$$X = \begin{bmatrix} E_i \\ E_i + a_i \\ E_j \\ E_j + a_j \\ E_j + a_j - E_i \\ E_j + a_j - E_i - a_i \\ E_j - E_i - a_i \\ E_j - E_i \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$Y = \begin{bmatrix} P_i \\ P_i + b_i \\ P_j \\ P_j + b_j \\ P_j - P_i \\ P_j + b_j - P_i \\ P_j + b_j - P_i - b_i \\ P_j - P_i - b_i \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Finalement l'inductance sous forme des sommes condensées est :

$$\begin{aligned} L_{ij} = & -\frac{\mu}{2\pi} \log r_0 + \frac{\mu}{2\pi} \cdot \left\{ \frac{1}{s_i} \cdot (-1)^{p+q} \cdot \sum_{p=q=1}^2 f_p(X_p, Y_q) \right. \\ & + \frac{1}{s_i} \cdot (-1)^{p+q} \cdot \sum_{p=q=3}^4 f_p(X_p, Y_q) \\ & \left. - \frac{1}{s_i s_j} \cdot (-1)^{p+q+1} \cdot \sum_{p=q=5}^8 f_m(X_p, Y_q) \right\} \end{aligned} \quad (4.35)$$

C'est l'expression finale de l'inductance linéique mutuelle entre deux boucles avec conducteur commun, l'inductance propre s'obtient en confondant les éléments i et j de la figure (IV.5, b). On note que si une boucle est formée que par des conducteurs circulaires de rayons r_a et r_b , l'inductance propre est donnée par :

$$L_{ii} = \frac{\mu}{\pi} \log \frac{d_{ab}}{\sqrt{r_a r_b}} \quad (4.36)$$

Les capacités linéiques peuvent être découlées directement de la matrice des inductances. En effet, comme on suppose un mode quasi-TEM, la relation suivante est vérifiée.

$$[C][L] = \mu\epsilon[I] \quad (4.37)$$

$[I]$ est matrice identité. Ce qui donne :

$$C = \mu\epsilon[L]^{-1} \quad (4.38)$$

Les résistances linéiques sont calculées par l'expression bien connue :

$$R_{ii} = \frac{\rho_i}{s_i} \quad (4.39)$$

Les conductances linéiques sont supposées négligeables $G \approx 0$

Une fois les matrices RLC sont calculées par les relations (4.35, 4.36, 4.38 et 4.39), les matrices des impédances et admittances linéiques utilisées dans le modèle MTL, équations (4.5 et 4.6), sont :

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L \\ Y &= 0 + j\omega C \end{aligned} \quad (4.40)$$

IV.7 Particularité de la transformation modale utilisée.

Dans notre travail, on utilise les fonctions « eig » de Matlab pour effectuer la diagonalisation des matrices. Les matrices à diagonaliser dans notre travail sont celles dans l'équation (4.6)

$$\begin{aligned} P_m &= [M]^{-1}[Z][Y][M] \\ Q_m &= [N]^{-1}[Y][Z][N] \end{aligned} \quad (4.6,b)$$

L'hypothèse quasi-TEM nous permet de diagonaliser un seul produit, par exemple :

$$\begin{aligned} P_m &= [M]^{-1}[Z][Y][M] = [M]^{-1}[R + j\omega L][j\omega C][M] \\ &= [M]^{-1}[j\omega RC - \omega^2 LC][M] \end{aligned} \quad (4.41)$$

La matrice [LC] est naturellement diagonale pour le mode quasi-TEM, équation (4.37), donc on peut écrire :

$$P_m = j\omega[M]^{-1}[RC][M] - \omega^2\mu\epsilon[I] \quad (4.42)$$

C'est-à-dire.

- On ne diagonalise que la matrice « produit » [RC] ou [R][C].
- On fait la transformation une seule fois pour toutes les fréquences.

IV.8 Mise en œuvre de l'approche MTL

Dans cette partie, la méthodologie MTL présentée précédemment est mise en œuvre tout d'abord sur des configurations simples (d'école), puis sur une configuration relativement complexe des applications du troisième chapitre. Cependant les cas complexes peuvent être considérés comme des combinaisons de cas simples. .

Nous attachons à l'approche par MTL que nous avons adopté les aspirations suivantes :

- Qu'elle soit destinée à traiter des systèmes de grandes tailles contenant des interactions électromagnétiques entre un environnement métallique et un schéma de câblage. Particulièrement le domaine d'automobile où les enveloppes métalliques sont considérées comme des conducteurs à part entières.
- Qu'elle soit un outil d'aide pour la description rationnelle des domaines d'études et par conséquence, une aide à la conception et/ou à la décision.

Nos applications consistent à évaluer les grandeurs locales en particulier la distribution de la densité des courants, et les grandeurs globales matérialisées par les impédances aux ports d'entrées du câblage.

Pour résumer les étapes de l'application de l'approche par MTL, nous prenons le cas d'école présenté sur la Figure IV.6. Sur cette figure un système de câble circulant sur un plan de masse. Des sources et des charges sont connectées aux extrémités, et nous souhaitons évaluer les distributions des courants et potentiels, et, les impédances aux ports d'entrées.

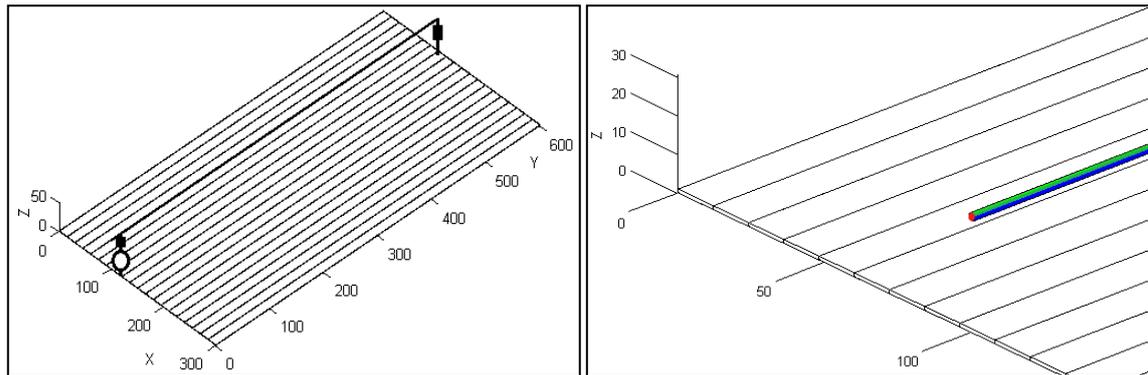


Figure IV.6 Câble au-dessus d'un plan de masse et subdivision en plan de masse multiconducteur « une seule couche ».

IV.81 Résumé des étapes de l'approche par MTL

Le plan de masse et toute plaque conductrice seront décomposés transversalement en n conducteurs de petites sections rectangulaires. Ces conducteurs ne pouvant pas être considérés comme des filaments, leurs sections doivent respecter la condition de l'épaisseur de peau au moins dans les zones d'intérêt. La subdivision longitudinale « en longueur » se fera en phase finale pour étendre les solutions 2D en solutions 3D (juxtaposition des solutions 2D).

- *Le résultat de cette phase est une ligne de transmission multiconducteur à sections mixtes, circulaire et rectangulaires. Le nombre de conducteurs est $N_c = m + n$.*

Comme nous l'avons signalé ces N_c conducteurs ne pouvant pas être considérés comme des filaments, nous avons alors les expressions analytiques établies (4.35, 4.36, 4.38 et 4.39) de R , L et C dans le cas de conducteurs de sections circulaires/rectangulaires. Les éléments RLC ou (Z et Y) modélisent les couplages linéiques entre les différents conducteurs du système.

Dans le cas de plusieurs câbles dessus, se pose alors la question de la référence dans le choix des boucles de courants. En fait, dans le cas général de m câbles au-dessus d'un plan de masse non parfait maillé en n conducteurs élémentaires, on dispose de deux manières différentes de dénombrer les boucles de courants :

- $(n \times m)$ boucles : chaque câble réalise n boucles de courants avec les subdivisions du plan de masse

- $(n + m)$ conducteurs : chaque câble réalise alors avec les autres conducteurs du dispositif $(n+m-1)$ boucles de courant.

C'est deuxième approche qui est utilisée dans nos simulations, à l'encontre de la première celle-ci ne conduit pas à des super-matrices. Ceci va donc consister à remplir des matrices de normales R , L et C chacune de taille $(n + m - 1)^2$ ou N_c^2 .

- *Le résultat de cette phase permet de déterminer tous les paramètres du modèle mathématique de l'MTL, et par conséquent la construction de ce dernier dans le domaine des phases, équation (4.3).*

Le modèle mathématique dans le domaine des phases est un système fortement couplé, l'analyse modale permet de découpler le système en plusieurs sous-systèmes indépendants, on peut alors exprimer les grandeurs des phases en fonction des grandeurs de modes et vice versa.

- *Le résultat de cette phase est un système MTL des grandeurs de phases exprimées en fonction des grandeurs de modes « modales » sans terminaisons, équations (4.14, 4.15 et 4.16).*

Les équations aux terminaisons « sources » et « charges » doivent être formulées dans le domaine des phases, puis combinées aux équations du système précédent pour compléter le modèle MTL.

- *Le résultat de cette phase est le système MTL final à résoudre et qui exprime les conditions aux terminaisons en fonction des variables de mode, équations (4.18 ou 4.20)*

La résolution du système final donne les variables de mode, la transformation inverse à l'aide de l'équation (4.4) permet de revenir aux variables de phase qui sont les courants et tensions dans les éléments de la subdivision. Le système mathématique permet de suivre ces variables le long des conducteurs à l'aide des équations (4.11 ou 4.14).

- *Les résultats de cette étape sont les distributions de courant, de potentiel recherchées, ou on peut calculer les courants totaux aux entrées/sorties et ainsi calculer les impédances aux ports d'entrées.*

IV.8.2 Mise en évidence des phénomènes liés à la fréquence.

A part le phénomène de propagation, les deux autres phénomènes couramment rencontrés dans les problèmes EM sont les phénomènes de peau et de proximité ; ils sont souvent mieux observables à l'aide des distributions de courants sur les configurations à deux dimensions (les sections).

Considérons le système de la figure IV.7. Deux conducteurs, sous forme de plaques, relient une source à une charge, dont les données sont : longueur=0.5m ; épaisseur =2e-3m ; séparation = 3e-3m ; perméabilité $\mu=4*\pi*1e-7$; conductivité =5.8824e+07; permittivité =1.0e-9/(36*pi); tension appliquée =10V idéale ; impédance de terminaison $Z_{ch}=1\Omega$.

La subdivision transversale est représentée sur la figure IV.7 et elle n'est pas forcément régulière.

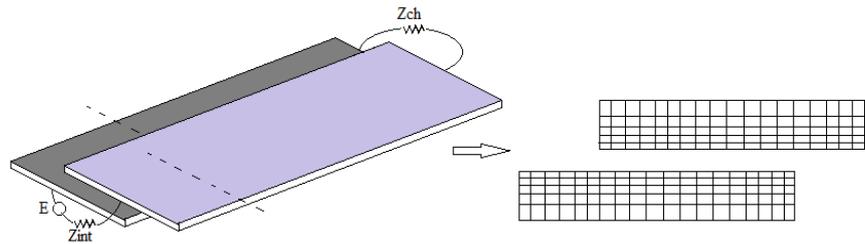


Figure IV.7 Ligne en deux plaques conductrices et subdivision transversale associée

Nous obtenons pour deux situations géométriques et pour deux fréquences les distributions de courants suivantes où l'aspect « effet de fréquence » est clairement visible.

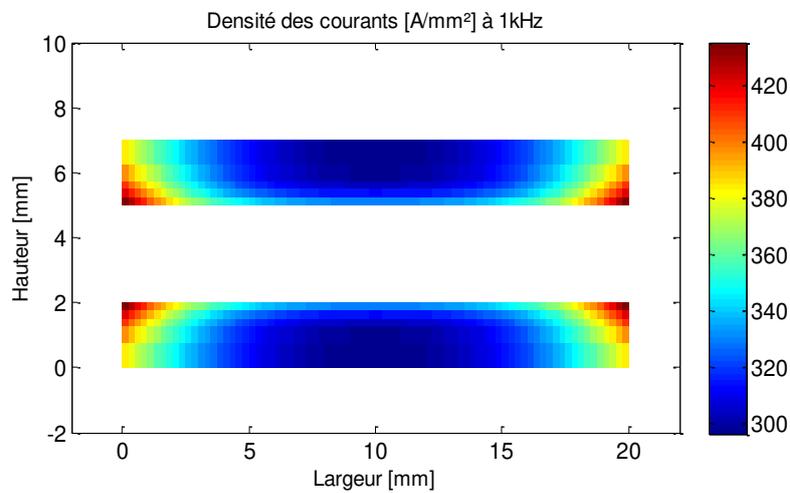


Figure IV.8 Densité des courants, plaques en face-à-face pour 1kHz : montrant les effets de peau et de bords

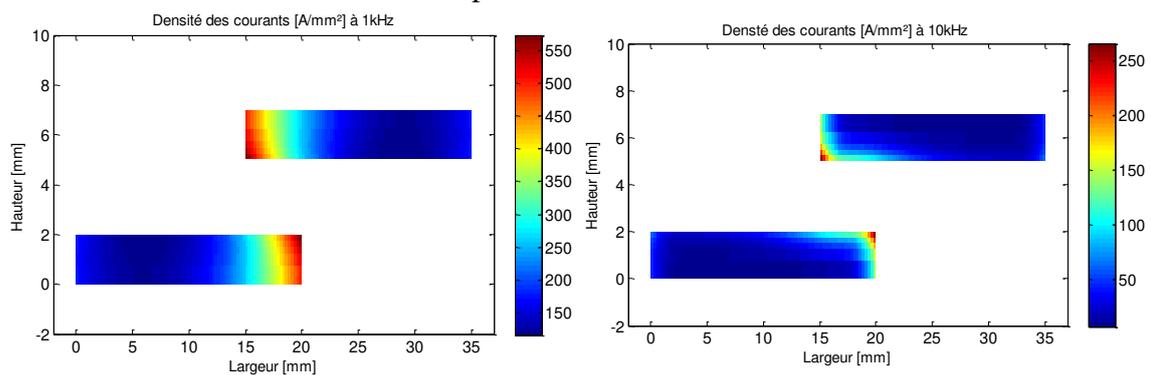


Figure IV.9 Densité des courants, plaques décalées, montrant les phénomènes de proximité et de peau

Ces distributions obtenues par simulation MTL mettent qualitativement en évidence les effets de peau, de proximité et de bords qui se manifestent à des fréquences élevées.

Considérons aussi la figure IV.10, où plusieurs conducteurs, au-dessus d'un plan de masse, reliant des sources à des charges. Les conducteurs sont formés de brins circulaires et véhiculent des courants de modes communs ou différentiels. Le petit conducteur ne véhicule aucun courant et sert conducteur victime.

L'objectif est de mettre en évidence les mêmes effets de fréquence pour une configuration à sections mixtes circulaire/rectangulaire.

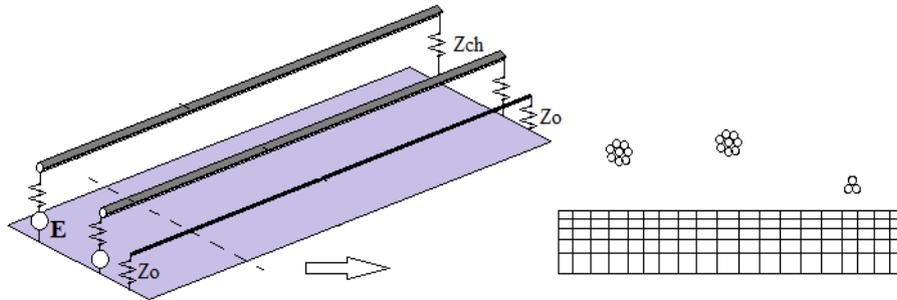
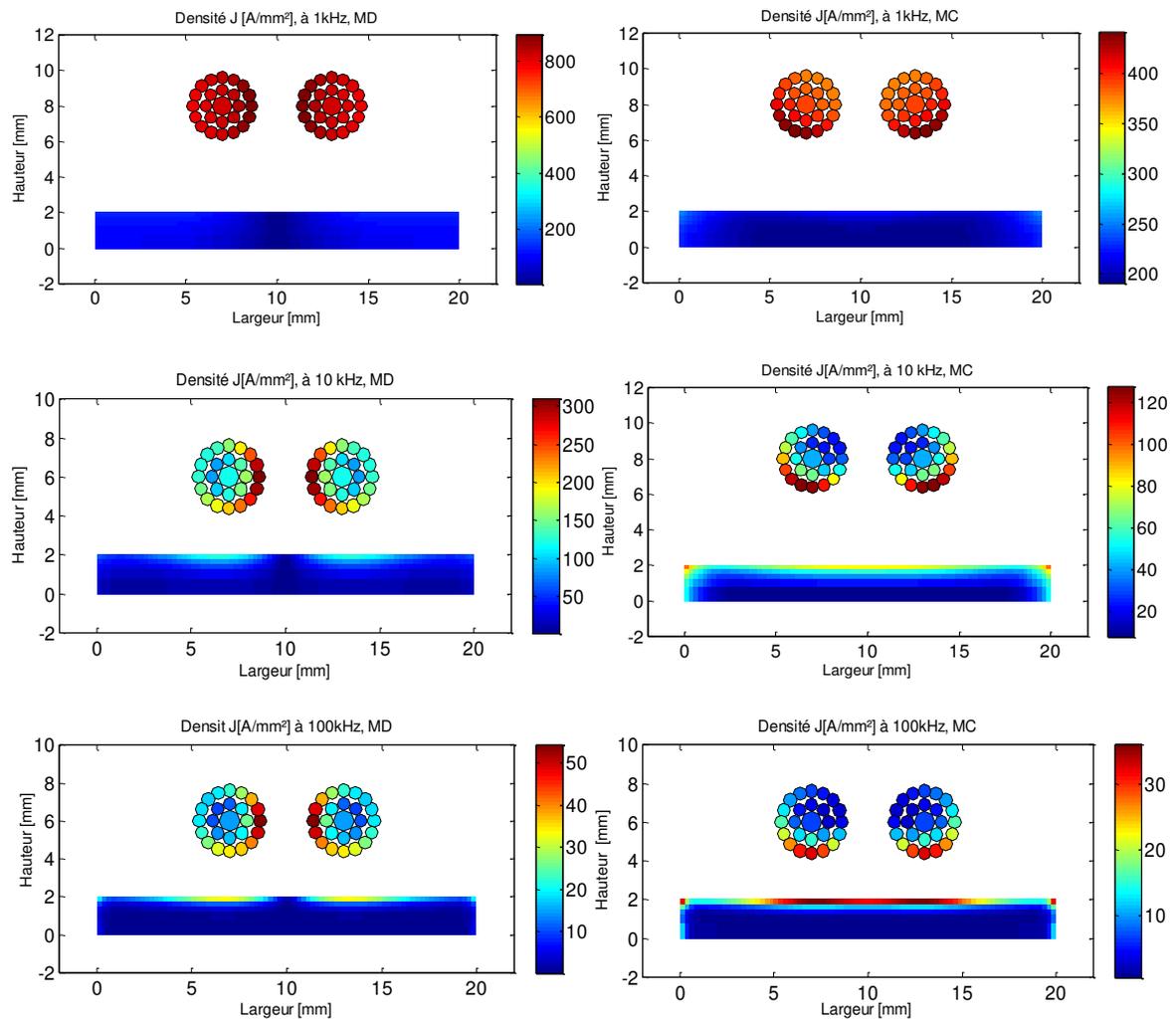


Figure IV 10 système de conducteurs circulaires au-dessus d'un plan conducteur.

Pour différentes situations d'alimentation (mode commun et mode différentiel) des gros faisceaux conducteurs, nous obtenons les répartitions de courants suivantes, où tous les effets courants de la fréquence sont bien visibles.



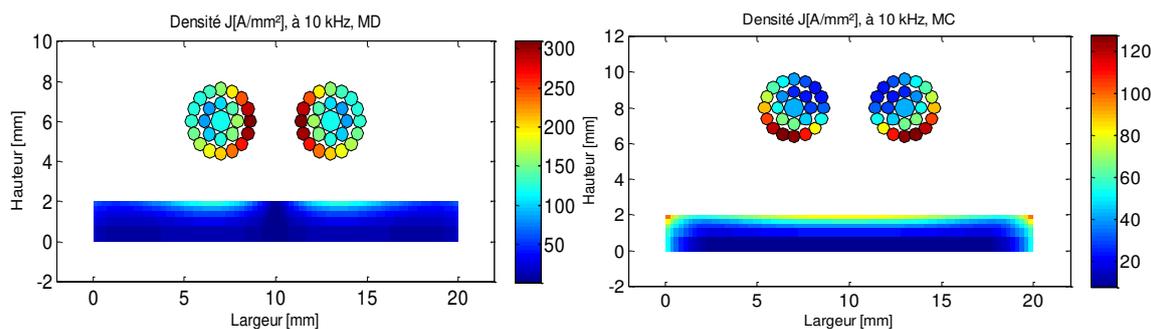


Figure IV.11 Densités de courant sur les sections pour plusieurs fréquences : (a) courants du mode différentiel, et (b) courants du mode commun

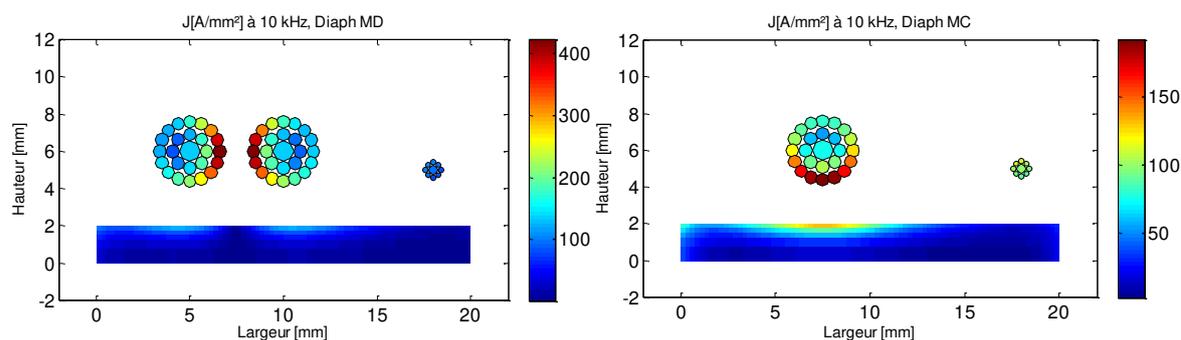


Figure IV.12 Densités montent à 10 kHz: (a) les courants induits par diaphonie dans le petit conducteur lors d'un mode différentiel, et (b) lors d'un mode commun

Dans ces applications, les sources sont parfaites : 10V ; les charges sont assimilables à de impédances de court-circuit (1Ω), les tailles de divisions varient entre 0.25 à 0.4 mm. Les faisceaux conducteurs ont 25 brins, dont le brin central est de rayon 0.55mm et les autres de 0.35mm. Le petit faisceau conducteur à gauche est de 9 brins, dont le brin central est de rayon 0.25mm et les autres de rayon 0.15mm, ce faisceau n'est jamais excité, il sert pour l'évaluation de la diaphonie, il est connecté de part et d'autre sur une résistance de 1 Ohm.

On note ici, que le mode différentiel est obtenu en excitant, à l'entrée, entre les deux gros faisceaux conducteurs par une source idéale, d'autre part en insérant entre leurs sorties une impédance de 1Ω . Cette situation permet d'avoir un courant de conduction nul dans le plan de masse.

L'observation des figures (IV.8 – IV.12) montre clairement que l'approche par MTL permet de tenir compte la majorité des effets de la fréquence. La figure IV.8a, montre que même en mode différentiel, où le plan de masse n'intervient pas dans ce mode, des courants concentrés sous les faisceaux de dessus apparus dans le plan de masse : ce sont des courant induits dans le plan par la boucle différentielle.

La figure IV.12, montre que le petit faisceau victime (de droite) n'est pas affecté par le mode différentiel, mais est le siège d'un courant important en mode commun. Ceci est en accord total avec la théorie : la boucle différentielle est perpendiculaire à la boucle victime-plan de masse, donc l'influence est minimale. Par contre en mode commun les boucles sont parallèles avec un plan commun, donc l'influence est maximum.

On peut conclure que l'approche est capable de prédire la densité de tous les courants « induits et conduits » qui sert, dans d'autres problèmes, comme source pour les champs électromagnétique, les efforts électrodynamiques et les problèmes thermiques.

IV.8.3 Distributions des courants dans les plans de masse.

Dans ces applications on s'intéresse à l'évaluation des distributions des courants dans les plans de masse pour différentes situations. Dans la première application, on considère d'abord un système à conducteur unique au-dessus d'un plan de masse unique, Fig.IV.13a ; puis un conducteur unique et un plan de masse multiple, Fig.IV.13b.

Dans une deuxième application, on s'intéresse à une configuration d'un simple plan de masse et des conducteurs multiples. Nous évaluons à chaque fois la répartition des courants sur la surface des plans de masse.

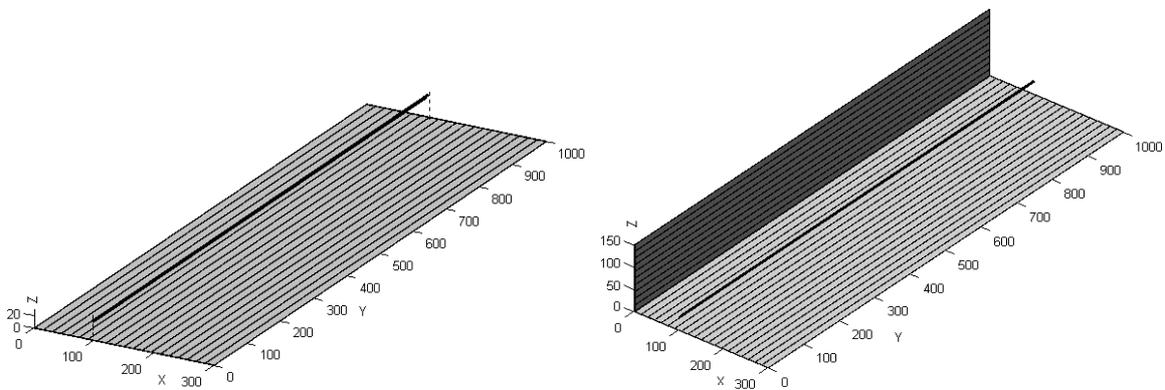
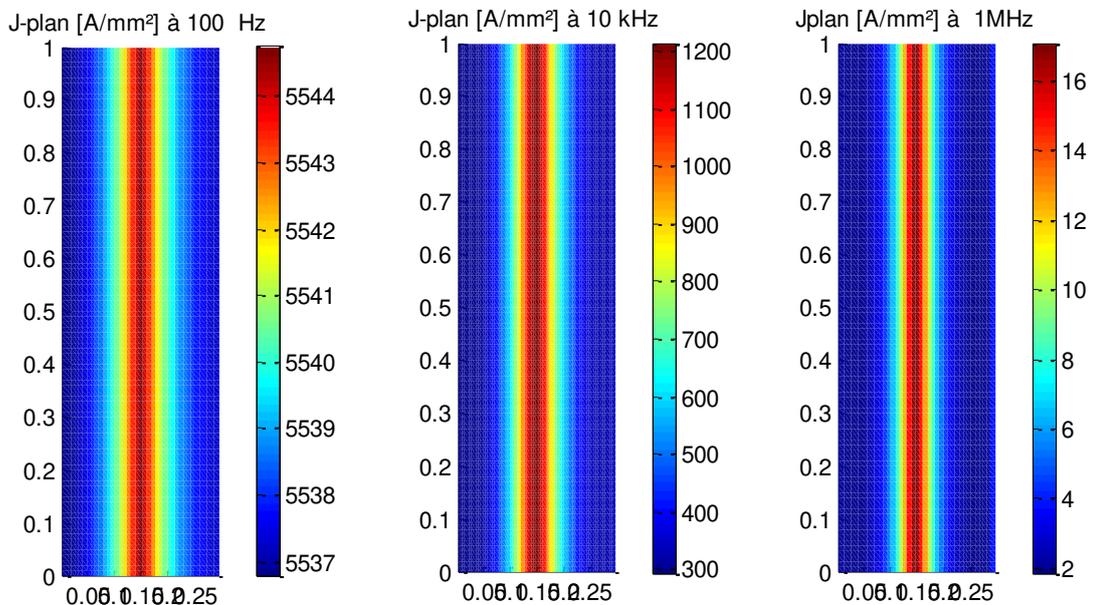
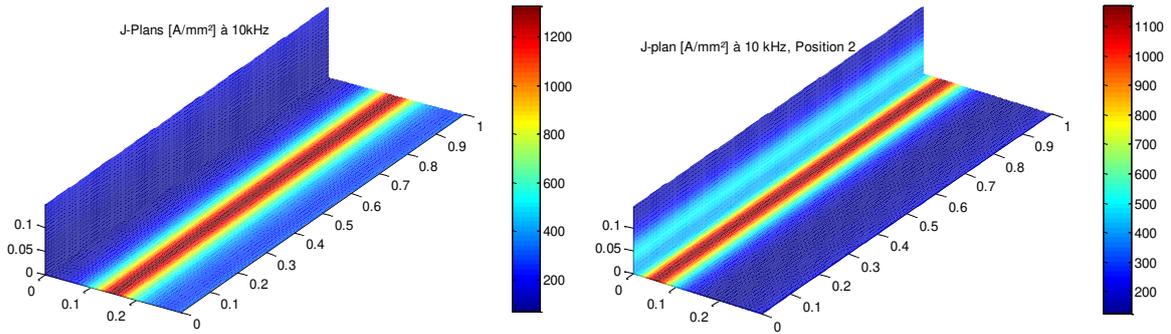


Figure IV.13 systèmes considérés : plan de masse simple et plan de masse multiple



Figures IV.14 distribution des courants dans le plan simple pour trois fréquences en situation simple conducteur, simple plan de masse



Figures IV.15 Courants dans les plans de masse multiples pour une seule fréquence et deux positions du câble par rapport le coin (15mm et 5mm)

Considérons le système de la figure IV.16, qui représente de multiples conducteurs au-dessus d'un simple plan de masse. Le système est alors décomposé en trois problèmes MTL, et la détermination des courants le long des fils et du plan de masse doit se faire de façon récurrente.

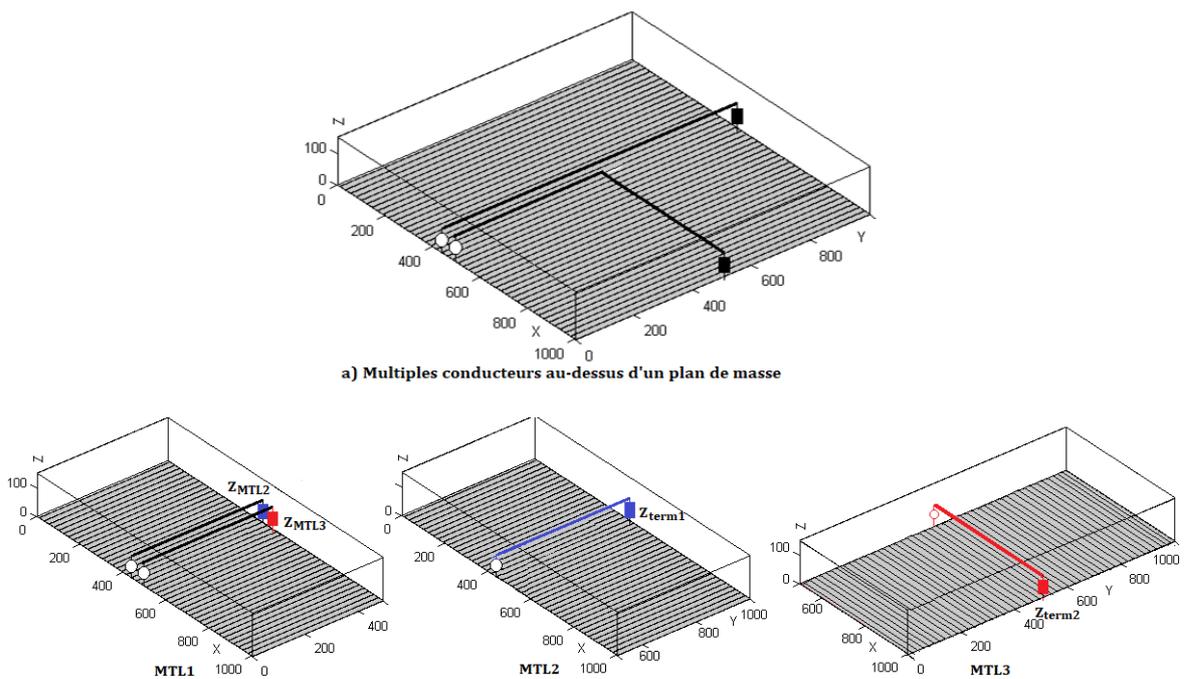


Figure IV. 16 Multiples conducteurs/plan simple: décomposition en plusieurs MTL

On se ramène tout d'abord au cas d'un seul tronçon MTL en ne conservant que le tronçon proche de la source MTL1 (deux fils parallèles) et en calculant les impédances d'entrées des autres tronçons simples Z_{MTL2} et Z_{MTL3} . A la fin de cette étape on connaît alors le courant total par subdivision ainsi que le potentiel le long du câble au-dessus du premier tronçon MTL.

Pour les tronçons suivants, on connaît maintenant le courant et le potentiel total au début de chaque tronçon. Le nombre de subdivision n'étant pas le même d'un tronçon à l'autre,

les seules grandeurs que nous pouvons utiliser à la limite des deux tronçons sont les courants totaux et les potentiels.

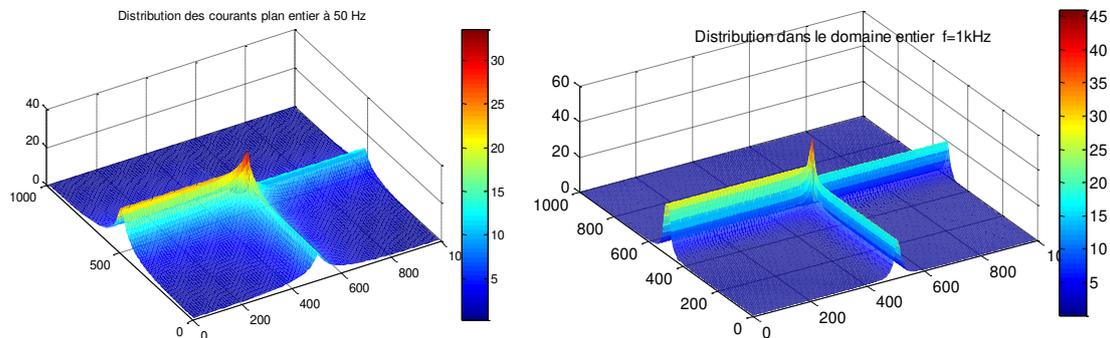


Figure IV. 17 Courants dans le plan de masse pour deux fréquences

Lors de cette étude on s'est attaché à modéliser les plans de masse par des lignes de courant pour savoir quelle partie contribue au passage du courant. Un autre but bien entendu est de savoir si la taille d'un conducteur ou d'un plan est suffisante pour de telle application.

Le calcul de la densité de courant n'est pas seulement utile pour connaître la contribution des différentes parties mais aussi pour identifier et/ou évaluer d'autres grandeurs comme :

- les points chauds dans les parties de câblage.
- Les pertes totales ou la puissance dissipée
- L'induction magnétique totale créée par tout le système en n'importe quel point de l'espace en dehors des conducteurs. Cette grandeur est d'actualité dans l'élaboration des nouvelles normes concernant l'émission des structures.

L'analyse qualitative de ces résultats de distribution des courants dans les plans de masse révèle deux observations bien connues en théorie:

- De plus en plus la fréquence augmente, l'épanouissement des courants dans le plan de masse est de plus en plus restreint dans des trajets dominants étalés de part et d'autre sous les câbles dessus, ceci est théoriquement connu et dû aux effets de la fréquence, et notre approche MTL l'a confirmé d'avantage. Il est alors possible d'identifier la taille de ces trajets et de restreindre toute l'étude sur ces chemins à courants dominants.
- Pour les plans de masse multiples, suivant la position des câbles, il est possible que l'influence d'une partie de la structure soit négligeable et alors on ne prend en compte que les parties d'influence dominant « parties d'intérêt » où les distributions sont importantes. Par exemple dans la figure IV.17a, pour une position du câble loin du coin on peut négliger totalement le plan vertical.

La section suivante aura pour but d'identifier la taille de la partie du plan de masse où la majeure partie des courants se répartissent.

IV.8.4 Concept d'ombrage (réduction du domaine d'étude).

Suite aux observations précédentes, la question que l'on se pose est de savoir à partir de quelle situation, surtout géométrique, peut-on assimiler un plan de masse parfait ou non à un *longeron* équivalent sans trop altérer le comportement électromagnétique du système ?

La réponse à cette question est importante car :

- Pour certains types de problèmes, réduire un plan de masse à un longeron équivalent c'est réduire la description du problème et par conséquent réduire les coûts de simulation.
- Pour d'autres types, considérer un longeron comme un plan de masse parfait est plus facile à traiter car il n'y a pas de contrainte de maillage et de description.

Suite aux simulations précédentes, nous arrivons à la conclusion suivante : très tôt, au-delà d'une certaine fréquence, le courant sur le plan de masse se concentre dans des chemins sous les fils (qu'on l'assimile à un ombre sous les fils). Un chemin (un ombre) caractérise alors un comportement du courant pour une bande de fréquences et une position des fils dessus.

Nous appelons ces chemins « *effet d'ombrage* » et sont caractérisés par un parcours, une épaisseur et une largeur.

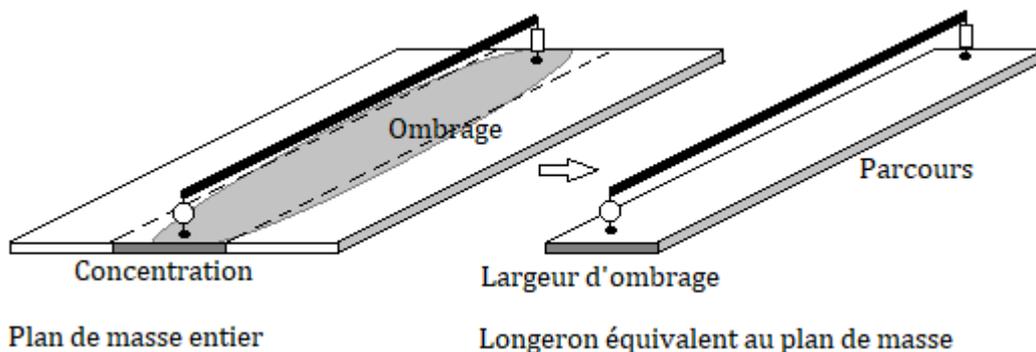


Figure IV.18 : principe de réduction par ombrage

Le parcours est généralement la longueur qui présentera la plus faible impédance, ce qui se traduit par la moindre inductance. En continu et basses fréquences ce parcours n'est que la ligne droite joignant les deux points d'injection de courant sur le plan de masse.

L'épaisseur est très souvent l'épaisseur du plan de masse excepté dans le cas d'une épaisseur importante où la prise en compte du phénomène de peau est nécessaire.

La largeur est la taille à donner à chacun des chemins afin qu'ils reproduisent, avec une approximation près, le même effet électromagnétique que celui présent dans le plan de masse entier. C'est cette largeur « largeur d'ombrage » que nous devons évaluer pour des situations géométriques des fils (hauteurs) par rapport au plan de masse.

Pour déterminer la largeur d'ombrage, nous nous plaçons à une situation de fréquence et de hauteur. Deux manières peuvent être utilisées : soit la manière graphique à partir des

profils des courants sur le plan de masse, calculés par MTL ou par d'autre méthode ; soit la manière analytique à partir du profil théorique de l'induction à la surface du plan de masse, calculé par la loi d'ampère et la méthode des images. Dans les deux cas, il faut accepter et fixer une approximation acceptable sur le comportement électromagnétique global.

IV.8.4.1 Evaluation graphique de la largeur d'ombrage

Sur la base des observations précédentes, nous procédons à des troncatures dans le domaine d'étude. Il s'agit de délimiter graphiquement la largeur de la zone à contribution dominante (de concentration des courants) sur le plan de masse. L'exemple d'école d'un faisceau, chargé par une impédance connue, au-dessus d'un plan de masse a été modélisé. Il s'agit d'un faisceau de 5 brins, à 5mm au-dessus d'un plan de masse de largeur 30cm (supposé infini); le tout en cuivre, le rayon d'un brin est de 0.5mm, l'épaisseur du plan est de 2 mm, la longueur est 1.2 m.

La Fig. IV.19 montre la simulation par MTL de la distribution de courant à travers la section transversale du système. L'effet d'ombrage sur le plan de masse caractérise la taille de la partie du plan de masse où la concentration des courants est dominante. Cette taille évolue bien sûr en fonction de plusieurs paramètres [KEC.13] : (position, fréquence, ...)

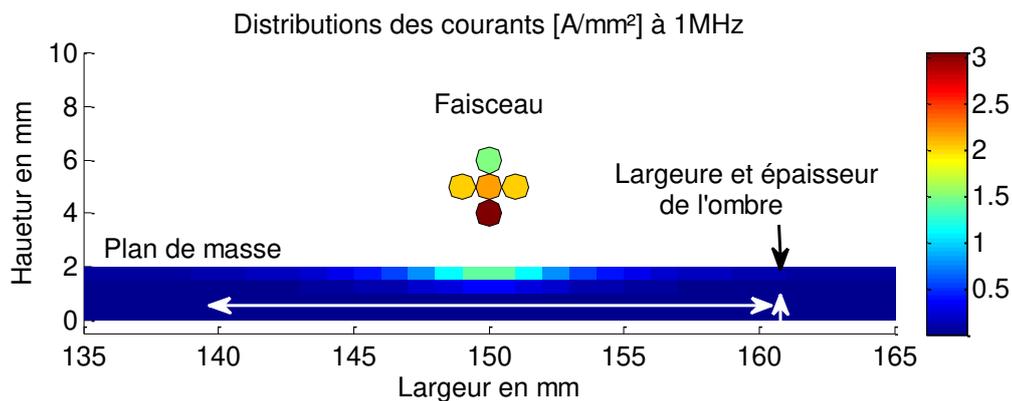


Figure. IV.19 : Zoom sur la distribution de la densité des courants à 1MHz.

La Fig.IV.20 montre une coupe transversale de la distribution des courants prise au milieu du plan de masse. A partir de ce profil, l'effet d'ombre sur le plan peut être évalué en premier temps graphiquement aussi bien en largeur qu'en épaisseur.

En fait, il ne s'agit que d'évaluer la largeur et l'épaisseur de la zone d'épanouissement des courants dominants dans le plan de masse de telle manière que la zone délimitée reproduit, à une erreur près, le comportement électromagnétique du cas du plan entier.

La figure IV.20 délimite l'effet d'ombrage pour un comportement à 95% approximatif à celui du plan entier. Donc la largeur de la zone ombrée est d'environ 2.5cm et son épaisseur est d'environ 1.25mm.

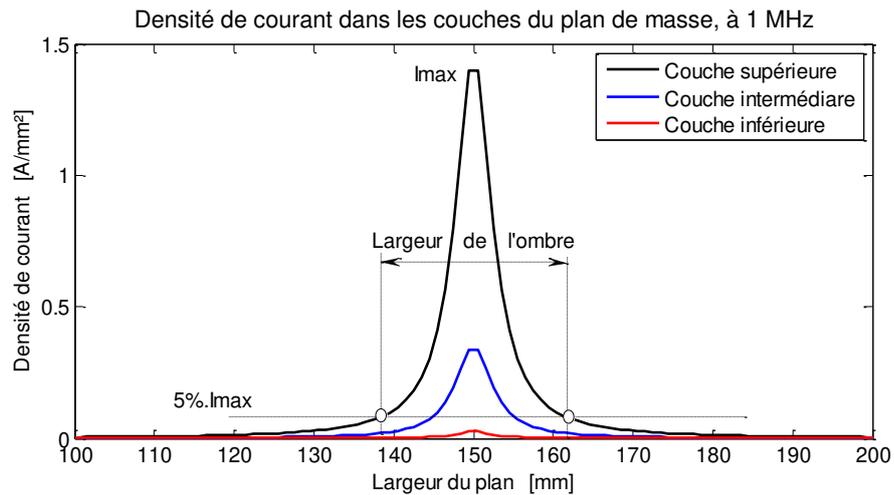


Figure.IV.20 : Profil des courants du plan de masse à 1MHz, et concept de l'ombre.

Si le plan de masse est réduit à l'ombre en largeur et en épaisseur, les Figures IV.21 et IV.22, montre que la répartition des courants ne sera pas trop altérée.

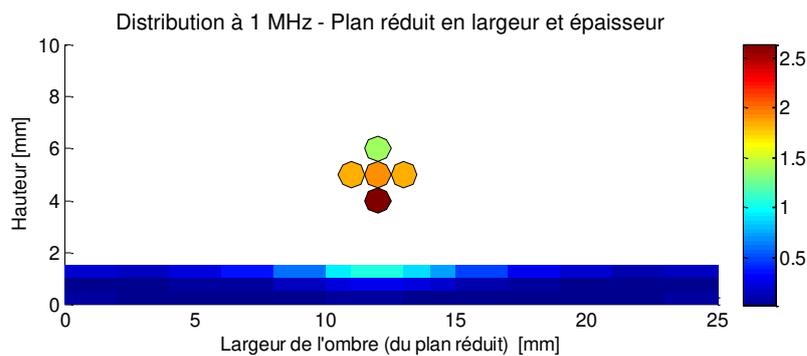


Figure.IV.21 : Courants à 1 MHz, si le plan est réduit à l'ombre.

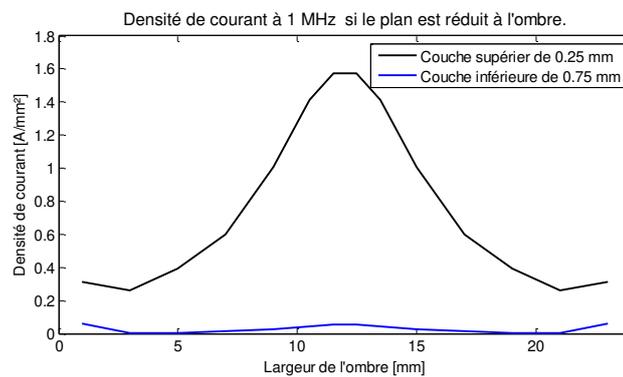


Figure.IV.22 : Profil des courants à 1 MHz, si le plan est réduit à l'ombre.

Sur la Fig.IV.22, on observe de légères augmentations dans le profil des courants au niveau des bords pour compenser les courants perdus par troncatures. A condition qu'elles restent légères, ces modifications sont acceptables et n'affectent pas le comportement global de la configuration, Fig.IV.24.

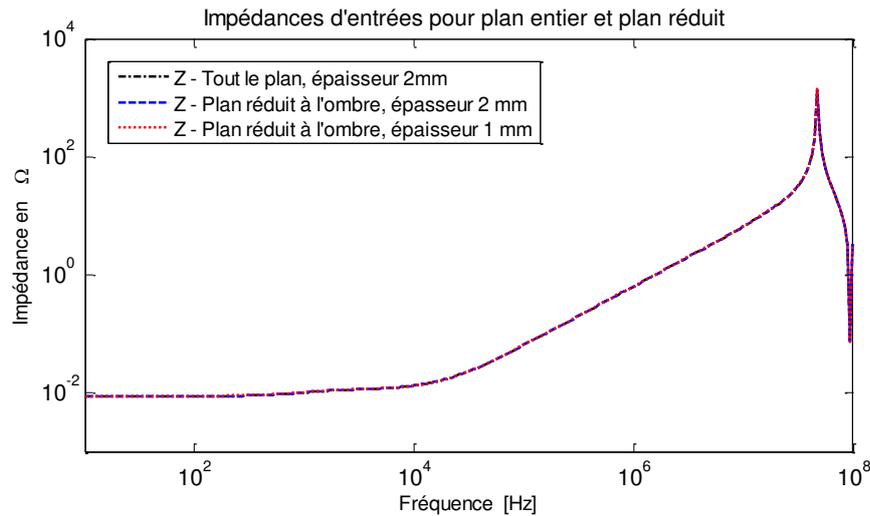


Figure.IV.24 : Impédances d'entrées pour les cas : plan entier et plan réduit

IV.8.4.2 Evaluation analytique de la largeur d'ombrage

Jusqu'ici le concept d'ombrage est présenté graphiquement, c'est-à-dire la taille de l'ombre est délimitée graphiquement après simulations de configurations basiques. Cependant, ce concept trouve aussi des fondements analytiques, et on peut évaluer analytiquement la taille maximale de l'ombre en évaluant le profil de l'induction à la surface du plan.

Pour le cas d'école de la Fig.IV.25, un conducteur au-dessus d'un plan supposé parfait (mure électrique). Le but est d'évaluer le profil de des courants à la surface du plan de masse en fonction de la position, pour cela il suffit de considérer que les courants y circulant justifient le champ magnétique à sa surface. La méthode des images permet, en première étape, de s'affranchir du plan de masse et de le remplacer par un conducteur image.

A la surface du plan de masse, les courants doivent justifier le champ magnétique tangentiel à l'interface (du conducteur et de son image).

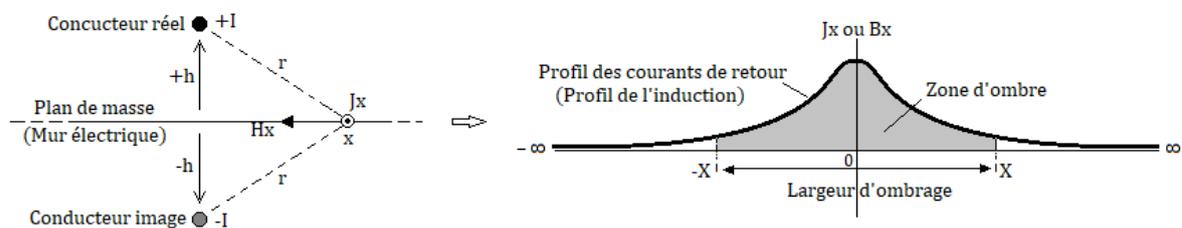


Figure.IV.25 : Profil des courants à la surface d'un plan parfait et concept d'ombre.

En utilisant le théorème d'ampère la composante tangentielle du champ magnétique total en un point x à la surface du plan de masse est équivalente à la densité surfacique du courant (on suppose des courants uniformes sur la faible épaisseur du plan):

$$H_x = \frac{I}{\pi \cdot r^2} = \frac{I}{\pi \cdot (x^2 + h^2)} \equiv J_x \quad (4.1)$$

Le problème est donc de trouver une largeur réduite X telle que le courant total que nous pouvons déduire par une intégration de J_x donne approximativement le courant I .

Mathématiquement ceci est traduite par

$$\int_{-X}^X \frac{I}{\pi \cdot (x^2 + h^2)} dx = \eta \cdot I \quad (4.2)$$

Où η est le degré d'approximation (de précision) : généralement $0.7 < \eta < 1$

L'intégration donne une largeur en fonction de la hauteur et de la précision voulue.

$$X = h \cdot \tan\left(\eta \times \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.3)$$

La figure IV.25 montre une comparaison qualitative entre la distribution des courants dans le plan de masse lors d'une simulation de la configuration entière de la Fig.IV.16 et celle de la configuration équivalente où le plan de masse est réduit à l'ombrage correspondant à une approximation de 90% ($\eta = 0.9$).

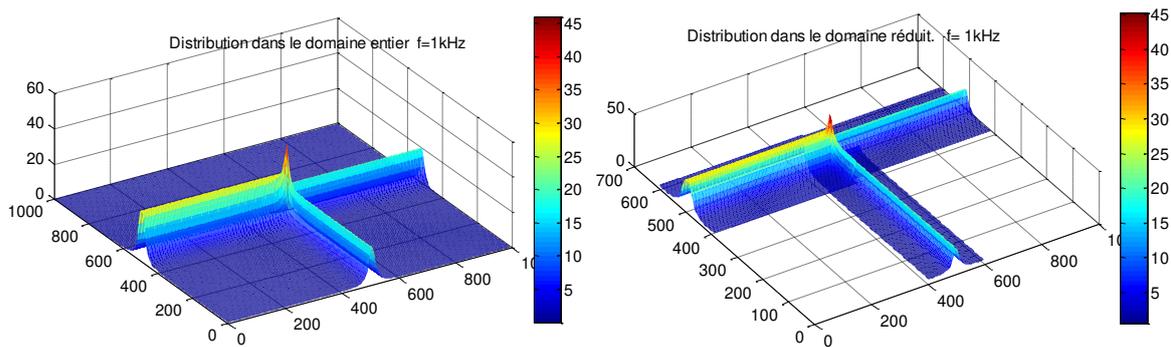


Figure IV 26 Densité de courant du domaine entier et du domaine réduit à l'ombrage.

Si on adopte cette approximation ($\eta = 0.9$), la densité dans le domaine réduit résultant est parfaitement identique à celle du domaine entier.

Le fait d'avoir restreindre les dimensions du plan de masse entier à de simples longerons, permet de réduire le nombre de subdivisions (inconnues) et par conséquent réduire les dimensions des matrices dans le modèle MTL et le temps des calculs.

Dans ce concept, la largeur d'ombrage varie avec la hauteur des fils, mais aussi elle dépend de leurs positions vis-à-vis des bords des plans et de la fréquence des courants. Une étude paramétrique a fait l'objet d'une publication [KEC.16] où on montre que la dépendance dominante est avec la hauteur.

On garde à l'esprit que suivant que l'on cherche des grandeurs locales ou globales, un plan de masse de grande taille (infinie) peut être réduit à un longeron équivalent de taille finie, aussi si on ne s'intéresse qu'aux grandeurs globales, un longeron de taille finie peut être équivalent à un plan de masse infinie.

IV.8.5 Impédances d'entrées

Afin de valider l'approche de simulation développée (MTL), nous allons l'appliquer sur des configurations simples mais représentatives des connexions réelles présentes dans les véhicules automobiles. Par exemple les connexions reliant la batterie au alternateur, au démarreur, aux essuyés glass, ou à la boîte à fusibles (boîte de servitude moteur BSM), etc.

Nous utilisons les mesures fréquentielles d'impédances obtenues lors d'un long séjour au laboratoire G2ELab. Ces mesures sont faites par le CNES (Centre National des Etudes Spatiales) en collaboration avec G2ELab en utilisant un analyseur de réseau (200Hz-500MHz). Les résultats obtenus en paramètres-S sont transformés ensuite en impédances par la relation : $Z = Z_c(S + 1)/(S - 1)$.

Le calcul, par MTL, des impédances se fait sur la base des calculs des distributions des courants, sur une plage de fréquence de 500 points entre 200Hz et 500 MHz. Pour une situation de terminaisons, on calcul à chaque fréquence la distribution des courants (on note que la transformation modale se fait une seule fois pour toutes les fréquences), on identifie les courant et tension aux entrées des conducteurs i et j .

L'impédance d'entrée mutuelle entre deux conducteurs à chaque fréquence est :

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_j}{I_i} \right|_{term} \quad \text{où la terminaison (term) est soit un court-circuit, soit un circuit ouvert.}$$

- a) La première configuration est un cas d'école : le cas simple d'un fil de longueur 1m à 5cm au-dessus d'un plan de masse supposé infini (longueur 1.5m, largeur 1m et épaisseur 1mm), Fig.IV.27a, le tout en cuivre. Cette configuration qui sert comme référence est comparée à celle de l'ombrage équivalent à 85% ($\eta = 0.85$) : un longeron de largeur 20cm qui représente la largeur de l'ombrage et de longueur 1.2m, Fig.IV.27b.

Lors de la simulation, le plan de masse entier est subdivisé en 200 éléments barres de section rectangulaire de 5mm² chacune, tandis que le longeron équivalent est subdivisé en seulement 40 éléments barres de mêmes sections. Afin de mieux apprécier les résultats, nous présentons un même résultat en deux échelles : logarithmique et semi-logarithmique.



Figure IV.27 : Image montrant le système de mesure : un seul conducteur droit au-dessus d'un plan entier et d'un plan réduit à la taille de l'ombrage.

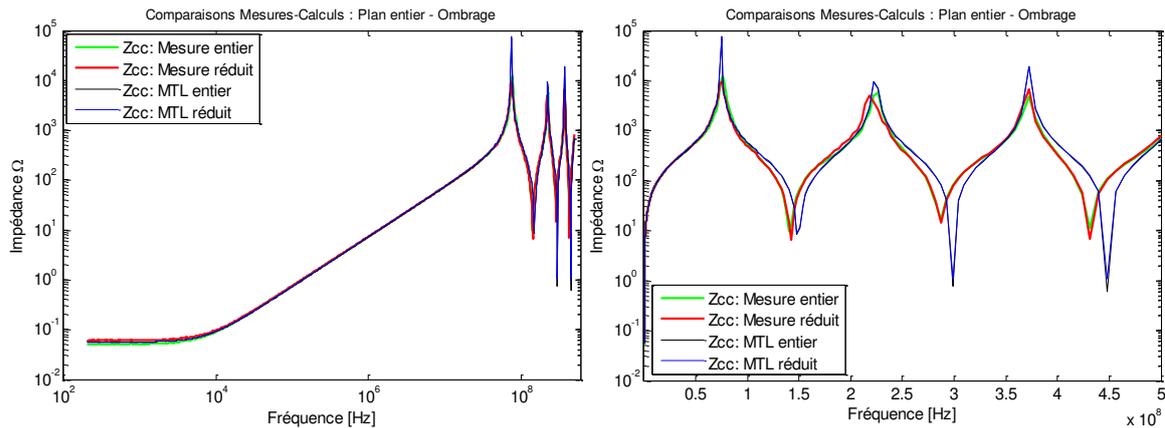


Figure IV.28 : Impédances d'entrée à sortie en court-circuit mesurées et calculées en deux échelles de fréquences (Log et Semi-log).

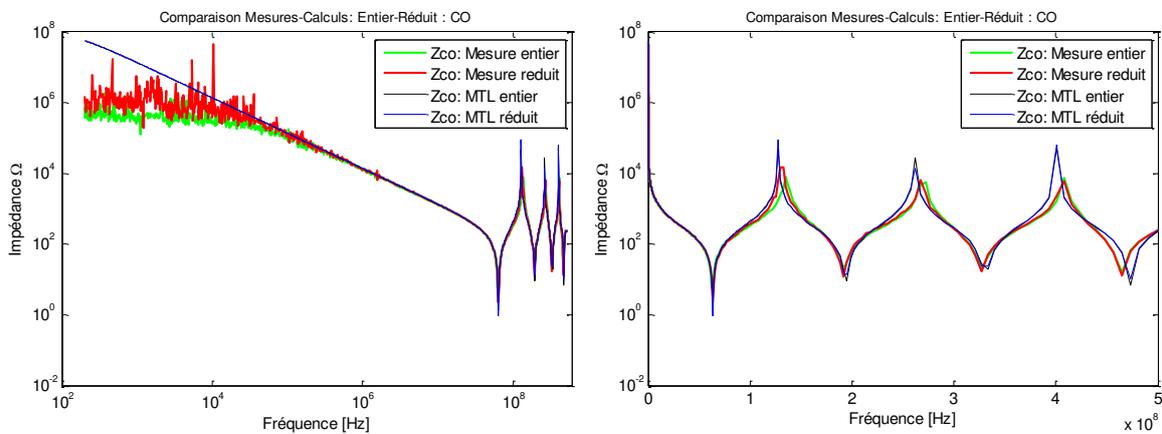


Figure IV.29 : Impédances d'entrée à sortie en circuit ouvert mesurées et calculées en deux échelles de fréquences (Log et Semi-log).

Pour la mesure, on observe des courbes qui se superposent à partir de certaine fréquence. Le comportement est alors identique sur tout le reste de la bande de fréquence entre les mesures du système entier et celles du système réduit à l'ombrage. On observe également que les mesures capacitives (circuit ouvert) en basse fréquence sont beaucoup bruitées.

Pour la simulation par MTL, les résultats retracent bien le comportement sur une large bande jusqu'à les premières résonnances, puis des décalages plus ou moins importantes apparaissent vers les plus hautes fréquences : domaine qui nécessite peut être un plus de raffinement lors de la subdivision du plan de masse.

- b) La deuxième configuration est celle de la figure IV.30, elle consiste à faire un coude dans le trajet du fil de dessus pour voir son effet sur le comportement électromagnétique du fil en termes de son impédance propre et ce pour les deux cas : plan entier et ombrage.



Figure IV.30 : Image montrant le système de mesure : un seul conducteur coudé à 90° au-dessus d'un plan entier.

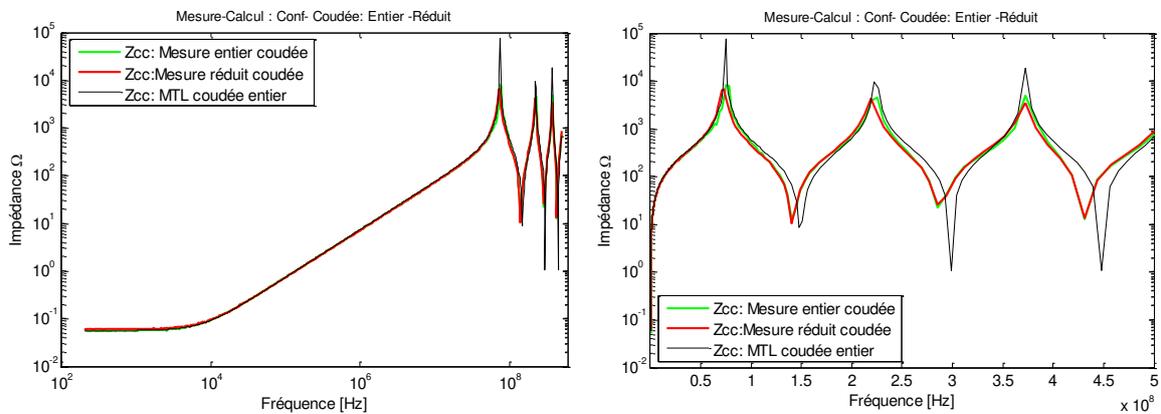


Figure IV.31 : Impédances d'entrée à sortie en court-circuit mesurées et calculées.

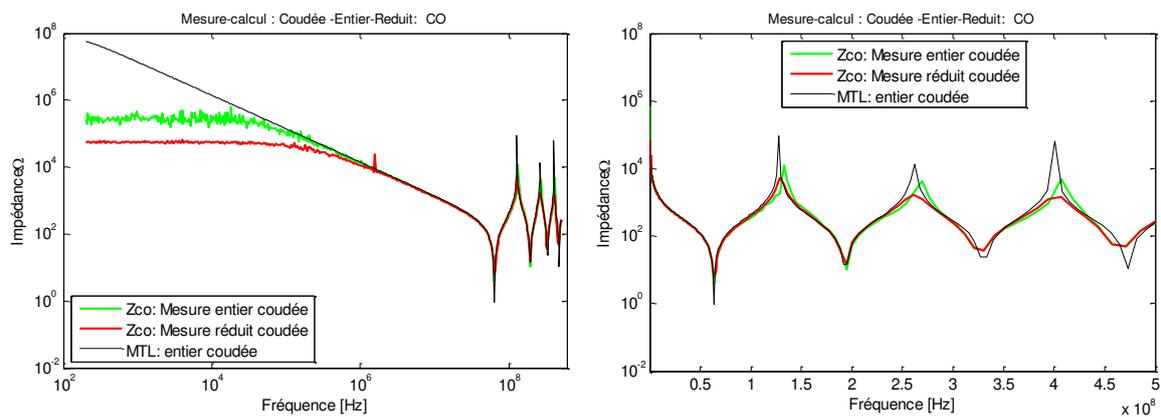


Figure IV.32 : Impédances d'entrée à sortie en circuit ouvert, mesurées et calculées

Dans la simulation, cette configuration est partitionnée en deux problèmes MTL. Chaque tronçon droit avec son plan de masse sont considérés comme ligne multiconducteurs, l'impédance propre de la seconde est la terminaison de la première.

On observe un résultat MTL qui s'accorde bien avec les mesures. Les courbes de mesure et de calcul sont très similaires à celles du cas précédent (un seul conducteur droit).

Le coude d'un câble seul n'a pas d'effet important sur son impédance propre. Cela nous permet de simplifier les simulations : ainsi un câble seul coudé pourra être remplacé par un câble droit de même longueur.

Le fait d'avoir restreint les dimensions du plan de masse à de simples longerons, nous a permis de réduire le nombre de mailles et donc la dimension des matrices dans le modèle MTL et le temps des calculs.

Les mesures capacitives (circuit ouvert) en basse fréquence sont beaucoup bruitées. Dans les applications qui suivent la mesure est faite sur une plage de fréquence commençant de 100kHz à 500MHz mais la plage de simulation reste la même.

- c) La troisième configuration est aussi d'école : deux fils à 5cm et 3cm au-dessus d'un plan de masse. Ce cas introduit un couplage mutuel entre les conducteurs. Elle sert comme référence pour les couplages mutuels.



Figure IV.33 : Image montrant le système de mesure : Deux conducteurs droits au-dessus d'un plan entier.

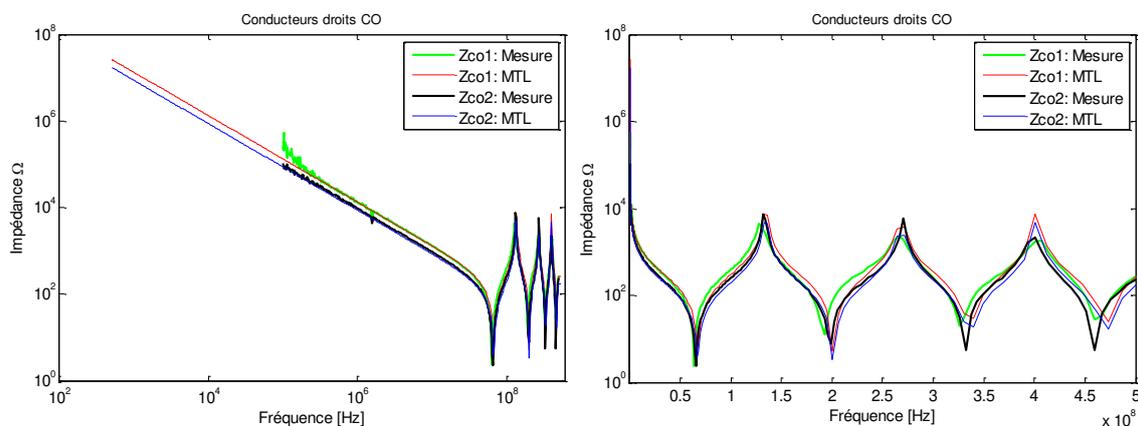


Figure IV.34 : Impédances d'entrée à sortie en circuit ouvert, mesurées et calculées

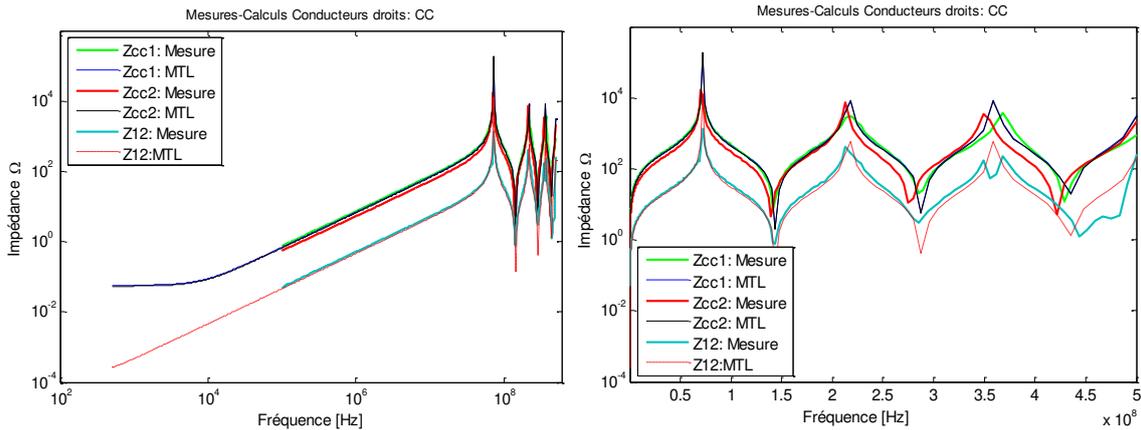


Figure IV.35 : Impédances d'entrée à sortie en court-circuit mesurées et calculées et impédance mutuelle.

Nous observons par la mesure que l'impédance propre d'un conducteur dépend de sa position (hauteur), et que cette impédance n'est pas influencée par la présence d'un autre conducteur (par comparaison entre Z_{cc1} et Z_{cc2} de cette figure avec celles des figures IV.28 et IV.29).

Les résultats de simulation par MTL confirment ces observations, l'impédance propre du conducteur (1) haut est supérieure à celle du conducteur (2) bas. La différence est due aux parties réactives qui augmentent avec les hauteurs. Cette différence est bien observable sur les courbes en circuit-ouvert.

L'impédance mutuelle, Fig.IV.35, entre conducteurs est purement réactive (n'a pas de partie résistive : partie constante avec la fréquence), son module est inférieur à ceux des impédances propres, mais elle suit les mêmes variations fréquentielles (mêmes résonnances).

Les résultats MTL de ce test s'accordent bien avec ceux de mesure, et ce aussi bien pour les impédances propres que pour l'impédance mutuelle.

- d)** la quatrième configuration est celle de la figure IV.36. Un conducteur coudé et un autre droit. L'objectif est de savoir l'influence du coude sur les résultats pour le cas de plusieurs conducteurs. Car nous savons déjà que pour un conducteur tout seul, un coude n'a pas d'effets sur son impédance propre.

En simulation, cette configuration est traitée comme étant la cascade de trois problèmes MTL. La partie des conducteurs parallèles, et chacune des parties perpendiculaires. On commence par les parties perpendiculaires, leurs impédances d'entrées sont utilisées comme impédances de terminaisons pour les conducteurs de la partie parallèle.



Figure IV.36 : Image montrant le système de mesure : Deux conducteurs au-dessus d'un plan entier ; un conducteur haut (1) coudé et un autre bas (2) droit.

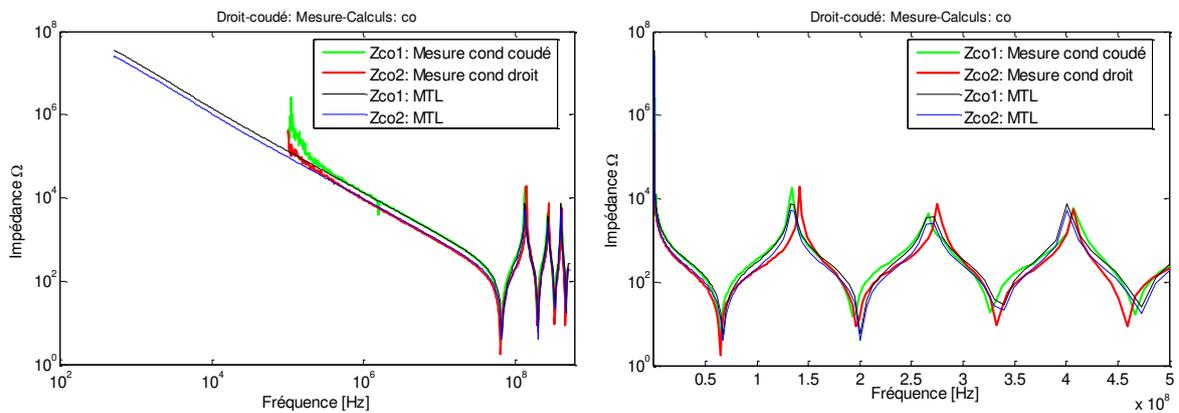


Figure IV.37 : Impédances d'entrée à sorties en circuits ouverts mesurées et calculées.

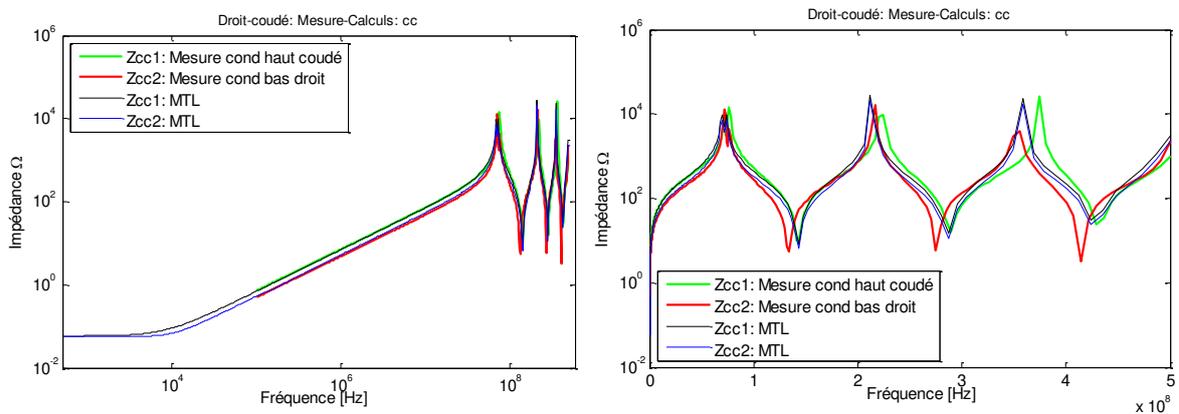


Figure IV.38 : Impédances d'entrée à sorties en court-circuit mesurées et calculées.

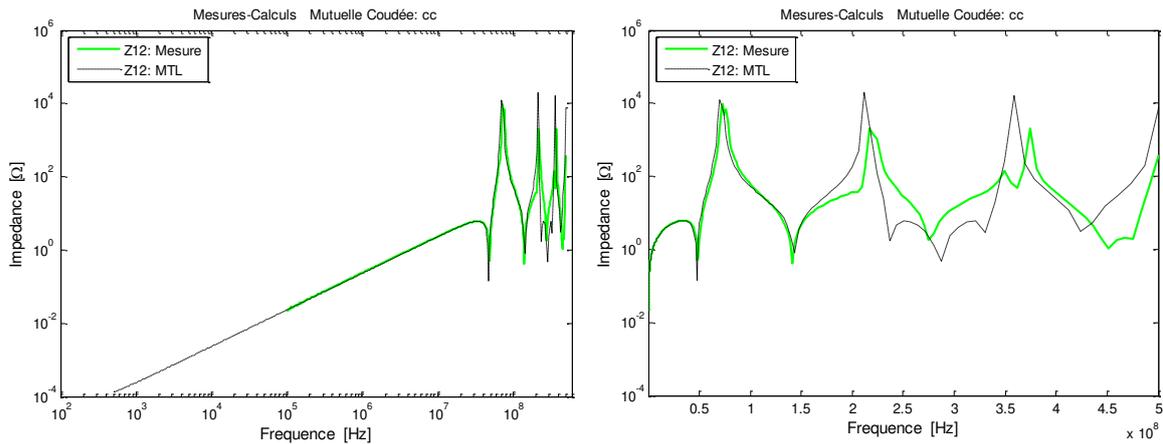


Figure IV.39 : Impédances mutuelles mesurée et calculée.

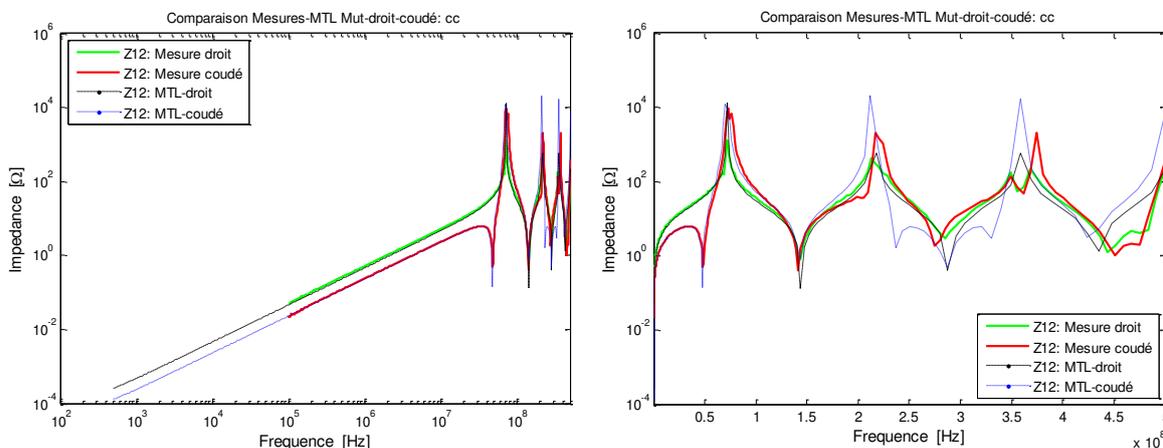


Figure IV.40 : Comparaisons des impédances mutuelles des configurations : droite et coudée, mesurées et calculées.

En se référant aux figures IV.37 et IV.38 comparées aux figures IV.34 et IV.35, nous concluons que le coude n'influence pas les impédances propres, autrement dit, le coude n'influe pas sur le couplage d'un conducteur avec lui-même, ceci résulte de l'hypothèse de la MTL qui suppose le mode TEM et donc néglige tout couplage longitudinal.

Par contre, la Fig.IV.40 montre que le coude modifie le couplage mutuel entre fils, la mutuelle de la configuration coudée est en dessous de celle droite. Ceci est raisonnable du fait qu'il y a des parties de conducteurs perpendiculaires sans effets mutuels magnétique.

Les figures ci-dessus illustrent une bonne concordance entre les simulations et les mesures des impédances d'entrées. Cette bonne similitude nous prouve que l'approche MTL peut être utilisée pour la simulation des câblages en présence de plans de masse de propriétés finies tels que les faisceaux de câbles dans les véhicules automobiles.

IV.9 Conclusion.

Après avoir présenté l'approche par MTL qui permet de transformer un système de câblage en présence de plans de masse (ou autre environnement métallique) vérifiant le mode quasi-TEM, en un ensemble de lignes de transmissions muticonductrices. Donc de considérer la contribution de ces structures métalliques, plans de masse ou autre plaque conductrice, comme des conducteurs à parts entiers. Ensuite la MTL permet de modéliser ces lignes équivalentes à ces structures, et dont le modèle mathématiques est de nature analytique.

Les calculs analytiques des paramètres du modèle (RLC) et de la transformation modale renforcent l'aspect analytique de l'approche par MTL, et faire de lui un modèle rapide et d'utilisation souple. La restriction de la condition quasi-TEM n'est pas assez handicapante du fait qu'on peut segmenter les domaines, appliquer l'approche sur des segments quasi-TEM, puis cascader les modèles résultants avec les modèles des parties non TEM.

Le concept d'ombrage et sa capacité de réduire les domaines d'études aux simples zones d'intérêts, peut faire de lui un outil rationnel pour les descriptions géométrique avant toute analyse par des techniques numériques.

Les résultats de simulation par l'approche MTL ressemblent en gros aux résultats obtenus par l'approche PEEC. Ils mettent en évidence plusieurs effets : les contributions des plans de masse, dans le comportement d'un câblage, sont nettement observables sur les grandeurs locales (répartitions de courants), tandis que les coudes de câblage influencent aussi bien les grandeurs locales que les grandeurs globales mutuelles.

Les résultats des simulations ont montré une bonne adéquation avec les mesures accessibles. On peut conclure donc que l'approche par MTL peut être un outil efficace pour le traitement des applications ayant des plans de masse de grandes tailles, et ce sur une large bande de fréquence. Elle est capable de prédire aussi bien les distributions locales des courants que les grandeurs globales d'entrées telles que les impédances propres et mutuelles.

Nous venons de montrer dans ce chapitre que l'approche MTL est tout à fait adéquate pour modéliser les câblages sur large bande de fréquence. Les configurations étudiées sont relativement simples mais la méthode est suffisamment généraliste pour que, une fois automatisée, elle donne toute satisfaction pour des cas plus compliqués.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail mené dans le cadre de cette thèse et présenté dans ce manuscrit, consistait à développer des approches permettant de modéliser, sur une large bande de fréquence, un réseau de câblage électrique de type automobile. La problématique étudiée concerne la caractérisation des câbles à géométries non uniformes placés au sein d'une structure métallique non parfaite considérée comme plans de masse de propriétés finies. L'objectif est de prendre en compte, dans le comportement électromagnétique, les imperfections introduites par les propriétés finies des plans de masse et par les non uniformités des câbles. Ces imperfections, matérialisées par des composantes parasites (RLC), influent sur le comportement électromagnétique fréquentiel du câblage.

Dans ce manuscrit, nous avons développé et présenté deux processus distincts de modélisation d'un câblage non parfait. Ils reposent sur deux approches de modélisation séparée : PEEC et MTL, selon que l'on recherche un modèle de circuits à constantes localisées (PPEC), ou à constantes réparties (MTL), pour prendre en compte les caractéristiques intrinsèques du câblage. Chacune de ces deux approches repose sur des formulations différentes selon la géométrie du dispositif étudié et la finesse du modèle recherché. Ces formulations sont décrites de manière exhaustive dans ce manuscrit, elles reposent en grande partie sur des calculs analytiques et donc d'évaluations rapides. Après avoir établi les modèles mathématiques, il faut alors être capable de conclure sur le fonctionnement et les performances de la structure étudiée. Pour ce faire, de nombreuses grandeurs sont calculées : répartitions de courants et de potentiel, impédances d'entrées et d'autres grandeurs peuvent aussi être calculées en post-traitement comme les pertes totales, l'induction, et les efforts. Tout ceci permet d'analyser la structure dans son intégralité.

Nous avons montré qu'une approche basée sur la méthode PEEC conventionnelle, avec des projections géométriques et par la réduction des effets capacitifs à des configurations filaments-surfaces beaucoup plus simples à étudier, permet de traiter efficacement des câblages à géométries 3D complexes incluant des non uniformités: sauts, coudes et plans de masse de propriétés finies. Nous avons en particulier montré comment à partir d'une configuration originelle pouvaient être déduits des modèles de circuits équivalents localisés. Les résultats obtenus, par simulation de situations d'école mais présentes dans le câblage automobile, et confrontés à la théorie ou à des mesures, sont très encourageants et ont montré un bon accord jusqu'aux fréquences intermédiaires (les premières résonances), au-delà, les shifts sont importants et peuvent être dus aux insuffisances du maillage, de l'effet capacitif et la non prise de l'aspect propagatif.

Dans la suite de l'étude, pour étendre le calcul sur une large bande tout en réduisant le cout, nous avons proposé une deuxième approche basée sur la méthode des lignes de transmission MTL et qui présente une philosophie de modélisation très proche de celle de la méthode PEEC. Cependant elle nécessite que le câblage soit décomposable en tronçons

uniformes vérifiant la condition TEM. Le modèle développé est à circuits répartis de dimension $2D_{1/2}$ qui permet d'élargir le champ d'applications à des dimensions importantes. L'approche développée a été utilisée pour caractériser des structures représentatives du câblage automobile. Les comparaisons avec les mesures ont montré une bonne adéquation sur toute la bande de mesure. Les petits shifts sur les positions de résonances sont probablement dus aux erreurs sur les valeurs des capacités qui sont calculées a posteriori à partir des caractéristiques inductives. Ainsi nous avons montré que l'approche MTL est tout à fait adéquate pour modéliser les structures de câblage de dimensions importantes et ce sur large bande de fréquence.

Un des aspects intéressant des deux approches est de pouvoir accéder à toutes les tensions et tous les courants présents dans les subdivisions du maillage de la structure. Ce qui permet de déduire des grandeurs beaucoup plus significatives : distributions de courants et tensions, impédances, pertes, inductions, points chauds et efforts. Les résultats de simulation par les deux approches ont montré que les imperfections introduites par les plans de masse de propriétés finies et les non uniformités géométriques des câbles sont observables de manière plus nette localement sur les distributions et globalement sur les couplages mutuels (impédances mutuelle).

Nous avons introduit le concept d'ombrage sur la base d'un constat sur les distributions des courants dans les plans de masse. Leurs profils permettent d'optimiser certaines liaisons et de gagner en coût de calcul en n'effectuant les simulations que sur les parties du plan de masse intervenant réellement. L'application de ce concept d'ombrage a permis de réduire le modèle électrique et les temps de simulation sans pour autant altérer le comportement électromagnétique du câblage.

À travers les résultats obtenus et bien que les configurations étudiées soient relativement simples, les deux approches de modélisation développées ont montré leurs capacités et leurs validités dans le domaine du câblage, elles sont suffisamment généralistes pour que, une fois automatisées, elles s'appliquent d'une manière satisfaisante à des cas plus compliqués.

Ce travail trouve son intérêt dans le besoin des concepteurs, des équipementiers et des spécialistes en CEM de disposer de bons modèles, simples rapides et souples, pour l'analyse électromagnétique des interconnexions électriques entre équipements automobiles, afin d'améliorer la qualité du produit.

Le couplage des deux approches pour traiter des configurations beaucoup plus complexes, l'évolution des applications à l'étude d'autres problèmes comme les émissions EM, le problème thermique, ... et l'extension vers des fréquences plus étendues pour tenir compte l'aspect rayonnement, constitueraient un développement intéressant pour ce travail.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [ALE.08] Sabine ALEXANDERSSON, “Automotive Electromagnetic Compatibility: Prediction and Analysis of Parasitic Components in Conductor Layouts”. Doctoral Dissertation, Lund University 2008.
- [AND.06] Guillaume ANDRIEU, « Elaboration et application d’une méthode de faisceau équivalent pour l’étude des couplages électromagnétiques sur réseaux de câblages automobiles ». Thèse de doctorat de l’université des sciences et technologies de Lille. 2006.
- [ARD.10] Vincent ARDON, « Méthodes numériques et outils logiciels pour la prise en compte des effets capacitifs dans la modélisation C.E.M de dispositifs d’électronique de puissance ». Thèse de doctorat de l’université Joseph Fourier de Grenoble. 2010.
- [ARR.92] F. ARREGHINI et all, « Une comparaison entre les méthodes de calcul temporel et fréquentiel appliquées au problème de couplage IEM-ligne aérienne ». Actes du 6^{ième} colloque international CEM-92, Lyon, p 329-333, Jun 92.
- [BAR.05] Franck BARRUEL, « Analyse et conception des systèmes électriques embarqués. Application aux réseaux de bord d’avion ». Thèse de doctorat de l’université Joseph Fourier, LEG, 2005.
- [BER.03] J.BERETTA ; « Les systèmes électroniques embarqués, un enjeu majeur de l’automobile ». Journée nationale de réflexions et de prospections sur les systèmes embarqués ». Paris 2003.
- [BON.05] Anders BONDESON et al; « Computational Electromagnetics ». Springer Science Business 2005.
- [BOY.07] Alexandre BOYER ; « Méthodes de prédiction de la CEM des systèmes en boîtier ». Thèse de doctorat, INSA de Toulouse 2007.
- [BYE.08] Byeong-Sam Kim, et all, “Large-Deflection Analysis of Automotive Vehicle’s Door Wiring Harness System Using Finite Element Method” World Academy of Science, Engineering and Technology 47. 2008
- [BYE.09] Byeong-Sam Kim, et al, “Endurance Analysis of Automotive Vehicle’s Door W/H System Using Finite Element Analysis” JSEA (J. Software Engineering & Applications),v02, 2009, p375-382
- [CAR.26] J. R. Carson, " Wave propagation in overhead wires with ground return, " Bell System Technical Journal, vol. 5, p. 539-554, Jan. 1926.
- [CEA.12] Dossier de Presse, «Systèmes embarqués pour l’automobile : une nouvelle dynamique pour accélérer l’innovation dans la filière électronique automobile ». Septembre 2012
- [CHR.07] Christos Christopoulos, « Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility », CRC Press, Taylor & Francis Group, NY 2007.
- [CLA.96] E. CLAVEL, « Vers un outil de conception de câblage : le logiciel INCA », These de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1996.
- [CLA.09] E Clavel et al, « Modelling of Connections Taking into Account Return Plane: Application to EMI Modeling of Railway», IEEE, Trans on Industrial Electronics, vol 56, n 3, Mars 2009
- [COP.00] K. M Coperich, A. E. Ruehli, and A. Cangellaris, "Enhanced Skin Effect for Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) Models". IEEE Transactions Microwave Theory and Technique, v48, 2000, p 1435–1442
- [DAL.98] R.A.Dalke, “A numerical method for the analysis of coupling to thin wire structures” IEEE Symposium on EMC, 1998, Proceedings, p: 55 -61

- [DUB.69] C. Dubanton, " Calcul approché des paramètres primaires et secondaires d'une ligne de transport. Valeurs homopolaires, " E.D.F., Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches, Serie B, p. 52-62, 1969.
- [DUV.07] Fabrice DUVAL « Gestion du Câblage des Masses Electriques dans un Véhicule Automobile – Application C.E.M ». Thèse de doctorat de l'Université Paris 11-2007.
- [EKM.03] J. EKMAN, "Electromagnetic Modeling using the Partial Element Equivalent Circuit Method", PhD Dissertation, EISLAB, Lulea University of Technology, 2003.
- [EMA- -] A. Emadi, M Ehsani, M.Miller, Vehicular Electric Power Systems, Ed Marcel Dekker
- [GAR.98] J. Garrett, A. E. Ruehli, and C. R. Paul, "Accuracy and Stability Improvements of Integral Equation Models using the Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) Approach", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 46, no. 12, p. 1824–1831, Dec 1998.
- [GEN.08] Jérôme GENOULAZ, « Contribution a l'Etude du Rayonnement des Câbles Soumis aux Signaux de l'Electronique de Puissance dans un Environnement Aéronautique » : Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille-2008
- [GIB.08] Walton C. Gibson, "The Method of Moments in Electromagnetics", Chapman & Hall/CRC, 2008, ISBN-13: 978-1-4200-6145-1
- [GRO.46] F. Grover, Inductance Calculations: Working Formulas and Tables. Van Nostrand 1946.
- [HAR.67] R.F. Harrington, "Matrix methods for Field Problems," Proc. IEEE, Vol. 55, p:136-49, Feb. 1967
- [HOE.65] C.Hoer & C.Love ; "Exact Inductance Equations for Rectangular Conductors With Applications to More Complicated Geometries". J.R of the National Bureau of Standards-C. Engineering and Instrumentation Vol. 69C, No.2, April-June 1965.
- [JAN.02] V. Jandhyala et al., "Coupled Electromagnetic-Circuit Simulation of Arbitrarily- Shaped Conducting Structures using Triangular Meshes", Proc of the Int. Symposium on Quality Electronic Design, p 38–42, San Jose, CA, USA, 2002.
- [JIN.93] J.M. Jin, « The Finite Element Method in Electromagnetics », John Wiley & Sons, Inc., New York, 1993.
- [JOU.02] L. Jourdan, « Stratégie de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques : Application à une alimentation 42V-14V réversible pour automobile », 2002, thèse INPG
- [KEC.13] M. Kechicheb et all, "The MTL method and concept of shading to model automotive wiring having wide and multiple ground planes ", 13th international conference ICEEA, Sept 2013, Torino, Italy.
- [KEC.15] M. Kechicheb et all, "Reduced domain modeling of wiring coupled metallic environment by using the shading concept ", XVII international symposium on electromagnetic fields ISEF-15, Sept 2015, Valencia, Spain.
- [KEC.16] M. Kechicheb et all, "Electromagnetic modeling of wire-ground structures by using a MTL based approach ", Automatika, Vol 4, no 57, 2016, p 1035-1044.
- [KIE.92] S. KIENER; M NEY; " Domaine temporel ou fréquentiel : existe-t-il une méthode numérique universelle ?" 6^{ième} colloque international CEM-92, Lyon, p 359-364, Jun 92.
- [KLI.12] Marco KLINGLER; Salah BENHASSINE; " Automotive EMC modeling and simulation - Current situation at PSA and research orientation" Journée annuelle de l'AREMIF. 2012; Parais; mars 2012.
- [LAR.93] R. Laroussi, G.I. Costache, "Finite-element method applied to EMC problems," IEEE Trans. EMC, vol. 35, nr. 2, p: 178-184, May 1993
- [LAV.02] J.D. LAVERS, R.S. TIMSIT, « Constriction resistance at high signal frequency » IEEE Trans on Packaging Technologies, Volume 25, Issue 3, Sep 2002 p 446 – 452
- [MAR.03] S. Marksell, M. Alaküla, G. Lindstedt, "EMC Test System for Low Power Drives", International Electric Vehicle Symposium and Exposition, CA, USA, Nov. 2003.

- [NIT.09] J Nitsch and all, “ Radiating Nonuniform Transmission Line Systems and the Element Equivalent Circuit Method”. 2009 John Wiley & Sons, Ltd.
- [NOR- -] Normes véhicules B21 7110 (PSA PEUGEOT CITROEN) : « Spécification techniques générales d’environnement des équipements électriques et électroniques, caractéristiques électriques »
- [PAU.06] C.R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", second edition, Wiley-Interscience, Hoboken, New Jersey, 2006.
- [PAU.08] C.R. Paul, "Analysis of Multiconductor Transmission Line", John Wiley and Sons, second edition 2008.
- [PET.98] A. F. Peterson, S. L. Ray, and R. Mittra, “Computational Methods for Electromagnetics”. IEEE Press, New York, USA, 1998.
- [PRO - -] Product specification 36-00-808/G (RENAULT) : « Resistance to electrical disturbances and electromagnetic compatibility instructions concerning electrical, electronic and pyrotechnic equipment »
- [RET.03] N. Retière, « Modéliser et concevoir les réseaux d’énergie électrique », Habilitation à diriger des recherches, UJF, Novembre 2003.
- [ROB.07] S Roblot, « Caractérisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires cuivre en vue d’optimiser la transmission haut débit », thèse de doctorat, Université de Limoges Octobre 2007
- [ROS.08] E. B. Rosa, "The Self and Mutual Inductance of Linear Conductors", Bulletin of the National Bureau of Standards, 4(2): p 301–344, 1908.
- [RUD.03] Alastair. R Ruddle, “ The EU Framework V Project GEMCAR: Practical aspects of the development of whole vehicle electromagnetic models” GEMCAR workshop, EMC symposium, Zurich, Feb 2003.
- [RUD.06] Alastair. R Ruddle, “ Experimental validation of whole-vehicle electromagnetic models”, EMC, Barcelona, Sept 2006.
- [RUE 72] A. E. Ruehli; « Inductance calculations in a complex integrated circuit environment », IBM Journal on R&D, Sept. 1972.
- [RUE.72b] A. E. Ruehli, An Integral Equation Equivalent Circuit Solution to a large class of interconnect systems. Ph.D. Dissertation, The University of Vermont, USA, 1972.
- [RUE.73] A. E. Ruehli, P. A. Brennan, "Efficient Capacitance Calculations for Three Dimensional Multiconductor Systems", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 21, no. 2, p. 76-82. , Feb 1973.
- [RUE.74] A. E. Ruehli; « Equivalent circuit models for three dimensional multiconductor systems», IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol.22, Mars 1974.
- [RUE.79] A. E. Ruehli, N. Rover, P. A. Brennan; « Three dimensional inductance computations with partial element equivalent circuits », IBM Journal on R&D, vol.23, n06, Nov. 1979.
- [RUE.81] A. E. Ruehli and P. K. Wolff, "Inductance Computations for Complex Three-Dimensional Geometries”, Proc. of the IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems, vol. 1, p 16–19, New York, NY, 1981.
- [RUE.92] A. Ruehli and H. Heeb, "Circuit models for three-dimensional geometries including dielectrics", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.40, p. 1507–1516, Jul 1992
- [RUE.99] A. E. Ruehli, G. Antonini, and A. Orlandi, "Extension of the Partial Element Equivalent Circuit Method to Non Rectangular Geometries", Int. Symposium on EMC, pages 728-733, Seattle, Washington, USA, Aug 1999.
- [SAD.92] M. N. O. Sadiku, “Numerical Techniques in Electromagnetics”. CRC Press, Inc. 1992.

- [SIC.02] CISPR 25, “Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats, and on devices – Limits and methods of measurement,” August 2002, International Electrotechnical Commission.
- [SPI.01] Pierre Spiteri, « Méthode des différences finies pour les EDP stationnaires & d'évolution», Techniques de l'Ingénieurs, référence AF-500&501
- [SPI.04] Pierre Spiteri, « Introduction à la méthode des éléments finis », Techniques de l'Ingénieur, référence AF 504
- [STM.10] STMicroelectronics, “Protection of automotive electronics from electrical hazards, guidelines for design and component selection” Application note AN2689, 2010.
- [TES.87]: F.M.Tesche, M.V. Ianoz, T. Karlson, «EMC analysis methods and computational models” John Wiley & Sons, Inc, New York, Chapter 7. 1987.
- [TIM.99] R.S. TIMSIT, « Electrical contact resistance : properties of stationary interfaces » IEEE Transactions on Packaging Technologies, Volume 22, Issue 1, Mar 1999 p 85 – 98
- [TUN.93] E. TUNCER and D.P. NEIKIRK, « Efficient Calculation of Surface Impedance for Rectangular Conductors » Electron. Lett., 1993, 29, p. 2127-2128
- [VIL.14] E Vialardi, « Modélisation CEM des systèmes et équipements de puissance», Salon des radiofréquences, des hyperfréquences, du wireless et de la fibre optique, Pais la Défense 19-20 Mars 2014.
- [YAH.11] Wissem YAHYAOUI « Caractérisation et modélisation des émissions rayonnées par le câblage des systèmes électroniques embarqués » ; Thèse de doctorat de l'Université Paris sud XI-2007.
- [YAH.09] Islem YAHI ; « Modélisation des sources de rayonnement au sein d'un véhicule automobile avec prise en compte de la présence du plan de masse ». Thèse de doctorat de l'Université de Rouen -2009.
- [WED.02] L. M.Wedepohl and L. Jackson, ”Modified Nodal Analysis: An Essential Addition to Electrical Circuit Theory and Analysis”, Engineering Science and Education Journal, p 84–92, June 2002.

Glossaire
Conférences et papiers
Résumés

Glossaire

- ABS** Anti-Blocage de Sécurité. Système électronique d'antiblocages des freins, apparu pour la première fois sur la Ford Scorpio de 1985. Cette technologie évite le blocage des roues lors du freinage notamment sur un sol où l'adhérence est faible, s'est ensuite démocratisée pour devenir un dispositif quasiment standard sur la majorité des voitures de tous types.
- ASR** Acceleration Slip Regulation ou encore ASC (Automatic Stability Control). Il s'agit d'un dispositif qui régule l'accélération en fonction de l'adhérence des roues motrices. L'ASR évite aux roues de patiner lors d'une accélération violente ou sur un sol humide, gras ou recouvert de gravillons. Ce dispositif se révèle utile pour tous les types de voitures.
- Airbag** L'airbag fut inventé en 1968 par Allen Breed. Un système de sécurité contre les chocs composé d'un sac flexible qui se gonfle automatiquement et très rapidement en cas de choc brutal. Un calculateur permet, en cas d'impact, de déclencher par impulsion électrique un générateur pyrotechnique qui injecte du gaz (azoture de sodium NaN_3) et ainsi déclenche l'action du gonflement qui réduit et amorti le choc.
- Bluetooth** Une technologie de réseau personnel sans fils de faible portée (noté WPAN pour Wireless Personal Area Network), permettant de relier des appareils entre eux sans liaison filaire. Dans l'automobile, cela concerne surtout la téléphonie. On parle alors de téléphonie mains-libres passant par le bluetooth.
- BSM** Boîtier de servitude moteur : l'élément central du système de la gestion moteur ; c'est le cerveau qui traite les différentes informations qui lui arrivent pour commander le fonctionnement électrique du moteur. Il communique avec les éléments extérieurs par des liaisons électriques.
- CAN** Controller Area Network : un moyen de communication série bidirectionnel qui supporte des systèmes embarqués temps réel avec un haut niveau de fiabilité. Développé par Bosch pour l'automobile, il s'est démocratisé dans d'autres secteurs de l'électronique embarqué.
- ESP** Electronic Stability Program, connu aussi sous les noms ESBS ou VSC. Un système contrôleur de stabilité du véhicule. D'aide à la conduite il corrige la trajectoire en agissant sur le freinage et le couple moteur. Des capteurs placés

sur chaque roue envoient des informations sur la vitesse de rotation de celles-ci, ces données étant ensuite comparées avec l'angle du volant. Puis le calculateur envoie les commandes nécessaires pour corriger les éventuelles anomalies afin que la voiture suive la trajectoire voulue par le conducteur.

- Ethernet Un protocole des réseaux informatiques. Pour accompagner la multiplication de ses éléments électroniques, l'automobile s'apprête à changer de système de communication interne en abandonnant le Bus CAN pour le protocole informatique Ethernet.
- GPS Global Positioning System. Système de positionnement par satellite.
- GSM Global System for Mobile communications, norme numérique utilisant plusieurs bandes de fréquences notamment à 900 et 1800 MHz. Le système GSM est aujourd'hui le principal système pour la téléphonie mobile.
- IEEE 1394 Norme d'interface série multiplexée, il s'agit d'un bus rapide véhiculant à la fois des données et des signaux de commandes des différents appareils qu'il relie.
- MD / MC Désigne mode différentiel ou mode commun. Les organes dits « différentiels » fonctionneront entre deux fils alors que les « communs » fonctionneront entre des fils et la masse.
- RFid Radio Frequency Identification, il désigne une méthode utilisée pour stocker et récupérer des données à distance en utilisant des balises métalliques, les « Tags RFid ». Ces balises, qui peuvent être collées ou incorporées dans des produits, réagissent aux ondes radio et transmettent des informations à distance. Cette technologie pourrait, à terme, remplacer les codes-barres. Mais sa redoutable efficacité pose des problèmes d'éthique et de confidentialité.
- TEM Onde ayant ses champs électrique et magnétique perpendiculaires entre eux et à la direction de propagation.
- TNT Télévision Numérique Terrestre
- WiFi Wireless Fidelity. Un ensemble de protocoles de communication sans fil dont le standard technique a été normalisé par le groupe IEEE 802.11. Il sert principalement à accéder à Internet, mais aussi aux communications téléphoniques dites voix IP (VoIP)

Conférences et papiers

Mahieddine KECHICHEB, Edith CLAVEL, Mohamed Rachid MEKIDECHE et Hicham ALLAG, “ **Calcul des distributions des courants dans des plaques conductrices par la méthode PEEC**” 3^{ième} colloque sur l’inductique CNI 2013, Apr 2013, Tizi Ouzou, Algeria.

Hicham ALLAG, Mahieddine KECHICHEB, Jean-Paul YONNET et Mohamed CHEBOUT, “**Semi-analytical method for partial self and mutual inductances calculation between conductors of circular cross section for considering proximity and skin effects**” CNI 2013, Apr 2013, Tizi Ouzou, Algeria.

Mahieddine Kechicheb, Edith CLAVEL et Mohamed Rachid MEKIDECHE, “**The MTL method and concept of shading to model automotive wiring having wide and multiple ground planes**”, 13th international Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEEA, Sept 2013, Torino, Italy.

Mahieddine Kechicheb, Mohamed Rachid MEKIDECHE et Edith CLAVEL, “**Reduced domain modeling of wire-plate coupled structures using a shading concept**”, 4^{ième} colloque sur l’inductique CI’2015, June 2013, Jijel, Algeria.

Mahieddine Kechicheb, Edith CLAVEL et Mohamed Rachid MEKIDECHE, “**Reduced domain modeling of wiring coupled metallic environment by using the shading concept**”, XVII international symposium on electromagnetic fields ISEF-15, Sept 2015, Valencia, Spain.

Mahieddine Kechicheb, Edith CLAVEL et Mohamed Rachid MEKIDECHE, “**Electromagnetic modeling of wire-ground structures by using a MTL based approach**”, Automatika-Journal for control, Measurement, Electronics, Computing and Communication, Vol 4, no 57, 2016, p 1035-1044.

Résumés

تطوير أدوات النمذجة لكوابل شبكات كهرباء السيارات

ملخص : تعد السيارات اليوم من بين المنتجات الأكثر تطوراً في السوق، العديد منها مزود اليوم بأنظمة حواسيب ومشغلات كهربائية حلت محل بعض العناصر الميكانيكية والهيدروليكية. كثرة هذه الأنظمة المدمجة على متن مركبة ما، ترافقها تعقيدات شبكتها الكهربائية. من وجهة النظر الكهرومغناطيسية فإن تعايش كل هذه الأنظمة في نفس الحيز مع مختلف الإشارات المنقولة، تجعل من هذه الشبكة الكهربائية فاعلاً وناقلاً لمعظم أشكال الاضطرابات الكهرومغناطيسية التي يمكن أن تهدد جودة الأداء. إن موثوقية سيارة ما، تتعلق أساساً بموثوقية شبكتها الكهربائية، فمن الضروري أكثر من أي وقت مضى حيازة وامتلاك طرق تمكننا من تنبؤ وتحليل الاضطرابات الكهرومغناطيسية التي تنتقل عبر مختلف أسلاك الشبكة وبالتالي استنتاج قواعد للتصميم. في هذا السياق تم تقديم هذه الأطروحة، حيث قمنا بتطوير مقاربتين للنمذجة قادرتان على تحليل الترتيبات الغير المثالية الثلاثية الأبعاد وعلى نطاق واسع من التردد. اعتماداً على هندسة التكوينات المدروسة ودقة النماذج المطلوبة، تستند المقاربة الأولى على طريقة PEEC والأخرى على طريقة MTL، المقاربتين في معظمهما ذاتا بنى تحليلية و تعبير بدلالة دوائر كهربائية مكافئة، مما يجعلهما مرتنان وسريعان. عمليات المحاكاة بينت قدرات كلتا الطريقتين لإظهار معظم الظواهر الكهرومغناطيسية التي تحدث في شبكات التوصيل الكهربائي للسيارات .

DEVELOPPEMENT D'OUTIS DE MODELISATION POUR LE CÂBLAGE AUTOMOBILE

Résumé : L'automobile figure parmi les produits les plus avancés du marché, beaucoup sont aujourd'hui équipés de plusieurs systèmes à calculateurs et d'actionneurs électriques qui remplacent des éléments mécaniques et hydrauliques. L'augmentation du nombre de tels systèmes à bord d'un véhicule s'accompagne par l'augmentation de la complexité de son câblage électrique. Du point de vue électromagnétique, la cohabitation des systèmes dans le même volume avec les signaux véhiculés font de ce câblage un acteur et un vecteur pour la plupart des formes de perturbations qui peuvent mettre en cause le bon fonctionnement de l'ensemble. La fiabilité d'un véhicule est alors liée à la fiabilité de son câblage, et il s'avère plus que jamais nécessaire de se doter d'outils de prédiction de perturbations véhiculées par un câblage et ainsi de déduire des règles de conception. C'est dans ce contexte que nous avons développé au cours de cette thèse deux approches de modélisation capables d'analyser des configurations non parfaites à aspects 3D et sur large bande de fréquence. Selon la géométrie de la configuration étudiée et la finesse du modèle recherché, la première s'appuie sur la méthode PEEC et l'autre sur la méthode MTL, les deux approches sont majoritairement analytiques et s'interprètent en termes de circuits électriques équivalents d'utilisations souples et rapides. Les simulations faites ont montré les capacités des deux approches à refléter la plupart des phénomènes électromagnétiques se produisant dans une configuration de câblage.

DEVELOPMENT OF MODELING TOOLS FOR AUTOMOTIVE WIRING

Abstract: Automotive is one of the most advanced products of the market, most are today equipped with several computer systems and electric actuators that replace some mechanical and hydraulic elements. The increase in such systems embedded in a vehicle is accompanied by an increase in the complexity of its electrical wiring. From the electromagnetic point of view, the cohabitation of these systems in the same volume with different transmitted signals, make the electrical wiring as actor & vector of the most forms of EM disturbances that may affect the safe operation of the whole system. The vehicle reliability is linked to that of its electrical wiring, thus it is more necessary to develop predictive tools that allow analysis of EM disturbances and deduction of design rules for wiring systems. In this perspective was done this thesis, in which we have developed two modeling approaches able to analyze non-perfect configurations, with 3D aspects and along a wide frequency band. Depending on the geometry of the studied configuration and the fineness of the required model, the first approach is based on the PEEC method while the second uses the MTL method; the two approaches are mostly analytical and interpretable in terms of equivalent electrical circuits, which make them fast and flexible. The simulations made showed the capabilities of both approaches to reflect most of the electromagnetic phenomena occurring in a wiring configuration.

DEVELOPPEMENT D'OUTILS DE MODELISATION POUR LE CÂBLAGE AUTOMOBILE

Résumé : L'automobile figure parmi les produits les plus avancés du marché, beaucoup sont aujourd'hui équipés de plusieurs systèmes à calculateurs et d'actionneurs électriques qui remplacent des éléments mécaniques et hydrauliques. L'augmentation du nombre de tels systèmes à bord d'un véhicule s'accompagne par l'augmentation de la complexité de son câblage électrique. Du point de vue électromagnétique, la cohabitation des systèmes dans le même volume avec les signaux véhiculés font de ce câblage un acteur et un vecteur pour la plupart des formes de perturbations qui peuvent mettre en cause le bon fonctionnement de l'ensemble. La fiabilité d'un véhicule est alors liée à la fiabilité de son câblage, et il s'avère plus que jamais nécessaire de se doter d'outils de prédiction de perturbations véhiculées par un câblage et ainsi de déduire des règles de conception. C'est dans ce contexte que nous avons développé au cours de cette thèse deux approches de modélisation capables d'analyser des configurations non parfaites à aspects 3D et sur large bande de fréquence. Selon la géométrie de la configuration étudiée et la finesse du modèle recherché, la première s'appuie sur la méthode PEEC et l'autre sur la méthode MTL, les deux approches sont majoritairement analytiques et s'interprètent en termes de circuits électriques équivalents d'utilisations souples et rapides. Les simulations faites ont montré les capacités des deux approches à refléter la plupart des phénomènes électromagnétiques se produisant dans une configuration de câblage.

DEVELOPMENT OF MODELING TOOLS FOR AUTOMOTIVE WIRING

Abstract: Automotive is one of the most advanced products of the market, most are today equipped with several computer systems and electric actuators that replace some mechanical and hydraulic elements. The increase in such systems embedded in a vehicle is accompanied by an increase in the complexity of its electrical wiring. From the electromagnetic point of view, the cohabitation of these systems in the same volume with different transmitted signals, make the electrical wiring as actor & vector of the most forms of EM disturbances that may affect the safe operation of the whole system. The vehicle reliability is linked to that of its electrical wiring, thus it is more necessary to develop predictive tools that allow analysis of EM disturbances and deduction of design rules for wiring systems. In this perspective was done this thesis, in which we have developed two modeling approaches able to analyze non-perfect configurations, with 3D aspects and along a wide frequency band. Depending on the geometry of the studied configuration and the fineness of the required model, the first approach is based on the PEEC method while the second uses the MTL method; the two approaches are mostly analytical and interpretable in terms of equivalent electrical circuits, which make them fast and flexible. The simulations made showed the capabilities of both approaches to reflect most of the electromagnetic phenomena occurring in a wiring configuration.