THESE

UNIVERSITE des SCIENCES et TECHNOLOGIE de LILLE Ecole Doctorale des Sciences pour l'Ingénieur

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR en MICROONDES et MICROTECHNOLOGIES

Par

Aubry PICARD

Analyse du couplage électromagnétique produit par un objet installé dans une cellule TEM 3D

Thèse dirigée par Mr. Bernard DEMOULIN

Soutenue le 6 juillet 2007

Membres du jury :

Françoise PALADIAN Alain REINEIX Anne LOUIS Virginie DENIAU Serge FICHEUX François FOUQUET Bernard DEMOULIN

Rapporteur Rapporteur Examinatrice Examinatrice Invité Co-directeur de thèse Directeur de thèse



.

REMERCIEMENTS



Ce travail a été effectué d'une part à l'institut de recherche sur les systèmes électroniques embarqués de Rouen (IRSEEM), et d'autre part au laboratoire Télécommunications, Interférences et Compatibilité Electromagnétique de Villeneuve-d'Ascq (TELICE). Ce travail a également fait l'objet d'un partenariat avec l'institut national de recherche sur les transports et leur sécurité (INRETS).

A ce titre, je voudrais vivement remercier Mr. Claude GUILLERMET, directeur de l'ESIGELEC et Mr. Belahcène MAZARI, directeur de l'IRSEEM pour m'avoir accordé leur confiance en m'accueillant au sein de l'IRSEEM. Je souhaiterais également remercier Mme. Anne LOUIS, responsable du pôle CEM et Hyperfréquences de l'IRSEEM, pour m'avoir accueillie au sein de son équipe et pour avoir accepté d'examiner mon travail.

Je remercie chaleureusement Mlle. Virginie DENIAU, chargée de recherche à l'INRETS, pour m'avoir fait profiter de son expérience durant ce long périple et pour avoir accepté d'évaluer ce travail en qualité d'examinateur. Je remercie également son collègue Mr. Jean RIOULT, ingénieur d'étude à l'INRETS, pour sa précieuse disponibilité lors de cette thèse.

Ce travail n'aurait pas été le même sans l'apport particulier de mon directeur de thèse Mr. Bernard DEMOULIN, Professeur à l'USTL, et de mon co-directeur de thèse Mr. François FOUQUET, Responsable du département électronique et télécommunications de l'ESIGELEC, deux scientifiques au sens noble du terme dont la culture et la curiosité intellectuelle ont rendu ce travail passionnant. Qu'ils reçoivent ici l'expression de ma plus profonde gratitude.

J'adresse aussi mes plus sincères remerciements à Mme. Françoise PALADIAN, Professeur à l'Université Blaise Pascal de Clermont Ferrand, et à Mr. Alain REINEX, Directeur de recherche CNRS, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en assurant la tâche de rapporteur.

Je remercie Mr. Serge FICHEUX, Ingénieur Docteur Responsable du service CEM de l'UTAC, qui m'a fait l'honneur de juger ce travail en tant qu'invité.

Que tous les membres de l'IRSEEM et de l'ESIGELEC qui ont contribué à la bonne ambiance dans laquelle s'est déroulée cette thèse trouvent ici l'expression de ma sympathie, comme tous ceux m'ayant aidé à résoudre les petits soucis techniques et administratifs qui font le quotidien du chercheur. Je remercie tout particulièrement mon collègue (savoyard) de bureau Christian ARCAMBAL pour avoir supporté mes blagues, Imad CHAHINE et Yolanda VIVES pour leur compagnie agréable et distrayante lors des soirées entre collègues, Moncef KADI et Eric GABORIAUD pour leur bonne humeur contagieuse, l'équipe de football de l'IRSEEM pour leur motivation sans pareille, et enfin toutes les autres personnes que je n'oublie pas pour la formidable aventure humaine que j'ai vécue à leur contact.

Et plus personnellement je veux remercier ma famille, mes amis et mes proches dont ma chère Sophia, mon frère Jean-Pierre et enfin mes parents, car cet aboutissement dans mes études s'est aussi fait grâce à leur soutien continuel. Qu'ils reçoivent ici toute mon affection... •

TABLE DES MATIERES

Introduction	۱ generale
--------------	------------

CHAPITRE I

PRÉSENTATION DES MOYENS D'ESSAI CEM DE MODE RAYONNÉ ET DE LA CELLULE TEM TRIDIMENSIONNELLE

I. Introduction	
II. Contexte de travail	13
II.1. Généralités	
II.2. La CEM : contexte et objectifs	
II.3. Mécanismes de couplage des perturbations électromagnétiques	
III. Les moyens d'essais de mode rayonné	18
III.1. Essais en immunité et émission : les objectifs	
III.2. Les essais en espace libre	20
III.2.a. Parcours des ondes	
III.2.b. Calibrage du site de mesure	21
III.2.c. Paramètres intrinsèques à la mesure	
III.2.d. Conclusion sur les mesures en espace libre	
III.3. La mesure en chambre anéchoïque et semi anéchoïque	
III.3.a. La mesure d'émission rayonnée	
III.3.0. La mesure a immunite rayonnee III.3.c. Masures en chambre anéchoïque et semi anéchoïque : conclusions	
III.4. Les essais en chambre réverbérante.	
III 4 a Le brassage de modes en CRBM	27
III.4.b. Les mesures d'immunité et d'émission rayonnée	
III.4.c. Conclusion sur la mesure en CRBM	28
III.5. La cellule TEM	
III.5.a. Les essais d'immunité en cellule TEM	
III.5.b. Les essais d'émission en cellule TEM	
III.5.c. Conclusions sur la mesure en cellule TEM	
III.6. La cellule GTEM	
III.7. Les essais de mode rayonné des circuits intégrés	35
III.7.a. Le scan champ proche	
III.7.b. La cellule TEM IGHz	
III.8. Conclusion sur les moyens d'essai de mode rayonné	
IV. La cellule TEM tridimensionnelle	
IV.1. Présentation de la cellule TEM tridimensionnelle	
IV.2. Principe de la caractérisation en cellule TEM-3D	
IV.3. Avantages et inconvénients par rapport à l'existant	40
V. Conclusion du chapitre I	42

CHAPITRE II CALIBRAGE ET SIMULATION NUMÉRIQUE DE LA CELLULE TEM-3D

I. Introduction	
II. Adaptation d'impédance des septa en cellule TEM-3D	47
II.1. Adaptation de la partie centrale du septum en cellule TEM-3D	47
II.2. Les zones de transition en cellule TEM-3D	50
II.3. Application des théories de ligne micro ruban aux transitions	51
II.3.a. Etude théorique	51
II.3.b. Mise en évidence de l'impact du diélectrique par l'expérimentation	53
II.4. Conclusion sur l'adaptation d'impédance des septa	56
III. Calibrage cellule TEM-3D – excitation suivant un axe	57
III.1. Présentation de la démarche	58
III.2. Simulation numérique à 75 MHz	59
III.2.a. Etude du champ E	
III.2.b. Etude du champ H	61
III.3. Simulation numérique à 125 MHz	63
IV. Polarisation quelconque de champ E en TEM-3D	64
IV.1. Analyse théorique	64
IV.2. Simulation numérique d'une excitation sur deux axes	66
IV.2.a. Etude du champ E obtenu en simulation suivant le plan YZ	67
IV.2.b. Etude du champ E obtenu en simulation suivant le plan XZ	69
IV.3. Conclusion sur la génération de champ en cellule TEM-3D	70
V. Conclusion du chapitre II	72

CHAPITRE III

ANALYSE ET MODELISATION DE LA MESURE DE COUPLAGE ENTRE UNE BOUCLE DE COURANT ET UN SEPTUM DÉSADAPTÉ

I. Introduction76		
II. Théorie usuelle des essais d'émission en cellule TEM	77	
II.1. Développement multipolaire	77	
II.2. Rayonnement d'un élément de courant dans un guide d'onde	79	
II.3. Application à la mesure d'émission en cellule TEM	80	
II.4. Analyse des hypothèses théoriques	81	
II.5. Conclusion	82	
III. Couplage {septum désadapté – boucle} en espace libre	84	
III.1. Etude théorique du couplage inductif		

III.1.a. Calcul théorique de la mutuelle de couplage	85
III.1.b. Principe de simulation analytique du couplage inductif	86
III.1.c. Impact des paramètres de la boucle sur la mutuelle de couplage	87
III.2. Modèle de Couplage Inductif en BF (MCIBF)	90
III.2.a. Description du modèle	90
III.2.b. Inductance du septum désadapté	91
III.2.c. Détermination du courant de boucle	<i>92</i>
III.2.d. Description de la configuration d'expérimentation	93
III.2.e. Comparaison du modèle MCIBF avec la mesure	
III.3. Modèle de Couplage Capacitif en BF (M2CBF)	97
III.3.a. Comparaison entre le modèle M2CBF et la mesure	
III.3.b. Ajout du couplage inductif au couplage capacitif	
III.4. Conclusion : synthèse des couplages capacitifs et inductifs	100
IV. Intégration des phénomènes de propagation	103
IV.1. Modélisation du septum désadapté	
IV.2. Modèle de Couplage avec Effets de Ligne (MCEL)	104
IV.2.a. Description du modèle MCEL	
IV.2.b. Cas de la boucle en position de couplage inductif minimal	
IV.2.c. Application à la boucle en position de couplage inductif maximal	108
V. Résolution inverse	111
V.1. Principe de détermination des générateurs équivalents	
V.2. Caractéristiques du générateur de courant équivalent	
V.3. Caractéristiques du générateur de tension équivalent	
V.3.a. Résolution du problème inverse	
V.3.b. Correction du générateur de courant ETH (ETH2)	
V.3.c. Intégration au modèle de couplage avec effets de ligne (MCEL3)	118
V.4. Etude du couplage pour différentes positions de boucle	
V.4.a. Influence de la position sur les caractéristiques de la boucle	
V.4.b. Boucle 10 cm en position de couplage inductif maximal – position 2	
V.4.c. Boucle 10 cm en position de couplage inductif maximal – position 3	
V.4.d. Boucle 10 cm en position de couplage inductif maximal – position 4	121
V.5. Analyse théorique du cas de deux doublets de générateurs	
V.5.a. Principe de la résolution	123
V.5.b. Analyse du système d'équations linéaires [V] = [A]×S]	124
V.5.c. Conclusion : cas général plusieurs doublets	126
VI. Conclusion du chapitre III	129

CHAPITRE IV COUPLAGE ENTRE UNE BOUCLE ET UN SEPTUM ADAPTÉ EN ESPACE LIBRE ET EN CELLULE TEM TRIDIMENSIONNELLE

I. Introduction	134
II. Couplage {septum adapté – boucle} en espace libre	
II.1. Configuration d'essai	
II.1.a. Impact de la configuration sur les paramètres S et modélisation	

II.1.b. Description de la configuration	138
II.2. Application des modèles de couplage électrique équivalent	139
II.2.a. Cas de la boucle en position de couplage inductif minimal II.2.b. Boucle en position de couplage maximal	140 142
II.3. Résolution du problème inverse	144
II.3.a. Caractéristiques du générateur de courant équivalent	
II.3.b. Caractéristiques du générateur de tension équivalent	145
II.4. Etude de l'impact du câble sur la mesure de couplage	147
II.4.a. Influence de la longueur du câble sur la mesure de couplage	147
II.4.b. Influence des ferrites sur la mesure de couplage II.4.c. Caractérisation en fréquence de l'impédance des ferrites	147 149
III. Couplage {septum – boucle} en cellule TEM-3D	151
III.1. Configuration de mesure	
III.2. Modélisation électrique des éléments couplés	152
III.2.a. Septa de la cellule TEM-3D	
III.2.b. Modélisation de la boucle 10 cm	155
III.3. Couplage {boucle 10cm – septum X2}	156
III.3.a. Détermination des générateurs équivalent IGEE et EGEE	156
III.3.b. Modélisation électrique du transfert de puissance : modèle MCEL Φ	
III.4. Couplage {boucle 10cm – septum X1}	
III.4.a. Influence du câble sur la mesure	
III.4.D. Modele de couplage MCELΦ1 III 4 c. Modèle de couplage MCELΦ2	159
III 5. Couplage {boucle - sentum V} et {boucle - sentum 7}	
III.6. La problématique du câble en cellule TEM-3D	
IV. Conclusions et perspectives	166
IV.1. Modélisation du couplage pour un septum adapté 50 Ω	
IV.1.a. Cas du septum en espace libre	
IV.1.b. Cas du septum en cellule TEM-3D	167
IV.2. Informations apportées par les générateurs équivalents	
IV.2.a. Proposition d'interprétation	168
IV.2.b. Application au cas de la cellule TEM-3D	
IV.3. Perspectives de travail	170
IV.3.a. Résolution problème inverse pour plusieurs doublets de générateurs IV.3.b. Proposition d'une nouvelle structure : la chambre multi-fils	170 171
Conclusion generale	
ANNEXE A : La mesure d'émission en cellule tem	
ANNEXE B : Publications	

• • •

INTRODUCTION GENERALE

Au cours des dernières décennies l'essor de l'électronique aura été caractérisé par une permanente montée en fréquence, une intégration de plus en plus poussée et une miniaturisation accrue, rendant son utilisation toujours plus répandue et efficace. Mais ce développement a également entraîné l'émergence de problèmes indésirables : les perturbations électromagnétiques.

C'est ainsi qu'est apparue la compatibilité électromagnétique, dont l'ambition est de prendre en compte les contraintes liées aux champs électromagnétiques afin d'organiser au mieux la cohabitation entre les divers équipements faisant usage de l'électronique.

Pour répondre à cet objectif il est nécessaire de disposer de moyens d'essais spécifiques, dont plusieurs sont relativement bien maîtrisés tant au point de vue de la philosophie que des paramètres influents. Cependant la communauté de chercheurs et d'industriels travaillant sur ces problématiques est toujours en quête de méthodes ou de structures permettant d'améliorer la qualité des mesures (précision, reproductibilité, répétabilité), de réduire le temps nécessaire à la conduite des essais (d'un point de vue industriel) ou encore de proposer des nouvelles caractérisations pouvant s'avérer intéressante dans certains cas de figures.

C'est dans ce contexte que se place cette thèse, puisqu'elle a pour objet une structure récente (brevetée en 2000 par l'INRETS) présentant un certain nombre d'avantages par rapport à l'existant : la cellule TEM tridimensionnelle ou TEM-3D. L'objectif est de poursuivre les premiers travaux menés sur le sujet en approfondissant les capacités de caractérisation qu'elle propose.

Avant de présenter en détail cette cellule, lors du premier chapitre de ce mémoire nous revenons sur les principaux moyens d'essais utilisés en caractérisation CEM de mode rayonné : les essais en espace libre, en chambre anéchoïque, en chambre réverbérante, en cellule TEM et enfin en cellule GTEM. Nous introduisons alors la cellule TEM-3D, qui se propose d'effectuer une caractérisation similaire à celle effectuée en cellule TEM mais sous trois polarisations en simultané. Pour ce faire elle ne dispose pas d'un seul septum comme les cellules TEM ou GTEM, mais de 3 paires de septa orientées suivant trois directions orthogonales. Cette particularité en fait une alternative amenant un gain de temps très appréciable par rapport à l'original, tout en réduisant les risques liés aux manipulations d'objet sous test.

Dans le deuxième chapitre on cherche à définir le volume d'essai au sein duquel on retrouve une homogénéité de champ électromagnétique propice à la reproductibilité des mesures. Pour cela, de même qu'en cellule TEM ou GTEM pour obtenir un champ bien polarisé au sein d'une ligne de transmission on s'assure que son impédance caractéristique est proche de celle des connecteurs placés en bout de ligne, à savoir 50 Ω . C'est pourquoi nous débutons le deuxième chapitre par une étude de l'impédance caractéristique des différents septa en cellule TEM-3D à l'aide des théories de ligne microruban. Nous verrons en particulier comment l'ajout de diélectriques permet de diminuer les réflexions de puissance au niveau des ports des septa.

Ensuite nous nous penchons sur la caractérisation du champ à vide en cellule TEM-3D. Pour cela nous avons recours à la simulation numérique, qui nous permet grâce aux capacités de post-traitement du logiciel d'extraire des cartographies du champ obtenu en cellule TEM-3D lorsque celle-ci est alimentée en différentiel. Enfin nous présentons une procédure d'excitation amenant à l'établissement d'un champ polarisé suivant n'importe quelle direction en jouant sur les niveaux de puissance injectés aux différents ports de la structure.

Malgré les informations retirées de ces simulations numériques de la cellule TEM-3D se pose la question de l'étude du couplage entre un objet placé en cellule TEM-3D et les différents septa. Ce point est abordé dans le troisième chapitre. Nous commençons ce chapitre par exposer le développement mathématique proposant d'interpréter les mesures effectuées en cellule TEM par la détermination de la puissance totale rayonnée par l'objet sous test. Puis nous expliquons pourquoi nous avons choisi de mettre de côté cette approche afin de présenter une lecture différente de la mesure de couplage effectuée en cellule TEM-3D.

Nous partons de l'idée qu'un septum placé au-dessus d'un plan de masse n'est avant tout qu'une ligne de transmission. Partant de ce fait, nous implémentons une mesure de couplage où nous simplifions au maximum les différents éléments : le septum adapté 50 Ω placé en cavité est remplacé par un simple fil conducteur tendu au-dessus d'un plan de masse en espace libre. La source choisie est une boucle de courant, alimentée à l'aide d'un câble pourvu de ferrites que nous plaquons le plus rapidement possible à la masse. Les grandeurs que nous choisissons d'observer sont les courants et tensions relevés au niveau des ports de cette ligne de transmission désadaptée.

A partir de cette étude nous proposons de modéliser le transfert de puissance entre la boucle et ce septum désadapté à l'aide d'un schéma électrique équivalent inspiré des modèles de Taylor. Cette approche est retranscrite de façon très progressive dans ce mémoire afin de bien identifier l'impact des différents paramètres : nous commençons par étudier le transfert de puissance uniquement à basses fréquences et jouons sur l'orientation de la boucle afin de se trouver dans le cas d'un couplage inductif maximal ou minimal. Puis nous ajoutons les phénomènes de propagation intervenant sur la ligne de transmission afin d'investiguer des fréquences plus hautes. Enfin nous résolvons le problème inverse en déterminant, à partir des mesures effectuées en bout de ligne, quelles sont les caractéristiques du transfert de puissance.

Lors du quatrième chapitre nous appliquons dans un premier temps cette même approche au cas d'un septum adapté 50 Ω disposé sur un plan de masse en espace libre. Lors de ces investigations, nous sommes amenés à nous questionner sur l'évolution de l'impédance des ferrites en fonction de la fréquence. Pour obtenir cette information nous proposons une méthode basée sur des mesures de paramètres de transmission à l'analyseur de réseau.

Enfin, nous nous servons de l'expérience des phénomènes de couplage acquise lors des expérimentations précédentes pour investiguer le cas du couplage entre la boucle et les différents septa de la cellule TEM-3D.

Le quatrième chapitre se termine par le bilan de la modélisation électrique présentée dans ce mémoire : ses avantages et ses inconvénients, ainsi que le type de caractérisation à laquelle elle peut mener. Nous proposons également quelques perspectives de travail portant sur une structure directement inspirée par les conclusions de ces travaux.

<u>CHAPITRE I</u> PRÉSENTATION DES MOYENS D'ESSAI CEM DE MODE RAYONNÉ ET DE LA CELLULE TEM TRIDIMENSIONNELLE

I. Introduction

Les dernières décennies du 20^{ème} siècle ont été le théâtre de l'explosion des avancées scientifiques et techniques dans le domaine de l'électronique, faisant de cette discipline un moteur de progrès dans de nombreux domaines à la pointe de la technologie.

Mais ces progrès ont également entraîné l'émergence de problèmes de cohabitation entre systèmes électroniques. L'identification et la prise en compte de ces contraintes, désigné par le terme de compatibilité électromagnétique, est aujourd'hui une problématique incontournable qui est intégrée dans toutes les étapes de création d'un produit électronique, depuis la conception jusqu'à la validation finale.

Nous allons voir dans ce premier chapitre de thèse qu'il existe divers moyens permettant de prendre en compte ces contraintes. En particulier, après une discussion générale autour des objectifs et des difficultés rencontrées en compatibilité électromagnétique nous présentons les principaux moyens d'essais utilisés pour effectuer ces caractérisations.

Nous présenterons chacun de ces moyens d'essais, qui présentent des spécificités qui leur sont propres tant au niveau de la caractérisation proposée que de la bande de fréquence exploitable.

Enfin, nous en arriverons à la présentation d'une structure proposant quelques avantages par rapport à l'existant la cellule TEM tridimensionnelle. Cette cellule, qui a fait l'objet d'un brevet déposé en 2000 par l'INRETS, amène un gain de temps appréciable pour effectuer les caractérisations ainsi que la suppression de certains risques d'erreur lors des mesures.

II. Contexte de travail

II.1. <u>Généralités</u>

L'électronique offre un tel champ de possibilités qu'il n'est pas étonnant de voir son usage se généraliser dans de nombreux secteurs. L'évolution de cette technologie aura été caractérisée par une permanente montée en fréquence, une intégration de plus en plus poussée et une miniaturisation accrue, rendant son exploitation toujours plus discrète et efficace. La célèbre loi de Moore, qui traduit l'augmentation du nombre de transistors sur une puce de circuit intégré, illustre bien ce phénomène (voir Figure I.1)



Figure I.1. Loi de Moore (Source : Musée INTEL)

Enoncée en 1965, cette loi prédit que la densité de transistors sur une puce de circuit intégré double tous les dix-huit mois. Même si aujourd'hui cette prévision semble être



Réseau de câble de la Volvo S-80 [4]

légèrement optimiste, elle n'en reste pas moins à l'image de sa formidable popularité. Les secteurs technologiques de pointe ne s'y trompent d'ailleurs pas : la modularité de l'outil est précieux, et des poids lourds de l'industrie comme l'aéronautique, l'automobile, la téléphonie mobile ou encore l'électroménager exploitent pleinement ce potentiel. Par exemple, dans les voitures se sont développés de véritables réseaux de communication permettant le

dialogue entre les différents calculateurs et capteurs insérés dans le véhicule.

Cependant, si les progrès réalisés dans la maîtrise du procédé ont permis d'atteindre des performances impressionnantes, ils ont aussi généré des contraintes qui n'étaient que peu prises en compte auparavant : les perturbations électromagnétiques.

En effet, l'environnement électromagnétique est fortement pollué par des sources d'origines naturelles (foudre, décharges électrostatiques, rayonnement cosmique, etc.) ou liées à l'activité humaine (émetteurs, Impulsion ÉlectroMagnétique d'origine Nucléaire – IEMN, transport d'énergie électrique, bruits industriels, etc.). Les conséquences d'une telle perturbation sur un système sont bien évidemment l'objet de nombreuses préoccupations : un dysfonctionnement se produisant au mauvais moment peut engendrer des catastrophes, pour l'homme, pour la machine ou pour les deux.

On comprend dès lors que la maîtrise du comportement électromagnétique d'un système est une condition sine qua none de validité pour un produit lorsque la sécurité de l'utilisateur est en jeu. Le besoin de fiabilité a ainsi entraîné l'émergence depuis une trentaine d'année d'un besoin moderne, la <u>Compatibilité ElectroMagnétique</u> (CEM). Désignant l'étude de la capacité des systèmes à fonctionner sans incident dans leur environnement électromagnétique quotidien, elle est aujourd'hui incontournable dans la conception de tout équipement électronique. Comme on peut le lire dans [1], « la CEM n'est ni une science, ni une technique, mais une contrainte à laquelle les matériels électriques et électroniques sont soumis ». Et ce sont les secteurs particulièrement exposés à ces contraintes qui sont moteurs dans la maîtrise de ces problématiques, comme les télécommunications, l'aéronautique et l'automobile.

Pour réaliser ces études, le comportement de l'équipement sous test (qui sera désigné par l'acronyme EST) est caractérisé à l'aide de structures d'essais spécifiquement créées. Quelques-unes de ces structures sont présentées dans ce chapitre, mais auparavant une revue des problématiques CEM auxquelles le concepteur peut être confronté est présentée.

II.2. La CEM : contexte et objectifs

D'un point de vue juridique, la "directive CEM" datant de 1989 ([NORM - 1]) définit la compatibilité électromagnétique comme :

« L'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques de nature à créer des troubles graves dans le fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement. ».

La CEM d'un équipement recouvre donc deux aspects fondamentaux (illustré en figure I.2) :

✓ L'aptitude d'un appareil à résister aux interférences, aussi appelé immunité.

✓ L'aptitude d'un appareil à ne pas générer trop d'interférences, aussi appelé émission.



Figure I.2. Schématique de la problématique CEM

L'objectif de la CEM est de garantir la bonne cohabitation électromagnétique des appareils en imposant un « code de bonne conduite ». Cette notion est traduite à travers les caractéristiques d'émission et d'immunité, lesquelles peuvent être interprétées graphiquement, ainsi que l'illustre la figure I.3. Plus les perturbations électromagnétiques émanant d'un système sont puissantes, plus la probabilité de gêner son environnement augmente. Inversement, l'équipement risque de ne pas fonctionner normalement dans un milieu trop perturbé. Les caractéristiques d'émission et d'immunité d'un équipement sont ainsi à identifier avant toute commercialisation, le concepteur devant se plier aux normes définies pour la gamme correspondant au produit.



La CEM est une notion à prendre en compte très en amont dans la conception d'un produit. Plus on tarde à diagnostiquer le comportement électromagnétique d'un équipement, plus le risque de se trouver confronté à un problème complexe à résoudre est important. Dans ce dernier cas, la solution est de toute façon coûteuse en termes de temps et de matériel, comme l'illustre la figure I.4.



Figure I.4. Prise en compte de la problématique CEM dans un projet

Pour mener à bien sa tâche, l'ingénieur CEM cherche ainsi d'abord à identifier quelles sont les perturbations qui risquent d'avoir un impact sur le système, pour ensuite les quantifier et prendre les mesures techniques adéquates.

Pour que des interférences électromagnétiques perturbent un EST, il faut dans un premier temps qu'elles se couplent au système victime. Le paragraphe suivant présente succinctement les différents types de couplage auxquels l'ingénieur peut être confronté.

II.3. Mécanismes de couplage des perturbations électromagnétiques

On notera qu'une différence est faite entre les mécanismes de couplage pour lesquels la victime et la source perturbatrice partagent ou non une liaison galvanique. Si les deux entités sont physiquement connectées, on parle de mode **conduit**. Dans le cas contraire, on parle de mode **rayonné**. Cinq mécanismes différents sont recensés ([3]) :

Couplage par impédance commune

L'impédance d'un conducteur électrique n'est jamais nulle: tout conducteur parcouru par un courant est le siège d'une différence de potentiel à ses extrémités. Ainsi lorsque deux systèmes partagent un même tronçon de conducteur, un courant généré par l'un peut altérer le bon fonctionnement de l'autre en induisant une tension parasite (par exemple dans le cas d'un retour de masse). Ce phénomène est la cause de ce qui est appelé le couplage par impédance commune, et ne peut être négligé dès lors que les conducteurs présentent une impédance trop grande (relatif aux seuils de tolérance des composantes du système).

Diaphonie inductive

Le courant circulant sur un fil ou une piste de circuit imprimé génère autour du

conducteur un champ magnétique, qui est d'autant plus important que la variation du courant est rapide. Ce champ induit une force contre-électromotrice dans toute boucle voisine: la variation du flux magnétique à travers le contour fermé que dessine la boucle y induit une tension. Ce phénomène, appelé couplage par diaphonie inductive, traduit l'existence d'une inductance mutuelle.

Diaphonie capacitive

Le phénomène de couplage par diaphonie capacitive est comparable à celui de couplage par diaphonie inductive, à la différence près que la source de perturbations n'est plus un courant variable, mais un potentiel variable. Le champ électrique associé à ce potentiel génère un courant sur tout conducteur voisin, qui est fonction des surfaces de couplage que présentent ces conducteurs.

Couplage champ à fil

Lorsqu'un champ électrique illumine un conducteur, ce dernier devient le siège d'un courant induit. Le conducteur peut alors être assimilé à une antenne qui aurait capté un signal.

Couplage champ à boucle

Un champ magnétique traversant une boucle génère un flux magnétique, lequel sera d'autant plus élevé que la surface décrite par le contour de la boucle est importante. Toute variation de ce flux induit une tension contre-électromotrice au sein de la boucle qui est d'autant plus importante que la variation de ce champ magnétique est rapide (c'est à dire si la fréquence est élevée).

On voit en figure I.5 que la connaissance de ces mécanismes de couplage est importante pour l'ingénieur CEM : de l'étude de ces phénomènes découle un ensemble de tâches visant à sécuriser le fonctionnement de l'équipement, et ce à l'aide de diverses techniques de protections adaptées.



Figure I.5. Synoptique de la problématique de protection CEM ([4])

La CEM a pour spécificité de prendre le contre-pied par rapport aux disciplines classiques de l'électromagnétisme : en effet, alors qu'en antennes ou en hyperfréquences on cherche à optimiser les rayonnements électromagnétiques et la propagation des signaux, en CEM on essaiera au contraire d'éviter ce genre de phénomènes en identifiant les imperfections qui prédisposent les systèmes à ces comportements (lorsqu'ils ont des conséquences pénalisantes). On notera enfin que le spectre de fréquence étudié est généralement large bande.

Pour mener à bien cette identification des caractéristiques électromagnétique d'un équipement, l'ingénieur CEM a besoin d'outils lui permettant d'observer les grandeurs physiques pertinentes (comme le champ électromagnétique, les paramètres de transmission, etc.), et ce aussi bien en émission qu'en immunité. Le chapitre suivant présente l'ensemble des outils permettant de réaliser ces caractérisations, en se limitant toutefois aux problématiques de mode rayonné puisque cette thèse a pour objet l'étude d'une structure d'essai dédiée aux interférences rayonnées. Les problématiques de mode conduit ne seront donc pas abordées.

III. Les moyens d'essais de mode rayonné

On a vu au chapitre précédent que le mode conduit désigne une interférence perturbant le système par le biais d'un support physique solide. Par exclusion, tout autre mécanisme de couplage sera classé dans le mode rayonné, bien que cela soit dans certains cas un abus de langage.

Dans le cas d'un couplage par diaphonie inductive par exemple, on ne peut pas réellement parler de champ électromagnétique rayonné : il s'agit d'un couplage dit proche, où la topologie particulière du système rend observable l'interaction entre la source et le récepteur. On notera aussi qu'un couplage dit proche est souvent accompagné d'une réaction de la victime qui va à son tour modifier le comportement de la source.

Par contre dans le cas d'un couplage champ à ligne, la perturbation est insensible à la présence du récepteur : le système à l'origine du champ incident est trop éloigné pour que la réaction de la victime ait un impact sur la source. Dans ce dernier cas, l'adjectif rayonné est tout à fait justifié.

Dans la suite de ce mémoire, on désignera indifféremment par mode rayonné les couplages aussi bien proches que lointain, ce qui ne pose pas de problèmes car les phénomènes sont de même nature.

III.1. Essais en immunité et émission : les objectifs

Comme évoqué en I.2, la CEM couvre deux aspects complémentaires du comportement électromagnétique d'un équipement: l'immunité et l'émission. Bien sûr, on ne cherche pas une immunité totale ou une émission nulle, pour la simple et bonne raison que cela est impossible. Le bon comportement d'un équipement est caractérisé à l'aide d'une grandeur physique, la puissance par exemple, et un niveau associé. La validation CEM se déroule alors en deux étapes:

- ✓ D'une part, l'équipement testé ne doit pas générer pour une fréquence donnée un niveau de puissance supérieur à une limite définie comme le niveau maximal admissible, appelé niveau de compatibilité : c'est l'essai en émission.
- ✓ D'autre part, l'équipement doit pouvoir supporter des perturbations dont le niveau de puissance est supérieur ou égal à ce niveau de compatibilité : c'est l'essai en immunité.

On peut citer comme exemple typique un gabarit en émission à respecter en fonction de la fréquence, tel que celui représenté en figure I.6.



Figure I.6. Limites de l'émission rayonnée bande étroite à 10 m pour les véhicules ([5], [NORM-2])

Pour les essais en émission rayonnée, l'objectif pour le concepteur est de ne pas dépasser les limites imposées par le gabarit, gabarit variable suivant le type d'appareil considéré. Pour l'essai en immunité le principe est inversé, c'est-à-dire que l'on vient perturber l'EST avec un champ électromagnétique, de caractéristiques connues, et dont le niveau de puissance est supérieur ou égal à la limite d'immunité. La contrainte porte alors sur la réaction de l'équipement, qui peut être de quatre types selon la CEI :

- 1. Fonctionnement normal dans les limites fixées par les spécifications,
- 2. Dégradation temporaire et perte de fonction ou comportement auto récupérable,
- 3. Dégradation temporaire ou perte de fonction ou comportement nécessitant l'intervention d'un opérateur ou la remise à zéro du système,
- 4. Dégradation ou perte de fonction non récupérable en raison d'une avarie du matériel (composants) ou du logiciel ou d'une perte de données.

Suivant que l'on a affaire à une machine industrielle, un four à micro-ondes ou à un capteur d'airbag, la réaction attendue pour l'EST face aux perturbations est différente. En effet, les classes d'équipements sont définies en fonction de leur utilisation future, afin d'ajuster au mieux la contrainte: on comprend alors aisément qu'une électronique embarquée en avion doive être plus robuste qu'un grille-pain à usage domestique.

Le niveau de compatibilité est fixé par rapport à l'environnement de fonctionnement usuel de l'équipement, afin d'ajuster au mieux les contraintes. Lorsqu'il n'est pas possible de le contrôler, des niveaux existants ou attendus sont utilisés.

Mais encore faut-il disposer d'une structure permettant la mesure précise de la grandeur physique recherchée. En mesure d'émission, les difficultés théoriques et techniques liées à l'étude des champs électromagnétiques ne permettent généralement que d'obtenir une précision relative, dont la fourchette est de l'ordre de \pm 3dB. De plus, des problématiques de disposition d'objet durant le test, ainsi que l'incidence de l'environnement de fonctionnement sur le comportement de l'équipement induisent un certain nombre d'incertitudes sur la pertinence des mesures CEM effectuées. C'est pourquoi des marges de sécurité supplémentaires sont intégrées au niveau de compatibilité (figure I.7), afin de prendre en compte ces incertitudes.



Figure I.7. Schématisation des niveaux et limites d'émission et d'immunité ([6])

L'objectif premier d'un essai CEM étant de caractériser un EST quelconque, cette caractérisation se doit d'être inhérente à l'équipement. En d'autres termes il faut que l'essai soit reproductible, c'est-à-dire qu'il doit pouvoir être reproduit dans des proportions satisfaisantes à l'aide de tout moyen d'essai exploitant les mêmes préceptes physiques. La signature électromagnétique de l'équipement dans le spectre des fréquences concerné est alors

effectivement la conséquence de sa seule activité, écartant ainsi les particularités propres au moyen d'essai utilisé pour effectuer cette caractérisation.

Pour répondre à cet objectif, diverses précautions doivent être prises :

Tout d'abord, deux moyens d'essai reposant sur le même principe de caractérisation ne sont jamais rigoureusement identiques du point de vue électromagnétique. Une légère variation de topologie, de matériaux ou de connectique induit une modification de la réponse en fréquence de la structure. C'est pourquoi il est nécessaire de s'assurer du comportement de la structure en l'absence de l'équipement à tester, à travers une procédure de calibrage bien définie. Ensuite, la disposition de l'EST durant la mesure a une importance primordiale. En émission comme en immunité, il est facile de faire un mauvais essai CEM si aucune précaution n'est prise sur l'orientation de l'équipement et de ses dépendances, comme dans le cas d'un câble d'alimentation par exemple.

La prise en compte de ces problématiques passe par la définition précise des paramètres influents sur la mesure. En imposant un certains nombres de préconisations lors de tout essai CEM, on minimise ainsi les risques de disparité entre résultats de mesure. La définition précise des critères validant un essai CEM prend alors la forme de normes, rédigées par des comités scientifiques nationaux et internationaux (CISPR, CEI, CENELEC, etc.). Les méthodologies décrites dans leurs documents de référence statuent sur les configurations à adopter, les procédures de calibrage, la distance de mesure, le positionnement des câbles de servitudes, etc.

Les comités scientifiques établissent ainsi des règles à suivre lors des tests en émission et en immunité afin d'éviter au maximum les dispersions dans les résultats entre centres d'essais. Les structures permettant la caractérisation sont multiples, et présentent des profils de réponse particuliers. Nous présentons ci-après un ensemble de moyens d'essais parmi les plus utilisés par les différents organismes de certifications, en précisant leurs particularités.

III.2. Les essais en espace libre

Comme son nom l'indique, les essais en espace libre sont effectués en extérieur, ce qui ne protège pas l'environnement extérieur des perturbations en provenance du banc de test ni le contraire. La caractérisation d'un équipement en immunité nécessitant l'émission d'un champ de forte puissance, la règlementation ne permet pas d'effectuer ces essais en espace libre aux niveaux souhaités.



Lorsque l'on cherche à caractériser l'émission d'un équipement quelconque, il vient naturellement à l'esprit de mesurer le champ qu'il émet à l'aide d'une sonde. C'est exactement le principe des essais en espace libre, une antenne jouant le rôle du capteur (figure I.8).

Cet essai est pratiqué sur la gamme de fréquence 30 MHz - 1000 MHz. L'antenne de réception est placée à 10m ou à 30m de l'EST, une corrélation étant établie entre ces deux distances de mesure. La hauteur de l'antenne, comprise entre 1m et 4m, est modifiable en jouant sur sa position le long de son support. L'EST est placé à une hauteur variant de 1 à 2m, sur une table tournante permettant de modifier son orientation. Enfin, le sol peut être conducteur ou non suivant la norme considérée, par contre il ne doit pas être bosselé.

Cette mesure, apparemment simple dans le principe, doit être soigneusement préparée: plusieurs paramètres sont à prendre en compte afin de s'assurer que l'on réalise effectivement la mesure souhaitée.

III.2.a. Parcours des ondes

La première difficulté est due aux multiples trajets que peut emprunter une onde émanant de l'EST pour atteindre l'antenne.

Outre le chemin direct, il faut prendre en compte l'impact du sol sur la mesure. Initialement, ces mesures étaient réalisées sur un espace plat sans plan conducteur, cependant l'expérience a montré que la nature du sol et le degré d'humidité ont une influence notable sur les résultats de mesure. Dès lors, pour maintenir une certaine reproductibilité des résultats, un plan conducteur aux dimensions standardisées est fortement recommandé, voire imposé pour certaines normes. Cela n'est pas sans incidence sur la mesure, puisqu'il faut alors prendre en compte l'EST ainsi que son image par rapport au plan conducteur pour interpréter la mesure.

De plus, le plan conducteur n'est pas le seul objet pouvant produire des phénomènes de trajets multiples. Tout est susceptible de réfléchir une partie de l'onde émanant de l'EST et de la renvoyer vers l'antenne, générant ainsi une mesure n'apportant qu'une information biaisée sur le rayonnement de l'équipement. C'est pourquoi un espace libre d'une certaine superficie, dégagé de tout objet présent dans la zone de mesure, est préconisé.

III.2.b. Calibrage du site de mesure

Un site est apte à accueillir des essais en émission à partir du moment où l'Affaiblissement Normalisé de l'Emplacement, dit ANE, est jugé satisfaisant. Pour cela, il est nécessaire d'évaluer le champ capté par l'antenne de mesure lorsqu'une antenne utilisée en émission, de rayonnement connu, est placée à divers endroits du volume de test.

Des relevés de puissance sont alors effectués pour différentes hauteurs des antennes émettrices et réceptrices en polarisation horizontale et verticale. La différence constatée entre la mesure et le champ théoriquement rayonné de l'émetteur est alors comparée aux valeurs normalisées d'affaiblissement. Si cet écart est compris dans une fourchette de \pm 4dB, le site est considéré acceptable pour les mesures de champ électrique rayonné.

L'idée sous-jacente à cet étalonnage est de s'assurer que, quel que soit l'emplacement de la source dans le volume de test, l'incertitude portant sur les relevés de puissance effectués reste acceptable. Ainsi, un déplacement relatif de l'EST n'entraîne pas une variation trop importante du champ mesuré.

III.2.c. Paramètres intrinsèques à la mesure

Une fois le site de mesure jugé acceptable, la caractérisation proprement dite peut être effectuée. Il faut cependant garder à l'esprit que la manière de procéder est importante pour obtenir une caractérisation pertinente.

Tout d'abord, l'émission rayonnée d'un EST, à la manière d'une antenne, est rarement homogène. Il faut déterminer sa direction privilégiée de rayonnement à l'aide de rotations de la table tournante (plan horizontal), combiné à une variation de la polarisation de l'antenne de mesure (polarisation horizontale et verticale).

Ensuite il faut rechercher le maximum de champ capté par l'antenne en modifiant sa hauteur : ce critère est désigné par élévation ou angle de site. En effet, dans le cas d'un plan de sol conducteur la mesure effectuée est la somme de deux ondes incidentes dont les parcours sont de longueurs différentes (respectivement notées d et d' sur la figure I.9).



Figure I.9. Ondes directes et indirectes lors de la mesure au-dessus d'un plan conducteur

Ainsi il est des fréquences pour lesquelles le retard de phase risque d'entraîner des interférences destructives, engendrant une sous-évaluation de la puissance rayonnée par l'EST. Pour éviter cette erreur, en pratique il est demandé d'investiguer plusieurs hauteurs d'antenne pour trouver le champ maximal, afin d'effectuer une mesure où les ondes sont en interférence constructive.

La disposition de l'EST est également un paramètre important. La position relative des éléments constituant l'ensemble à caractériser influence fortement le résultat, de même que la configuration des câbles de servitudes.



Figure I.10. Disposition de câble favorisant les phénomènes de résonance (a) et les atténuant (b)

En effet, un câble mal disposé peut être à l'origine de phénomènes de résonance perturbant fortement la mesure, comme cela est représenté en figure I.10.a. La meilleure solution dans le cas d'une mesure au-dessus d'un plan de masse est généralement de le plaquer à la masse dès que possible, voire de lui adjoindre des ferrites (figure I.10.b). S'il s'agit d'un élément faisant partie intégrante du système à caractériser, sa disposition doit être représentative du fonctionnement réel.

Pour ce qui est de l'équipement proprement dit, on cherchera généralement à déterminer le pire cas, dans le cadre d'une disposition probable de l'équipement.

Enfin, comme le site n'est pas protégé contre d'éventuelles perturbations extérieures, il faut s'assurer que la mesure n'est pas polluée par une source de rayonnement autre que l'EST.

III.2.d. Conclusion sur les mesures en espace libre

La mesure en espace libre semble simple: le champ rayonné par l'EST est déterminé par une mesure d'antenne, dont le principe théorique est relativement bien maîtrisé lorsque l'on se place à une certaine distance. Cependant, de nombreux paramètres intrinsèques à la structure d'une part et à la mesure proprement dite d'autre part ont un impact significatif sur la caractérisation effectuée:

- ✓ Qualité du site,
- ✓ Emissions parasites,
- ✓ Disposition de l'équipement et de l'antenne,
- ✓ Etc.

Sans conclure sur la qualité de la caractérisation effectuée, ce procédé se révèle assez lourd à l'emploi. En effet, il est coûteux en terme de temps requis pour la mesure, de nombreuses positions de l'EST étant à considérer pour effectuer des essais pertinents. Mais il est surtout coûteux en termes d'infrastructures, puisqu'il faut disposer d'une grande superficie au sol dégagée de tout obstacle, et de surcroît épargnée par les émissions parasites. Quant aux essais en immunité, ils sont bridés par la nécessaire limitation des puissances émises. C'est pourquoi malgré le fait que cette mesure soit une référence, des solutions alternatives ont été élaborées afin de pallier à tous ces inconvénients. Au premier rang de ces structures de substitutions, on peut citer les chambres anéchoïques et semi anéchoïques.

III.3. La mesure en chambre anéchoïque et semi anéchoïque

La chambre anéchoïque, ou « chambre sans échos », a pour intérêt d'offrir un certain volume au sein duquel on retrouve des conditions de propagations sans réflexions, insensible aux perturbations extérieures et ce, sans nécessiter de grandes superficies comme pour les essais en espace libre. En effet le volume de test est isolé à l'aide d'une cage de faraday, ce qui permet de s'affranchir de l'environnement électromagnétique ambiant (l'atténuation est de l'ordre de 120 dB). Mais si les parois métalliques empêchent les ondes de pénétrer dans la chambre, elles les empêchent aussi de s'en échapper : la cavité métallique est alors le siège de réflexions multiples (figure I.11.a). C'est pourquoi il faut tapisser chaque paroi d'absorbants pour se prémunir de ces phénomènes de réflexion indésirables, permettant ainsi de recréer artificiellement la propagation libre.

Pour observer le comportement décrit en figure I.11.b, il faut que l'absorbant soit efficace, c'est-à-dire qu'il laisse pénétrer l'énergie incidente pour ensuite la dissiper au maximum par des phénomènes physiques internes. On distingue deux familles d'absorbants, les absorbants à charge résistive et les absorbants à effets magnétiques (ferrites), dont les caractéristiques sont différentes suivant les plages de fréquence considérées.

On retiendra donc que la qualité de la chambre dépend complètement de la qualité des absorbants utilisés.



Figure I.11. Nature du champ capté par une antenne en cage de faraday sans absorbant (a) et avec absorbants (b)

Enfin, si les parois latérales et le plafond doivent dissiper les ondes électromagnétiques pour simuler les conditions d'espace libre, ceci n'est pas imposé pour le plancher de la cage. En effet, il peut soit être recouvert d'absorbant, auquel cas on parle de chambre anéchoïque, ou soit être conducteur, et on parle alors de chambre semi anéchoïque (laquelle reproduit l'essai en espace libre avec plan de sol conducteur). Ce sont les deux principales variantes utilisées, bien qu'il en existe d'autres dont les particularités résident dans les surfaces au sol couvertes d'absorbants.

III.3.a. La mesure d'émission rayonnée

La chambre semi anéchoïque est donc une structure de substitution à la caractérisation effectuée en espace libre avec sol conducteur ([NORM-3]), grâce à la reconstitution artificielle de la propagation libre. Mais l'implémentation d'une cavité d'une quinzaine de mètres de long reste encombrant et onéreux, c'est pourquoi la mesure à 3 m a été reconnue comme une alternative acceptable. Toutefois, l'EST ne doit pas être trop volumineux.

La substitution des essais d'émission en espace libre par l'essai d'émission en chambre semi anéchoïque est tolérée, à condition de satisfaire au critère d'atténuation de site (critère d'homogénéité à ± 4 dB, [NORM-4]). Au final cette structure présente à la fois l'avantage d'isoler le volume de test de l'environnement ambiant, tout en étant bien moins gourmande en terme de superficie au sol nécessaire. Les difficultés liées à la configuration des câbles ou pour identifier la direction de rayonnement privilégiée restent similaires à celles rencontrées lors des essais en espace libre.

Mais le sol peut également être pourvu d'absorbants : toutes les parois sont ainsi couvertes d'absorbants, et la chambre est totalement anéchoïque. Dans ce cas seul un trajet est à considérer pour la mesure du champ, le trajet direct, ce qui entraîne un certain gain de temps en manipulation (il n'est plus nécessaire de modifier la hauteur de l'antenne).

III.3.b. La mesure d'immunité rayonnée

La cavité métallique offre un volume d'essai où toute puissance incidente externe est atténuée d'un facteur de l'ordre de 120 dB, son influence étant ainsi négligeable sur la mesure. De même, toute puissance rayonnée à l'intérieur de l'enceinte ne perturbe pas l'environnement extérieur, ce qui rend possible la conduite d'essais en immunité à forte

puissance.

En se référant à la dualité entre émission et immunité (voir figure I.7), puisqu'un équipement est caractérisé en émission par la mesure de son champ rayonné, il faut s'assurer qu'il peut supporter un champ incident de niveau supérieur à celui qu'il rayonne. L'essai en immunité consiste donc à illuminer l'équipement par une onde dont on connaît les caractéristiques de polarisation et de puissance. La notion de « zone uniforme » est employée, décrivant une surface verticale virtuelle où le champ varie dans des proportions acceptables (préconisé par la norme). En se plaçant à une certaine distance de l'antenne d'émission, les propriétés de champ lointain permettent de satisfaire à ces critères (figure I.12).



Figure I.12. Zone uniforme de champ

Afin d'assurer une meilleure homogénéité du champ illuminant l'EST, des absorbants sont disposés sur le plancher de la cavité. Cette précaution rend négligeable l'impact du sol conducteur dans le cas de la chambre semi anéchoïque. L'expérimentateur s'assure alors de l'uniformité du front d'onde émanant de l'antenne au niveau de la zone de test et en absence de l'EST. Pour cela il mesure le champ en différents points à l'aide d'une sonde isotropique pour les deux polarisations de l'antenne. Cet étalonnage du site de mesure est défini précisément par la norme, comme on peut le voir en figure I.13.



Figure I.13. Etalonnage de site pour les essais en immunité ([NORM-5])

Ainsi l'expérimentateur s'assure de l'existence d'un plan qualifié de zone tranquille, où le champ est uniforme dans une proportion de ± 3 dB. Ce plan symbolise la face avant de l'EST, qui est illuminé de façon homogène lors de l'essai en immunité. Cette notion est commune à tous les appareils ayant pour but de caractériser la susceptibilité d'un équipement.

III.3.c. Mesures en chambre anéchoïque et semi anéchoïque : conclusions

Les chambres anéchoïques et semi anéchoïques sont très intéressantes pour l'alternative qu'elles apportent aux sites en espace libre. En effet, elles en améliorent deux caractéristiques pénalisantes :

- ✓ Tout d'abord, elles permettent de s'affranchir de l'environnement local. Le blindage électromagnétique qu'offre la cage de faraday rend négligeable les perturbations du milieu ambiant, tout en sécurisant cet entourage direct par rapport aux champs de très forte puissance émis lors des essais en immunité au sein du volume de test.
- ✓ Cette caractéristique de la cage de faraday rend son installation beaucoup plus aisée, dans le sens où il n'est pas nécessaire d'y adjoindre un périmètre de sécurité.

Ces avantages font de la chambre anéchoïque un moyen d'essai très répandu. On obtient ainsi une alternative au site en espace libre pour le mode rayonné particulièrement moins onéreuse que l'original. Par contre, les difficultés liées aux multiples manipulations des acteurs du couplage sont toujours présentes (EST, antenne, câbles). On a aussi pu voir que la pertinence de la chambre semi anéchoïque repose sur l'efficacité des absorbants, qui sont essentiels pour la reproduction artificielle de la propagation libre. Enfin, on notera que la réduction de l'espacement entre antenne et EST contribue aussi à augmenter les incertitudes de mesure, particulièrement à basse fréquence. C'est en partie les raisons pour lesquelles l'essai en espace libre reste parfois la référence.

III.4. Les essais en chambre réverbérante

A l'instar des chambres anéchoïques, la Chambre Réverbérante à Brassage de Modes (CRBM) est une cage de Faraday au sein de laquelle une antenne permet d'effectuer des mesures d'émission et d'immunité rayonnée. Le blindage prodigué par la cavité métallique octroie un certain volume de test isolé électromagnétiquement de l'environnement externe, rendant possible la conduite d'essais en immunité et en émission rayonnée.

Mais les similitudes s'arrêtent là, tant l'exploitation des caractéristiques de l'enceinte diffère dans l'esprit. En effet si en chambre anéchoïque les réflexions multiples sur les parois métalliques sont indésirables et éliminées, en CRBM elles sont au contraire nécessaires pour permettre l'établissement de multiples modes de résonances. Pour bien saisir le principe de la CRBM, il est intéressant de raisonner sur les objectifs d'un essai CEM :

- 1. La configuration de l'essai doit représenter des conditions de fonctionnement réelles,
- 2. La mesure doit être indépendante du milieu ambiant,
- 3. La caractérisation doit être reproductible.

Le premier objectif est une problématique que l'on peut qualifier d'ouverte : la plupart des équipements fonctionnent dans des environnements qui leur sont spécifiques (espace libre, avec ou sans plan de masse, etc.), et même si on peut distinguer certaines classes d'objets, les structures d'essais ne permettent que difficilement de s'y adapter. Le second objectif est généralement satisfait grâce aux cages de Faraday, voire par l'utilisation de sites en espace libre. Quant au caractère reproductible des mesures, il est essentiellement assuré par le respect des procédures de mesures et la vérification de l'existence de la zone tranquille. Cette notion est perceptible lors des essais en chambre anéchoïque, pour lesquels on vérifie toujours l'existence d'une zone tranquille propice à la caractérisation de l'équipement.

Mais une cage de Faraday non pourvue d'absorbants est le siège de multiples modes de cavité, ne rendant plus possible l'identification d'une zone tranquille telle que définie en chambre anéchoïque. En un point donné du volume d'essai de la chambre réverbérante et pour une fréquence donnée, le champ électromagnétique est la résultante des différents modes de cavités excités, pondérés par la répartition particulière de la puissance totale entre tous ces modes ; les critères d'uniformité en tout point du volume utile ne sont alors plus vérifiés.

Cependant, il est possible de modifier la répartition de puissance entre tous ces modes grâce à l'opération dite du brassage de modes, à l'origine de l'appellation du moyen d'essai. Si ce brassage est suffisamment efficace et si la densité de modes est suffisante, on obtient alors un volume d'essai de champ statistiquement uniforme en chambre réverbérante : cette opération a pour effet de modifier la répartition de puissance entre les différents modes excités, modifiant ainsi les caractéristiques de champ au niveau du volume d'essai. Le champ électromagnétique tend alors à ne plus avoir de polarisation privilégiée, bien au contraire il est vu comme isotrope et uniforme.

III.4.a. Le brassage de modes en CRBM

Pour satisfaire aux critères statistiques, il est essentiel que la densité de mode soit suffisante, c'est-à-dire que la quantité de modes de cavité potentiellement excitables dans un intervalle Δf centré sur la fréquence de travail soit suffisamment élevée. Les fréquences de résonance d'une cavité électromagnétique sont déterminées par l'équation I.1 :

$$f_{mnp} = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2}$$
(Eq. I. 1)

Avec :

a, *b* et *d* les dimensions de la cavité *m*, *n* et *p* les indices de mode transverses électriques et magnétiques c_0 la célérité de la lumière

Plus cette fréquence est élevée et plus la densité de mode est importante, comme l'illustre le calcul des premières fréquences de résonance de la chambre réverbérante de l'IRSEEM (figure I.14). La répartition spectrale des modes de résonance justifie l'utilisation de la cavité en mode dit surdimensionné, c'est-à-dire pour des longueurs d'ondes petites devant les dimensions de la cage de Faraday. La première fréquence d'utilisation de la CRBM est ainsi d'autant plus basse que le volume de la chambre est grand.



Figure I.14. Premières résonances de la CRBM de l'IRSEEM (3,66 m × 3,1 m × 4,88 m)

Physiquement, diverses solutions ont été investiguées pour effectuer ce brassage de mode : chambres vibrantes et brassage électronique par exemple. Mais la méthode la plus employée est de très loin celle utilisant un brasseur mécanique. Généralement constitué de pales métalliques, ce brasseur peut effectuer une révolution complète autour de son axe. Sa rotation entraîne une modification des conditions limites imposées au champ électromagnétique, et par là-même une réorganisation de la répartition de puissance entre les différents modes de résonance excités à la fréquence de travail.

On notera que le brassage de mode est particulièrement nécessaire lorsque la densité de mode n'est pas suffisante, c'est-à-dire dans la gamme de fréquence basse d'utilisation de la CRBM; il faut alors considérer 50 à 60 positions différentes du brasseur. Mais avec la montée en fréquence, la densité devient telle qu'en pratique une dizaine de positions suffisent.

Une autre caractéristique importante de la CRBM est son coefficient de qualité global Q, représentant l'énergie électromagnétique que la structure est en mesure d'emmagasiner. Ce terme est d'autant plus élevé que les pertes sont faibles, lesquelles sont liées aux puissances dissipées au sein de la cavité : conductivité des parois, antennes, EST, câbles. En pratique on recherche un facteur de qualité très élevé, afin d'être en mesure de générer des champs électromagnétiques de forte amplitude sans pour autant avoir recours à des amplis de forte puissance ; par exemple au sein de la CRBM de l'IRSEEM, nous générons des champs de l'ordre de 80 V.m⁻¹ pour une puissance injectée de 1W.

Enfin, les propriétés électromagnétiques des parois métalliques restent inchangées. Pour observer les propriétés statistiques d'uniformité du champ, il convient donc se tenir dans un certain volume utile, tel que représenté en figure I.15. C'est au sein de ce volume de test que sont conduits les essais d'immunité et de rayonnement.



Figure I.15. Volume d'essai en CRBM

III.4.b. Les mesures d'immunité et d'émission rayonnée

Un des avantages de la CRBM réside dans les essais d'immunité rayonnée. Comme décrit ci-avant, l'excitation de la chambre combinée à la révolution du brasseur permet de plonger l'EST dans un champ qui, statistiquement, est uniforme et isotrope. Dès lors il n'est plus besoin, comme en chambre anéchoïque ou en espace libre, de tester de multiples configurations : à une fréquence de travail donnée, pour une seule disposition d'équipement tous les cas d'illumination sont testés. De plus, on peut atteindre de très fortes valeurs de champ bien plus facilement qu'en chambre anéchoïque.

En ce qui concerne l'essai en émission rayonnée, il consiste en une mesure de puissance totale rayonnée pour un EST placé au sein du volume de test. Cette caractérisation donne une information globale sur la puissance dissipée par l'équipement lorsqu'il est placé dans la CRBM.

III.4.c. Conclusion sur la mesure en CRBM

Une vingtaine d'années après son apparition, la CRBM connaît à présent un certain essor. L'intelligente exploitation du phénomène de réverbération au sein d'une cavité métallique est son grand atout, permettant à l'aide du brasseur de générer un champ statistiquement uniforme et isotrope. On retrouve ainsi la notion de zone tranquille si importante pour la reproductibilité des essais, bien qu'elle soit obtenue de façon fondamentalement différente qu'en chambre anéchoïque. Ces deux moyens d'essais ont quelques points en commun, comme un volume utile isolé électromagnétiquement et une relative reproductibilité. Ils partagent également quelques problématiques, comme celle portant sur la représentativité de l'essai par rapport au fonctionnement réel et la disposition des équipements durant la mesure.

	<u>Chambre anéchoïque</u>	<u>Chambre Réverbérante</u>
Fréquence basse d'utilisation	Typiquement quelques dizaines de MHz, dépendant des dimensions de la chambre.	Typiquement quelques centaines de MHz, dépendant des dimensions de la chambre.
Essai en émission	Mesure des composantes d'un champ polarisé. Possibilité de mesurer la puissance totale rayonnée (nombreuses manipu- lations)	Estimation de la puissance totale rayonnée par l'EST.
Essai en immunité	L'EST est illuminé par un champ uniforme polarisé. Essais à effectuer sous plusieurs configurations d'anten- nes et d'équipement. Besoin d'amplificateurs puissants pour augmenter la sévérité de l'essai.	L'EST est illuminé par un champ statistiquement uniforme et isotrope. Une seule configuration à considérer. Facilités d'obtention de niveaux de champ élevés : 80 V.m ⁻¹ pour une puissance injectée de 1 W.
Incertitudes de mesure	<i>Essentiellement à basses fréquences</i> : Efficacité des absorbants. Distance EST – antenne de mesure.	<i>Essentiellement à basses fréquences</i> : Vérification des critères statistiques

Par contre ils diffèrent sur d'autres aspects, comme le résume le tableau ci-dessous :

L'essai en immunité présente une réelle plus value en CRBM comparé à celui en chambre anéchoïque, dans la mesure où il est possible d'illuminer l'EST sur toutes ses faces de manière homogène. Cependant vérifier les considérations statistiques nécessite un certain nombre de positions de brasseur, variables suivant la fréquence d'essai, ayant un impact direct sur le temps de mesure (plusieurs heures).

Il est à noter que l'emploi des critères statistiques pour résoudre ce problème complètement déterministe découle de la difficulté à traiter la question de façon analytique ou numérique. Aujourd'hui la volonté des industriels est d'ajuster au mieux cette contrainte, afin d'optimiser la durée de l'essai.

On a vu que ces deux structures d'essai, différentes mais complémentaires à hautes fréquences, ne sont pas adaptées à la basse fréquence. Les trop grandes longueurs d'ondes imposent alors de concevoir autrement la topologie de la sonde effectuant la mesure de puissance, afin de disposer de zones d'essais uniformes à des distances raisonnables. C'est l'objectif des cellules TEM et GTEM, présentées ci-après.

III.5. La cellule TEM

Parfois appelée *cellule de Crawford* en hommage à son concepteur M.L. Crawford [TEM - 1], la cellule TEM n'est autre qu'une ligne de transmission coaxiale de section rectangulaire (voir figure I.16). Le champ électromagnétique établi par la propagation de mode TEM entre les conducteurs intérieurs et extérieurs permet de disposer d'un volume de test possédant des caractéristiques de champ lointain, et ce dès les plus basses fréquences.



Figure I.16. Cellule de Crawford (figure adaptée de [TEM-2])

Le conducteur intérieur de la cellule est aussi appelé septum par analogie avec une séparation (dont le nom latin est septum). Par la suite pour la cellule TEM-3D nous sommes en présence de 6 parois qui seront désignées par le pluriel septa.

En injectant de la puissance à un des accès de la cellule et en l'absence d'EST, on obtient au niveau du volume de test un champ électromagnétique appelé champ à vide. Ses caractéristiques peuvent être déterminées par le calcul analytique, la simulation numérique ou encore l'expérimentation ([TEM-3]). Lorsque seul le mode fondamental (le mode TEM) se propage, cette distribution est homogène et propice aux essais en immunité. Pour les mesures en émission, leur interprétation repose sur l'exploitation de la réciprocité d'une telle structure.

On retrouve dans cette approche la notion de zone tranquille. Cependant le volume de test perd son uniformité avec la montée en fréquence puisqu'alors les modes supérieurs TE et TM sont susceptibles de se propager, en plus du mode fondamental. Cette cellule n'est donc exploitable que pour la bande de fréquences où seul le mode TEM subsiste, bande de fréquence dont l'étendue est directement liée à la topologie de la cavité. Globalement, les cellules TEM dont les dimensions sont de l'ordre du mètre sont utilisables du continu jusqu'à quelques centaines de MHz. Il en existe aussi de plus petites, dont la fréquence maximale d'exploitation se situe aux alentours de 1.5 GHz.

Si diminuer la taille de la cellule permet de repousser sa fréquence haute d'utilisation, cela implique également une réduction du volume utile de test, qui ne correspond pas à tout l'espace disponible entre les conducteurs intérieur et extérieur. Intuitivement, on devine que le champ est modifié lorsque l'on insère un objet métallique trop volumineux dans la cellule. C'est pourquoi des campagnes de mesure ont été menées afin de déterminer un critère de taille à imposer à l'équipement testé pour ne pas trop perturber l'amplitude du mode TEM ([TEM -1] et [TEM - 3]). Au final, ces résultats expérimentaux montrent que la dimension maximale de l'EST ne doit pas excéder le tiers de la distance séparant le septum de la paroi pour conserver une incertitude inférieure à 3 dB.

Toujours dans l'optique de conserver une zone de test uniforme, il est nécessaire de s'affranchir des phénomènes de réflexions aux accès de la cellule qui pourraient induire des fluctuations de champ. Les appareils de mesure étant très généralement adaptés à 50Ω , il est

nécessaire que le système {cellule + EST} le soit aussi. Mais l'insertion d'un objet métallique entraînant une baisse de l'impédance caractéristique de la ligne, celle-ci doit être légèrement supérieure à 50 Ω en l'absence d'EST. Ainsi il est préconisé de concevoir des cellules TEM dont la partie centrale est adaptée à 52 Ω ([TEM – 1]).

Ensuite, pour minimiser les phénomènes de réflexion de puissance il faut surtout optimiser la géométrie de la cellule afin que ses extrémités puissent être raccordées à des câbles de taille standard. Un connecteur classique étant petit comparé à la section centrale de la cellule TEM, des zones de transitions de forme conique sont nécessaires pour effectuer le raccordement. Les extrémités de la cellule sont ainsi conçues pour s'adapter aux connecteurs classiques, tout en minimisant les risques d'apparition d'onde stationnaire. On notera que les brusques changements de géométrie favorisent la distorsion des lignes de champ, c'est pourquoi il est préférable d'opter pour des zones de transition longues (comme l'illustre la figure I-17).



Figure I.17. Influence de la zone de transition sur la distribution de champ en cellule TEM

Enfin, un équipement électronique n'est que rarement autonome d'un point de vue alimentation. En effet il est souvent nécessaire de disposer d'un câble pénétrant dans la cellule afin de fournir à l'EST les servitudes dont il a besoin. Mais les surfaces conductrices induisent des perturbations dans la distribution de champ, et il faut prendre les précautions adéquates pour minimiser leur impact. Cette problématique est un point dur de la mesure, et nous verrons lors des chapitres III et IV que nous avons du considérer attentivement l'influence de ces câbles de servitude.

III.5.a. Les essais d'immunité en cellule TEM

Cette cellule a été conçue dans l'idée d'exploiter les ondes TEM se propageant en son centre. Ces ondes présentent une amplitude homogène sur l'ensemble du volume de test et possèdent les caractéristiques du champ lointain, et ce du continu jusqu'à quelques centaines de MHz (dépend de la taille de la cellule). Lors de l'essai en immunité l'illumination à laquelle est soumise l'EST est connue, la distribution de champ au sein d'une ligne coaxiale rectangulaire étant bien caractérisée. On peut voir par exemple en figure I-18 la distribution de champ électrique au sein d'une telle structure, obtenue à l'aide d'une simulation numérique effectuée à une fréquence où seul le mode TEM se propage.



Figure I.18. Ligne de transmission coaxiale à section rectangulaire : distribution de champ du mode TEM

Ainsi l'EST est soumis à un champ polarisé suivant une direction privilégiée. Pour déterminer son amplitude nous pouvons partir de la considération qu'entre le conducteur central (le septum) et la masse (la paroi extérieure de la cellule) nous avons affaire à deux plans portés à des potentiels différents : il s'agit d'un condensateur. La surface en regard entre ces deux armatures étant large, le champ qui s'établit entre elles est d'amplitude constante et égale à V/h (V étant la différence de potentiel entre les deux armatures, h étant la distance les séparant). Cette différence de potentiel étant liée à la puissance injectée à un des accès de la cellule, on obtient l'expression suivante pour l'amplitude de champ E :

$$|E| = \frac{\sqrt{P_{INJECTEE}} \times \text{Re}(Z_C)}{h}$$
(Eq. I.6)

Avec : |E| le module du champ électrique en V.m⁻¹, $P_{INJECTEE}$ la puissance transmise à la cellule TEM par un de ses accès, Z_C l'impédance caractéristique de la cellule, h la distance séparant le septum de la paroi de la cellule.

III.5.b. Les essais d'émission en cellule TEM

La mesure d'émission en cellule TEM repose sur le principe que le champ émis par un équipement placé au sein du volume d'essai se couple localement au mode TEM. Ce mode se propage ensuite jusqu'aux extrémités de la cellule, où sont effectuées les mesures proprement dite. Un développement mathématique propose une caractérisation des mesures effectuées sous la forme d'une puissance totale rayonnée, que nous détaillons en début de chapitre III.

Nous rappelons brièvement quelques éléments de cette caractérisation : la première étape est la représentation de l'EST à l'aide de moments électriques et magnétiques équivalents, notés respectivement **P** et **M**. En supposant que l'EST est électriquement petit, un développement mathématique amène à la conclusion que les ondes de puissance relevées aux accès de la cellule TEM sont exprimées par l'équation I-7 ([TEM – 2], [TEM – 4]) :

$$\begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2} \left(\vec{P} - jk\vec{M} \wedge \vec{x} \right) \cdot \vec{e}_{0} \\ -\frac{1}{2} \left(\vec{P} + jk\vec{M} \wedge \vec{x} \right) \cdot \vec{e}_{0} \end{pmatrix}$$
 (Eq. I.7)

Avec :

a et b les ondes de puissance recueillies aux accès de la cellule,

 \vec{P} et \vec{M} les moments électriques et magnétiques équivalents,

 \vec{x} la direction de propagation des ondes de puissance au sein de la ligne,

 $\vec{e}_0 = e_0 \vec{z}$ le champ électrique normalisé de la cellule.

En alignant le référentiel des moments équivalents à celui de la cellule, le développement mathématique de l'équation I.7 montre que seules deux composantes sont à l'origine des puissances relevées aux accès : la composante transverse magnétique et la composante perpendiculaire électrique, comme illustré en figure I.19.



Figure I.19. Composantes impliquées dans la mesure de puissance pour chaque position d'EST

L'identification des composantes à l'origine du transfert de puissance requiert la connaissance du champ électrique normalisé e_0 , qui correspond au champ à vide de la cellule dont le module est divisé par la racine carrée de la puissance injectée. On notera donc qu'il ne s'exprime pas en volt par mètre mais en racine d'Ohm par mètre (voir détails au chapitre III). Enfin, en injectant une puissance de 1 watt on a directement l'égalité entre le module du champ à vide et le module du champ normalisé (puisque la racine carrée de 1 est égale à 1).

Comme on l'a vu en figure I.18, ce champ à vide est bien caractérisé pour des fréquences où seul le mode fondamental se propage et en l'absence d'EST. Dès lors, la combinaison des mesures de puissances effectuées à chaque port pour les trois positions de l'EST permet de déterminer la somme des carrés des composantes de ces moments équivalents.

Or la puissance totale rayonnée en espace libre par un ensemble de deux moments électrique et magnétique est exprimée par l'équation I.8, k_0 étant le nombre d'onde :

$$P_{RAYONNEE} = 10 \times k_0 \left(\left| \vec{P} \right|^2 + k_0^2 \left| \vec{M} \right|^2 \right)$$
 (Eq. I.8)

En admettant la validité de l'équation I.7, il est donc possible par la mesure d'identifier les termes nécessaires à la détermination de la puissance totale rayonnée en appliquant l'équation I.8. Ce principe a constitué le fondement des mesures en cellule TEM, lors de son émergence dans les années 1980.

Mais très vite, des questions se sont posées quant aux limites de cette démarche. En effet des problématiques liées aux champs réellement couplés à la cellule TEM, l'impact des câbles sur la mesure de puissance aux accès de la cellule ou encore l'homogénéité du champ en présence de l'EST font qu'une incertitude non négligeable pèse sur les résultats obtenus. Nous reviendrons sur ces questions lors du chapitres III.

III.5.c. Conclusions sur la mesure en cellule TEM

La cellule TEM permet d'effectuer des essais de mode rayonné à partir du continu jusqu'à plusieurs centaines de MHz, la limite haute d'utilisation dépendant de la topologie du moyen d'essai. Cette cellule répond à un besoin de diagnostic à basse fréquence, où peu de structures permettent de renseigner de manière globale sur le comportement d'un équipement.

A l'instar des chambres réverbérantes et anéchoïques, le volume de test est isolé de l'environnement électromagnétique grâce au blindage prodigué par le conducteur extérieur. On retrouve également la notion de zone uniforme, délimitant un certain volume utile pour le test.

Une différence majeure avec la chambre anéchoïque et la chambre réverbérante est qu'en cellule TEM, l'EST est très proche de la sonde de champ (qui n'est autre que le septum), entraînant des phénomènes de couplage champ proche entre ces deux éléments. Cette

interaction est pénalisante pour décrire le comportement de l'EST une fois extrait de la cellule : il peut voir son comportement modifié du fait d'être enfermé en cavité.

Si le sens physique de la mesure de puissance réalisée en cellule TEM est complexe à expliciter, il n'en reste pas moins que c'est une structure peu onéreuse offrant une caractérisation reproductible. Cette qualité en fait un moyen d'essai souvent utilisé pour les essais à basse fréquence, au moins dans le cadre d'un pré-diagnostic d'équipement. D'une certaine manière on peut qualifier cette caractérisation de relative car les résultats de mesure obtenus sont influencés par de nombreux paramètres (taille de l'EST, taille de la cellule TEM, disposition des câbles de servitude).

III.6. La cellule GTEM

A l'instar de la cellule TEM, la cellule GTEM est une structure close permettant d'exploiter la distribution de champ d'une propagation de mode TEM, afin d'effectuer des essais de mode rayonné à basse fréquence ([GTEM - 1]). Les deux topologies sont cependant très différentes, comme on peut le voir en figure I.20.



Figure I.20. Cellule GTEM (figure adaptée de [GTEM – 2])

La cellule GTEM exploite la distribution de champ électromagnétique entre deux plans conducteurs légèrement incliné l'un par rapport à l'autre. On obtient ainsi, de même qu'en cellule TEM, un volume d'essai où le champ possède les caractéristiques du champ lointain, le tout à basse fréquence. Une extrémité de la cellule sert à injecter ou collecter de la puissance, un accès standardisé permettant de connecter des appareils de mesure classiques. L'extrémité lui faisant face est pourvue d'absorbants, afin de dissiper les ondes de puissance se propageant jusqu'à elle : les phénomènes de réflexion, indésirables puisqu'ils perturbent la distribution de champ au sein du volume de test, sont alors suffisamment atténués pour ne pas venir perturber la distribution de champ au niveau du volume d'essai.

Comparativement à la cellule TEM, l'intérêt de la cellule GTEM réside dans la plus grande taille du volume de test disponible et surtout dans sa fréquence haute d'utilisation, puisqu'elle se situe aux alentours du GHz pour des dimensions similaires. Cette différence vient de l'observation qu'en cellule TEM les premiers modes de propagation TE et TM dégradent fortement l'uniformité de la zone de test, ce qui n'est pas le cas en cellule GTEM. En effet, du fait de la répartition particulière de l'énergie entre les différents modes de propagation, le mode fondamental prélève encore la majeure partie de la puissance disponible au-delà de la première fréquence de coupure ([GTEM-3]). Comme ce mode est celui qui génère la zone de test uniforme adéquate pour la conduite d'essais CEM, la cellule GTEM est exploitable malgré la propagation des premiers modes supérieurs.

Au-delà des différences topologiques, les cellules TEM et GTEM sont utilisées suivant la même procédure : l'EST est caractérisé par le biais de mesures de puissance couplées, sachant qu'il faut repositionner l'équipement suivant plusieurs orientations orthogonales. Les

problématiques rencontrées en cellule TEM sont donc également rencontrés en cellule GTEM.

III.7. Les essais de mode rayonné des circuits intégrés

La sûreté de fonctionnement des circuits intégrés est primordiale pour de nombreux industriels, tant les fonctions qu'ils accomplissent est parfois vitale pour le système dont ils font partie. Pourtant la miniaturisation et la réduction des niveaux de puissance les rendent toujours plus sensibles aux perturbations extérieures, d'autant que les fondeurs conservent une certaine confidentialité sur la structure de leurs produits. Ces particularités en font une discipline très actuelle de la CEM. En particulier on peut citer deux méthodes de caractérisation : une méthode globale normalisée employant de façon particulière les cellules TEM (TEM 1 GHz), et une méthode de caractérisation spatiale plus précise (scan champ proche) consistant à établir une cartographie du champ point par point à l'aide de mesures faites à l'aide de petites sondes de champ.

III.7.a. Le scan champ proche



Figure I.21. Banc de mesure champ proche développé à l'IRSEEM

Le principe du scan champ proche en émission rayonnée consiste à mesurer le champ électromagnétique au-dessus du circuit intégré à très faible distance au moyen d'une petite sonde. Cette sonde est manipulée à l'aide de dispositifs mécaniques de plus ou moins grande résolution afin de « scanner » avec précision la surface voulue. L'ensemble est généralement commandé automatiquement, comme c'est le cas pour le banc monté à l'IRSEEM (figure I.21).

La topologie des sondes employées permet de se focaliser non seulement sur la mesure du champ magnétique ou du champ électrique, mais aussi de ne s'intéresser qu'à la composante suivant X, Y ou Z. Sommairement, on peut assimiler une sonde de champ magnétique à une boucle mesurant le flux magnétique traversant sa surface et une sonde de champ électrique à un brin conducteur mesurant le champ électrique qui lui est tangent. Il existe aussi des méthodes plus complexes utilisant des capteurs électro-optiques, des sondes électroniques ou encore des procédés exploitant la thermographie infrarouge ([SCAN-1]).

Les cartographies de champ acquises par ce procédé sont ensuite traitées pour passer de la mesure de puissance au champ réel par l'intégration du facteur d'antenne propre au capteur. Cependant cette étape peut s'avérer délicate si la sonde induit une modification de la distribution du champ de la carte électronique caractérisée. Le premier critère à vérifier pour minimiser cette intrusion du dispositif de mesure est naturellement la taille de la sonde, qui doit être à la fois suffisamment petite pour conserver le profil du champ réel. Mais elle doit

également être suffisamment grande pour que les niveaux relevés soient exploitables.

Ces cartographies ont plusieurs utilités :

- La caractérisation du rayonnement émis par un circuit intégré et la mesure du courant conduit sur une piste ([NORM-7]).
- L'identification des zones à forte densité de puissance sur une carte électronique à des fins d'aide à la conception ([SCAN-1]).
- La construction de modèle électromagnétique équivalent au système caractérisé par un ensemble de dipôles ([SCAN-2]). Ce modèle permet ensuite de retrouver le champ rayonné par ce système à différentes hauteurs que celle à laquelle la cartographie a été effectuée.

III.7.b. La cellule TEM 1GHz

Le besoin en câbles de servitude est un point commun à de nombreux systèmes auquel n'échappent pas les circuits intégrés, ainsi que les problèmes de perturbation de mesure qui vont avec. Par contre, ce qui les différencie d'un équipement lambda est qu'ils sont très généralement disposés sur un plan de masse, caractéristique dont on peut tirer avantage lors de mesures en cellule TEM.

En effet, la paroi de la cellule TEM sert de référence de potentiel pour la ligne de transmission, comme le plan de masse pour une carte électronique. L'idée est d'intégrer ce plan de masse à la paroi pour ensuite écarter directement tous les circuits de commande et d'alimentation vers l'extérieur, évitant ainsi toute interaction avec la mesure proprement dite (figure I.22).



Figure I.22. Mesure de couplage en cellule TEM 1GHz

Ce procédé est employé pour effectuer des essais en émission et en immunité jusqu'à 1 GHz ([NORM-7]).

III.8. Conclusion sur les moyens d'essai de mode rayonné

Les problèmes de perturbation des équipements électroniques imposent aux industriels de caractériser leurs produits à l'aide de divers moyens d'essai. Ces structures de test reposent sur des principes physiques et techniques complexes, exploitables sur des gammes de fréquences déterminées et dont les protocoles d'utilisation et de calibrage sont fixés par des standards internationaux.

Les méthodes particulières développées pour la caractérisation CEM des équipements sont confrontées à une difficulté propre à la métrologie : évaluer une grandeur physique grâce à un capteur sans pour autant modifier le comportement du système à l'origine de cette grandeur.
Une analogie peut être établie avec la mesure d'un courant électrique : l'ampèremètre placé en série dans le circuit possède lui-même une certaine impédance, modifiant ainsi la grandeur physique qu'il est sensé évaluer. Dans ce cas précis l'introduction du capteur peut être pris en compte et ne modifie pas le fonctionnement du système qu'il caractérise, cette mesure amène donc à une caractérisation utile. Mais en général, on cherche d'abord à employer une méthode ne prélevant qu'une partie négligeable de la puissance disponible et ne modifiant pas fondamentalement la répartition des flux d'énergie. Un procédé propre à la CEM illustrant cette notion est la mesure d'un courant par la méthode 1Ω , le capteur ne prélevant que 2% de la puissance totale.

La prise en compte de ces notions est particulièrement complexe en CEM, les champs électromagnétiques étant sensibles aux modifications trop importantes de leur environnement. Les utilisateurs de moyen d'essai CEM ont conscience de ces problématiques, mais il n'existe pas toujours de solutions techniques adaptées à la caractérisation recherchée. Chaque procédé a ses particularités, proposant une mesure qu'il convient d'adapter à la problématique rencontrée.

D'un point de vue plus industriel, il convient également de trouver le bon compromis entre temps de mesure et efficacité de mesure. Par exemple, prenons la mesure du champ rayonné en chambre totalement anéchoïque : si l'on souhaite effectuer cette mesure suivant un ensemble d'angles d'azimuts et d'élévation pour connaître la puissance totale rayonnée par la source de champ, les besoins en manipulations rendent l'essai assez long et fastidieux ce qui est souvent incompatible avec des contraintes industrielles. Dans ce cas précis, le recours à une mesure d'émission en chambre réverbérante permettrait d'obtenir une information comparable pour un temps de mesure plus court et un nombre réduit de manipulations. A contrario il n'est pas possible de déterminer si un équipement présente une certaine directivité de rayonnement à l'aide de la chambre réverbérante, ce qui est réalisable en chambre anéchoïque.

On comprend donc qu'il existe un ensemble de moyens d'essais CEM de mode rayonné possédant chacun leurs qualités et leurs particularités. Au final quatre principales structures blindées sont utilisées en laboratoire de mesure pour effectuer ces essais, lesquelles permettent de couvrir totalement les fréquences comme le montre la figure I.23 :



Figure I.23. Les principaux moyens d'essais de mode rayonné utilisant des enceintes blindées

Il existe de nombreux dérivés des cellules TEM, dont l'objectif est avant tout de dégager un volume d'essai au sein duquel le champ électromagnétique présente un volume d'essai uniforme à basses fréquences. Les améliorations portent généralement sur les plans de polarisations (cellules bi-TEM), la topologie des septums (X-TEM), la forme du guide d'onde (μ TEM, ligne triplaque), la place dévolue à l'EST, etc.

Une de ces diverses variantes est la cellule TEM tridimensionnelle, dont l'intérêt est de permettre une mesure de type « guide d'onde » suivant trois polarisations orthogonales sans avoir à modifier la position de l'équipement. Nous allons présenter cette structure, laquelle a fait l'objet de cette thèse.

IV. La cellule TEM tridimensionnelle

De même que pour la cellule TEM, la cellule TEM-3D est une cavité métallique disposant d'un volume d'essai blindé au sein duquel il est proposé d'effectuer des essais CEM de mode rayonné.

Ayant fait l'objet d'un brevet déposé par l'INRETS en 2000 ([TEM 3D-1]), la cellule TEM-3D tend à exploiter le principe de la cellule TEM tout en en améliorant les contraintes liées aux manipulations de l'équipement à caractériser.

IV.1. Présentation de la cellule TEM tridimensionnelle

Le procédé de mesure en cellule TEM implique le positionnement de l'EST sous trois positions orthogonales afin d'explorer toutes les polarisations de couplage avec le septum (figure I.19). Appliquer cette méthodologie nécessite un certain temps pour la conduite de l'essai, et surtout requiert de la précision dans le placement de l'équipement afin d'éviter les erreurs de mesure. Ce dernier point peut s'avérer difficile d'un point de vue technique puisqu'il faut disposer de supports adéquats pour l'EST, tout besoin en câbles de servitudes entraînant de surcroît des problématiques de disposition d'équipement (et par suite de reproductibilité).

Pour améliorer cet aspect contraignant de la cellule TEM, l'idée est d'ajouter des plans de couplage supplémentaires au sein de la cavité afin d'éviter toute manipulation d'EST. C'est sur ce principe que repose la cellule TEM tridimensionnelle (TEM-3D), au sein de laquelle sont disposés non pas un mais six septa comme on peut le voir sur le prototype de l'INRETS présenté en figure I.24.



Figure I.24. Photo et schéma du prototype de cellule TEM-3D réalisé à l'INRETS

Chaque axe de propagation dispose de deux septa, portant à 12 le nombre d'accès permettant d'injecter ou de collecter de la puissance. L'équipement à caractériser est placé au centre de la cellule. La cellule est conçue pour être utilisable du continu jusqu'à la première fréquence de résonance de la cavité, à savoir 216 MHz dans le cas du prototype de l'INRETS.

IV.2. Principe de la caractérisation en cellule TEM-3D

On a vu que pour effectuer la caractérisation CEM d'un équipement en cellule TEM, il est nécessaire de le placer suivant trois positions orthogonales. En cellule TEM-3D cela n'est

plus nécessaire, étant donné que pour s'intéresser à une polarisation particulière il suffit de recueillir les informations sur le plan de couplage approprié. Ainsi en se connectant à tel ou tel septum, il est ainsi possible d'effectuer des essais complets en immunité ou en émission ([TEM3D-2] et [TEM3D-3]).

La cellule TEM-3D repose sur les mêmes bases théoriques que celles de la cellule TEM. Chacun des septa placé dans la cellule permet de caractériser l'équipement suivant une direction privilégiée, comme l'illustre la figure I.25 pour trois septa orthogonaux.



Figure 1.25. Septums orthogonaux pour la mesure en cellule TEM-3D

Cependant on voit également que par rapport à la ligne de transmission constituée par le septum et la paroi de la cavité, l'EST n'est pas situé au même endroit : pour la cellule TEM l'équipement est placé dans la ligne de transmission, tandis qu'en cellule TEM-3D il est placé en-dehors de la ligne de transmission.

Ceci a évidemment un impact sur la distribution de champ électromagnétique, puisqu'alors on ne profite plus de l'homogénéité du mode fondamental mais d'un champ de fuite dont l'amplitude décroit rapidement avec l'éloignement par rapport au septum. Dans ce cas on ne vérifie plus l'existence d'un volume de test où l'amplitude de champ est uniforme au sens de la CEM (critère d'homogénéité de quelques dB), paramètre essentiel pour la reproductibilité des mesures en émission et pour la conduite d'essais en immunité.

D'où l'intérêt d'implémenter deux septa parallèles pour chaque axe de propagation, encadrant le volume d'essai situé entre ces deux plans conducteurs. L'alimentation en différentiel de ces deux lignes de transmission permet alors d'obtenir un champ électromagnétique d'homogénéité satisfaisante, comme nous le montrons plus loin à travers une série de simulations numériques.

IV.3. Avantages et inconvénients par rapport à l'existant

L'avantage de ne pas avoir à modifier la position de l'EST durant l'essai est triple :

- Suppression des risques d'erreurs liés au repositionnement de l'équipement sous trois positions orthogonales pour effectuer une caractérisation complète.
- Puisqu'il n'est plus nécessaire d'effectuer de manipulations d'EST, l'ensemble du banc de mesure (cellule TEM-3D et appareils de mesure) peut être entièrement automatisé. Le gain de temps pour réaliser un essai est significatif : alors qu'en cellule TEM avec tous les supports nécessaires disponibles il faut au bas mot une quinzaine

de minutes pour procéder à une caractérisation, en cellule TEM-3D il ne faut qu'une trentaine de secondes.

Enfin, la disposition relative du système {EST + câble de servitude} reste la même pour la totalité de l'essai. Ceci n'est pas le cas en cellule TEM puisqu'entre chaque doublet de mesure de puissance l'équipement est déplacé : ceci impose une modification du cheminement des câbles par rapport à l'EST, pouvant entraîner une variation du comportement électromagnétique de l'ensemble à caractériser entre chaque repositionnement.

Par contre, nous verrons au quatrième chapitre de ce mémoire au travers de mesures d'émission que l'impact des câbles de servitudes est très visible. Ceci est aussi le cas en cellule TEM, cependant la topologie de la structure permet de les plaquer sur le plan de masse. Leur influence est ainsi considérablement diminuée.

V. <u>Conclusion du chapitre I</u>

La problématique de cohabitation des équipements électroniques a entraîné l'émergence d'une discipline dédiée à l'étude de ces contraintes : la compatibilité électromagnétique ou CEM. On peut décliner deux principales catégories dans cette discipline, les essais en immunité et les essais en émission.

Les phénomènes physiques considérés par la compatibilité électromagnétique sont multiples, et cette discipline a pour objectif de faire en sorte que ceux-ci ne perturbent pas le fonctionnement nominal des équipements. Cette discipline a pour spécificité de prendre le contre-pied par rapport aux disciplines classiques de l'électromagnétisme : en effet, alors qu'en antennes ou en hyperfréquences on cherche à optimiser les rayonnements électromagnétiques et la propagation des signaux, en CEM on essaiera au contraire d'éviter ce genre de phénomènes en identifiant les imperfections qui prédisposent les systèmes à ces comportements. On comprend donc que traiter ces questions requiert une culture générale portant sur les diverses catégories de la science de l'électromagnétisme.

Les perturbations considérées peuvent être de deux types : conduites ou rayonnées. Dans ce chapitre nous n'avons pas traité des questions relevant du domaine du mode conduit puisque le sujet de cette thèse porte sur un moyen d'essai de mode rayonné.

Nous avons donc commencé par balayer le spectre des différents moyens d'essais permettant de caractériser un équipement lambda : essais en espace libre, en chambre anéchoïque et semi-anéchoïque, en chambre réverbérante, en cellule TEM et GTEM. De cet état de l'art des moyens d'essais CEM est ressortie l'idée que chacune de ces structures propose un certain type de caractérisation, avec ses qualités et ses spécificités.

Enfin, ce premier chapitre s'est terminé avec la présentation d'une structure proposant d'exploiter le principe de mesure TEM sous trois dimensions en simultané : la cellule TEM tridimensionnelle. Elle possède l'avantage d'éviter de recourir à de multiples manipulations de l'objet sous test lors de la mesure, ce qui permet d'automatiser l'ensemble de la caractérisation : on gagne ainsi un temps appréciable pour conduire les essais.

L'objet de cette thèse est l'étude de la potentialité de la cellule TEM-3D en termes d'essais CEM. Dans le chapitre suivant, nous allons donc aborder plus en détails les caractéristiques électromagnétiques de cette structure.

References chapitre I

Ouvrages et thèses

- [1] JC Boudenot, G. Labaune, "La compatibilité électromagnétique nucléaire", Ed. Ellipses.
- [2] J. Cuvillier, "Cours de CEM Notions élémentaire".
- [3] A. Charoy: "Compatibilité électromagnétique", Dunod, Paris, 2000.
- [4] JP Parmentier, "Problématique de modélisation de systèmes complexes en CEM", réunion plénière du GDR ondes, Besançon, Novembre 2005.
- [5] *"Règlementation de la CEM dans le secteur de l'automobile"*, Maîtrise de la CEM réf. 3.2.2.2 page 7, référentiels DUNOD.
- [6] "*Récapitulatif des publications CEI et résumés*", Maîtrise de la CEM ref. 3.3.6.2 page A3, référentiels DUNOD.
- [7] F. Hoëppe, "Analyse du comportement électromagnétique des chambres réverbérantes à brassage de modes par l'utilisation de simulations numériques", Thèse soutenue à l'université de Lille, Décembre 2001.

<u>Normes</u>

- [NORM 1] Directive 89-336-CEE, dite "*directive CEM*", 1989.
- [NORM 2] Directive 95/54/CE, dite "directive CEM automobile", 1995.
- [NORM-3] Norme NF EN 55022, "Appareils de traitement de l'information -Caractéristiques des perturbations radioélectriques - Limites et méthodes de mesure", Ed. 2003.
- [NORM 4] Norme NF EN 50147 2, "aptitude d'un emplacement d'essai de substitution en ce qui concerne l'affaiblissement de l'emplacement", Ed. Janvier 1997.
- [NORM 5] Norme CEI 1000-4-3, " techniques d'essai et de mesure Essais d'immunité aux champs électromagnétiques rayonnés aux fréquences radioélectriques ", Ed. 1995.
- [NORM 6] Norme CEI 1000-4-20, "techniques d'essai et de mesure Essais d'émission et d'immunité dans les guides d'onde TEM", Ed. 2003.
- [NORM 7] Norme CEI 61967, "Mesure des émissions électromagnétiques, 150 kHz à 1 GHz", Ed. 2005.

Cellule TEM

- [TEM 1] M.L. Crawford, "Generation of standard EM fields using TEM transmission cells" IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-16, No 4, November 1974.
- [TEM 2] I. Sreenivasiah, D.C. Chang, M.T. Ma, "Emission Characteristics of Electrically Small Radiating Sources from Tests Inside a TEM cell", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-23, No 3, August 1981.
- [TEM 3] G. Meyer, "The TEM Measuring Line A Critical Overview", Actes du symposium international sur la CEM de Zürich, 1983.

- [TEM 4] P. Wilson, "On Correlating TEM Cell and OATS Emission Measurements", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. 37, No. 1, February 1995.
- [TEM 5] John C. Tippet, D.C. Chang, "Radiation characteristics of electrically small devices in a TEM Transmission Cell", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-18, No 4, November 1976.
- [TEM 6] T. Ostermann, B. Deutschmann, "*TEM-Cell and Surface Scan to Identify the Electromagnetic Emission of Integrated Circuits*", Proceedings of the 2003 ACM Great Lakes Symposium onVLSI.

Cellule GTEM

- [GTEM 1] D. Königstein, D. Hansen, "A new family of TEM-cells with enlarged bandwidth and optimized volume", 7th International Zürich Symposium on EMC, Mars 1987.
- [GTEM 2] J.P. Kärst, C. Groh, H. Garbe, "Calculable Field Generation Using TEM Cells Applied to the Calibration of a Novel E-Field Probe", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. 44, No 1, February 2002.
- [GTEM 3] R. De Leo, T. Rozzi, C. Svara, L. Zappelli, "*Rigorous Analysis of the GTEM Cell*", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. 39, No 3, Mars 1991.

Scan champ proche

- [SCAN 1] D. Baudry, "Conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesure de champs électromagnétiques proches Application CEM -", thèse soutenue à l'université de Rouen, 2005.
- [SCAN 2] Y. Vives, C. Arcambal, A. Louis, F. de Daran, P. Eudeline, B. Mazari "Modelling Magnetic Radiations of Electronics Circuits using Near-Field Scanning Method", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, à paraître.

TEM-3D

- [TEM3D 1] M. Klingler, J. Rioult, JP Ghys: Dispositif d'essai en compatibilité électromagnétique, Brevet FR 00 06193, 16 mai 2000.
- [TEM3D 2] M. Klingler, S. Egot, J-P. Ghys & J. Rioult, "On the use of three-dimensional TEM cells for total radiated power measurements", IEEE EMC Symposium, Montreal, August 2001.
- [TEM3D 3] V. Deniau, "Recherche des caractéristiques optimales d'un nouveau moyen d'essais électromagnétiques appliqué aux tests d'équipements électroniques embarqués sur véhicules", Thèse soutenue à l'université de science et technologie de Lille, Juin 2003.

CHAPITRE II CALIBRAGE ET SIMULATION NUMÉRIQUE DE LA CELLULE TEM-3D

I. Introduction

Lors du premier chapitre on a vu que la cellule TEM-3D est une structure conçue pour améliorer certaines problématiques rencontrées lors d'essais CEM de mode rayonné en cellule TEM. En particulier, le fait de disposer de plusieurs septa orientés suivant trois directions orthogonales permet de ne plus avoir besoin de modifier la position de l'objet sous test lors de la caractérisation.

Afin de proposer des mesures caractérisées par certaine reproductibilité, un moyen d'essai CEM doit présenter un volume où le champ électromagnétique généré en l'absence d'objet sous test possède une certaine uniformité. De même que pour les cellules TEM et GTEM, pour vérifier cette qualité la cellule TEM-3D doit être pourvue de septa dont l'impédance caractéristique est la plus proche de 50 Ω . Dans le cas contraire les phénomènes de réflexion de puissance empêcherait l'identification d'un volume homogène suffisamment conséquent en taille.

C'est pourquoi nous débutons ce chapitre par l'étude de l'impédance des septa en cellule TEM-3D. Pour cela nous proposons d'investiguer cette question sous l'angle de théories de ligne microruban.

Ensuite nous nous pencherons sur les caractéristiques du volume d'essai de la cellule TEM-3D lorsque nous l'alimentons en différentiel. Nous procèderons par simulation numérique pour les identifier.

Enfin, nous proposerons une méthode d'excitation de la cellule TEM-3D permettant de générer un champ de polarisation quelconque en son centre.

II. Adaptation d'impédance des septa en cellule TEM-3D

L'utilité de la cellule TEM-3D réside, tout comme pour la cellule TEM, dans l'obtention d'un volume de test où le champ électromagnétique est propice à la conduite d'essais CEM : polarisation suivant une direction privilégiée et amplitude uniforme. La propagation d'un mode TEM permet de répondre à ces critères, mais à condition d'éviter les phénomènes de réflexion de puissance. Pour cela il est nécessaire de s'assurer que l'impédance d'entrée au niveau des accès de la cellule TEM-3D est suffisamment proche de celle des connecteurs normalisés, à savoir 50 Ω .

Un travail de dimensionnement des septa a été effectué lors de la conception de la cellule TEM-3D à l'INRETS ([TEM3D - 1]). Nous présentons ici les résultats obtenus avant de les confronter à des expressions d'impédance tirées de la théorie des lignes microruban.

II.1. Adaptation de la partie centrale du septum en cellule TEM-3D

Quelques méthodes permettent de déterminer l'impédance caractéristique de la partie centrale de la cellule TEM, comme par exemple celle faisant intervenir les transformations conformes ([1], [TEM-1]). Le principe mathématique est la détermination de la capacité C existante entre conducteur intérieur et extérieur par le biais de quelques approximations sur les rapports relatifs entre largeur de septum, hauteur de ligne et largeur de ligne. La valeur de l'impédance caractéristique Z_C est ensuite extraite à partir des équations II.1 et II.2 :

$$Z_C = \frac{1}{\upsilon C}$$
(Eq. II. 1)

Où v est la vitesse de propagation, qui vaut dans le vide :

$$\upsilon = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \tag{Eq. II. 2}$$

Avec μ_0 la perméabilité du vide et ϵ_0 la permittivité du vide. Une fois cette capacité déterminée à l'aide de transformations conformes, on obtient l'expression de l'impédance caractéristique relatée par l'équation II.3, en se référant aux notations présentées en figure II.1.







$$Z_C \cong \frac{120\pi}{4\left[\frac{W}{h} + \frac{2}{\pi}\ln\left(1 + \coth\frac{\pi g}{2h}\right)\right]}$$
(Eq. II. 3)

On constate que l'équation II.3 fait intervenir le rapport entre la largeur du septum et son espacement par rapport aux parois. Ceci n'est pas étonnant, dans la mesure où ce paramètre a

une influence directe sur la capacité entre conducteurs intérieur et extérieur de la ligne de transmission.

Il existe une solution analytique exacte pour le calcul de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission représentée en figure II.1. L'équation II.3 en est une expression simplifiée, valable sous les conditions $a \ge h$ et $2W \ge h$. Par la suite on fera référence à cette approche par l'expression **ligne triplaque fermée**.

L'utilisation des théories de transformation conforme a été utilisée pour déterminer l'impédance caractéristique présentée par un septum en cellule TEM-3D dans sa partie centrale. Une première application de cette approche est effectuée pour une cellule ne comportant qu'un seul septum [TEM 3D - 1]. Ce calcul s'appuie sur une extrapolation de la géométrie de la cellule en négligeant les angles tronqués de la cavité, comme on peut le voir en figure II.2.



Figure II.2 Notations des dimensions de la cellule TEM-3D à un seul septum - coupe transversale

Avec les notations spécifiées ci-dessus, l'expression de l'impédance caractéristique Z_C est donnée par l'équation II.4 :

$$Z_C \cong \frac{120\pi}{\left[\frac{W}{b} + \frac{W}{h} + \frac{4}{\pi}\ln\left(1 + \coth\frac{\pi g}{2b}\right) + \frac{4}{\pi}\ln\left(1 + \coth\frac{\pi g}{2h}\right)\right]}$$
(Eq. II. 4)

On notera que les dimensions de la cellule TEM-3D sortent du cadre théorique pour lequel l'équation II.3 a été établie ($a \ge h$ et $2W \ge h$). L'équation II.4 est donc une approximation de la valeur réelle, cependant nous verrons que les dimensions obtenues à l'aide de cette approche permettent d'obtenir une impédance suffisamment proche de 50 Ω .

On peut évaluer l'impact des parois latérales et supérieures sur l'évolution de l'impédance caractéristique en comparant la valeur obtenue par l'équation II.4 avec celle obtenue en appliquant les expressions tirées de la théorie des lignes microruban, relatée par l'équation II.5 ([2]) pour le cas où le rapport W/h est supérieur à 1. Par la suite on fera référence à cette approche par l'expression **ligne microruban**, afin de bien la différencier des théories de ligne triplaque fermée.

$$Z_C \cong \frac{120 \pi}{\sqrt{\varepsilon_e} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \times \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)\right]}$$
(Eq. II. 5)

Où ε_e est la permittivité relative effective de la ligne, égale à 1 dans le cas présent. On notera que cette expression considère que le plan de masse sous le conducteur est infini, ce qui n'est pas le cas ici. Cependant nous verrons que les conclusions tirées de cette formule recoupent les résultats obtenus à l'aide de l'équation II.4, ce qui nous amène à penser que ce paramètre n'est pas significatif dans le cas présent.

Appliquer les formules tirées des théories de ligne microruban suppose également que l'effet des parois latérales est négligeable, ce qui n'est évidemment valable qu'à la seule condition que la capacité {septum - plan de masse inférieur} soit assez grande pour négliger toutes les autres. Or en diminuant la hauteur h du septum, on augmente en même temps la valeur de cette capacité. Ceci signifie que plus la hauteur de septum est petite, plus l'impédance caractéristique calculée par l'équation II.5 est proche de la réalité. Cela devrait se traduire par une meilleure concordance entre l'approche microruban et l'approche ligne triplaque fermée, cette dernière prenant en compte les capacités latérales.

Et effectivement, on observe sur le graphique II.3.b que l'écart significatif entre les deux approches constaté pour une hauteur de 11cm diminue progressivement jusqu'à s'annuler pour une hauteur de 7 cm.



Figure II.3 a. Courbes iso impédance $Z_C[\Omega]$ en fonction de h et de W (approche ligne triplaque fermée) b. Comparaison des approches triplaque fermée et micro ruban pour conserver une impédance Z_C de 50 Ω

L'observation de l'évolution de l'impédance caractéristique en fonction de la hauteur h du septum et de sa largeur W, donnée en figure II.3.a, amène à la conclusion qu'il est possible d'adapter la partie centrale du septum à 50 Ω à condition de respecter un certain rapport entre ces deux dimensions.

On constate aussi que l'approche micro ruban préconise un rapport W/h inférieur à celui obtenu par l'expression de ligne triplaque fermée lorsque la hauteur est inférieure à 7 cm. L'impédance caractéristique d'une ligne de transmission est directement liée à la capacité entre le septum et le plan de masse d'après l'équation II.1. Ainsi lorsque le rapport W/haugmente, cette capacité augmente également. Or la différence principale de l'approche micro ruban par rapport à l'approche ligne triplaque fermée réside dans la non-prise en compte des capacités latérales et supérieures, entraînant forcément une sous-évaluation de la capacité totale entre le septum et le plan de masse. Ainsi les résultats obtenus en figure II.3.b sont contraires à l'intuition physique, qui voudrait que l'on observe un rapport W/h toujours supérieur pour l'approche micro ruban par rapport à l'approche triplaque fermée. Nous concluons de ces observations que nous approchons des limites de l'équation dérivée des théories de ligne triplaque fermée (équation. II.4), qui à l'origine est exprimée pour le cas où $a \ge h$ et $2W \ge h$.

Si cette approche a permis de définir les dimensions du prototype de l'INRETS dans la partie centrale des septa, elle n'a toutefois pas apporté de réponses pour les zones de transitions à cause de leurs spécificités géométriques. Il est pourtant tout aussi important d'en ajuster l'impédance caractéristique, puisqu'un trop grand écart par rapport à la valeur normalisée 50Ω entraînerait des réflexions de puissance préjudiciable pour l'uniformité du

volume d'essai.

Nous présentons ci-après une étude de ces zones de transitions, conduite sous l'angle des équations données par la théorie des lignes micro ruban.

II.2. Les zones de transition en cellule TEM-3D

On a vu que l'adaptation de la partie centrale est réalisable à condition de respecter un certain rapport entre hauteur et largeur de septum. Par contre il est nécessaire de modifier ce rapport pour relier physiquement cette ligne de transmission à un connecteur classique et ainsi pouvoir brancher les appareils nécessaires à la mesure, tout en conservant une impédance caractéristique la plus proche possible de 50Ω .

La problématique d'adaptation d'une ligne de transmission peut être traitée par une approche analytique pour le cas où cette ligne présente une section constante suivant la direction de propagation des ondes. Par contre ces dimensions sont plus complexes à définir lorsque cette section varie, comme cela est le cas pour les zones de transitions de la cellule TEM-3D. Il faut alors pré-dimensionner le système, pour ensuite tenter d'ajuster quelques paramètres à l'aide de simulations numériques et de considérations physiques.

Un angle d'investigation possible est de réfléchir sur les conditions favorables à l'établissement d'un mode TEM sans réflexion de puissance au sein de la ligne de transmission. Un premier diagnostic, déjà relaté dans la première partie de ce mémoire, porte sur la longueur dévolue aux transitions pour effectuer ce raccord entre partie centrale et connecteurs. Elles doivent être préférentiellement longues, comme l'a illustré la figure I.17 dans le cas de la cellule TEM.

Malheureusement pour le cas de la cellule TEM-3D, par besoin de maximisation du volume d'essai au centre de la cavité les zones de transition entre partie centrale et connecteurs normalisés sont assez réduites. Tout allongement aurait un impact négatif sur l'espace utile à la conduite d'essais, il n'est donc pas possible de jouer sur ce paramètre.



Figure II.4 Topologie d'un septum du prototype de cellule TEM-3D de l'INRETS

Un second diagnostic concernant l'établissement du mode TEM porte sur la symétrie du plan de masse de part et d'autre du septum. En raisonnant sur les chemins de circulation du courant, il est préférable que l'espacement entre conducteur intérieur et extérieur conserve un rapport constant le plus longtemps possible suivant une section perpendiculaire. C'est notamment un des aspects sur lequel s'est focalisé la conception du prototype de cellule TEM-3D de l'INRETS, établissant ainsi un critère sur l'angle que présente le septum par

rapport aux parois de la cavité (figure II.4). Les autres travaux d'optimisation ont porté sur la longueur *lc* du fil servant à relier le septum à l'âme du connecteur, ainsi que sur la largeur *wt* du septum à son extrémité. Ces investigations ont permis de repousser de quelques dizaines de MHz la fréquence à partir de laquelle le paramètre de réflexion à l'accès d'un septum dépasse les -20dB, laquelle est actuellement aux alentours de 170 MHz [TEM 3D-1].

On notera que la difficulté ne provient pas particulièrement de la partie centrale, mais bien des zones de transition. C'est pour investiguer cette problématique que les expressions d'impédances de ligne micro ruban ont été employées, en partant de l'hypothèse qu'une zone de transition peut être vue comme une ligne micro ruban.

II.3. Application des théories de ligne micro ruban aux transitions

II.3.a. Etude théorique

La figure II.3.b montre que la prise en compte des parois latérales, frontales et supérieures n'est nécessaire qu'à partir d'une certaine hauteur de septum, à priori supérieure à 7 cm. Puisque au niveau des transitions nous nous trouvons presque tout le temps dans ce cas de figure, nous négligeons l'impact des parois autres que celle faisant office de plan de masse afin de caractériser le comportement de l'impédance caractéristique sur cette partie du septum.

La formulation de l'impédance caractéristique d'une ligne micro ruban est couvert par un quadruplet d'équation, lesquelles intègrent l'impact du rapport W/h et la permittivité relative ε_r du substrat [2]. Les deux formules suivantes sont associées au cas $W/h \le 1$:

$$Z_C \simeq \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{\varepsilon_e}} \ln\left(8\frac{h}{W} + \frac{W}{4h}\right)$$
 (Eq. II. 6)

$$\varepsilon_{e} \cong \frac{1}{2} (\varepsilon_{r} + 1) + \frac{1}{2} (\varepsilon_{r} - 1) \times \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{h}{W}}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^{2} \right]$$
(Eq. II. 7)

La quantité ε_e est appelée permittivité effective de la ligne, et représente l'impact de la permittivité relative ε_r du substrat. L'équation II.7 permet de faire la correspondance avec une permittivité équivalente fictive qui engloberait complètement la ligne de transmission.

Le cas où $W/h \ge 1$ est couvert par un autre doublet d'équations :

$$Z_{c} \cong \frac{\eta_{0}}{\sqrt{\varepsilon_{e}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \times \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]}$$
(Eq. II. 8)
$$\varepsilon_{e} \cong \frac{1}{2} (\varepsilon_{r} + 1) + \frac{1}{2} (\varepsilon_{r} - 1) \times \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{h}{W}}} \right]$$
(Eq. II. 9)

Ainsi on voit que l'impédance ne dépend que du rapport W / h et de la valeur de la permittivité relative. Le graphe II.5 traduit l'évolution de l'impédance caractéristique Z_C en fonction de ces deux paramètres :



Figure II.5 Impédance caractéristique d'une ligne micro ruban en fonction du rapport W / h pour plusieurs permittivité relative du substrat

L'information importante à retenir de la figure II.5 est que, si le rapport W/h est inférieur à 5, il est impératif d'utiliser un diélectrique de permittivité suffisamment élevée pour obtenir une impédance caractéristique de 50 Ω .

Or dans sa conception actuelle le rapport W / h du septum en cellule TEM-3D est bien inférieur à 5 au niveau des zones de transition, comme le montre le graphique de la figure II.6. La topologie actuelle, dont la description est donnée en figure II.4, est comparée en figure II.6 à un modèle plus progressif mais dont l'implémentation serait difficile à réaliser d'un point de vue technique.

On notera la non-continuité du rapport W / h dans la topologie actuelle de septum à l'abscisse X = 1cm : il s'agit de l'emplacement où est soudé un fil permettant de relier le septum à l'âme du connecteur.



Figure II.6 Evolution du rapport largeur / hauteur au niveau des zones de transition de la cellule TEM-3D

A partir du paramétrage du rapport W/h et de l'exploitation des équations II.6 à II.9, nous traçons deux grandeurs en s'appuyant sur les expressions de lignes micro ruban :

L'impédance caractéristique des zones de transitions actuelles ainsi que celle du modèle dessiné en figure II.6, Section La permittivité de substrat qui permettrait de conserver une impédance caractéristique de 50 Ω pour ces deux cas de figures.

Ces courbes sont données en figure II.7.a et II.7.b en fonction de l'éloignement par rapport à l'extrémité du septum (coordonnée X).



Figure II.7 a. Impédance caractéristique des zones de transition en cellule TEM-3D b. Tracé de la permittivité relative nécessaire pour conserver $Z_C = 50\Omega$

On tire des graphiques II.5 à II.7 une conclusion évidente, à savoir qu'il serait nécessaire de placer un diélectrique de permittivité bien choisie pour réaliser une meilleure adaptation des zones de transitions. Il faut cependant garder à l'esprit que ces courbes sont tirées des expressions de ligne micro ruban, lesquelles ne tiennent pas compte de quelques paramètres influents :

- Les parois latérales et supérieure évidemment, cependant on a vu que leur influence est négligeable lorsque la hauteur diminue suffisamment. Cela semble être le cas au niveau des zones de transitions, cet aspect-là peut donc être raisonnablement écarté. D'autant plus que même pour la partie centrale du septum, l'erreur commise lors du calcul de l'impédance caractéristique n'est que de quelques Ω comme on peut le voir sur la figure II.7.a à l'abscisse X= 100 mm.
- La paroi « frontale », c'est-à-dire celle qui couvre tout l'espace perpendiculaire au plan de raccordement entre le septum et le connecteur. Un raisonnement s'appuyant sur la capacité entre le septum et le plan de masse amène à la conclusion que cette paroi aura pour effet de diminuer l'impédance caractéristique Z_C. De ce fait les valeurs d'impédance mis en évidence sont certainement surévaluées, ce qui permet de relativiser l'ampleur de la désadaptation visualisée en figure II.7.a.
- Enfin, ces théories reposent sur l'hypothèse d'un plan de masse et d'un substrat de dimensions latérales infinies, ce qui n'est évidemment pas le cas ici. L'impact de ce paramètre n'est pas aisément évaluable, néanmoins on peut espérer qu'il ne soit pas trop important.

Nous avons mis en évidence ces constatations théoriques par la mesure lors de l'implémentation d'un septum en espace libre, dont les détails sont présentés ci-après.

II.3.b. Mise en évidence de l'impact du diélectrique par l'expérimentation

Par besoin de mise en évidence des phénomènes de couplage opérant en cellule TEM-3D

un septum a été monté en espace libre, c'est-à-dire sorti de la cellule et placé sur un plan de masse. Ce septum se compose d'une large partie centrale placée à 10 cm de hauteur et de zones de transitions permettant de relier cette partie centrale à des câbles coaxiaux semirigides. Aux extrémités de ces câbles sont montés des connecteurs de type SMA, permettant d'effectuer des mesures de paramètre de transmission entre les deux accès de cette ligne de transmission particulière.

Ces zones de transitions sont en deux parties : la première partie est un prolongement de la plaque de cuivre centrale, dont la hauteur diminue jusqu'à 1 cm tout en conservant un rapport W / h conforme aux expressions d'impédance de ligne micro ruban. La deuxième réalise la jonction entre l'extrémité de cette première partie et un câble coaxial : la hauteur de conducteur passe de 10 mm à 0,8 mm (détails donnés en figure II.8).



Figure II.8 Septum sur plan de masse en espace libre monté à l'IRSEEM

Comme on l'a vu en figure II.7, il est nécessaire d'après les conclusions tirées des théories de ligne micro ruban d'avoir une permittivité relative de substrat d'autant plus importante que le plan de section considéré est proche du câble coaxial. La solution technique retenue pour prendre en compte cette conclusion consiste à réaliser une piste cuivrée disposée sur un substrat en époxy, dont la permittivité relative est 4,4. La permittivité effective de la ligne augmente alors progressivement avec la diminution de la hauteur du septum, et on obtient bien une variation de la permittivité du milieu situé entre les deux conducteurs de la ligne de transmission.



Figure II.9 Module des paramètres de transmission du septum monté à l'IRSEEM en espace libre

Les caractéristiques de la ligne de transmission ainsi conçue sont ensuite déterminées à l'aide d'une mesure du paramètres S_{21} entre les deux accès du septum ([TEM 3D - 2]), dont les résultats sont présentés en figure II.9.

Traditionnellement, on considère en hyperfréquences qu'un dispositif est adapté lorsque le

module du paramètre de réflexion S_{11} à son accès est inférieur à -20 dB, ce qui correspond à une part de puissance réfléchie de 1%. On constate en figure II.9 que le module du S_{11} dépasse cette limite sur la gamme de fréquence située entre 100 MHz et 160 MHz.

Nous avons alors cherché à améliorer ce paramètre de réflexion en jouant sur la permittivité que présente le milieu séparant les deux conducteurs au niveau de la zone de transition. Pour ce faire, leurs extrémités sont mises bout à bout pour caractériser leur influence indépendamment du reste du septum, comme représenté en figure II.10.



Figure II.10 Zones de transition du septum mises bout à bout avec ajout de lames de diélectriques

Deux configurations sont alors testées : une avec des plaques de diélectriques supplémentaires disposées de manière empiriques sous le substrat supportant le conducteur (comme représenté en figure II.10), et une autre sans. Le paramètre de réflexion S_{11} obtenu au niveau du port 1 est relevé pour ces deux configurations et est tracé en figure II.11.



Figure II.11 Module du paramètre de réflexion S₁₁ pour deux transitions mises bout à bout 2 configurations : avec et sans plaques de diélectriques supplémentaires

On constate à l'observation de la figure II.11 que l'ajout de plaques de diélectriques permet de rehausser d'environ 50 MHz la fréquence à partir de laquelle le paramètre de réflexion à l'accès du montage dépasse la limite des -20 dB. Nous en concluons que la permittivité du milieu séparant les conducteurs n'est pas assez élevée pour conserver une impédance suffisamment proche de 50 Ω au niveau des zones de transitions.

Le septum complet a ensuite de nouveau été monté. Nous avons alors de nouveau effectuée des mesures de paramètres S pour deux configurations : avec des plaques de diélectriques supplémentaires au niveau des zones de transition et sans. On remarque en figure II.12 que l'on ne retrouve plus le même paramètre de réflexion S₁₁ pour le septum sans plaques de diélectrique supplémentaires (comparer avec figure II.9). Cette modification est due d'une part au démontage puis au remontage du septum, ainsi qu'à un changement d'environnement ambiant. Sans entrer dans les détails, on verra au quatrième chapitre de ce mémoire que lorsque des mesures sont effectuées avec ce septum sans prendre de précautions



particulières par rapport à son environnement direct, il s'auto-perturbe.

Figure II.12 Module du paramètre de réflexion S_{11} pour le septum en espace libre de l'IRSEEM 2 configurations : avec et sans plaques de diélectriques supplémentaires au niveau des transitions

Ainsi on constate que nous sommes parvenus à diminuer le module du paramètre de réflexion S_{11} obtenu à un des accès du septum grâce à l'utilisation de plaques de diélectriques que nous avons disposées arbitrairement au niveau des transitions.

II.4. Conclusion sur l'adaptation d'impédance des septa

Le besoin de disposer d'un volume d'essai où le champ électromagnétique est suffisamment uniforme en cellule TEM-3D requiert des septa dont l'impédance caractéristique est la plus proche possible de celle des connecteurs normalisés, à savoir 50Ω .

Cependant les contraintes de connectique aux niveaux des zones de transitions imposent une géométrie de ligne difficile à adapter sur une large bande de fréquence. L'évolution du rapport largeur de ligne sur hauteur de ligne est telle qu'il serait nécessaire de modifier la permittivité du milieu au niveau des zones de transitions pour conserver une impédance de 50 Ω , comme on l'a montré en figure II.5.

Quelques expérimentations ont été menées pour mettre en évidence l'amélioration du paramètre de réflexion au niveau des zones de transitions lorsque l'on joue sur la permittivité du milieu. Nous sommes ainsi parvenus à obtenir un module de paramètre de réflexion S_{11} restant inférieur à - 20 dB sur une plage de fréquence plus grande.

Mais ces résultats nécessitent encore quelques approfondissements pour être exploités en cellule TEM-3D. En particulier, nous n'avons pas étudié quelle permittivité choisir et surtout comment le disposer au niveau des septa. Ces paramètres sont importants parce qu'ils pourraient entraîner non pas une amélioration de l'adaptation des septa, mais au contraire la rendre localement plus mauvaise.

Cependant, nous allons voir que même avec une légère désadaptation on vérifie toujours l'existence d'un volume d'essai aux caractéristiques intéressantes pour la conduite d'essais en immunité. Pour cela nous aurons recours à des simulations numériques de la structure.

III. Calibrage cellule TEM-3D - excitation suivant un axe

Le dimensionnement actuel des septa en cellule TEM-3D ne permet pas d'obtenir des modules de paramètres de réflexions inférieurs à - 20 dB pour toutes les fréquences inférieures à 200 MHz, comme on peut le voir en figure II.13. Cependant nous allons voir que malgré des modules de paramètres de réflexions S_{ii} supérieurs à - 20 dB aux accès de la cellule TEM-3D, on montre en simulation numérique que l'on vérifie quand même l'existence d'un certain volume d'essai où la distribution de champ est satisfaisante.

En effet nous avons modélisé puis simulé la structure à l'aide d'un logiciel basé sur la méthode des éléments finis (HFSS, ANSOFT). La structure simulée n'est pas exactement similaire au prototype de l'INRETS : nous avons très légèrement modifié la géométrie des septa afin de pouvoir les décrire plus aisément avec le logiciel d'une part, et afin de faciliter la convergence des calculs numériques d'autre part.

Une manière de comparer l'écart qu'il existe entre la structure simulée et le prototype de cellule de l'INRETS est de se pencher sur les résultats de mesure des paramètres de réflexion S_{ii} pour les deux ports de chacun des 6 septa. Nous traçons leur module en figure II.13, et nous traçons également les modules des paramètres de réflexions obtenus à l'aide du logiciel de simulation numérique.



Figure II.13 Module des paramètres de réflexion S_{ii} pour chacun des 12 accès de la cellule TEM-3D obtenus par mesure sur le prototype de l'INRETS et obtenus grâce à la simulation numérique

L'observation des modules des paramètres de réflexion montrent que la longueur électrique vue en mesure est plus courte que celle vue en simulation numérique : cela se traduit par un minimum local identifié aux alentours de 120 MHz en simulation, et aux alentours de 150 MHz en expérimentation. Ensuite on constate que les septa de la cellule TEM-3D présentent une adaptation plus ou moins bonne, mais que globalement ils restent inférieurs à -16 dB sur la plage de fréquence allant du continu jusqu'à 170 MHz. Au-delà de cette fréquence les premiers effets de résonance commencent à avoir un impact visible au niveau des paramètres de réflexion.

Les résultats obtenus en simulation montrent que pour la structure simulée, on ne dépasse pas les -16 dB jusqu'à 150 MHz. On notera que la structure est parfaitement symétrique, ce qui entraîne des courbes identiques pour les douze ports de la cellule (aux bruits de calcul près). Ces résultats ne sont pas rigoureusement les mêmes que ceux obtenus en expérimentation, cependant ils nous ont semblé suffisamment proches pour que nous nous en servions dans le cadre d'une étude de la réaction de la cellule TEM-3D à diverses excitations différentielles.

III.1. Présentation de la démarche

Nous avons vu qu'en cellule TEM-3D, l'EST est placé en dehors de la ligne de transmission. Dans le cas d'une alimentation de mode commun, le volume d'essai ne profite alors pas pleinement du champ associé au mode fondamental comme en cellule TEM. Au lieu de cela, on dispose d'un champ de fuite dont l'amplitude décroît avec l'éloignement par rapport au septum, lequel ne satisfait pas aux pré-requis pour la conduite d'essais CEM reproductibles.

Par contre, nous allons voir que l'alimentation en différentiel (figure II.14) de deux septa face à face permet de générer un champ électromagnétique uniformément polarisé et d'amplitude homogène. Ces caractéristiques sont mises en évidence à travers les résultats de simulation numérique du modèle de cellule TEM-3D.



Figure II.14 Alimentation en différentiel des septa orientés suivant l'axe X en cellule TEM-3D

Les capacités de post-traitement des résultats du logiciel de simulation ont permis d'extraire puis d'investiguer les cartographies de champ électromagnétique sous plusieurs plans de coupe. La configuration choisie est celle décrite en figure II.14, à savoir une alimentation différentielle suivant l'axe X totalisant une puissance injectée de 1 W, c'est-àdire 0.5 W pour chacun des deux ports. Afin de pouvoir comparer les résultats de simulation à des résultats d'expérimentation tirés de travaux antérieurs ([TEM 3D - 1]), la fréquence de travail choisie est 75 MHz. On a vu en figure II.13 qu'en ce qui concerne la simulation électromagnétique, cela correspond à un module des paramètres de réflexion de - 16 dB.

Ce travail a ensuite été complété par des résultats de simulation obtenus pour une fréquence de travail de 125 MHz, pour laquelle le module des paramètres de réflexion est inférieur à de - 30 dB en simulation.

L'étude numérique du modèle de cellule TEM-3D s'est déroulée en deux étapes : la première consiste en une extraction des cartographies de module de champ E et H pour chacune des composantes cartésiennes. La seconde s'est focalisée sur l'analyse de ces champs au centre de la cellule au niveau du volume d'essai, afin d'en dégager des caractéristiques de polarisation et d'amplitude précises. Pour cette deuxième étape nous considérons les surfaces d'intersection entre un cube de 40 cm de côté centré dans la cellule TEM-3D et des plans de XZ et YZ coupant perpendiculairement la cellule en son centre. Le traitement analytique des données porte sur plusieurs caractéristiques des champs :

Le premier graphique est une visualisation de la polarisation du champ considéré à travers le ratio entre le module de sa composante principale et le module du champ total. Les septa alimentés en différentiel étant ceux orientés suivant l'axe des X (voir figure II.14), pour le champ E la composante principale est E_Z et pour le champ H la

composante principale est Hy.

- Le deuxième graphique représente la valeur du module de la composante principale du champ sur la surface d'étude.
- Enfin, le troisième graphique permet d'apprécier l'uniformité du module de la composante principale de champ grâce à des courbes iso modules en dB. La valeur de référence choisie est celle obtenue au centre de la cavité.

III.2. Simulation numérique à 75 MHz

III.2.a. Etude du champ E

Nous commençons par étudier les caractéristiques du champ E suivant le plan de coupe YZ, qui est transversal à la direction de propagation et centré par rapport à la longueur des septa orientés suivant l'axe des X.



Figure II.15 Composantes du champ E suivant le plan de coupe YZ Résultats de simulation numérique, alimentation différentielle, fréquence de travail 75MHz

On constate en figure II.15 que nous sommes bien en présence d'un mode TEM : entre les deux septa excités le champ électrique est majoritairement polarisé suivant la composante qui est transversale à la direction de propagation et est perpendiculaire aux plans conducteurs, c'est-à-dire la composante E_Z .

On observe également des effets de bord au niveau des extrémités latérales des septa à travers le comportement de la composante E_Y , indiquant que les lignes de champ se courbent. Il semble d'ailleurs qu'il y ait un léger couplage avec les septa orientés suivant Z, dont on observe en figure II.15 une coupe longitudinale dans le sens de propagation.

Ces effets ne semblent pas trop perturber la zone centrale du volume d'essai, symbolisée par le carré de 40 cm de côté. Nous aurons l'occasion d'évaluer leur importance sur d'autres graphiques. Quant à la composante de champ E_X elle est négligeable en module devant les deux autres sur ce plan de coupe, mis à part au niveau des extrémités latérales des septa.

Enfin, on notera que la majeure partie de la puissance se propage sous les septa. On a donc la superposition d'un mode commun et d'un mode différentiel, ce dernier étant à l'origine de l'établissement d'une zone de champ uniforme au centre de la cellule TEM-3D.

Nous allons à présent nous pencher plus précisément sur les caractéristiques de la composante de champ E_Z au niveau du centre de la cellule TEM-3D. Comme on l'a précisé plus haut cette analyse est effectuée sur une surface carrée de 40 cm de côté centrée par rapport à la cellule. Nous présentons trois graphiques nous permettant d'évaluer sur cette surface l'évolution du module de champ de la composante E_Z d'une part, la polarisation du

champ E d'autre part, et enfin l'uniformité du module de cette composante de champ (la valeur de référence étant le module de la composante E_Z au centre de la cellule).



Figure II.16Analyse de la composante de champ Ez suivant le plan de coupe YZRésultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle, fréquence de travail 75MHz

Le premier des trois graphiques nous confirme ce que la figure II.15 semblait indiquer, à savoir que le champ E au centre des lignes de transmission est majoritairement polarisé suivant E_Z : on peut dégager une surface de 30 cm de côté sur laquelle le champ E est porté à plus de 95% par sa composante de l'axe Z. Au-delà de cette surface de 30 cm on observe l'influence des effets de bords, qui ont pour conséquence d'altérer l'uniformité de la distribution de champ.

Les deuxième et troisième graphiques montrent que le champ E_Z présente un module d'environ 12 V.m⁻¹, et que l'on dégage une zone d'environ 20 cm de côté où ce module reste compris dans une fourchette inférieure à ± 1 dBV.m⁻¹. On peut comparer cette valeur avec des résultats d'expérimentations effectuées sur le prototype de la cellule TEM-3D de l'INRETS reportés dans le mémoire de thèse de V. Deniau ([TEM 3D - 1]) et reproduits en figure II.17. Ces valeurs de champ électrique ont été obtenues à l'aide d'une sonde isotrope placée dans le prototype de cellule, pour une puissance totale injectée de 1 Watt et à la fréquence de travail de 75 MHz. Deux excitations différentes ont été testées : alimentation en mode commun et en mode différentiel, respectivement annotées « 1 septum » et « 2 septa » en figure II.17.



Figure II.17 Mesures de la composante E_z du champ en cellule TEM-3D pour une puissance totale injectée de 1 Watt, en mode commun (1 septum) et mode différentiel (2 septa) - 75 MHz - scanné depuis [TEM 3D - 1]

Sur les scans de la figure II.17 l'origine des axes est située au centre de la cellule TEM-3D. On lit une valeur d'environ 9 V.m⁻¹, ce qui est comparable aux 12 V.m⁻¹ obtenus en simulation numérique pour des paramètres de puissance injectée et de fréquence identiques (mais on n'oubliera pas que la structure simulée est légèrement différente).

A présent nous continuons l'investigation numérique des caractéristiques du champ pour une excitation différentielle en faisant de même pour le plan de coupe XZ.



Figure II.18 Composantes du champ E suivant le plan de coupe XZ Résultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle, fréquence de travail 75MHz

Les résultats de simulation présentés en figure II.18 confirment le caractère TEM de la propagation de puissance s'établissant dans la cellule : le champ E au centre de la cellule est principalement polarisé suivant l'axe Z. Le plan de coupe passant par le milieu des septa (dans le sens de la longueur), ici on ne peut pas observer d'effets de bord sur la composante $E_{\rm Y}$.

On constate également que les parois de la cellule et les autres septa influent beaucoup sur la distribution de champ. Nous avions déjà vu en figure II.15 que les septa orientés suivant l'axe X semblaient se coupler avec les septa orientés suivant l'axe Z. Sur la figure II.18, c'est le couplage avec les septa orientés suivant l'axe Y qui est mis en évidence.

Néanmoins nous conservons toujours une certaine uniformité du volume d'essai, comme on peut le voir sur les graphiques de la figure II.19 :



Figure II.19 Analyse de la composante de champ E_z suivant le plan de coupe XZ Résultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle, fréquence de travail 75MHz

On constate en figure II.19 avec le tracé du ratio sur le plan de coupe XZ que le champ est cette fois-ci polarisé à plus de 95% suivant l'axe Z, et ce sur toute la surface de 40 cm de côté. En ce qui concerne l'uniformité au niveau du volume d'essai on retrouve sensiblement les mêmes caractéristiques que pour le plan de coupe précédent, à savoir une surface carrée de 20 cm de côté où la variation du module de champ est inférieure à ± 1 dBV.m⁻¹ (valeur moyenne de l'ordre de 12 V.m⁻¹).

III.2.b. Etude du champ H

Nous nous intéressons cette fois-ci au comportement du champ H au sein de la cellule TEM-3D pour les mêmes conditions d'excitation. Nous commençons par reproduire en figure II.20 les cartes de champ extraites du logiciel de simulation numérique pour les trois composantes prises séparément.



Figure II.20 Composantes du champ H suivant le plan de coupe YZ Résultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle, fréquence de travail 75MHz

Les cartographies de la figure II.20 confirment les observations que nous avions formulées lors de l'étude du champ E sur le même plan de coupe. Tout d'abord on vérifie que nous sommes bien en présence d'un mode TEM : le champ H au centre de la cellule est majoritairement polarisé suivant la composante qui est transversale à la direction de propagation et est parallèle aux plans conducteurs, c'est-à-dire la composante H_Y. Ensuite on observe de nouveau des effets de bords au niveau des extrémités latérales des septa, que l'on visualise sur la cartographie du module de la composante H_Z.

Enfin on confirme un léger couplage des septa alimentés en puissance (orientés suivant X) avec les septa orthogonaux. Cela se traduit en figure II.20 par un module de composante transversale H_X sous les septa orientés suivant Z légèrement plus élevé qu'au centre de la cellule.

Nous complétons ces premières observations sur le champ H par une analyse plus précise de sa composante principale au centre de la cellule, c'est-à-dire H_Y .



Figure II.21 Analyse de la composante de champ HY suivant le plan de coupe YZ Résultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle, fréquence de travail 75MHz

Nous traçons en figure II.21 les mêmes graphiques que ceux tracés pour le champ E afin de mieux appréhender l'uniformité du champ H au niveau du volume d'essai d'après les résultats de simulation numérique. Nous retrouvons alors une surface d'environ 30 cm de côté sur laquelle le champ est polarisé à plus de 95% suivant l'axe Y. En ce qui concerne l'uniformité de ce champ au centre de la cellule, nous identifions de nouveau une surface carrée de 20 cm de côté sur laquelle le champ varie dans des proportions inférieures à ± 1 dBA.m⁻¹. Le module de la composante H_Y au centre de la cellule est d'environ 35 mA.m⁻¹ d'après ces résultats de simulation numérique.

Nous souhaitions confirmer ces observations pour une autre fréquence de travail, c'est pourquoi nous avons effectué une simulation numérique de la structure excitée de la même manière (alimentation en différentiel des septa orientés suivant X), mais à 125 MHz. Nous présentons ci-dessous quelques résultats obtenus pour le champ E.

III.3. Simulation numérique à 125 MHz



Figure II.22 Composantes du champ E suivant le plan de coupe YZ Résultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle, fréquence de travail 125MHz

Les cartographies de champ présentées en figure II.22 confirment la propagation d'un mode TEM, ce qui entraîne au centre de la cellule TEM-3D une distribution de champ E intéressante pour les essais CEM. On notera toutefois que les effets de bords sont plus prononcés qu'à 75 MHz, de même que le couplage avec les septa orientés suivant l'axe Z.

Mais ces phénomènes ne sont pas assez prononcés pour altérer la zone uniforme identifiée auparavant lors de l'étude réalisée pour une fréquence de travail de 75 MHz, comme on peut le voir en figure II.23 :



Figure II.23 Analyse de la composante de champ E_Z suivant le plan de coupe YZ Résultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle, fréquence de travail 125MHz

En fait en figure II.23 on ne voit pratiquement aucune différence avec les graphiques tirés de l'étude de la composante de champ E_Z obtenus pour une fréquence de travail de 75 MHz : la surface sur laquelle le champ est bien polarisé est la même, tout comme le module au centre de la cellule (12.003 V.m⁻¹ contre 11.922 V.m⁻¹) ainsi que l'allure des courbes iso-module au centre de la cellule. En bref, les conclusions formulées pour la fréquence 75 MHz sont également valables pour la fréquence 125 MHz.

Globalement, d'après ces résultats de simulation numérique on dégage au moins un volume cubique de 20 cm de côté au niveau duquel le champ électromagnétique présente de bonnes caractéristiques en terme d'uniformité : Champs E et H polarisés suivant une direction particulière à plus de 95%, et une variation de module comprise dans une fourchette de ± 1 dBV.m⁻¹ pour le module de la composante E_Z.

Ces résultats sont obtenus pour une alimentation en différentiel des deux septa orientés suivant X. Nous allons voir à présent que nous pouvons générer un champ polarisé suivant n'importe quelle direction en jouant sur le niveau de puissance injecté aux accès des septa.

IV. Polarisation quelconque de champ E en TEM-3D

Les critères d'homogénéité en cellule TEM-3D sont pour le moment satisfaisants : on montre par la simulation numérique qu'en alimentant en différentiel deux septa se faisant face on génère un champ d'amplitude uniforme suivant une direction privilégiée (X, Y ou Z). Il est alors envisageable de reproduire le type d'illumination proposé en cellule TEM, et cette fois sans avoir à changer la position de l'objet sous test si l'on souhaite modifier la manière avec laquelle il est agressé.

Mais il est également intéressant de tirer avantage de l'orientation des septa en combinant les champs électromagnétiques générés par les différentes paires implémentées dans la cellule. En effet, disposer de six septa au sein de la cellule suivant trois axes orthogonaux permet de générer des champs électromagnétiques possédant n'importe quelle polarisation, comme nous allons le montrer à présent. Pour parvenir à ces caractéristiques nous jouons sur la phase et l'amplitude des excitations acheminées aux ports des septa.

IV.1. Analyse théorique

Pour cette méthode, toute paire de septa est alimentée en différentiel : nous nous plaçons dans la situation décrite au III de ce chapitre, pour laquelle un volume d'essai satisfaisant a été identifié. Nous précisons les notations des différences de potentiel imposées aux ports pour le cas des deux septa orientés suivant X, que nous appelons X1 et X2 :

$$V_{X1}(t) = V_X \exp(j(\omega t + \phi_1))$$

$$V_{X2}(t) = V_X \exp(j(\omega t + \phi_1 + \pi))$$
(Eq. II. 10)

 V_X le module de la différence de potentiel imposée au port, Avec : ω la pulsation,

 ϕ_l la phase de la source d'excitation par rapport à une origine arbitraire.

Ainsi on se place dans le cas d'étude présenté lors des simulations numériques précédentes : une alimentation en différentiel, et une même puissance injectée sur les deux septa. Les résultats de simulation numérique nous ont montré que pour une telle excitation, on obtient un champ électrique majoritairement polarisé suivant Z au centre de la cellule. Nous noterons la composante E_Z résultant de cette excitation de la façon suivante :

. .

$$E_{z}(t) = E_{0Z} \exp\left(j\left(\omega t + \phi_{Z}\right)\right)$$
 (Eq. II. 11)

 E_{0Z} le module de la composante, Avec : ω la pulsation. ϕ_z la phase de ce champ par rapport à une origine arbitraire.

Nous n'explicitons pas précisément la relation existant entre la composante Ez et les tensions d'excitations V_{Xl} et V_{X2} , c'est pourquoi nous ne précisons pas d'unités. Simplement on sait que le module E_{0Z} de la composante de champ est directement lié au module V_X , luimême dépendant de la puissance injectée.

Nous raisonnons de la même manière pour décrire le champ généré par les septa orientés suivant l'axe Y, que nous appellerons Y1 et Y2. Les différences de potentiel imposées pour chacun à un de leur accès sont notées :

$$V_{Y_1}(t) = V_Y \exp(j(\omega t + \phi_2))$$

$$V_{Y_2}(t) = V_Y \exp(j(\omega t + \phi_2 + \pi))$$
(Eq. II. 12)

Avec V_Y le module de la différence de potentiel imposée au port. La cellule TEM-3D étant conçue de manière symétrique, on sait que cette excitation différentielle génèrera un champ électrique au centre de la cellule TEM-3D majoritairement polarisé suivant E_X .

En alimentant ces deux paires de septa (suivant X et suivant Y) de la manière décrite à l'instant, on obtient un champ comportant deux composantes, dont nous précisons les notations en équation II.13 :

$$E_X(t) = E_{0X} \exp\left(j\left(\omega t + \phi_X\right)\right)$$

$$E_Z(t) = E_{0Z} \exp\left(j\left(\omega t + \phi_Z\right)\right)$$
(Eq. II. 13)

Nous avons utilisé une référence de phase absolue pour écrire les dernières équations, cependant nous ne nous intéressons qu'à la différence de phase entre ces différentes excitations. Jusqu'ici nous n'avons fait que reprendre ce que nous avons observé sur les résultats de simulation numérique. On notera que l'on peut faire de même avec la troisième paire de septa, orientée suivant Z.

A présent nous allons étudier l'allure du champ électrique au centre de la cellule TEM-3D lorsque l'on joue sur les paramètres d'amplitude V_X et V_Y et les paramètres de phases ϕ_l et ϕ_2 . Nous commençons par nous placer dans le cas où $V_X = V_Y$, et jouons sur la différence de phase $\Delta \phi = (\phi_l - \phi_2)$ entre les excitations acheminées aux accès des deux paires de septa {X1 ; X2} et {Y1 ; Y2}. Nous visualisons en figure II.24 la polarisation du champ E total à travers le tracé en temporel de sa partie réelle :



Figure II.24 Polarisation temporelle de la partie réelle du champ E total pour différentes valeurs de $\Delta \phi$ (amplitudes des excitations $V_X = V_Y$)

On constate en figure II.24 qu'en jouant sur la différence de phase entre les excitations des différentes paires de septa on peut générer toutes les polarisations que peuvent adopter les

ondes planes progressives : rectiligne, circulaire ou elliptique.

Dans notre cas on s'intéressera plutôt à des polarisations rectilignes. Ainsi deux cas nous intéresse, celui où $\Delta \phi = 0$ et $\Delta \phi = \pi$. D'autant qu'il existe des dispositifs hyperfréquences permettant de déphaser de 180° un signal, ce qui rend l'implémentation d'une telle expérimentation envisageable.

C'est ainsi qu'en jouant sur le niveau de puissance injecté sur ces paires de septa on génère des champs pouvant prendre n'importe quelle polarisation, comme on peut le voir en figure II.25 :



Figure II.25 Polarisation temporelle de la partie réelle du champ E total pour différentes caractéristiques d'amplitude et de phase des excitations

En figure II.25 on n'observe que les cas où on a une polarisation rectiligne. On retrouve deux cas déjà mis en évidence en figure II.24 où l'on a une répartition du champ E total suivant ses deux composantes E_X et E_Z , et une direction différente suivant les cas $\Delta \phi = 0$ et $\Delta \phi = \pi$. Nous mettons également en évidence que lorsque l'on joue sur les niveaux des tensions excitatrices on génère un champ électromagnétique pouvant adopter n'importe quelle polarisation par rapport à ces deux composantes. On notera que les unités affichées sur les axes des graphiques ne sont pas représentatives, étant donné que nous n'avons pas explicité la relation existant entre les modules des tensions excitatrices V_X et V_Y et les champs électriques E_Z et E_X .

Nous allons à présent confronter ces observations à la simulation numérique pour voir si nous retrouvons toujours un certain volume homogène lors de telles excitations.

IV.2. Simulation numérique d'une excitation sur deux axes

Les figures II.24 et II.25 partent du principe que le champ E généré par une paire de septa alimentée en différentiel est le même quelle que soit l'orientation de ces septa, et quel que soit l'état d'excitation des autres septa. Or il n'est pas sûr qu'une paire de septa alimentée pour

générer une certaine composante de champ E ne soit pas sensible à l'état d'excitation des autres septa. De plus, on a vu sur les figures II.15 à II.23 que le champ E généré est bien polarisé sur un certain volume. Comment évolue ce volume lorsque l'on excite deux paires de septa en simultané ?

Pour le savoir nous reprenons le modèle géométrique de la cellule TEM-3D et nous effectuons une simulation numérique du champ électromagnétique lorsque deux paires de septa sont alimentés en différentiel (voir figure II.26). Nous choisissons d'exciter les septa orientés suivant l'axe X et l'axe Y, ce qui veut dire que nous allons obtenir un champ respectivement polarisé suivant E_Z et E_X .



Figure II.26 Alimentation différentielle des septa orientés suivant les axes X et Y en simulation numérique (même puissance injectée suivant les deux axes)

La puissance totale injectée est toujours de 1 watt répartie sur les quatre accès, c'est-à-dire 0.25 W à chacun des ports alimentés. Les différences de potentiel sont paramétrées afin d'obtenir des excitations différentielles. La fréquence de travail est 125 MHz.

IV.2.a. Etude du champ E obtenu en simulation suivant le plan YZ

Nous commençons par analyser les résultats obtenus par la simulation numérique pour le cas d'un plan de coupe suivant YZ.





On observe en figure II.27 que l'on a effectivement la superposition de deux excitations, celle du mode TEM auquel est lié la composante E_X et celle du mode TEM auquel est lié la composante E_Z .

On notera que la différence d'allure de ces deux composantes est due au plan de coupe sous lesquelles elles sont considérées : le plan YZ coupe les deux septa orientés suivant X dans une section transversale, ce qui fait que nous observons l'évolution du module de la composante E_Z entre les deux conducteurs permettant de générer ce champ. Par contre le plan de coupe YZ est parallèle aux deux septa orientés suivant Y, ainsi on obtient une surface sur laquelle on ne visualise pas les conditions limites permettent de générer la composante E_X .

Enfin, on constate un phénomène de couplage entre les septa orientés suivant X et les septa orientés suivant Z à travers la composante de champ E_{Y} .

Nous souhaitons à présent savoir si nous avons conservé les caractéristiques d'homogénéités identifiées sur le volume d'essai cubique de 20 cm de côté lors de l'excitation d'une seule paire de septa. Nous reprenons donc les mêmes cartographies que précédemment, mais pour les composantes E_X et E_Z du champ E cette fois-ci.



Figure II.28Analyse des composantes de champ E_X et E_Z suivant le plan de coupe YZRésultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle des septa orientés suivant les axes X et Y

On constate en figure II.28 que d'après ces résultats de simulation numérique on trouve approximativement une surface de 20 cm de côté sur laquelle les modules des composantes E_X et E_Z sont tous les deux compris dans une fourchette de ± 1 dBV.m⁻¹. Le module du champ total au centre de la cellule est toujours 12 V.m⁻¹, par contre ici il est réparti entre les deux composantes suivant E_X et E_Z (de module 8.5 V.m⁻¹).

Enfin nous souhaitons savoir si le champ E est effectivement polarisé en diagonale suivant les axes X et Z de façon égale, ce qui était l'objectif de la simulation. Pour cela nous nous servons du ratio entre le module de la composante considérée et le module du champ total. On notera que pour une polarisation diagonale le ratio doit être égal à environ 0.7, comme nous l'illustrons sur le schéma de la figure II.29 :





Nous calculons la valeur de ce ratio point par point pour la surface de 40 cm de côté centré par rapport à la cellule TEM-3D pour les composantes E_X et E_Z (figure II.30). Nous reportons également le module du champ total afin de mieux apprécier l'évolution de chacun de ces ratios.



Figure II.30 Analyse des composantes de champ E_X et E_Z suivant le plan de coupe YZ Résultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle des septa orientés suivant les axes X et Y

On retrouve en figure II.30 une polarisation diagonale au centre de la cellule, le ratio étant égal à 0.7 pour les deux composantes E_X et E_Z . Par contre on constate que cette polarisation dévie légèrement lorsque l'on s'écarte de cette zone, en particulier lorsque l'on se rapproche des septa orientés suivant l'axe X : le champ E est alors majoritairement polarisé suivant l'axe Z. Mais si l'on se focalise sur la surface de 20 cm de côté centrée par rapport à la cellule, le ratio reste compris dans une fourchette de ±0.05.

Pour donner une idée de ce que représente une variation de 0.05 de ce ratio nous pouvons nous appuyer sur la représentation vectorielle du champ schématisée en figure II.29. Une polarisation exactement diagonale correspond à un angle de 45° entre la composante considérée et le champ total. Si la valeur du ratio passe à 0.75 cet angle entre composante et champ total vaut alors 49.5°, et si la valeur du ratio passe à 0.65 cet angle entre composante et champ total vaut alors 40.5°.

Au final on peut considérer d'après ces résultats de simulation numérique que sur le plan de coupe YZ, avec une alimentation différentielle suivant deux axes (même puissance injectée sur les deux axes) on observe une polarisation diagonale d'homogénéité satisfaisante sur la surface de 20 cm centrée par rapport à la cellule.



IV.2.b. Etude du champ E obtenu en simulation suivant le plan XZ

Figure II.31 Composantes du champ E suivant le plan de coupe XZ Résultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle des septa orientés suivant les axes X et Y

De même que pour le plan de coupe YZ, on constate sur le plan de coupe XZ que l'on a au centre de la cellule la superposition de deux excitations générant un champ E total majoritairement polarisé suivant deux composantes, E_X et E_Z . Par contre le plan XZ est perpendiculaire aux deux paires de septa alimentées, ce qui fait que l'on observe pour ces deux composantes de champ leur évolution par rapport aux deux armatures permettant de les générer.

Enfin on constate de nouveau des phénomènes de couplage entre septa, cette fois-ci entre les deux paires alimentées. Pour en étudier l'impact sur la distribution de champ au centre de



la cellule, nous traçons les graphiques décrivant l'évolution du module au centre de la cellule.

Figure II.32Analyse des composantes de champ E_X et E_Z suivant le plan de coupe XZRésultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle des septa orientés suivant les axes X et Y

Les résultats présentés en figure II.32 montre que les phénomènes de couplage ont un impact sur le volume présentant une homogénéité de module de champ E compris dans une fourchette de ± 1 dBV.m⁻¹. En effet si on identifiait au moins une surface de 20 cm de côté présentant cette uniformité lors de l'excitation d'une seule paire de septa (voir figure II.18 et II.19), ici elle est environ réduite à 18 cm à cause de la non-homogénéité de la composante E_Z .

Enfin, nous retrouvons les mêmes écarts qu'auparavant pour le ratio entre le module d'une composante et le module du champ total (non représentés pour le plan de coupe XZ).

IV.3. Conclusion sur la génération de champ en cellule TEM-3D

Les résultats de simulation numériques ont montré qu'il est possible de générer un champ E orienté suivant un des trois axes cartésiens avec une bonne homogénéité sur un volume cubique de côté légèrement supérieur à 20 cm centré par rapport à la cellule TEM-3D. En effet, en alimentant deux septa se faisant face on obtient un champ polarisé suivant une direction particulière (directement liée à la paire de septa excitée) qui présente une variation de module compris dans une fourchette de ± 1 dBV.m⁻¹.

Par contre, les résultats obtenus pour deux paires de septa alimentées en puissance amènent à une légère réduction de ce volume d'essai si l'on garde les mêmes critères d'homogénéité. Cependant nous précisons que nous avons choisi arbitrairement le critère de \pm 1 dBV.m⁻¹ : en augmentant la variation tolérée pour le module de champ E on augmente du même coup le volume exploitable.

Il serait donc nécessaire de procéder à quelques mesures de champ E en cellule TEM-3D pour des excitations suivant plusieurs septa afin de préciser le volume d'essai exploitable. Par contre, toutes ces simulations ont été réalisées pour une cellule TEM-3D à vide. L'introduction d'un équipement au sein de la cavité ayant pour conséquence de modifier la distribution de champ, dans le cadre d'une validation de la structure pour la conduite d'essais en immunité rayonnée il serait nécessaire de quantifier l'impact de cette insertion sur l'uniformité du volume d'essai.

S'est également posé la question de savoir jusqu'à quelle fréquence on vérifie de telles

caractéristiques pour le volume d'essai au sein de la cellule TEM-3D. Malheureusement il ne nous a pas été possible d'aller aussi loin que nous l'aurions souhaité à l'aide du logiciel de simulation numérique : la structure étant complexe, l'opération de maillage initiale n'arrive pas à terme dès lors que l'on dépasse les 170 MHz.

C'est pourquoi la fréquence maximale pour laquelle nous sommes en mesure de présenter des résultats issus de la simulation numérique est 170 MHz. Nous en présentons une partie en figures II.33 et II.34 :



Figure II.33 Composantes du champ E suivant le plan de coupe XZ Résultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle, fréquence de travail 170 MHz

Les résultats de la figure II.33 ne montrent pas beaucoup de différences avec ceux obtenus pour les fréquences de 75 et 125 MHz. En fait, on constate simplement que la composante de champ E_X présente un module plus élevé qu'auparavant. L'étude détaillée de la composante E_Z confirme cette conclusion :



Figure II.34 Analyse de la composante de champ E_Z suivant le plan de coupe XZ Résultats de simulation numérique pour une alimentation différentielle, fréquence de travail 170 MHz

On constate en figure II.34 que la zone d'homogénéité est sensiblement identique à celle identifiée lors de précédents tracés (figure II.18). Seuls changent le module de la composante E_Z (environ 13 V.m⁻¹ ici) et la polarisation du champ E total, qui dévie légèrement lorsque l'on s'approche des extrémités du carré d'observation.

En conclusion, la zone uniforme identifiée à travers les résultats de simulation numérique est confirmée du continu jusqu'à 170 MHz au moins.

V. Conclusion du chapitre II

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés aux caractéristiques du champ électromagnétique pouvant être généré en cellule TEM-3D, avec pour objectif d'obtenir un volume d'essai présentant une bonne uniformité sur la gamme de fréquence exploitable de cette structure (allant du continu jusqu'à 200 MHz environ).

L'obtention de caractéristiques intéressantes d'un point de vue uniformité requiert pour commencer de réduire au maximum les phénomènes de réflexion de puissance au niveau des extrémités des septa. Un travail avait déjà été effectué à ce sujet pour dimensionner le prototype de cellule TEM-3D, exploitant les formules tirées des théories de ligne triplaque ([TEM 3D - 1]).

Nous avons proposé dans ce chapitre de considérer le problème sous l'angle des théories de ligne microruban, ce qui nous a permis de retrouver des résultats proches de ceux déjà établis. Mais surtout nous avons pu mettre en évidence qu'au niveau des zones de transition entre partie centrale des septa et connecteurs normalisés 50 Ω , la géométrie imposée par les contraintes physiques fait qu'il est forcément nécessaire d'augmenter la permittivité du milieu pour parvenir à conserver une impédance caractéristique locale proche de 50 Ω . Nous avons mis en évidence ces conclusions lors d'une expérimentation sur un septum en espace libre.

Nous avons ensuite cherché à caractériser la distribution de champ électromagnétique au sein du volume d'essai malgré une légère désadaptation. Pour cela nous avons eu recours à la simulation numérique de la cellule TEM-3D à vide.

Les nombreuses cartographies et autres graphiques tirés de ces résultats de simulation numérique ont montré que nous parvenons à identifier un volume d'essai présentant une certaine uniformité pour le cas où nous alimentons deux septa se faisant face. En particulier si nous choisissons comme tolérance un champ E présentant un écart de module inférieur à ± 1 dBV.m⁻¹ par rapport à la valeur de champ au centre de la cellule, on dégage aisément un volume cubique de plus de 20 cm de côté.

Nous avons ensuite tiré profit de ces constatations pour proposer un type d'excitation de la cellule TEM-3D permettant de générer un champ de polarisation quelconque. Pour ce faire nous jouons sur la phase de l'alimentation d'une part, et sur les niveaux de puissance injectés d'autre part. Nous parvenons alors à contrôler la polarisation du champ E au centre de la cellule.

Nous avons ensuite vérifié la faisabilité de cette approche par la simulation numérique. Les résultats ont montré que nous obtenons bien un champ polarisé comme nous le souhaitions au centre de la cellule. Par contre des phénomènes de couplage entre septa entraînent une diminution du volume sur lequel on conserve le critère de tolérance en module $de \pm 1 \text{ dBV.m}^{-1}$. Il serait à présent nécessaire de procéder à quelques expérimentations pour déterminer dans quelle mesure ces résultats de simulation numérique décrivent correctement la réponse de la cellule TEM-3D à de telles excitations.

Ce travail a été effectué dans l'optique de connaître les caractéristiques de la cellule TEM-3D à vide. Cette connaissance est nécessaire pour effectuer des essais en immunité rayonnée d'une part, mais elle est également requise dans le cadre de l'interprétation des mesures d'émissions effectuées en cellule TEM. Nous allons discuter de cette problématique lors des troisième et quatrième chapitres de ce mémoire.
Références chapitre II

<u>Ouvrages</u>

- [1] Robert E. COLLIN, "Field theory of guided waves, 2nd Ed.", éditions IEEE, 1991.
- [2] F. GARDIOL, "Traité d'électricité volume XIII hyperfréquences", Presses polytechniques et Universitaires Romandes, 1996.

<u>TEM-3D</u>

- [TEM3D 1] V. DENIAU, "Recherche des caractéristiques optimales d'un nouveau moyen d'essais électromagnétiques appliqué aux tests d'équipements électroniques embarqués sur véhicules", Thèse soutenue à l'université de science et technologie de Lille, Juin 2003.
- [TEM3D 2] A. PICARD, "Etude d'une cellule TEM tridimensionnelle pour la mesure des champs électromagnétiques", rapport de stage de fin d'études, Juillet 2003.

Cellule TEM

[TEM - 1] John C. Tippet and D.C. Chang, "*Radiation characteristics of electrically small devices in a TEM Transmission Cell*", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-18, No 4, November 1976.

CHAPITRE III ANALYSE ET MODELISATION DE LA MESURE DE COUPLAGE ENTRE UNE BOUCLE DE COURANT ET UN SEPTUM DÉSADAPTÉ

I. Introduction

Après avoir étudié la question des essais en immunité au chapitre II, nous abordons à présent celle de la mesure d'émission en cellule TEM-3D. Etant donné que cette structure a été conçue pour être une extension du principe de mesure en cellule TEM, nous commençons par réexaminer les fondements théoriques de cette dernière.

C'est pourquoi nous débutons le chapitre par une synthèse du principe du développement mathématique fournissant une interprétation de la mesure effectuée en cellule TEM, laquelle fait appel à une représentation de l'équipement à caractériser sous forme de moments magnétique et électrique équivalents ([NORM-1], [TEM-1] à [TEM-3]). Cette approche, reposant sur une certaine homogénéité du champ électrique au sein de la cellule, part de la considération du rayonnement d'un élément de courant infinitésimal placé au sein de la cellule TEM. In fine on arrive à une formule proposant une interprétation des mesures en termes de champs rayonnés. Cependant quelques paramètres entraînent une certaine incertitude de la caractérisation effectuée, parmi lesquels on peut citer l'homogénéité du champ au sein de la cellule, l'impact des éventuels câbles de commandes et d'alimentation, ou encore la prise en compte des phénomènes de couplage champ proche ([GTEM-1]).

Nous avons constaté au chapitre II que nous pouvons dégager au sein de la cellule TEM-3D un volume d'essai au sein duquel l'homogénéité du champ électromagnétique est satisfaisante. C'est pourquoi à l'origine nous pensions transposer l'approche proposée en cellule TEM au cas de la cellule TEM-3D. Toutefois, même sans aborder la question de la représentativité d'un objet par un unique doublet de moments équivalents se pose la problématique de l'introduction des câbles de servitudes au sein de la cavité (qui doivent forcément passer à proximité des septa, comme on le verra au chapitre IV).

Nous aurions alors pu procéder à une comparaison des prédictions de l'approche relatée ci-dessus avec la mesure, afin de calibrer l'incertitude de mesure d'un tel moyen d'essai. Mais la question du couplage champ proche nous ayant beaucoup intéressé, nous avons choisi de proposer une lecture différente des essais d'émissions en cellule TEM-3D, et plus généralement de l'interprétation que l'on peut proposer quant à la nature des mesures de couplage effectuées entre un objet et une ligne de transmission où seul le mode TEM se propage.

En effet, les réponses proposées par l'approche de type antenne ne répondant pas à toutes les questions que nous nous posions à ce sujet nous avons choisi d'investiguer le transfert de puissance entre un septum en espace libre et un EST caractéristique, à savoir une boucle de courant. Nous repartons de lois statiques, que nous modélisons sous forme de circuits électrique puis que nous complétons progressivement pour décrire la mesure de couplage entre la boucle et un septum. Ces investigations sont réalisées et présentées dans ce chapitre étape par étape, partant du cas le plus simple possible pour ensuite progressivement intégrer les éléments jouant un rôle prépondérant dans le transfert de puissance. Notamment, une grande attention est portée sur les deux types de couplage que nous rencontrons, à savoir le couplage inductif et le couplage capacitif.

Enfin, nous verrons au cours de ce chapitre que l'impact du câble est très important. Nous constaterons à travers diverses expérimentations qu'il faut être très attentif à son impact sur les résultats de mesure. Au final, ce travail débouche sur une modélisation du transfert de puissance entre la boucle et un septum désadapté en espace libre présentant une très bonne concordance avec les résultats d'expérimentations.

II. Théorie usuelle des essais d'émission en cellule TEM

Il a été exposé auparavant que la mesure en cellule TEM-3D repose sur le même principe que celle effectuée en cellule TEM. Afin de discuter plus avant de la pertinence de la caractérisation effectuée à l'aide de ce moyen de mesure, les bases théoriques sont ici sommairement exposées (un exposé plus détaillé est donné en annexe).

Nous cherchons avant tout à rappeler la démarche qui permet d'aboutir aux formules proposées dans quelques articles pour interpréter la mesure d'émission effectuée en cellule TEM ([TEM-1], [TEM-2], [TEM3D-2]). Nous verrons alors en quoi ces hypothèses sont restrictives pour pouvoir prendre en compte l'ensemble des phénomènes influant sur le transfert de puissance entre l'EST et la cellule.

Dans la suite de ce chapitre les éléments vectoriels sont notés en **gras**. Les termes ε_0 et μ_0 font respectivement références à la permittivité et à la perméabilité du vide, c étant la célérité de la lumière dans le vide. Le nombre d'onde k_0 est égal à ω/c . Enfin, nous utiliserons la notation « ^ » pour désigner les vecteurs normés :

$$\begin{array}{ll} \mathbf{A} & \rightarrow & Vecteur \ de \ norme \ A \\ \hat{\mathbf{A}} = \frac{\mathbf{A}}{\|\mathbf{A}\|} & \rightarrow & Vecteur \ unitaire \ orient \acute{e} \ suivant \ le \ vecteur \ \mathbf{A} \end{array}$$

II.1. Développement multipolaire

Le développement multipolaire est une série utilisée pour décrire les effets produits par un système dont l'influence décroît avec l'éloignement. De fait, les premiers termes de ce développement sont les seuls pris en compte lorsque le point d'observation est assez distant.

D'un point de vue géométrique, on part du système suivant :





On s'intéresse à la norme du vecteur $\mathbf{r} - \mathbf{r}'$, que l'on écrit comme suit :

$$\|\mathbf{r} - \mathbf{r'}\| = \sqrt{r^2 + {r'}^2 - 2\mathbf{r.r'}} = r \left(1 - 2\frac{\mathbf{r.r'}}{r^2} + \left(\frac{r'}{r}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}$$
 (Eq. III. 1)

L'hypothèse d'un point d'observation éloigné implique que le rapport r'/r est petit devant 1, ce qui permet de développer l'équation III.1 par une série de Taylor dont la forme canonique est donnée par l'équation III.2 ([3]) :

$$(1+x)^{\alpha} = \sum_{n=0}^{\infty} {\alpha \choose n} x^n = 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha(\alpha-1)\dots(\alpha-n+1)}{n!} x^n$$
(Eq. III. 2)

Cette série est valable pour des puissances α négatives, à condition que x soit inférieur à 1 en valeur absolue. En l'appliquant à l'équation III.1 on obtient alors un développement très fréquemment utilisé en antennes :

$$\frac{1}{\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_{i}\|} = \frac{1}{r} \left[1 + \frac{\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}_{i}}{r^{2}} - \frac{r_{i}^{2}}{2r^{2}} + \frac{3}{8} \left(\frac{2\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}_{i}}{r^{2}} \right)^{2} + \dots \right]$$
(Eq. III. 3)

Pour la théorie présentée ici nous nous intéressons en particulier à une des sources du champ électromagnétique, à savoir les courants : considérons une densité de courant J répartie sur un volume V', dont les points sont repérés par un vecteur que l'on nommera r'. Le potentiel vecteur associé à cette source en un point d'observation repéré par le vecteur r est exprimé par l'équation III.4 (le terme de dépendance temporelle $exp(j\omega t)$ est sous-entendu) :

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_{v} \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{\exp(-jk_0 \|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\|)}{\|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\|} dv' \qquad (\text{Eq. III. 4})$$

Toujours dans l'hypothèse d'un point d'observation éloigné par rapport à la source, on développe la distance $||\mathbf{r} - \mathbf{r'}||$ à l'aide de la série de Taylor décrite par l'équation III.3. Dans le cadre de l'étude en champ lointain n'est conservé que le premier terme de la série au dénominateur, par contre pour l'exponentielle on garde les deux premiers. Ceci nous amène à l'équation III.5 :

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) \approx \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\exp(-jk_0 r)}{r} \iiint_{V} \mathbf{J}(\mathbf{r'}) \exp(jk_0 \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r'}) dv' \qquad (\text{Eq. III. 5})$$

On suppose ensuite que la densité de courant est répartie sur un volume V' très petit, traduit par l'hypothèse $k_0r' \ll 1$. L'exponentielle de l'intégrale sur V' est alors remplacée par son développement limité, afin de faire apparaître des termes caractéristiques ([TEM-1]) :

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) \approx \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\exp(-jk_0 r)}{r} \iiint_{V'} \left\{ \mathbf{J}(\mathbf{r'}) + \frac{1}{2} jk_0 \left[(\mathbf{r'} \wedge \mathbf{J}(\mathbf{r'})) \wedge \hat{\mathbf{r}} \right] \right\} dv' \qquad (\text{Eq. III. 6})$$

On notera que, encore une fois, les termes d'ordre supérieur sont ignorés. On définit alors deux grandeurs importantes pour la suite :

Le moment électrique :
$$\mathbf{P} = \iiint_{v'} \mathbf{J}(\mathbf{r'}) dv'$$
 (Eq. III. 7)

$$\mathbf{M} = \frac{1}{2} \iiint_{V'} [\mathbf{r'} \wedge \mathbf{J}(\mathbf{r'})] dv'$$
 (Eq. III. 8)

Le moment magnétique : M =

Ces définitions sont insérées dans l'équation III.6. On obtient ainsi une écriture simplifiée du développement multipolaire du potentiel vecteur résultant d'une distribution de courant :

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) \approx \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\exp(-jk_0 r)}{r} \left[\mathbf{P} - jk_0 \hat{\mathbf{r}} \wedge \mathbf{M} \right]$$
(Eq. III. 9)

A partir de cette formulation du potentiel vecteur, on montre que la puissance totale

rayonnée en champ lointain est égale à ([TEM-1]) :

$$P_{TOTALE RAYONNEE} = 10 k_0^2 \left(\|\mathbf{P}\|^2 + k_0^2 \|\mathbf{M}\|^2 \right)$$
 (Eq. III. 10)

Les articles s'attachant à donner un sens physique à la mesure d'émission en cellule TEM s'appuient sur la détermination d'une telle puissance rayonnée ([TEM-1], [TEM-2]). Sous couvert de plusieurs hypothèses s'ajoutant à celles déjà effectuées pour établir l'équation III.9, on arrive à des expressions de puissance aux accès de la cellule TEM permettant de déterminer la valeur de la somme { $||\mathbf{P}||^2 + k_0^2 ||\mathbf{M}||^2$ }. Ci-après nous donnons les grandes étapes du raisonnement permettant d'isoler théoriquement cette somme.

II.2. Rayonnement d'un élément de courant dans un guide d'onde

Le raisonnement que nous exposons ici a pour objectif de déterminer quel est le lien entre le champ rayonné émanant d'un élément de courant infinitésimal placé au sein d'un guide d'onde et la puissance transportée par les modes de ce guide d'onde suite à cette excitation. Pour ce faire est appliqué le théorème de réciprocité de Lorentz.

Sans donner le détail des équations (voir [1] et annexe), retenons que pour une distribution de courant infinitésimale J l'excitation des modes de propagation du guide d'onde (notés E_n^{\pm} et H_n^{\pm}) est exprimée à l'aide des coefficients a_n et b_n :

$$2 a_n = -\iiint_V \mathbf{J}(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{E}_n^{-}(\mathbf{r}') dV \qquad (\text{Eq. III. 11})$$

$$2 b_n = -\iiint_V \mathbf{J}(\mathbf{r'}) \cdot \mathbf{E}_n^+(\mathbf{r'}) dV \qquad (\text{Eq. III. 12})$$

Ici, le guide d'onde n'est autre que la cellule TEM, qui est utilisée à des fréquences ou seul le mode TEM se propage. Les modes de propagation se réduisent donc au seul mode fondamental, dont les champs normalisés sont donnés en équation III.13 :

$$\mathbf{E}_{0}^{\pm} = \exp(\mp jk_{0}z) \begin{vmatrix} \pm e_{0x} \\ \pm e_{0y} \\ 0 \end{vmatrix} et \quad \mathbf{H}_{0}^{\pm} = \frac{\exp(\mp jk_{0}z)}{\eta_{0}} \begin{vmatrix} \mp e_{0y} \\ \pm e_{0x} \\ 0 \end{vmatrix}$$
(Eq. III. 13)

Avec η_0 l'impédance du vide, et $\mathbf{e}_{0\mathbf{X}}$ et $\mathbf{e}_{0\mathbf{Y}}$ les composantes du champ électrique transverse normalisé par rapport à la puissance transportée par le mode, tel que décrit par l'équation III.14 (S étant une section transversale du guide d'ondes) :

$$\iint_{S} (\mathbf{e}_{0} \wedge \mathbf{h}_{0}) \cdot \hat{\mathbf{z}} \, dS = 1$$
 (Eq. III. 14)

On notera que ces expressions sont développées pour un cas bien précis, à savoir un élément de courant infinitésimal. Il est expressément précisé dans [1] que tout système permettant de générer un courant doit être pris en compte. Dans un cas concret, on peut penser aux câbles d'alimentation. Cette problématique n'étant pas facile à intégrer dans une procédure d'essais CEM, on suppose couramment que ce paramètre peut être négligé à condition d'orienter correctement ces câbles. Nous constaterons à travers les résultats des expérimentations réalisées qu'il est difficile de s'affranchir de leur influence.

Appliquant ces hypothèses au mode TEM et toujours pour une distribution de courant infinitésimale (r'« 1), nous supposons que le champ électrique est uniforme au niveau du volume d'essai. On peut alors le développer sous forme de série de Mac-Laurin au voisinage de 0 dont on ne garde que les premiers termes :

$$\mathbf{E}_{0}^{\pm}(\mathbf{r}') \approx \mathbf{E}_{0}^{\pm}(\mathbf{0}) + \mathbf{r}' \cdot \nabla \mathbf{E}_{0}^{\pm}(\mathbf{0})$$
 (Eq. III. 15)

En combinant cette expression du champ E aux relations III.11 et III.12, on met en évidence les moments électriques et magnétiques :

$$\begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} \approx -\frac{1}{2} \left\{ \mathbf{E}_0^{\mp}(\mathbf{0}) \cdot \mathbf{P} - jk_0 \eta_0 \mathbf{H}_0^{\mp}(\mathbf{0}) \cdot \mathbf{M} \right\}$$
 (Eq. III. 16)

On aligne alors le référentiel de telle sorte que le champ électrique normalisé E_0 n'aie qu'une seule composante non nulle au niveau du volume de test, ici e_{0Y} . La relation III.13 permet d'aboutir à la relation à la base d'une interprétation des mesures en cellule TEM ([TEM-1], [TEM-2]) :

$$\begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} = -\frac{1}{2} \left[\mathbf{P} \mp j k_0 \mathbf{M} \wedge \hat{\mathbf{z}} \right] \cdot \mathbf{e}_{0Y}$$
 (Eq. III. 17)

Cette expression tend à montrer que la puissance collectée aux accès de la cellule fait intervenir une combinaison des composantes des moments équivalents électriques et magnétiques. On notera qu'en admettant la validité de ces formules, il est possible de complètement déterminer les composantes de ces moments ([TEM-3], [TEM 3D - 6]).

On notera également que le champ électrique normalisé e_{0Y} ne s'exprime pas en V.m⁻¹ mais en $\sqrt{\Omega}$.m⁻¹. En effet, le résultat de l'intégrale pour l'équation III.14 n'est pas une puissance mais un nombre sans dimension (voir détail en annexe). En résolvant l'équation aux dimensions, on vérifie alors que a_0 et b_0 sont des ondes de puissance exprimées en \sqrt{W} .

II.3. Application à la mesure d'émission en cellule TEM

Considérons à présent un EST quelconque dont les moments électriques et magnétiques équivalents sont notés :

$$\mathbf{P} = P_X \exp(j\varphi_{PX})\vec{u}_X + P_Y \exp(j\varphi_{PY})\vec{u}_Y + P_Z \exp(j\varphi_{PZ})\vec{u}_Z$$
(Eq. III. 18)

$$\mathbf{M} = M_X \exp(j\varphi_{MX})\vec{u}_X + M_Y \exp(j\varphi_{MY})\vec{u}_Y + M_Z \exp(j\varphi_{MZ})\vec{u}_Z \qquad (\text{Eq. III. 19})$$

En cellule TEM, l'équipement est placé suivant une orientation donnée. En faisant concorder les référentiels de l'EST et de la cellule, on applique la formule III.17. Celle-ci aboutit à une interprétation des mesures de puissances P_a et P_b effectuées aux accès de la cellule :

$$P_{a} = \frac{e_{0Y}^{2}}{4} \left[P_{Y}^{2} + k_{0}^{2} M_{X}^{2} - 2k_{0} P_{Y} M_{X} \cos(\varphi_{PY} - \varphi_{MX}) \right]$$
(Eq. III. 20)

$$P_{b} = \frac{e_{0Y}^{2}}{4} \left[P_{Y}^{2} + k_{0}^{2} M_{X}^{2} + 2k_{0} P_{Y} M_{X} \cos(\varphi_{PY} - \varphi_{MX}) \right]$$
(Eq. III. 21)

Ainsi, à partir de l'équation III.17 la somme des puissances relevées aux deux accès de la cellule TEM amènerait à la détermination de la somme des modules de deux composantes de moments élevées au carré :

$$P_a + P_b = \frac{e_{0Y}^2}{2} \left[P_Y^2 + k_0^2 M_X^2 \right]$$
 (Eq. III. 22)

C'est pourquoi en plaçant l'EST suivant deux autres positions orthogonales (figure I.19) et en effectuant les mêmes relevés, la somme de toutes les puissances mesurées aboutirait à :

$$P_{TOTAL} = \frac{e_{OY}^{2}}{2} \left[P_{X}^{2} + P_{Y}^{2} + P_{Z}^{2} + k_{0}^{2} \left(M_{X}^{2} + M_{Y}^{2} + M_{Z}^{2} \right) \right]$$

$$= \frac{e_{OY}^{2}}{2} \left[\| \mathbf{P} \|^{2} + k_{0}^{2} \| \mathbf{M} \|^{2} \right]$$
 (Eq. III. 23)

Connaissant le module de champ électrique normalisé e_{0Y} , on constate que l'on obtient ainsi tous les termes nécessaires au calcul de la puissance totale rayonnée par un doublet de moments électriques et magnétiques, tel que décrit par l'équation III.10.

Le champ normalisé e_{0Y} est déterminé pour une cellule vide de tout objet, et peut être évalué de deux manières. La première, expérimentale, consiste à mesurer le module du champ électrique E_{MESURE} à l'aide d'une sonde de champ au niveau du volume de test. On détermine alors le champ normalisé en divisant cette grandeur par la racine de la puissance injectée ([TEM 3D - 2]) :

$$\| \mathbf{e}_{\mathbf{0Y}} \| = \frac{E_{MESURE}}{\sqrt{P_{INJECTEE}}} \left[\sqrt{\Omega} \cdot m^{-1} \right]$$
 (Eq. III. 24)

Une seconde manière de procéder est de supposer que le champ électrique est uniforme entre les deux conducteurs, hypothèse justifiée dans le sens où l'on est en présence d'un couplage capacitif entre les conducteurs de la ligne de transmission ([TEM - 3]). On a alors une relation directe entre le champ normalisé, l'impédance caractéristique de la ligne et l'espacement *d* entre les deux conducteurs composant cette ligne :

$$\| \mathbf{e}_{0\mathbf{Y}} \| = \frac{\sqrt{P_{INJECTEE}} \times \operatorname{Re}(Z_C)}{\sqrt{P_{INJECTEE}}} = \frac{\sqrt{\operatorname{Re}(Z_C)}}{d} \left[\sqrt{\Omega} \cdot m^{-1} \right]$$
(Eq. III. 25)

C'est sur ces bases théoriques qu'ont été conçues les procédures d'essai CEM en cellule TEM, faisant l'objet d'une norme ([NORM-1]).

II.4. Analyse des hypothèses théoriques

Comme nous avons pu le voir ci-avant, les bases théoriques de la cellule TEM reposent sur un certain nombre d'hypothèses, lesquelles permettent de justifier les divers développements en série des expressions de potentiel vecteur.

Une première supposition est l'uniformité du champ électrique au sein du volume d'essai. Cette condition, requise pour la plupart des moyens de caractérisation CEM, est nécessaire à double titre : d'un point de vue mesure, on s'assure ainsi d'une certaine reproductibilité des essais. D'un point de vue mathématique, cette condition valide le développement sous forme de série de Mac-Laurin du champ électrique au niveau du volume d'essai (équation III.15).

On a montré par la simulation numérique que cette condition est effectivement respectée, mais pour une cellule TEM et TEM-3D vide : la tâche s'avère plus délicate lorsque l'on considère une entité conductrice insérée au sein de la cavité. Des limites pour les dimensions de l'EST ont été définies suite à des investigations expérimentales, théoriques et numériques ([TEM-3], [TEM-5] à [TEM-7]). Pour conserver une distorsion de champ électromagnétique inférieure à ± 1 dB par rapport au cas d'une cellule vide, la taille de la diagonale maximale de l'équipement ne doit pas excéder le tiers de la distance séparant le septum des parois de la cavité.

Les démonstrations mathématiques amenant l'interprétation des mesures effectuées en cellule TEM reposent également sur un certain nombre de développements en série (notamment les équations III.5 et III.6). Ces développements partent des hypothèses r'« r et k_0r '« 1, r représentant la distance entre la source et le point d'observation.

Cependant cette approche se limite à la considération des seuls champs rayonnés se couplant au seul mode se propageant pour les fréquences considérées, à savoir le mode TEM. Du coup les phénomènes de couplage champ proche pouvant apparaître entre l'objet sous test et la cellule TEM ne sont pas pris en compte : ce développement propose de ne considérer que les premiers termes des développements limités, correspondants au champ lointain.

On notera également que des modes d'ordre supérieur peuvent être excités par la source, toutefois comme les fréquences sont trop basses pour qu'ils se propagent jusqu'aux extrémités de la cellule TEM, ils n'ont pas d'influence sur les mesures de puissance effectuées aux accès de la cellule.

II.5. Conclusion

Nous avons présenté les fondements de la démarche amenant à une interprétation des mesures d'émission effectuées en cellule TEM où la mesure est considérée comme la résultante du champ rayonné couplé au mode fondamental se propageant au sein de la ligne de transmission. Cette approche intègre des restrictions concernant la taille de l'équipement source, permettant par la suite d'effectuer des développements en séries des expressions de potentiel vecteur et de champ. Les puissances relevées aux accès sont alors identifiées comme étant fonction des moments électrique et magnétique équivalents de la source, affectés du facteur e_0 correspondant au champ électrique normalisé en puissance au sein du volume d'essai de la cellule.

Mais cette démarche ne prend pas en compte des phénomènes de couplage en champ proche. Cette problématique a notamment été soulevée dans un article traitant de la cellule TEM ([TEM -8]), mettant en évidence l'impact de la cavité métallique sur la résistance de rayonnement d'un dipôle. Un facteur correctif est introduit pour prendre en compte ce paramètre, lequel est dépendant de la taille de la cellule utilisée.

Une autre question régulièrement soulevée par les articles traitant de la mesure en cellule TEM est la question de la représentativité de l'objet sous test à l'aide de moments électriques et magnétiques équivalents. Notamment, il peut être nécessaire de considérer non seulement les moments dipolaires mais aussi les moments quadripolaires afin d'améliorer la corrélation entre mesure et puissance totale rayonnée ([TEM-9]). De même, l'impact des câbles de servitudes sur la mesure peut être déterminant, tout comme la distorsion de la distribution de champ au sein du volume d'essai suite à l'insertion de l'objet sous test.

L'ensemble de ces considérations font de la cellule TEM une structure d'essai que l'on peut qualifier de « relative » : en effet, suivant les caractéristiques de l'objet sous test (représentativité sous forme de moments équivalents, taille) et les besoins en servitudes, la mesure peut varier entre deux cellules de taille différente. Il conviendra donc de comparer des résultats obtenus pour des cellules de même taille et où les besoins en servitude sont acheminés de manière similaire (longueur de câble avant reprise de masse, orientation de l'objet, etc.).

Mais il n'en reste pas moins que la cellule TEM fournit une information chiffrée et reproductible quant à l'émission d'un équipement à des fréquences très basses. Il convient juste de prendre garde quant à l'interprétation possible des mesures effectuées : nous avons entre autres affaire à des phénomènes de couplages en champ proche de types inductifs et capacitifs, lesquels sont au moins en partie responsables du transfert de puissance entre l'EST et les accès de la cellule.

Dans le cadre du travail de thèse sur la cellule TEM-3D, une grande part des investigations effectuées ont consisté à expliciter puis à mettre en équation ces phénomènes de couplage champ proche. Pour ce faire, l'approche faisant usage du champ électrique normalisé a été mise de côté : son emploi est trop fortement lié à la notion de facteur d'antenne, que nous ne souhaitions pas utiliser. Au contraire, nous avons cherché à exprimer le transfert de puissance à l'aide d'expressions de mutuelles et de capacités.

Pour mettre en évidence ces phénomènes, nous avons dans un premier temps simplifié au maximum la problématique : la source est une boucle de courant, le septum est extrait de sa cavité métallique pour être disposé sur un plan de masse, et enfin ce septum est réduit à un fil. Nous allons à présent voir que cette démarche a permis de mettre en évidence ces phénomènes de couplage en champ proche d'une part, et de les exprimer sous formes de modèles circuits équivalents d'autre part.

III. Couplage {septum désadapté - boucle} en espace libre

Dans le cadre de l'étude du couplage entre un EST et un septum au sein de la cellule TEM-3D, nous souhaitons exprimer autrement les paramètres de ce transfert de puissance. C'est pourquoi nous avons cherché dans un premier temps à définir une expérimentation simplifiant au maximum les paramètres influant sur le transfert de puissance entre le septum et la source. Les considérations ayant conduit à la configuration finale sont les suivantes :

Les caractéristiques de la source constituent un premier élément bloquant. En effet, il n'est pas envisageable d'étudier la réaction d'un septum à une excitation donnée si celle-ci n'est pas bien connue. C'est pourquoi nous avons choisi d'étudier des cas relativement simple, à savoir des boucles de courant carrées de 10 cm et 4 cm de côté (figure III.2).



Figure III.2 Boucles carrées 10 cm et 4 cm

- Un autre paramètre ayant un fort impact sur la mesure est la présence de la cavité métallique englobant le système couplé. Dans un premier temps le septum est donc extrait de cette cavité et est disposé sur un plan de masse.
- Enfin, la topologie du septum adapté à 50 Ω étant complexe, son intégration dans un modèle analytique est difficile. Pour en simplifier la prise en compte, celui-ci est réduit à un simple fil tendu à 10 cm au dessus du plan de masse. Une telle modification a pour conséquence de fortement désadapter la ligne de transmission, cependant nous verrons que cela n'est pas un obstacle pour modéliser le transfert de puissance.

La prise en compte de ces considérations a fait l'objet d'une expérimentation montée à l'IRSEEM, photographiée et détaillée en figure III.3. Le fil, que l'on appellera septum désadapté par la suite, est tendu à 10 cm de hauteur sur une longueur de 1m. La terminaison de la ligne de transmission ainsi réalisée est effectuée à l'aide de descentes au bout desquelles on implémente des connecteurs SMA. Ces connecteurs servent à accueillir soit une charge, soit un câble de mesure.

Comme on le devine à l'observation de la figure III.3, c'est à travers la mesure des paramètres S relevés à l'analyseur de réseau que ce couplage est étudié. Les plans de calibrage de l'analyseur sont pris au plus proches des éléments couplés : à « l'entrée » de la boucle pour un des câbles de mesure, et au niveau du connecteur SMA du septum désadapté pour l'autre. Nous sommes ainsi en mesure de n'observer que le couplage entre la boucle et le septum, sans se préoccuper des câbles de servitude. Toutefois nous verrons que, même avec un calibrage effectué au plus proche du système couplé, ces câbles ont un fort impact sur la

mesure par des phénomènes de résonance se situant dans la plage de fréquences que nous souhaitons observer. Cette problématique est longuement abordée par la suite, puisque même l'emploi de ferrites n'a pas permis d'écarter complètement leur influence.



Figure III.3 Configuration de mesure de couplage entre une boucle et un septum désadapté

Pour en revenir à la mesure, lors de celle-ci un des ports de l'analyseur est relié à la boucle tandis que l'autre est connecté à un des accès du septum désadapté. Quant à l'autre accès du septum, on place sur celui-ci une charge dont l'impédance n'est pas nécessairement 50 Ω : nous verrons quel est l'intérêt d'une telle configuration à la fin de ce chapitre.

Mais pour l'instant, nous nous intéressons à cette expérimentation à basse fréquence uniquement, pour modéliser sous forme d'un circuit électrique équivalent les couplages inductif et inductif.

III.1. Etude théorique du couplage inductif

Nous présentons ci-après la construction du modèle analytique détaillant la mutuelle de couplage entre la boucle et le septum désadapté, pour ensuite le comparer aux résultats de mesures obtenus par l'expérimentation décrite en figure III.3.

III.1.a. Calcul théorique de la mutuelle de couplage

Par essence, l'interaction magnétique existant entre deux circuits est liée au flux généré par l'un et traversant l'autre. Considérant le cas général décrit par la figure III.4, le flux généré par le courant I_1 circulant dans le circuit C_1 engendre une force électromotrice dans le circuit C_2 . Cette *fem* est indépendante d'un éventuel courant I_2 circulant déjà dans C_2 .



Figure III.4 Champ magnétique généré par une boucle de courant – notations du cas général

On exprime le flux de champ magnétique Φ_{21} traversant S_2 dû au champ **B**₁ par l'équation III.26 :

$$\Phi_{21} = \int_{S_2} \mathbf{B}_1(\mathbf{r}_2) \cdot \mathbf{dS}_2 = \oint_{C_2} \mathbf{A}_1(\mathbf{r}_2) \cdot \mathbf{dr}_2$$
(Eq. III. 26)

En supposant les courants constants, le potentiel vecteur A1 s'écrit :

$$\mathbf{A}_{1}(\mathbf{r}_{2}) = \frac{\mu_{0}}{4\pi} I_{1} \oint_{C_{1}} \frac{\mathbf{d}\mathbf{r}_{1}}{\|\mathbf{r}_{2} - \mathbf{r}_{1}\|}$$
(Eq. III. 27)

On exprime alors le flux du champ B_1 à travers la surface S_2 s'appuyant sur le contour fermé C_2 :

$$\Phi_{21} = \frac{\mu_0}{4\pi} I_1 \oint_{C_2} \oint_{C_1} \frac{\mathbf{d}\mathbf{r}_1 \cdot \mathbf{d}\mathbf{r}_2}{\left\|\mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1\right\|}$$
(Eq. III. 28)

On observe ainsi que pour le cas d'un courant constant, le flux est proportionnel à ce courant. On définit alors la mutuelle de couplage L_{21} par la formule dite de Neumann :

$$L_{21} = \frac{\Phi_{21}}{I_1} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_2} \oint_{C_1} \frac{\mathbf{d}\mathbf{r}_1 \cdot \mathbf{d}\mathbf{r}_2}{\left\|\mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1\right\|}$$
(Eq. III. 29)

Cette expression donne l'expression de l'inductance mutuelle entre deux circuits. On peut montrer que $L_{12} = L_{21}$, c'est pourquoi on la note aussi M, indépendamment du rôle respectif des circuits (émetteur ou récepteur). Ce coefficient ne dépend que de la géométrie et de la disposition relative des deux circuits.

Cette expression n'est valable que dans le cadre de circuits filiformes, c'est-à-dire de dimensions transversales dont l'influence est négligeable. En d'autres termes, on ne prend pas en compte la répartition des courants au sein des fils réalisant chaque contour.

Nous cherchons à exploiter cette formulation de la mutuelle de couplage pour exprimer le transfert de puissance entre la boucle parcourue par un courant et le septum désadapté. Dans un premier temps, nous étudions l'impact des différents paramètres de distance et d'angle pour investiguer les caractéristiques de ce couplage. Pour cela, nous écrivons un modèle analytique conforme à l'équation III.29, dont les résultats servent de base à cette étude.

III.1.b. Principe de simulation analytique du couplage inductif

Les paramètres de l'expérimentation (figure III.3) sont annotés comme suit :



Figure III.5 Annotation de l'expérimentation de couplage entre la boucle et le septum désadapté

Comme représenté en figure III.5, on aligne le référentiel par rapport à la direction de propagation du septum désadapté. L'origine est placée à l'extrémité inférieure gauche du

contour fermé que représente ce dernier. Le centre de la boucle est alors repéré par les coordonnées X_b , Y_b et Z_b . Enfin, l'angle que forme le plan de la boucle par rapport au plan du septum désadapté est noté α .

L'expression III.29 est utilisée pour déterminer la mutuelle correspondant à cette topologie, en discrétisant la structure pour effectuer le calcul sous forme matricielle. La traduction sous forme matricielle de l'intégrale double donnée en équation III.29 permet de maîtriser la qualité du modèle analytique : en jouant sur le pas de discrétisation nous optimisons le rapport entre temps de calcul et précision. La figure III.6 présente l'évolution du résultat pour différents pas et différentes hauteurs de boucle Z_b :



Figure III.6 Influence de la discrétisation des boucles de courant sur le calcul de la mutuelle de couplage

On observe en figure III.6 que le pas de discrétisation doit être d'autant plus petit que l'écart relatif entre les deux boucles est faible. Etant donné que pour toutes les hauteurs de boucle Z_b choisies, un pas de discrétisation de 1 cm est largement suffisant, nous conservons cette valeur pour la suite des résultats présentés ci-après.

On remarquera également que le sens du courant pour chacun des deux contours fermé est fixé arbitrairement au préalable. Par conséquent, pour des orientations particulières de boucle la résolution de l'équation III.29 peut amener à des valeurs de mutuelle négatives, ce qui est contraire au sens physique. Nous avons pourtant choisi de conserver de telles valeurs, afin de mieux visualiser la phénoménologie du couplage inductif entre deux contours fermés. Lorsque dans la suite du manuscrit on obtient des valeurs de mutuelle négatives, ceci signifie donc que l'orientation choisie initialement pour le courant sur le contour « récepteur » est à l'opposée du sens du courant généré sur ce contour par le phénomène d'induction.

Les coordonnées X_b , Y_b et Z_b du centre de la boucle ainsi que l'angle formé par le plan de la boucle par rapport au plan du septum désadapté sont implémentés de telle sorte que nous pouvons étudier séparément l'impact de ces différents paramètres sur le résultat du couplage inductif. Nous présentons d'abord l'investigation analytique du comportement de cette mutuelle pour différentes positions de la boucle, avant de s'intéresser à l'angle α .

III.1.c. Impact des paramètres de la boucle sur la mutuelle de couplage

Pour cette étude la boucle est placée de manière à maximiser la mutuelle, c'est-à-dire que l'angle α vaut 0 ou π . Nous appliquons alors l'équation III.29, et traçons des graphiques permettant de visualiser l'évolution théorique de cette mutuelle en fonction de divers paramètres. Les observations sont effectuées pour la variation de deux coordonnées, la troisième étant constante.



Figure III.7 Impact de la variation des coordonnées X_b et Z_b sur la mutuelle de couplage

La première investigation porte sur l'impact de l'altitude de la boucle par rapport au plan de masse (déplacement suivant Z) et de sa position le long de l'axe de propagation du septum désadapté (déplacement suivant X). On observe en figure III.7 l'évolution de la mutuelle en fonction des coordonnées du centre de la boucle source, X_b et Z_b . Ces courbes nous permettent de décrire les caractéristiques du couplage inductif suivant ces deux axes :

- Suivant l'axe Z, la valeur de la mutuelle est d'autant plus faible que l'espacement entre les deux contours fermés est grand. On retrouve dans cette constatation le fait que la mutuelle est inversement proportionnelle au carré de la distance.
- Toujours suivant l'axe Z, lorsque l'espacement des deux contours fermés est très faible on observe une forte augmentation de la valeur de mutuelle obtenue par l'équation III.29. En théorie, lorsque les deux contours fermés sont trop proches l'un de l'autre cette équation n'est plus valide : le dénominateur de l'intégrale tend alors vers zéro, amenant à une mutuelle infinie. Dans ce cas limite on ne peut plus négliger les dimensions transversales des fils, et il faut tenir compte de la densité de courant. On notera que nous ne rencontrons pas ce cas de figure dans les expérimentations présentées dans ce mémoire de thèse.
- Enfin suivant l'axe X, on observe deux cas : si la boucle source est située au-dessus du septum désadapté (approximativement 0.2 m < X_b < 0.8 m), la mutuelle n'est que peu dépendante de cette coordonnée. Par contre dès que l'on considère une boucle placée à l'extérieur de cet intervalle, la mutuelle chute rapidement.</p>

On tire de ces constatations que le couplage inductif entre la boucle et le septum désadapté est fortement dépendant de l'altitude Z_b : plus l'on approche la boucle et plus la mutuelle est importante, et inversement. Par contre la coordonnée X_b n'a que peu d'influence sur ce couplage si l'on s'en tient à une boucle placée au-dessus du septum désadapté.



Figure III.8 Impact de la variation des coordonnées X_b et Y_b sur la mutuelle de couplage

Nous complétons à présent les observations précédentes avec l'étude de l'impact de la

coordonnée Y_b . Nous couplons l'observation de cette variation avec celle de X_b en figure III.8. Comme nous l'avons déjà constaté auparavant, la mutuelle est peu sensible à la coordonnée X_b de la boucle source tant que celle-ci reste approximativement comprise dans l'intervalle [0.2 m; 0.8 m]. Par contre, on observe que la position « transversale » de la boucle a un fort impact sur le couplage entre les deux boucles : si l'on écarte la boucle source du septum désadapté suivant l'axe Y, la mutuelle chute immédiatement.

On constate également que lorsque l'on écarte latéralement la boucle du septum désadapté, la mutuelle diminue jusqu'à s'annuler puis changer de signe. Ceci reflète l'orientation du champ magnétique traversant le contour fermé : en se plaçant dans le cas où le septum est pris comme émetteur, il est des positions de boucle pour lesquelles la mutuelle est positive et d'autres pour lesquelles elle est négative. Le passage d'un signe à l'autre correspond au cas précis où le plan de la boucle est tangent aux lignes de champ magnétique, comme cela est illustré par la figure III.9 :



Figure III.9 Annulation et inversement de signe de la mutuelle pour différentes positions de la boucle

A travers les résultats obtenus grâce au modèle analytique, on constate que les paramètres de position ayant le plus d'impact sur la mutuelle sont l'altitude Z_b de la boucle et son positionnement latéral Y_b . En confrontant l'influence de ces deux paramètres sur un même graphique, on constate que ce couplage est relativement sélectif en ce qui concerne la position de la boucle (figure III.10).



Figure III.10 Impact de la variation des coordonnées Y_b et Z_b sur la mutuelle de couplage

Un autre paramètre ayant un impact important sur le couplage est l'angle α formé entre le plan de la boucle et du septum désadapté. Nous représentons ci-après la mutuelle pour plusieurs orientations et plusieurs hauteurs de boucle :



Figure III.11 Impact de la variation de l'angle α et de Z_b sur la mutuelle de couplage

On observe en figure III.11 l'influence de l'orientation de la boucle sur la valeur de la mutuelle. On identifie principalement deux cas de figures :

- Pour des plans parallèles l'un par rapport à l'autre ($\alpha = 0[\pi]$) la mutuelle atteint en valeur absolue un maxima, le signe étant lié au sens de parcours du courant. Par la suite, nous désignerons cet état par **couplage inductif maximal**. Cette configuration sera annotée **Cmax** sur les graphiques de résultats.
- Pour des plans perpendiculaires l'un par rapport à l'autre ($\alpha = \pi/2 \ [\pi]$) la mutuelle s'annule : le champ magnétique généré par l'un des contours ne traverse pas la surface plane s'appuyant sur l'autre contour. Par la suite, nous désignerons cet état par **couplage inductif minimal**. Cette configuration sera annoté **Cmin** sur les graphiques de résultats.

Entre ces deux situations, la mutuelle évolue rapidement d'une valeur à l'autre. Ces graphiques confortent l'intuition du couplage inductif entre deux boucles, dont nous allons à présent confirmer le comportement par la mesure à travers les résultats de l'expérimentation présentée en figure III.3.

III.2. Modèle de Couplage Inductif en BF (MCIBF)

III.2.a. Description du modèle

Une fois la mutuelle définie grâce à la simulation analytique présentée ci-avant, nous intégrons sa valeur dans un modèle circuit équivalent pour décrire le transfert de puissance entre la boucle de courant et le septum désadapté. Cherchant à obtenir un modèle le plus simple possible, ce septum est représenté par une simple inductance. Le couplage est ensuite représenté par un générateur de tension équivalent E_{TH} , dont l'amplitude est fonction de la mutuelle et du courant circulant sur la boucle :

$$E_{TH} = -j\omega M_{COUPLAGE} I_{BOUCLE}$$
(Eq. III. 30)

 $M_{COUPLAGE}$ étant la mutuelle de couplage, ω la pulsation et I_{BOUCLE} le courant circulant sur la boucle. On modélise alors la différence de potentiel aux ports A et B par le circuit équivalent présenté en figure III.12.

On notera que l'impact des fils de descente est négligé dans ce modèle : on suppose que l'on se place à des fréquences assez basses pour qu'ils n'interviennent pas de façon significative sur la mesure. De plus, les ports A et B peuvent être chargés par des impédances différentes de 50 Ω : en modifiant ces conditions de charges, on met en évidence un couplage plutôt inductif ou capacitif. Toutefois on prendra garde au fait que si ces impédances de charge sont trop élevées, on ne peut plus négliger la capacité entre le fil et le plan de masse.



Figure III.12 Modèle de couplage inductif BF (MCIBF)

La loi d'Ohm appliquée au circuit équivalent de la figure III.12 permet d'exprimer les différences de potentiel générées aux ports A et B :

$$V_{A} = -Z_{A} \times \frac{E_{TH}}{Z_{A} + Z_{B} + jL\omega}$$

$$V_{B} = Z_{B} \times \frac{E_{TH}}{Z_{A} + Z_{B} + jL\omega}$$
(Eq. III. 31)

L'utilisation de ce modèle requiert la connaissance de quelques paramètres du circuit électrique équivalent. La plus difficile à évaluer est la mutuelle $M_{COUPLAGE}$, laquelle a fait l'objet des pages précédentes. Les données manquantes sont l'inductance L du septum désadapté et le courant I_b circulant sur la boucle de courant source, que nous déterminons ciaprès.

III.2.b. Inductance du septum désadapté

La formule générale de l'impédance caractéristique d'un fil tendu au-dessus d'un plan de masse est donné en figure III.13 pour le cas d'un diamètre de fil d petit devant sa hauteur h :





Nous arrivons ainsi à une impédance caractéristique de l'ordre de 359 Ω pour le septum désadapté, valeur que nous avons confirmée par la mesure. Cette grandeur est liée à l'inductance linéique L et à la capacité linéique C de la ligne de transmission à travers l'équation III.32 :

$$Z_C = \sqrt{\frac{L}{C}}$$
(Eq. III. 32)

De plus, dans un milieu homogène comme l'air on a la relation $LC = \mu_0 \varepsilon_0 = c^{-2}$, μ_0 et ε_0 étant les caractéristiques de permittivité et de perméabilité de l'air (assimilé au vide) et c la

vitesse de la lumière. Couplée à l'équation III.32 on obtient une relation permettant d'isoler les expressions des paramètres linéiques d'une telle ligne de transmission :

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = c \implies C = \frac{1}{cZ_C} \quad et \quad L = \frac{Z_C}{c}$$
(Eq. III. 33)

Avec Z_C l'impédance caractéristique de la ligne. On obtient pour l'inductance linéique une valeur numérique d'environ 1200 nH.m⁻¹, et pour la capacité linéique une valeur d'environ 9 pF.m⁻¹.

Pour pouvoir appliquer le système d'équations III.31 et ainsi comparer le modèle MCIBF aux mesures, nous déterminons à présent le courant de boucle.

III.2.c. Détermination du courant de boucle

Toutes les mesures présentées dans ce chapitre sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau : un de ses ports est connecté à un des accès du septum désadapté pour effectuer la mesure, tandis que l'autre alimente la boucle en puissance. Cette puissance étant constante en fréquence, en connaissant l'impédance de la boucle nous sommes en mesure de connaître le courant circulant dans la boucle. C'est pourquoi nous cherchons dans un premier temps à évaluer cette impédance équivalente, que nous déterminons grâce au paramètre de réflexion S₁₁ à l'entrée de la boucle. En effet, ce terme est lié à l'impédance ramenée à l'accès de la boucle par l'équation III.34 :

$$Z_{eq} = 50 \times \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$
(Eq. III. 34)

Nous appliquons cette approche au cas de la boucle de 10 cm de côté isolée, c'est-à-dire écartée du septum désadapté. Logiquement, on s'attend à ce que la boucle de courant puisse être modélisée par une simple inductance à basse fréquence, correspondant à son inductance propre : nous obtenons une valeur de l'ordre de 340 nH, que nous comparons en figure III.14 à l'impédance équivalente obtenue à partir de l'équation III.34 :



Figure III.14 Impédance équivalente Zeq de la boucle 10 cm seule obtenue à partir du S₁₁ Comparaison à un modèle BF ramené à sa seule inductance propre

Les tracés comparatifs présentés en figure III.14 montrent que l'impédance ramenée obtenue pour la boucle à l'aide de la mesure du S_{11} et le modèle inductance propre concordent jusqu'à 50 MHz environ. Au-delà de cette fréquence on observe une résonance de la boucle aux alentours de 170 MHz.

Une fois l'impédance de la boucle déterminée par le biais de la mesure du S₁₁, nous pouvons en déduire le courant de boucle I_{BOUCLE}. Pour cela nous repartons de la définition de la puissance injectée par l'analyseur de réseau : la tension imposée à ses ports est telle qu'on obtient la puissance demandée par l'utilisateur aux bornes d'une charge 50 Ω . Le circuit équivalent du port de l'analyseur alimentant la boucle est donné en figure III.15 :



Figure III.15 Alimentation de la boucle par l'analyseur de réseau

Partant d'une puissance requise de 10 mW (10 dBm), on sait que la puissance aux bornes de la charge notée Z_{BOUCLE} serait de 10 mW si $Z_{BOUCLE} = 50 \Omega$. On en déduit la valeur maximale de différence de potentiel que l'on peut obtenir aux bornes de cette charge :

$$\frac{\left(V_{BOUCLE \max}\right)^2}{2 \times 50} = 0.01 W \implies V_{BOUCLE \max} = 1 V$$

On calcule alors la fem du générateur interne de l'analyseur de réseau :

$$V_{BOUCLE \text{ max}} = \frac{50}{50+50}E \implies E = 2V$$

Enfin, on en déduit le courant de boucle I_{BOUCLE} pour une impédance équivalente de boucle Z_{BOUCLE} quelconque et une puissance injectée de 10 mW :

$$I_{BOUCLE} = \frac{E}{50 + Z_{BOUCLE}} = \frac{2}{50 + Z_{BOUCLE}} [A]$$
(Eq. III. 35)

Comme nous venons de le présenter, l'impédance Z_{BOUCLE} est déterminée par la mesure du paramètre de réflexion S₁₁. Nous connaissons ainsi tous les termes de l'équation III.30, décrivant le modèle analytique du transfert de puissance entre la boucle et le septum désadapté à basse fréquence. Nous comparons à présent les résultats de ce modèle à ceux obtenus par l'expérimentation.

III.2.d. Description de la configuration d'expérimentation

Les mesures de couplage sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau. Comme cela est représenté en figure III.16, un des ports sert à alimenter la boucle de courant tandis que l'autre collecte la puissance à un des accès du septum.

Dans la suite de ce mémoire, nous comparons les résultats de mesure avec ceux obtenus à travers les différents modèles par le biais des paramètres S d'un réseau à deux accès. En l'occurrence, lors d'une mesure de couplage la grandeur observée est le paramètre de transmission S_{ij} , correspondant au paramètre de transmission entre l'entrée de la boucle (index j) et un des ports du septum (l'index i correspondant donc au port A ou au port B). C'est pourquoi on aura fréquemment deux courbes sur le même graphique, l'une correspondant au paramètre « $S_{BOUCLE - PORT A}$ » et l'autre au paramètre « $S_{BOUCLE - PORT B}$ ».

On notera que le paramètre de transmission S_{ij} obtenu à l'analyseur de réseau est lié aux différences de potentiel à chacun des ports à travers l'équation III.36 :

$$S_{ij} = \frac{2 \times V_i}{E_j}$$
(Eq. III. 36)

Avec V_i la différence de potentiel au port A ou au port B (port indice i), et E_j la *fem* du générateur interne de l'analyseur de réseau (port indice j). Etant donné que nous choisissons d'imposer une puissance de 10 dBm, E_j vaut 2V.



Figure III.16 Configuration de la mesure de couplage entre la boucle et le septum désadapté

Lors de la mesure, l'autre accès du septum est pour le moment chargé par une impédance 50 Ω . La boucle est centrée par rapport au septum dans le sens de la longueur (axe X) et de la largeur (axe Y).

Mais avant de débuter les mesures, il convient de prendre quelques précautions par rapport aux câbles de servitudes : au cours des premières expérimentations de couplage nous avons constaté qu'ils jouent un rôle prépondérant sur le transfert de puissance. En effet, le câble alimentant la boucle est de grande taille (de l'ordre de 1,5 m), comparable à la longueur d'onde. C'est pourquoi même en réduisant au maximum la longueur de câble avant reprise de masse une résonance se situe toujours dans la plage de fréquence nous intéressant et perturbe les données que nous souhaitons observer.



Figure III.17 Couplage entre le septum désadapté et la boucle 4 cm - couplage inductif maximal Mesure des paramètres de transmission avec et sans ferrites

Ne pouvant diminuer cet impact en ne jouant que sur la configuration du câble, nous utilisons des ferrites pour contourner ce problème. Les caractéristiques propres de ces ferrites ne sont pas connues en fréquence. Cependant leur impédance est suffisamment importante pour considérablement affaiblir les effets de mode commun. Nous constatons en figure III.17 que les placer sur le câble d'alimentation permet de considérablement diminuer le mode commun, et ainsi « d'effacer » la résonance observée aux alentours de 90 MHz pour le cas d'une mesure sans ferrites.

Les ferrites ont été placées de façon empirique, jusqu'à ce que le fait d'en ajouter une ne modifie plus de façon notable la réponse obtenue à l'analyseur de réseau. On observe en figure III.17 que, sans ferrites, la puissance transmise de la boucle au septum à 90 MHz atteint alors un niveau proche de -20 dB. Avec l'ajout de ferrites, à cette même fréquence ce niveau chute de -20 dB à -40 dB pour le port A, et de -20 dB à -45 dB pour le port B.

Les grandes différences de puissance relevées entre ces deux configurations semblent confirmer l'hypothèse que l'impact des câbles est à présent écarté, bien que les courbes de réponses présentent toujours un pic qui fait penser à une résonance aux alentours de 125 MHz. Nous verrons plus loin que cette résonance est cette fois-ci due au septum lui-même.

III.2.e. Comparaison du modèle MCIBF avec la mesure

Nous commençons par considérer le cas de la boucle 10 cm en position de couplage inductif maximal, dont le centre est placé à une hauteur de 16,5 cm. La connaissance de ses coordonnées nous permet d'effectuer le calcul théorique de la mutuelle à l'aide du programme décrit au III-1 de ce chapitre ; nous obtenons une valeur $M_{COUPLAGE} = -27,8$ nH. Nous l'utilisons pour caractériser en fréquence le générateur de tension théorique E_{TH} , et appliquons le modèle MCIBF pour le confronter aux mesures effectuées.

On notera que d'après le modèle MCIBF les modules des ports A et B sont égaux, c'est pourquoi on ne trouve qu'une seule courbe de modélisation analytique pour les deux ports sur le graphique des modules présenté en figure III.18.



Figure III.18 Couplage entre le septum désadapté et la boucle 10 cm - couplage inductif maximal Comparaisons des modules et phases des paramètres S_{ij} obtenus par la mesure et par le modèle MCIBF

Analyse des modules

La première observation que l'on tire de la figure III.18 est que le transfert de puissance entre la boucle et le septum désadapté est très bien décrit en BF par le modèle inductif MCIBF présenté en figure III.12 ; du continu jusqu'à 50 MHz, la différence absolue entre modèle et mesure est inférieure à 1 dB.

Par contre, au-delà de 50 MHz pour le port A l'écart entre le modèle et la mesure augmente fortement avec la fréquence. Il est visible que cette divergence est la conséquence d'une trop grande simplicité du circuit équivalent décrivant le système dans son ensemble : il est nécessaire pour monter plus haut en fréquence de prendre en compte d'autres paramètres, tel le couplage capacitif. Cette conclusion est renforcée par l'analyse des phases.

Analyse des phases

Les tracés de phase de la figure III.18 montrent que le modèle MCIBF décrit très bien à basses fréquences le couplage existant entre la boucle et le septum : du continu jusqu'à 50 MHz, la différence absolue entre modèle (défini par l'équation III.30) et mesure est inférieure à 10°. On observe une caractéristique typique du couplage inductif, à savoir que les différences de potentiel aux deux accès du septum sont de phases opposées. Cette particularité est particulièrement intéressante dans la mesure où ce n'est pas le cas pour un couplage de type capacitif, pour lequel les phases des résultantes aux ports sont égales (comme nous le montrons plus loin dans ce chapitre). On obtient ainsi un paramètre simple de discrimination entre deux types de couplage grâce à l'observation des phases.

Au-delà de 50 MHz, on vérifie au niveau du module comme au niveau des phases la divergence entre modèle et mesure déjà observée lors de l'étude des modules. Cette fréquence limite est évidemment liée à une trop grande simplicité du modèle, et nous pouvons aisément identifier deux paramètres pouvant être à l'origine de ces divergences : la non intégration du couplage capacitif tout d'abord, mais surtout la modélisation du septum désadapté ; pour l'instant ramené à une simple inductance, il serait nécessaire avec la montée en fréquence de le représenter comme une succession de blocs de ligne de transmission composés de capacités et d'inductances.

Nous effectuons à nouveau cette expérimentation mais en utilisant cette fois la boucle carrée de 4 cm de côté, en position de couplage inductif maximal ($\alpha = 0^{\circ}$). Elle est centrée par rapport au septum dans le sens de la longueur et de la largeur, par contre son centre se trouve à une hauteur de 14,7 cm. Ces paramètres permettent de calculer la valeur théorique de la mutuelle de couplage, et nous obtenons $M_{COUPLAGE} = -5.5$ nH.

Les mesures sont toujours effectuées à l'analyseur de réseau, la puissance injectée étant de 10 dBm. Nous reproduisons la démarche présentée auparavant pour obtenir le courant circulant sur la boucle et ainsi déterminer les caractéristiques du générateur de tension théorique E_{TH} . Nous comparons en figure III.19 les résultats obtenus par le modèle MCIBF avec ceux obtenus par la mesure couplage :



Figure III.19 Couplage entre le septum désadapté et la boucle 4 cm - couplage inductif maximal Comparaisons des modules et phases des paramètres S_{ij} obtenus par la mesure et par le modèle MCIBF

On constate en figure III.19 que le transfert de puissance entre la boucle et le septum

désadapté est toujours bien décrit par le modèle MCIBF à basse fréquence pour la boucle 4 cm jusqu'à 50 MHz (différence en module < 1dB et différence en phase < 10°). Au-delà, la divergence entre les deux réponses est toutefois moins marquée qu'avec la boucle carrée de 10 cm de côté.

On remarque également de fortes similitudes des résultats entre les deux boucles, tant au niveau des modules que des phases. Nous mettons en évidence ce point en traçant sur un même graphique les mesures pour ces deux boucles (figure III.20).



Figure III.20 Couplage entre le septum désadapté et les boucles 10 cm et 4 cm - couplage inductif maximal Modules et phases des paramètres S_{ij} relevés aux ports A et B

La similitude des courbes de réponse aux ports du septum est frappante en figure III.20 : on ne constate entre les deux boucles qu'un décalage plus ou moins marqué suivant la fréquence, qui se stabilise aux alentours de 8 dB pour les modules et 30 ° pour les phases.

Ces résultats montrent que le changement de boucle influe peu sur le comportement général du transfert de puissance. L'allure des courbes de réponses au-delà d'une certaine fréquence est donc la conséquence d'un paramètre extérieur aux boucles puisque son influence est visible aux mêmes fréquences. Nous verrons plus loin que ce sont les phénomènes de propagation au niveau du septum désadapté que nous observons là.

Mais avant d'investiguer la question des phénomènes de propagation, nous tâchons de décrire l'influence du couplage de type capacitif sur le transfert de puissance.

III.3. Modèle de Couplage Capacitif en BF (M2CBF)

L'étude précédente a montré que le couplage inductif est seul responsable du transfert de puissance entre la boucle et le septum pour les fréquences inférieures à 50 MHz lorsque la boucle est en position de couplage inductif maximal.

Nous cherchons à présent à compléter le circuit électrique équivalent pour parvenir à modéliser le couplage au-delà de cette limite. Les investigations menées sur ce type de couplage sont calquées sur la démarche employée pour étudier le couplage inductif.

Par analogie avec le couplage inductif qui est représenté par un générateur de tension, le couplage capacitif peut être traduit au sein d'un circuit électrique équivalent par un générateur de courant équivalent I_{TH} dont l'amplitude est fonction de la différence de potentiel V_{BOUCLE} relevée à l'accès de la boucle :

$$I_{TH} = j \,\omega C_{COUPLAGE} \, V_{BOUCLE} \tag{Eq. III. 37}$$

Avec $C_{COUPLAGE}$ la capacité de couplage entre la boucle et le septum. On obtient le circuit équivalent représenté en figure III.21 :



Figure III.21 Modèle de couplage capacitif BF (M2CBF)

Nous avons alors affaire à un pont diviseur de courant, qui amène aux équations III.38 décrivant les différences de potentiel aux ports A et B :

$$V_{A} = Z_{A} \frac{\left(Z_{B} + j\omega \frac{L}{2}\right)I_{TH}}{Z_{A} + Z_{B} + j\omega L} \quad ; \quad V_{B} = Z_{B} \frac{\left(Z_{A} + j\omega \frac{L}{2}\right)I_{TH}}{Z_{A} + Z_{B} + j\omega L}$$
(Eq. III. 38)

Le modèle M2CBF repose donc sur la connaissance du générateur équivalent I_{TH} , ce qui implique d'évaluer la capacité $C_{COUPLAGE}$ et la différence de potentiel V_{BOUCLE} au niveau de la boucle. Les modèles analytiques de ligne de transmission bifilaire nous ont permis d'effectuer une première évaluation approximative de cette capacité de couplage, de l'ordre de quelques dixièmes de pF. Mais cette valeur s'avérant trop imprécise pour obtenir une caractérisation satisfaisante, nous l'ajustons manuellement par approximations.

Et pour déterminer V_{BOUCLE} nous utilisons la même démarche que celle qui nous a permis d'évaluer le courant I_{BOUCLE} : connaissant le paramètre de réflexion S_{11} et la puissance injectée par l'analyseur de réseau, on arrive à l'expression III.39:

$$V_{BOUCLE} = \frac{Z_{BOUCLE}}{50 + Z_{BOUCLE}} E \quad [V]$$
(Eq. III. 39)

Avec Z_{BOUCLE} l'impédance équivalente de la boucle vue à son entrée. Nous confrontons à présent ce modèle à la mesure.

III.3.a. Comparaison entre le modèle M2CBF et la mesure

Les mesures de couplage sont toujours effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau, comme représenté en figure III.16. La boucle est centrée par rapport au septum dans le sens de la longueur (axe des X) et de la largeur (axe des Y). Par contre nous orientons le plan de la boucle perpendiculairement au plan de la surface formée par le septum désadapté ($\alpha = 90^{\circ}$), c'est-à-dire en couplage inductif minimal ; nous espérons alors n'observer que le couplage capacitif.

Pendant la mesure, le port du septum non connecté à un des ports de l'analyseur est chargé par une impédance 50 Ω . On notera que pour cette configuration (charge 50 Ω aux deux accès du septum), d'après les équations III.38 les différences de potentiel aux ports du septum sont alors égales en amplitude et en phase. Ces caractéristiques, confirmées par les résultats d'expérimentation, sont donc différentes de celles du couplage inductif pour lequel les amplitudes sont égales et les phases opposées.

Enfin nous nous concentrons sur le paramètre de transmission entre la boucle et les ports du septum. Nous commençons par utiliser la boucle de 10 cm de côté dont le centre est placé à 15,5 cm de hauteur, correspondant à une capacité de couplage C_{COUPLAGE} évaluée

expérimentalement à 0.6 pF. Nous comparons en figure III.22 les résultats obtenus en mesure et ceux obtenus à l'aide du modèle M2CBF :



Figure III.22 Couplage entre le septum désadapté et la boucle 10 cm - couplage inductif minimal Comparaisons des modules et phases des paramètres S_{ii} obtenus par la mesure et par le modèle M2CBF

Comparativement au modèle MCIBF qui décrit le couplage inductif, on constate que le modèle M2CBF est peu performant dans la description du couplage capacitif : la seule plage de fréquences où l'on observe une certaine concordance se situe approximativement entre 10 MHz et 25 MHz. En dessous de 10 MHz l'écart de module entre modèle et expérimentation atteint des niveaux allant jusqu'à 10 dB ; et au-delà de 25 MHz, le relevé de mesure présente alors un comportement très différent de celui prédit par le modèle M2CBF.

Nous mettons pour l'instant de côté les divergences observées sur la partie haute du spectre pour ne nous intéresser qu'aux fréquences allant du continu jusqu'à 10 MHz. Il est plutôt surprenant de constater que le circuit électrique équivalent ne permette pas de décrire correctement le module du transfert de puissance à ces très basses fréquences, là où les approximations effectuées seraient les plus justifiées.

Le troisième graphique de la figure III.22, représentant les résultats de phase, nous apporte une réponse quant à ces divergences : tandis que les résultats de mesure font état aux fréquences les plus basses de différences de potentiels en opposition de phase, le modèle ne présente pour sa part aucune différence entre les deux ports ; ce qui est normal étant donné que nous pensions avoir affaire à un couplage de nature capacitive. Or l'opposition de phase constatée est caractéristique d'un couplage de nature inductive, couplage dont nous espérions nous être affranchis en orientant le plan de la boucle perpendiculairement au plan du septum.

Nous allons donc vérifier l'hypothèse qu'il subsiste un faible couplage par mutuelle entre la boucle et le septum en intégrant au sein du circuit électrique équivalent un générateur de tension, destiné à prendre en compte son impact sur le transfert de puissance.

III.3.b. Ajout du couplage inductif au couplage capacitif

Le modèle circuit de la figure III.21, représentant un couplage de nature capacitive, est enrichi par l'ajout d'un couplage par mutuelle de faible valeur ($M_{COUPLAGE} \approx 400 \text{ pH}$) pour intégrer l'influence du couplage inductif. La combinaison des deux modèles M2CBF et MCIBF, synthétisée en conclusion, a conduit aux résultats présentés en figure III.23 :



Figure III.23 Couplage entre le septum désadapté et la boucle 10 cm - couplage inductif minimal Comparaisons des paramètres S_{ij} obtenus par la mesure et par la combinaison des modèles M2CBF et MCIBF

On constate qu'avec l'ajout de l'influence inductive, le transfert de puissance entre la boucle 10 cm et le septum désadapté est bien décrit en terme de module jusqu'à environ 25 MHz. Les hypothèses déduites de la précédente étude des phases sont ainsi confirmées : les divergences observées pour des fréquences inférieures à 10 MHz sont effectivement la conséquence d'un couplage par mutuelle non pris en compte, dont l'influence est faible mais toutefois non négligeable devant le couplage capacitif pour cette plage de fréquence.

A l'origine, nous avions orienté le plan de la boucle perpendiculairement au plan du septum désadapté afin de s'affranchir de tout couplage de nature inductive. Mais ceci n'est qu'un cas théorique : en pratique il reste toujours une part du flux de champ magnétique généré par la boucle de courant qui est capté par le septum désadapté, aussi faible soit-il.

Néanmoins, la prise en compte de ce couplage inductif n'a pas permis de corriger les divergences observées entre mesure et modèle pour les fréquences supérieures à 25 MHz, pour lesquelles on observe toujours une forte différence de comportement.

L'observation des courbes de phase données en figure III.23 réaffirme le caractère inductif du couplage à très basse fréquence, mais elle confirme également qu'au-delà de 25 MHz on ne décrit pas convenablement le transfert de puissance entre la boucle et le septum désadapté.

Par contre, le caractère strictement capacitif du transfert de puissance au-delà de 25 MHz ne fait aucun doute : les modules relevés aux ports pour une même boucle sont égaux, de même que les phases, caractéristiques propres au couplage de type capacitif.

III.4. Conclusion : synthèse des couplages capacitifs et inductifs

On a pu constater à travers les différents graphiques présentés dans ce chapitre que le transfert de puissance entre la boucle de courant et le septum désadapté peut être représenté en terme de circuit équivalent sur une plage de fréquence allant du continu jusqu'à quelques dizaines de MHz. Dans le cas de la boucle en position de couplage inductif maximal en particulier, le modèle MCIBF traduit le couplage avec une très bonne concordance jusqu'à une fréquence de l'ordre de 50 MHz pour les deux ports.



Figure III.24 Modèle de couplage synthétisant les influences capacitives et inductives en BF (MBF)

Nous synthétisons en figure III.24 ces deux types de couplage dans le modèle baptisé **MBF**, lequel reprend les générateurs équivalents développés pour les modèles MCIBF et M2CBF. En appliquant le principe de superposition, on obtient les expressions des différences de potentiel aux ports A et B :

$$V_{A} = Z_{A} \times \left[\frac{\left(Z_{B} + j\omega \frac{L}{2}\right)I_{TH}}{Z_{A} + Z_{B} + j\omega L} - \frac{E_{TH}}{Z_{A} + Z_{B} + j\omega L} \right]$$
(Eq. III. 40)
$$V_{B} = Z_{B} \times \left[\frac{\left(Z_{A} + j\omega \frac{L}{2}\right)I_{TH}}{Z_{A} + Z_{B} + j\omega L} + \frac{E_{TH}}{Z_{A} + Z_{B} + j\omega L} \right]$$

On notera que, d'après les équations III.40 et suivant le port considéré, les contributions électriques et magnétiques se somment ou se soustraient. Ce comportement, que nous avons déjà pu observer lors de l'étude du transfert de puissance dans le cas d'une boucle en position de couplage inductif minimal, est particulièrement visible pour une boucle orientée de manière à maximiser le couplage inductif. On peut constater en figure III.25 qu'en appliquant le modèle MBF au cas de la boucle de 10 cm de côté en position de couplage inductif maximal, on augmente la plage de fréquence sur laquelle le transfert de puissance est convenablement décrit. En se basant sur un écart maximal admissible de 1 dB, la concordance entre modèle et expérimentation est alors satisfaisante jusqu'aux alentours de 60 MHz.



Figure III.25 Couplage entre le septum désadapté et la boucle 10 cm - couplage inductif maximal Comparaison des modules obtenus par mesure et par les modèles MBF, MCIBF et M2CBF

La figure III.25 présente également un graphique permettant de visualiser les modules obtenus pour chacun des modèles MCIBF, M2CBF et MBF. On peut ainsi observer comment les influences capacitives et inductives se somment ou se soustraient, suivant le port considéré. Il est intéressant de remarquer que cette caractéristique est également traduite dans les équations présentées en début de chapitre pour la cellule TEM (Eq. III.17) ; c'est d'ailleurs en s'appuyant sur cette caractéristique physique du phénomène de couplage qu'ont été proposées des méthodologies permettant de distinguer les amplitudes respectives des couplage de natures différentes ([TEM -3], [TEM 3D - 6]).

Néanmoins, au-delà de 50 MHz on observe toujours une divergence très marquée entre le modèle MBF et la mesure. Nous allons voir au IV de ce chapitre que ceci est la conséquence de la non prise en compte de la propagation, et que l'ajout de ce phénomène permet d'obtenir une description du transfert de puissance très satisfaisante du continu jusqu'à 300 MHz. Nous

verrons également que la description du couplage capacitif s'avère très difficile, notamment parce que l'impact du câble d'alimentation de la boucle n'est pas intégré au modèle électrique équivalent au système couplé.

IV. Intégration des phénomènes de propagation

Au III de ce chapitre nous avons constaté en figure III.20 que les résultats de couplage pour les boucles de 4 et 10 cm de côté sont similaires d'un point de vue comportemental : le niveau de puissance recueilli diffère d'une dizaine de dB environ mais l'allure générale est très proche pour les deux boucles ; de même les phases présentent de très fortes similitudes. Les constatations sont les mêmes si l'on s'intéresse au cas d'une boucle placée en position de couplage inductif minimal.

La différence de niveau observée s'explique naturellement par la quantité de puissance que la boucle source est en mesure de transmettre au septum désadapté. Par contre l'évolution similaire que l'on constate pour deux boucles de tailles différentes ne peut être due qu'à un élément commun aux deux configurations et qui n'est pas modifié entre deux expérimentations, comme le septum désadapté. Nous allons en préciser ici le schéma électrique équivalent, pour ensuite l'intégrer au modèle de couplage MBF décrit au paragraphe précédent.

IV.1. Modélisation du septum désadapté

Le septum désadapté a jusqu'à présent été représenté par une inductance, représentation largement suffisante pour décrire les phénomènes de couplage jusqu'à quelques dizaines de MHz. Pour aller plus haut en fréquence nous remplaçons cette inductance par un ensemble de cellules, chacune représentant une portion de ligne de transmission :





Nous devons donc déterminer les valeurs d'inductance et de capacité de ces huit cellules. Après une première estimation approximative des paramètres linéiques L et C à l'aide de formules générales (impédance caractéristique d'une ligne bifilaire), nous les ajustons en comparant les résultats de simulations numériques aux paramètres S réels obtenus par une mesure à l'analyseur de réseau. Nous arrivons ainsi aux valeurs $L \approx 160$ nH et C ≈ 1.44 pF, légèrement différentes de celles obtenues par le calcul théorique. Les résultats obtenus pour le schéma électrique donné en figure III.26 concorde alors de façon très satisfaisante à la mesure, comme on peut le voir en figure III.27.



Figure III.27 Module et phase des paramètres S du septum désadapté obtenus par mesure et simulation

Les courbes de comparaison entre modèle électrique et mesure données en figure III.27 montrent que cette description est très satisfaisante pour la gamme de fréquence qui nous intéresse : les écarts observés en amplitude pour les grandeurs S_{11} et S_{21} sont inférieurs à 0.5 dB pour les pires cas, tandis que les phases sont quasi identiques.

On notera cependant que ne sont pas pris en compte quelques paramètres qui peuvent être amené à jouer un rôle déterminant pour certaines configurations de mesure :

- Tout d'abord, les pertes ne sont pas intégrées à ce schéma électrique équivalent ; une simple résistance constante en fréquence ne suffit pas à leur description, il est nécessaire de passer par des pertes variant avec la fréquence de travail. Cependant, l'erreur commise par cette omission étant faible (de l'ordre de 0.5 dB), nous les mettons de côté pour ne pas alourdir le modèle.
- Mais surtout, les fils de descente sont ignorés. Ils entraînent notamment une augmentation de la capacité de couplage entre le septum désadapté et le plan de masse en « bout de ligne », c'est-à-dire juste avant les ports A et B. Electriquement parlant, ceci revient à augmenter la valeur d'une capacité qui se trouve en parallèle avec la charge placée au niveau du port. Cette charge étant pour le moment une résistance de 50 Ω , elle est faible devant l'impédance présentée par la capacité. C'est pourquoi le fait de ne pas la prendre en compte n'a que peu de conséquences sur le modèle ; par contre ce paramètre peut nuire à la qualité du modèle lorsque la charge présente une impédance de valeur comparable à cette capacité de bout de ligne. Enfin on notera qu'ils influent également sur les fréquences de résonance de la ligne à haute fréquence.

A présent nous intégrons cette description plus complète du septum désadapté au modèle MBF et reprenons les cas de couplage déjà décrits au III de ce chapitre.

IV.2. Modèle de Couplage avec Effets de Ligne (MCEL)

IV.2.a. Description du modèle MCEL

A basse fréquence, nous avons décrit le couplage inductif à l'aide d'un générateur équivalent placé au « milieu » du septum désadapté (voir figure III.24). Cette schématisation est à rapprocher du fait que le septum est alors représenté par une unique inductance : il eut été équivalent de représenter le transfert de puissance par une mutuelle de couplage entre cette inductance et l'inductance propre de la boucle.

Mais à présent huit inductances sont utilisées pour représenter le septum désadapté. Physiquement, il serait donc nécessaire d'intégrer non plus une mais huit mutuelles de couplage, une pour chaque cellule composant le septum. Leur valeur variant rapidement avec la distance entre boucles, la puissance captée par chacune de ces cellules est très différente suivant l'altitude Z_b de la boucle source. On constate en figure III.28 que, d'après le calcul analytique des valeurs de mutuelles entre la boucle source et chacune des cellules du septum désadapté, le transfert de puissance de nature inductive n'est pas équitablement réparti : plus on approche la boucle du septum et plus le couplage s'effectue de manière très localisé, juste en dessous de la boucle.

Inversement, lorsque l'on éloigne la boucle les distances relatives entre celle-ci et les différentes cellules deviennent plus homogène, ce qui tend à uniformiser les valeurs de mutuelle ; la puissance transmise diminue alors fortement, comme on peut le voir pour la

hauteur $Z_b = 20$ cm en figure III.28 et comme on a pu le voir en figures III.7 ou III.11 en début de chapitre.



Figure III.28 Répartition du transfert de puissance par mutuelle pour une boucle centrée au dessus du septum

La configuration d'essai choisie pour étudier le transfert de puissance entre la boucle et le septum désadapté ($Z_b \approx 16$ cm) fait que l'on est toujours dans le cas où la mutuelle de couplage est très localisée au centre géométrique de la ligne. C'est pourquoi nous choisissons de ne conserver qu'un seul générateur de tension pour décrire électriquement ce couplage inductif.

L'étude analytique du couplage capacitif n'a pas été menée, cependant on peut s'attendre aux mêmes types de résultat puisque la capacité varie suivant l'inverse de la distance. C'est pourquoi nous décrivons le couplage capacitif à l'aide d'un unique générateur de courant, placé également au centre de la ligne. Nous obtenons ainsi le modèle décrit en figure III.29, inspiré des travaux de Taylor ([5]), que nous baptisons MCEL :



Figure III.29 Modèle de couplage avec effets de ligne (MCEL)

A présent nous reprenons les mesures des différents cas de couplage pour les comparer au modèle MCEL.

IV.2.b. Cas de la boucle en position de couplage inductif minimal

Tout d'abord nous reconsidérons le cas de la boucle 10 cm placée en position de couplage inductif minimal, configuration d'essai que nous avons déjà cherché à décrire en figure III.23 à l'aide du modèle basse fréquence MBF.

La boucle est toujours centrée au milieu du septum désadapté dans le sens de la longueur et de la largeur, et son centre placée à une hauteur de 16 cm. La puissance sélectionnée à l'analyseur de réseau étant toujours de 10 dBm, nous comparons le modèle et la mesure grâce à la relation Sij = V.

Nous avons alors à discriminer entre plusieurs choix possibles pour les paramètres de couplage $M_{COUPLAGE}$ et $C_{COUPLAGE}$ utilisés pour décrire les générateurs de tension et de courant équivalent. Nous en implémentons 3 différents :

Le premier choix est de reprendre les paramètres que nous avons déterminés au III : M_{COUPLAGE} = 400 pH et C_{COUPLAGE} = 0.6 pF. Mais nous verrons que ce choix conduit à des résultats en désaccord avec la mesure sur plusieurs aspects.

Les deuxième et troisième choix correspondent à une même valeur de capacité C_{COUPLAGE} (0.15 pF); par contre la mutuelle M_{COUPLAGE} vaut 400 pH pour le paramétrage MCEL #2 et 150 pH pour le paramétrage MCEL #3. Avec ces caractéristiques la mesure est mieux décrite pour les fréquences supérieures à 70 MHz, par contre elle est très imprécise pour les basses fréquences.

La justification du choix de ces valeurs est donnée lors de l'analyse des résultats de la figure III.30. Le tableau III.1 ci-après récapitule les différentes combinaisons de paramètres $M_{COUPLAGE}$ et $C_{COUPLAGE}$ que nous avons appliqués au modèle MCEL (MCEL #1, #2 et #3). Pour rappel, nous intégrons également le modèle MBF dont les résultats ont fait l'objet de la figure III.23 :

		TYPE DE MODÉLISATION			
		MBF	MCEL#1	MCEL #2	MCEL #3
VALEUR DES PARAMÈTRES DE COUPLAGE	M _{COUPLAGE}	400 pH	400 pH	400 pH	150 pH
	CCOUPLAGE	0.6 pF	0.6 pF	0.15 pF	0.15 pF

 Tableau III.1.
 Boucle 10 cm en position de couplage inductif minimal - Paramètres de couplage

Ensuite, pour comparer ces différentes combinaisons de paramètres entre elles nous traçons chacune des réponses sur un même graphe mais pour le port A uniquement, afin de ne pas surcharger les graphiques. Simplement on n'oubliera pas que, comme on l'a vu lors de l'étude du modèle basse fréquence, les résultats de mesure sont identiques pour les ports A et B au-delà de 25 MHz pour la boucle en position de couplage inductif minimal.



Figure III.30 Couplage entre le septum désadapté et la boucle 10 cm - couplage inductif minimal Comparaisons des paramètres S_{ij} obtenus par mesure et pour les cas MBF, MCEL #1, MCEL #2 et MCEL #3

Les résultats obtenus au port A en mesure et à l'aide des paramètres donnés au tableau III.1 sont présentés en figure III.30. On constate immédiatement que les phénomènes de propagation étaient effectivement à l'origine des divergences constatées entre mesures et modèle MBF au-delà de 50 MHz. Une fois intégrés ces effets de ligne (modèle MCEL), on améliore nettement la qualité de description du transfert de puissance du point de vue comportemental ; le maximum local de module observé en mesure aux alentours de 125 MHz est donc bien la conséquence de la géométrie particulière du septum désadapté (fréquence correspondant à une résonance quart d'onde de la ligne).

On tire également plusieurs observations suivant les bandes de fréquences considérées :

Sen ce qui concerne les modules, la combinaison MCEL #1 permet de retrouver la

même qualité de description que le modèle MBF pour des fréquences allant du continu jusqu'à 25 MHz ; ce qui est logique puisque les paramètres de couplage sont les mêmes. Et comme le modèle MCEL intègre les effets de ligne, on retrouve avec ce dernier la résonance due au septum désadapté aux alentours de 120 MHz.

- Par contre, le module obtenu avec MCEL #1 est bien plus élevé que celui de la mesure au-delà de 50 MHz : le transfert de puissance étant directement lié à la seule capacité de couplage sur cette plage de fréquence, nous en concluons que cette dernière est surévaluée. C'est pourquoi nous implémentons le paramétrage MCEL #2, pour lequel la mutuelle reste inchangée et la capacité C_{COUPLAGE} passe à 0.15 pF.
- Nous considérons à présent le module obtenu à l'aide du paramétrage MCEL #2, lequel est beaucoup plus satisfaisant pour décrire la gamme de fréquence allant de 60 MHz jusqu'à 170 MHz environ, comme on peut le voir en figure III.30. Par contre, la description s'est grandement détériorée pour les fréquences inférieures à 60 MHz, où l'on atteint des écarts allant jusqu'à 10 dB par rapport à la mesure.
- Toujours à propos du paramétrage MCEL #2, on constate qu'à basse fréquence (environ 10 MHz) la phase obtenue diverge complètement par rapport à la mesure. La réduction de la valeur de la capacité de couplage C_{COUPLAGE} est à l'origine de ce comportement : l'effet inductif est alors légèrement plus important que l'effet capacitif sur cette plage de fréquence. Pour retrouver une évolution de phase satisfaisante il est nécessaire de diminuer également la mutuelle de couplage, ce qui a entraîné l'implémentation de la troisième combinaison de paramètres, MCEL #3.
- La diminution de la valeur de mutuelle $M_{COUPLAGE}$ (cas MCEL #3) a peu de conséquences sur la concordance du module obtenu par rapport à la mesure : jusqu'à 60 MHz la description est mauvaise, tandis qu'au-delà elle est satisfaisante jusqu'aux alentours de 170 MHz. Le problème reste donc entier en ce qui concerne la description du module. Par contre, on retrouve pour cette valeur de mutuelle une description de phase satisfaisante jusqu'à 10 MHz.

En conclusion, la modélisation de l'influence capacitive est problématique. Nous verrons plus loin que ceci est dû au fait que le transfert de puissance s'effectue non pas uniquement entre la boucle et le septum, mais entre la boucle placée au bout du câble pourvu de ferrites et le septum.

Nous avons cependant essayé d'implémenter différentes combinaisons de paramètres de couplage pour décrire au mieux la mesure, sans parvenir à des résultats satisfaisants en module et en phase simultanément sur la même bande de fréquence. En effet, sur la bande 60 MHz – 170 MHz le module est convenablement décrit par le paramétrage MCEL #3 ; par contre on observe un net décalage de phase, qui a la particularité d'être quasiment constant comme on peut le voir ci-après pour les boucles 4 cm et 10 cm :





Les tracés de phases donnés en figure III.31 montrent clairement qu'à partir de 60 MHz environ, on peut évaluer l'écart de phase entre paramétrage MCEL #3 et mesure : 45° pour la boucle 10 cm, 30° pour la boucle 4 cm. Ces constatations seront exploitées afin d'améliorer la description du couplage pour la boucle placée en position de couplage inductif maximal, comme on nous allons le voir ci-après.

IV.2.c. Application à la boucle en position de couplage inductif maximal

La boucle 10 cm est à présent placée en position de couplage inductif maximal, configuration d'essai que nous avons déjà cherché à décrire en figure III.27 à l'aide du modèle basse fréquence MBF.

Pour une mutuelle de couplage $M_{COUPLAGE}$ de 40 nH ($Z_b = 16$ cm) et une capacité de couplage $C_{COUPLAGE} = 0.25$ pF, nous obtenons les résultats tracés en figure III.32. On constate encore une fois que les phénomènes de propagation étaient à l'origine des divergences constatées entre mesures et modèle MBF au-delà de 50 MHz.



Figure III.32 Couplage entre le septum désadapté et la boucle 10 cm - couplage inductif maximal Comparaisons des paramètres S_{ij} obtenus par mesure et par le modèle MCEL #3

Par contre, si l'on se penche sur les écarts effectifs entre mesures et modèle, les résultats ne sont pas tous satisfaisants :

- Pour le module au port A, la modélisation est très bonne jusqu'à 120 MHz environ (écart compris dans une fourchette de ± 0.5 dB).
- Pour le port B, passé la barre des 55 MHz la mesure et le modèle évoluent de manière différente : on observe une forte baisse du module en modélisation MCEL aux alentours de 90 MHz, lequel n'est pas visible en mesure.
- Enfin, l'observation des phases apporte des constatations similaires à celles obtenues suite à l'étude des modules : le port A est décrit de façon satisfaisante jusqu'à 120 MHz environ (écart inférieur à 30°), par contre la modélisation du port B est moins précise dès que l'on dépasse les 55 MHz.

Au final nous constatons que même si le modèle MCEL améliore nettement la description de la puissance couplée au septum désadapté par rapport au modèle précédent, les écarts en module et en phase entre modèle et mesure ne sont pas encore satisfaisants (notamment pour le port B). Le remplacement de la boucle 10 cm par la boucle 4 cm conduit aux mêmes conclusions, bien que les écarts soient moins importants.

Nous allons à présent tâcher d'améliorer « manuellement » la qualité de description du transfert de puissance entre la boucle et le septum désadapté. Nous avons pu observer en figure III.31 qu'entre modèle et mesure les phases présentaient un décalage quasi constant sur
la bande 60 MHz – 170 MHz; nous prenons en compte cette constatation en intégrant un offset de phase constant au générateur de courant décrivant le couplage capacitif au sein du modèle électrique équivalent, que nous baptisons MCEL2. L'expression du générateur théorique utilisé pour ce modèle est donnée en équation III.41 :

$$I_{TH\varphi} = j \,\omega C_{COUPLAGE} \, V_{BOUCLE} \times e^{j\varphi} \tag{Eq. III. 41}$$

Avec le décalage de phase voulu ; d'après la figure III.31, nous prenons $\varphi = 45^{\circ}$ pour la boucle 10 cm et $\varphi = 30^{\circ}$ pour la boucle 4 cm. Bien sûr, cette opération entraîne une valeur de phase I_{TH φ} erronée pour les fréquences en-dehors de la plage de fréquence 60 MHz – 170 MHz. Cependant cela nous permet de mettre en évidence que cette valeur de phase est un paramètre déterminant dans la description du transfert de puissance, comme nous pouvons l'observer en figure III.33 :



Figure III.33 Couplage entre le septum désadapté et les boucles 10 cm et 4 cm- couplage inductif maximal Comparaisons des paramètres S_{ii} obtenus par mesure et par le modèle MCEL2

On constate que l'intégration de ce décalage de phase permet d'améliorer de façon très nette la qualité de description du transfert de puissance : pour la boucle 10 cm, l'écart de 10 dB observé en figure III.32 entre mesure et modèle pour le port B aux alentours de 90 MHz est à présent complètement corrigé. Par contre, la description du port A s'est légèrement dégradée. La description de la bande de fréquence 120-200MHz est également perfectible, même si la description de la phase est plutôt satisfaisante sur tout le spectre de fréquence investigué.

La qualité de description des modules pour la boucle 4 cm est encore meilleure : la mesure est ici décrite à 2 dB près sur la plage de fréquence allant du continu jusqu'à 150 MHz environ (les tracés des phases pour la boucle 4 cm sont quasiment identiques à ceux de la boucle 10 cm). L'intégration de ce décalage de phase nous permet d'aboutir à un modèle assez satisfaisant pour le cas d'un couplage inductif maximal. Il faut cependant garder à l'esprit que pour cela nous usons d'un artifice de modélisation, à savoir un décalage de phase évalué suite à l'observation des résultats pour la boucle placée en position de couplage inductif minimal.

En conclusion on retiendra que le modèle MCEL2, intégrant un décalage de phase constant (générateur de courant théorique $I_{TH\phi}$), nous permet d'obtenir une très bonne description du transfert de puissance entre la boucle et le septum haute impédance.

Toutefois on notera que nous parvenons à cette qualité de modélisation en grande partie grâce à la particularité de la configuration des mesures, pour laquelle le couplage capacitif est petit devant le couplage inductif pour des fréquences inférieures à 50 MHz (voir figure III.25). Si ce n'était pas le cas la description serait de moins bonne qualité, puisque nous ne parvenons pas à modéliser le couplage capacitif de façon satisfaisante sur tout le spectre de

fréquence et en particulier pour les fréquences inférieures à 50 MHz (voir figures III.30 et III.31).

Nous allons par la suite nous attacher à déterminer quelles sont les caractéristiques des générateurs de tension et de courant à l'origine des différences de potentiel relevées aux accès du septum. Pour cela, nous effectuons la démarche inverse à celle qui a été présentée jusqu'à présent (faisant l'objet des modèles MBF, MCEL et MCEL2) : à partir de la mesure effectuée en bout de ligne et connaissant la représentation électrique du septum sous forme de ligne de transmission, nous allons remonter aux caractéristiques de ces générateurs. Nous verrons que cette procédure nous permet d'analyser de façon plus fine les origines du transfert de puissance, et de mettre en évidence un paramètre très influent sur la mesure : le câble d'alimentation.

V. <u>Résolution inverse</u>

Nous nous penchons à présent sur l'information utile que nous pouvons tirer de ces mesures pour la caractérisation d'un équipement quelconque. On a vu que le transfert de puissance est modélisable par un ensemble de générateurs équivalents : générateur de tension pour le couplage inductif, et générateur de courant pour le couplage capacitif. Le septum désadapté étant un système connu d'un point de vue électrique, nous montrons ci-après que nous sommes en mesure de répondre à la question : **quelles sont les caractéristiques des générateurs équivalents amenant aux différences de potentiel constatées aux ports du septum désadapté ?**

La démarche que nous allons détailler est typiquement un cas de résolution de problème inverse. En effet, nous sommes en présence d'une équation de type $[V] = [A] \times [S]$, avec V un vecteur de mesures (résultats de mesures effectuées aux accès de la ligne), S un vecteur de sources (les générateurs décrivant le transfert de puissance) et A une matrice de coefficient déterminés à partir du schéma électrique équivalent de la ligne. Nous connaissons le vecteur de mesure V et la matrice de coefficients A : nous sommes donc en mesure de remonter au vecteur source en faisant l'opération $[A^{-1}] \times [V] = [S]$.

Cette démarche est commune à de nombreux domaines scientifiques (mécanique, conduction de chaleur, diffraction d'ondes, etc.) et s'avère souvent complexe à résoudre : le vecteur source n'est pas forcément unique, ce qui se traduit par une matrice de coefficient A singulière et non inversible. Il est alors nécessaire de faire à des algorithmes de résolution itératifs minimisant une consigne, comme la technique dite des moindres carrés par exemple.

Dans le cas qui nous préoccupe, nous verrons que le premier cas envisagé (un seul doublet de générateurs) est suffisamment simple pour écrire directement le résultat : il n'y a pas d'inversion de matrice proprement dite. Par contre le système se complique lorsque nous nous penchons sur l'hypothèse de plusieurs doublets de générateurs répartis le long de la ligne de transmission.

V.1. Principe de détermination des générateurs équivalents

Nous rappelons en figure III.34 les résultats déjà présentés en figure III.26 et III.27, à savoir que le septum désadapté peut être représenté par un ensemble de cellules LC:



Figure III.34 Modélisation du septum désadapté à l'aide de cellules composées d'éléments L et C

Et comme nous l'avons expliqué en figure III.28, au vu des distances mises en jeu nous représentons le transfert de puissance entre la boucle et le septum à l'aide d'un unique doublet de générateurs équivalents : un générateur de tension pour le couplage inductif et un générateur de courant pour le couplage capacitif, les deux étant localisés au centre de la ligne. Cette précision est importante puisque s'il est nécessaire d'avoir plusieurs doublets de générateurs, il faut augmenter le nombre de mesures pour déterminer leurs paramètres.

Nous accédons en expérimentation aux différences de potentiel V_A et V_B , correspondant respectivement à la mesure au port A et au port B. Connaissant les paramètres d'inductance et de capacitance de chacune des 8 cellules composant la ligne, nous sommes alors en mesure de remonter aux sources de tension et de courant du circuit.

Dans ce cas de figure nous pouvons directement écrire les opérations analytiques à effectuer sur les résultats de mesure pour déterminer les caractéristiques des générateurs. Pour ce faire nous adoptons le formalisme des matrices chaînes, avec les notations données en figure III.35 :



Figure III.35 Matrice chaîne T d'une cellule LC d'une ligne de transmission

La description de chacune des cellules LC à l'aide de sa matrice chaîne permet d'appliquer les règles de mise en cascade de quadripôles, nous amenant à la détermination des générateurs électriques équivalents. Le générateur de tension ainsi calculé est noté E_{GEE} (pour Générateur Electrique Equivalent), tandis que le générateur de courant est noté I_{GEE} . Leur expression est donnée par les équations III.42 et III.43 :

Avec I_A et I_B les courants aux ports A et B. Pour valider les paramètres de la matrice chaîne, nous appliquons en simulation cette méthode au cas du septum désadapté au sein duquel nous plaçons des générateurs d'amplitude et de phase connues. Les résultats obtenus par la simulation numérique du circuit électrique sont alors rigoureusement identiques à ceux obtenus par l'application des équations III.42 et III.43 : nous validons ainsi les valeurs analytiques des paramètres de la matrice chaîne T correspondant à une cellule LC.

Une fois ces vérifications effectuées, nous passons à présent à l'application de cette approche pour remonter aux caractéristiques du doublet de générateurs équivalents au transfert de puissance entre le septum désadapté et la boucle de courant.

V.2. Caractéristiques du générateur de courant équivalent

Les premiers essais de résolution du problème inverse sont appliqués afin de caractériser le générateur de courant équivalent I_{GEE} décrivant le couplage capacitif. Nous le comparons au générateur de courant théorique I_{TH} calculé à partir de la différence de potentiel à l'entrée de la boucle V_{BOUCLE} , lui-même déterminé grâce à une mesure de S_{11} . Nous en rappelons la formule, donnée en équation III.37 :

$$I_{TH} = j \, \omega C_{COUPLAGE} \, V_{BOUCLE}$$

Nous travaillons avec la formule théorique n'intégrant pas le décalage de phase afin de

vérifier à nouveau cet écart. On notera que le générateur de courant I_{GEE} obtenu par résolution du problème inverse est l'image fidèle du transfert de puissance, à deux incertitudes près : on suppose que les défauts de modélisation de la ligne sont négligeables et qu'un seul générateur de courant suffit à la description du couplage de nature inductive. Ces deux hypothèses sont pleinement vérifiées à basse fréquence, ce qui nous permet de clairement identifier les lacunes du modèle de courant théorique I_{TH} .

Pour étudier ce générateur de courant équivalent, nous investiguons d'abord le cas d'une boucle placée en position de couplage inductif minimal. Nous reportons sur un même graphique en figure III.36 les modules obtenus pour les boucles 4 cm et 10 cm de côté, en rappelant les différences de configuration. Nous traçons également la différence en dB entre les modules des générateurs I_{TH} et I_{GEE} .



Figure III.36 Couplage entre le septum désadapté et les boucles 10cm et 4 cm - couplage inductif minimal Modules des générateurs de courant théorique (I_{TH}) et obtenu par résolution problème inverse (I_{GEE})

Les résultats tracés en figure III.36 sont intéressants dans la mesure où ils confirment les conclusions formulées au sujet du couplage capacitif lors des paragraphes précédents :

- Tout d'abord, la résolution du problème inverse fait état d'une forte hausse du module aux alentours de 25 MHz, lequel est à l'origine des difficultés rencontrées pour modéliser le transfert de puissance sur tout le spectre de fréquence investigué. On constate un écart de 10 dB pour la boucle 10 cm entre les générateurs I_{TH} et I_{GEE}, déjà constaté en figure III.30 lors de l'étude du couplage inductif minimal.
- Avec la valeur de $C_{COUPLAGE}$ choisie, on obtient une très bonne concordance entre le courant théorique I_{TH} et le courant obtenu à partir de la mesure I_{GEE} sur la plage de fréquence 70MHz 125 MHz (ratio inférieur à ± 1 dB). Autour de cette bande de fréquence le courant I_{GEE} fait état de fluctuations plus marquées. Toutefois les deux tracés restent relativement proches sur la bande de fréquence 60 MHz 170 MHz, ce qui va dans le sens des observations formulées lors de l'analyse des résultats de la figure III.30.
- Enfin, on notera que la qualité de description du module par le modèle théorique de générateur I_{TH} est dans l'ensemble similaire pour les deux boucles, sauf pour les plus basses fréquences : la description est plus fidèle dans le cas de la boucle 4 cm. Cette constatation est sans doute à rapprocher du fait que, comparativement à la boucle 10 cm, l'ensemble {boucle 4 cm + câble} est plus éloigné du septum désadapté.

Nous traçons à présent les résultats obtenus pour les phases des courants (figure III.37). Encore une fois, ces graphiques confirment les observations déjà formulées lors des études précédentes : on retrouve le décalage de phase quasi constant entre 60 MHz et 170 MHz observé auparavant en figure III.31, lequel a amené à l'implémentation du modèle de générateur de courant $I_{TH\phi}$ (équation III.41). Ceci confirme complètement que nous parvenons

à une modélisation correcte de la mesure pour le cas d'une boucle placée en position de couplage inductif maximal uniquement parce que le transfert de puissance de nature capacitive est négligeable devant le transfert de puissance de nature inductive pour les fréquences inférieures à 50 MHz (voir figures III.25 et III.33).



Figure III.37Couplage entre le septum désadapté et les boucles 10 cm et 4 cm - couplage inductif minimal
Phases des générateurs de courant théorique (I_{TH}) et obtenu par résolution problème inverse (I_{GEE})

Enfin nous vérifions la robustesse de la démarche en effectuant la même procédure pour le cas d'une boucle placée en position de couplage inductif maximal. Les résultats, tracés en figure III.38, mettent en évidence plusieurs caractéristiques de la capacité C_{COUPLAGE} :

- ☆ La surface conductrice intervenant dans le couplage capacitif est visuellement plus grande pour un couplage inductif maximal par rapport au couplage inductif minimal. Il n'est donc pas étonnant de constater une augmentation de la valeur de C_{COUPLAGE} pour la boucle 10 cm, qui est passée de 0.17 pF à 0.28 pF entre les deux configurations.
- Par contre, on ne note pas de telle différence pour la boucle 4 cm. Nous imputons cette constatation à la configuration d'essai puisque la plus petite distance entre la boucle et septum désadapté et de 3 cm pour la boucle 4 cm, tandis qu'il n'est que de 1 cm pour la boucle 10 cm. Le changement d'orientation n'influe alors que très peu sur le transfert de puissance, ce qui se traduit par une valeur de C_{COUPLAGE} qui ne varie pas de façon notable entre les deux cas.



Figure III.38 Couplage entre le septum désadapté et les boucles 10 cm et 4 cm - couplage inductif maximal Modules et phases des générateurs de courant théorique (I_{TH}) et obtenu par résolution problème inverse (I_{GEE})

Les tracés du module de courant I_{GEE} sous échelle logarithmique mettent également en évidence une grande similitude des fluctuations pour les deux tailles de boucles.

La figure III.20 mettait en évidence des comportements similaires entre mesures, lesquelles ont été par la suite en partie identifiées comme étant la conséquence des phénomènes de propagation au niveau du septum désadapté. De la même façon, on observe

ici un comportement semblable sur toute la gamme de fréquence pour les deux tailles de boucles, à un écart de module et de phase près. C'est pourquoi nous pensons que nous visualisons là la conséquence d'un élément commun aux deux mesures, lequel ne peut être que le câble d'alimentation de la boucle.

Les fluctuations observées sur les derniers graphiques indiquent que les phénomènes régissant le transfert de puissance entre le câble et le septum semblent être d'ordre élevé : on observe des nombreuses ondulations sur le spectre de fréquence étudié. Par contre si l'on se limite aux fréquences inférieures à 25 MHz, il semble que nous soyons en présence d'un couplage capacitif.

Prendre en considération ce couplage sur toute la bande de fréquence investiguée nécessiterait de pousser bien plus loin l'étude des caractéristiques du système couplé {boucle + câble + septum}, à l'aide d'un code électrostatique par exemple. Intégrer le câble au modèle électrique serait donc complexe, d'autant plus que nous ne gagnerions pas beaucoup à effectuer ces recherches : nous aurions alors une description correspondant à un cas très particulier, peu exploitable pour d'autres mesures dès lors que la source et le câble changent.

C'est pourquoi nous avons choisi de limiter notre étude à la description du couplage entre la boucle et le septum, tout en considérant l'impact du câble lorsque nous en avions l'opportunité, mais sans pour autant pousser trop loin les investigations sur cette problématique. De façon plus générale, nous cherchons seulement à nous affranchir des perturbations que les câbles de servitudes pourraient induire sur la mesure, ce que nous pensions avoir effectué en utilisant quelques ferrites. D'après les résultats présentés en figure III.36, III.37 et III.38, Il semblerait que cela ne soit pas suffisant. Nous reparlerons de l'impact des ferrites sur la mesure de couplage au chapitre IV, lors de la restitution des résultats d'expérimentations menées en cellule TEM-3D.

Pour conclure sur ces observations, la cohérence observée entre les différentes investigations confère une certaine fiabilité à cette démarche, ainsi qu'aux constatations qui en découlent. La résolution du problème inverse nous permet, dans le cas présent, de déterminer les caractéristiques du générateur de courant représentant le couplage capacitif entre la source (la boucle de courant alimentée par un câble pourvu de ferrites) et la sonde (le septum désadapté). A présent, nous appliquons cette démarche pour vérifier les caractéristiques du générateur de tension représentant le couplage inductif.

V.3. <u>Caractéristiques du générateur de tension équivalent</u>

V.3.a. <u>Résolution du problème inverse</u>

De même que pour le couplage capacitif, nous caractérisons à présent le générateur de tension E_{GEE} représentatif du couplage inductif en résolvant le problème inverse décrit en équation III.43. Nous le comparons au modèle de générateur de tension théorique E_{TH} , qui pour rappel est fonction du courant de boucle I_{BOUCLE} :

$$E_{TH} = -j\omega M_{COUPLAGE} I_{BOUCLE}$$

Pour étudier les caractéristiques de ces générateurs de tension, nous investiguons le cas d'une boucle placée en position de couplage inductif maximal. Nous reportons sur un même graphique en figure III.39 les modules obtenus pour les boucles 4 cm et 10 cm de côté, en rappelant les différences de configuration.



Figure III.39 Couplage entre le septum désadapté et les boucles 10 cm et 4 cm - couplage inductif maximal Modules et phases des générateurs de tension théorique (E_{TH}) et obtenu par résolution problème inverse (E_{GEE})

Les graphiques donnés en figure III.39 mettent en évidence une divergence des modules entre les générateurs E_{TH} et E_{GEE} au-delà d'une certaine fréquence ; après 50 MHz pour la boucle 10 cm, et après 100 MHz pour la boucle 4 cm. Cette divergence est également visible au niveau des phases pour la boucle 10 cm aux alentours de 170 MHz, par contre la bande de fréquence visualisée est trop courte pour observer un phénomène similaire au niveau des résultats de phases de la boucle 4 cm.

Ces résultats montrent que la détermination du courant de boucle à partir de la mesure du paramètre de réflexion à l'accès de la boucle n'est plus valable lorsque la fréquence devient trop élevée. C'est pourquoi nous poussons plus loin l'étude de cette boucle.

V.3.b. Correction du générateur de courant ETH (ETH2)

Nous avons relaté au III la méthode grâce à laquelle nous déterminons la valeur du courant circulant dans la boucle : connaissant la différence de potentiel imposée à l'entrée de la boucle et l'impédance équivalente de cette même boucle (à partir de la mesure du S_{11} , voir équation III.35), nous en déduisons par simple loi d'Ohm le courant (noté I_{BOUCLE}).

Nous pensions que cette démarche serait suffisante pour décrire l'amplitude et la phase du générateur de tension décrivant le transfert de puissance de nature inductive au niveau du septum sur toute la gamme de fréquence étudiée ; mais les différences constatées en figure III.39 impliquent que cette démarche n'est satisfaisante qu'en basses fréquences (en dessous de 50 MHz pour la boucle 10 cm).

Il nous faut donc corriger la manière avec laquelle nous déterminons le courant circulant sur la boucle, afin d'élargir la bande de fréquence investiguée. Pour cela nous poussons un peu plus avant la modélisation de la boucle 10 cm : comme nous le représentons en figure III.40, nous schématisons celle-ci par un circuit RLC parallèle dont nous ajustons les valeurs par comparaison avec les valeurs obtenues en expérimentation.



Figure III.40 Modélisation du courant IBOUCLE pour la boucle 10 cm à l'aide d'un circuit RLC équivalent

On constate à l'observation des graphiques en figure III.40 que la description de la boucle 10 cm à l'aide d'un circuit RLC nous amène à des résultats très satisfaisants. Plus précisément, le ratio des modules entre mesure et modélisation se tient globalement dans une fourchette de \pm 0.5 dB, avec une pointe locale à \pm 1 dB aux alentours de la fréquence de résonance (environ 160 MHz). Quant aux phases, l'écart est compris dans une fourchette de \pm 10 °.

Le tracé du module de courant I_{BOUCLE} explique pourquoi on observe une telle chute du module théorique E_{TH} en figure III.39 : le courant à la fréquence de résonance est très faible, et comme E_{TH} lui est proportionnel ceci implique le comportement que nous avons obtenu. Nous pouvons faire exactement la même remarque pour la phase de ce générateur théorique.

Nous représentons à présent les différents courants au sein des différentes branches du schéma électrique RLC équivalent à la boucle :



Figure III.41 Modules et phases de différents courants au sein du modèle électrique de la boucle 10 cm

Les graphiques de la figure III.41 présentent différents courants extraits du modèle électrique RLC équivalent à la boucle 10 cm, dont le courant au niveau de l'inductance (noté I_L). Le tracé de ces courants met en évidence le phénomène de résonance dont la boucle 10 cm est le siège : aux alentours de 160 MHz le courant du condensateur égale le courant de l'inductance en module, tandis que leur phase s'oppose. Le courant à l'entrée de la boucle est alors celui circulant dans la résistance, faible en comparaison des deux autres branches.

Puisque nous étudions un phénomène de couplage entre deux contours fermés, il convient de ne considérer que le courant d'inductance I_L . C'est ainsi que nous corrigeons le générateur de courant E_{TH} : à présent, le nouveau générateur théorique E_{TH2} prend en compte le courant I_L circulant au niveau de l'inductance, et non plus le courant I_{BOUCLE} :

$$E_{TH2} = -j\omega M_{COUPLAGE} I_L$$
 (Eq. III. 44)



Figure III.42 Couplage entre le septum désadapté et les boucles 10 cm et 4 cm - couplage inductif maximal Modules et phases des générateurs de tension théorique (E_{TH2}) et obtenu par résolution problème inverse (E_{GEE})

Nous traçons en figure III.42 des graphiques permettant de comparer les générateurs E_{TH2} et E_{GEE} . Les résultats obtenus démontrent bien que le courant à prendre en compte n'est pas le

courant à l'entrée de la boucle, mais bien le courant circulant au niveau de l'inductance. On obtient ainsi pour la boucle 10 cm un modèle de générateur théorique E_{TH2} très précis jusqu'à 130 MHz (écart des modules inférieur à 0.5 dB), qui par la suite diverge légèrement de la mesure pour atteindre un écart maximal de 2 dB. La comparaison des modules est encore plus concluante pour la boucle 4 cm, pour laquelle on ne dépasse pas les 1.5 dB d'écart.

Quant aux phases, pour les deux boucles l'écart entre modèle et mesure ne dépasse pas 5° avant 200 MHz et est inférieur à 15° sur toute la bande de fréquence étudiée.

On notera pour finir que la similitude des fluctuations obtenues pour les générateurs de tension E_{GEE} des deux boucles n'est pas sans rappeler les conclusions tirées de l'étude du générateur de courant : un élément extérieur aux boucles intervient dans le transfert de puissance. Cet élément a des chances d'être le câble d'alimentation, mais on peut également soupçonner la description du septum désadapté au vu de la faiblesse des écarts constatés.

V.3.c. Intégration au modèle de couplage avec effets de ligne (MCEL3)

Pour conclure, nous reprenons le modèle de couplage MCEL auquel nous intégrons les améliorations que nous avons identifiées lors des études des générateurs de courant et de tension, à savoir :

- \checkmark l'intégration d'un offset de phase pour le générateur de courant (I_{TH_0}),
- \clubsuit la prise en compte du courant d'inductance pour le générateur de tension (E_{TH2}).

Le modèle ainsi obtenu, appelé MCEL3, est appliqué au cas d'une boucle 10 cm en position de couplage inductif maximal :



Figure III.43 Couplage entre le septum désadapté et les boucles 10 cm et 4 cm- couplage inductif maximal Comparaisons des paramètres Sij obtenus par mesure et par le modèle MCEL3

Le tracé des comparatifs entre mesure et modèle MCEL3 en figure III.43 montrent la qualité de la description à laquelle nos investigations nous ont conduit : D'un point de vue module l'écart se situe dans une fourchette de ± 1 dB jusqu'à 250 MHz, mis à part autour de 200 MHz pour le port A. Les conclusions relatives aux phases sont du même acabit.

L'application du modèle MCEL3 à la boucle 4cm conduit aux mêmes constatations : une excellente description sur tout le spectre de fréquence étudié, mis à part pour le port A aux alentours de 200 MHz.

Grâce à la résolution du problème inverse, nous sommes à même d'identifier où réside l'incertitude menant aux défauts de modélisation constatés en figure III.43 aux alentours de 200 MHz : le couplage inductif est relativement bien décrit (figure III.42), par contre le couplage capacitif est toujours perfectible (figures III.36 à III.38). Nous pouvons donc affirmer que c'est le manque de précision dans la description du couplage de nature capacitive qui est l'origine des divergences entre mesure et modèle en figure III.43. Nous en concluons également que ce défaut n'est pas la conséquence d'une mauvaise représentation du septum désadapté ; en effet si tel était le cas, nous constaterions des fortes fluctuations pour les deux générateurs E_{GEE} et I_{GEE} .

Par contre on prendra garde aux résultats obtenus pour des fréquences supérieures à 250 MHz, pour lesquelles la modélisation du septum désadapté pourrait être améliorée. Il est possible que ceci soit à l'origine de décalages de phases et de modules.

En conclusion, les défauts de modélisation relevés au cours des investigations (écart de phases, fluctuations des modules obtenus en mesure similaires pour les deux boucles) dans la modélisation du transfert de puissance entre une boucle et le septum désadapté semblent être en majeure partie la conséquence de la non-prise en compte du câble d'alimentation. Nous avons choisi de ne pas nous pencher sur sa description exacte, considérant que cela sortait du contexte de ce travail de thèse. Cependant son impact est très visible sur certaines configurations de mesure ; cette problématique, que nous pointons également lors de l'étude du couplage en cellule TEM-3D, nous a amené à concevoir une structure permettant de s'affranchir des servitudes en tout genre à la manière de l'utilisation des petites cellules TEM. Nous la présentons en conclusion du chapitre IV, lors de l'exposé des perspectives envisageables à la suite de ce travail.

V.4. Etude du couplage pour différentes positions de boucle

Pour conclure les séries d'expérimentations portant sur l'investigation du couplage entre la boucle et le septum désadapté, nous présentons ici l'analyse des résultats pour différentes positions de la boucle 10 cm.



Figure III.44 Index des positions de la boucle 10 cm

Ces positions sont choisies pour mettre en évidence un déplacement suivant un des axes cartésien par rapport à la position de départ (position 1), comme on peut le voir en figure III.44. On se trouve toujours dans le cas d'un couplage inductif maximal. Nous allons constater que les résultats obtenus confirment les différentes conclusions formulées lors des précédents paragraphes.

V.4.a. Influence de la position sur les caractéristiques de la boucle

Pour pouvoir appliquer le modèle MCEL2 à ces différentes configurations, il est nécessaire de déterminer les caractéristiques en courant et en tension de la boucle 10 cm pour chacune de ces positions. Ayant affaire à un système couplé {boucle - câble - septum}, modifier la distance relative entre ces éléments risque de modifier les caractéristiques en courant et tension à l'accès de la boucle 10 cm. Pour évaluer ces fluctuations, nous traçons ces grandeurs sur un même graphique pour toutes les positions de boucle en figure III.45.



Figure III.45 Mesure des modules des courants et tensions au niveau de l'accès de la boucle 10 cm pour différentes positions

On observe en figure III.45 que, quelle que soit la position pour laquelle les mesures sont effectuées, les modules en courants et tensions sont quasiment toujours égaux ; les conclusions sont identiques en ce qui concerne la phase. Cela signifie que l'interaction entre boucle et fil et plan de masse est trop faible pour que la modification de leur disposition relative influe sur les caractéristiques de la boucle.

On vérifie cette idée en se penchant sur le calcul de l'impédance ramenée au niveau de la boucle à travers la mutuelle de couplage :



Figure III.46 Impédance ramenée au primaire à travers une mutuelle de couplage – cas général

L'application de la formule donnée en figure III.46 nous amène à la conclusion que pour notre configuration d'essai, l'influence du secondaire (c'est-à-dire le septum désadapté) est trop faible pour venir modifier de façon notable l'impédance totale de la boucle : en effet, la mutuelle de couplage (40 nH au mieux) est trop faible au regard de l'inductance propre de la boucle (de l'ordre de 320 nH). Ceci est à l'image du couplage très lâche qui s'opère entre les deux entités.







Nous étudions tout d'abord le cas où la boucle est déplacée dans le sens de propagation du septum (déplacement suivant l'axe X). Nous déterminons les caractéristiques des générateurs

équivalents aux couplages magnétique et électrique à l'aide de la résolution inverse (E_{GEE} et I_{GEE}), et nous les comparons aux générateurs théoriques E_{TH2} et I_{TH} . On notera que la boucle est placée de telle sorte qu'au niveau du schéma équivalent ces générateurs sont situés entre les 6^{ème} et 7^{ème} cellules LC constituant le septum désadapté.

On constate en figure III.47 que la concordance entre les générateurs E_{TH2} et E_{GEE} est excellente jusqu'à 130 MHz environ, et qu'ensuite on observe une divergence légèrement plus marquée que lors de l'étude du couplage pour la boucle placée en position 1 (voir graphique III.42). L'étude des phases (non représentées) amène aux mêmes conclusions.

De même, la comparaison des résultats entre les générateurs I_{TH} et I_{GEE} fait état de fluctuations plus marquées que pour la position 1 (voir figures III.36 à III.38) sans pour autant modifier les conclusions générales déjà formulées auparavant.

V.4.c. Boucle 10 cm en position de couplage inductif maximal - position 3

Ensuite, nous étudions le cas où la boucle est décalée latéralement par rapport au septum désadapté dans le sens de la largeur (déplacement suivant l'axe Y), mais centrée dans le sens de la longueur.



Figure III.48 Couplage entre le septum désadapté et la boucle 10 cm - couplage inductif maximal Comparaison des modules des générateurs équivalents pour la boucle en position 3

Les tracés comparatifs entre générateurs de tension E_{TH} et E_{GEE} (figure III.48) montrent que la décroissance latérale de la mutuelle mise en évidence lors de l'étude théorique du couplage inductif (voir III) est confirmée par l'expérimentation : la valeur de $M_{COUPLAGE}$ passe de -40 nH à -11 nH par rapport à la boucle placée juste au-dessus du septum désadapté.

De même, le générateur I_{GEE} obtenu par résolution du problème inverse montre que le couplage de nature capacitive diminue. On retrouve cet aspect au niveau du générateur théorique I_{TH} , pour lequel la valeur de capacité de couplage $C_{COUPLAGE}$ passe de 0.28 pF pour la boucle en position 1 à 0.15 pF pour la boucle placée en position 3.

V.4.d. Boucle 10 cm en position de couplage inductif maximal - position 4

Pour finir, nous plaçons à présent le centre de la boucle 10 cm à une hauteur de 24 cm (déplacement suivant l'axe Z), mais en la recentrant par rapport au septum dans le sens de la longueur et de la largeur.

Encore une fois, on constate à l'observation de la figure III.49 que le déplacement de la boucle induit une modification des valeurs de mutuelle et de capacité de couplage sans pour autant modifier les caractéristiques générales du transfert de puissance. On obtient les mêmes conclusions lorsque l'on penche sur les résultats de phase.



Figure III.49 Couplage entre le septum désadapté et la boucle 10 cm - couplage inductif maximal Comparaison des modules des générateurs équivalents pour la boucle en position 4

On a pu voir que les figures III.37 à III.39, relatant les résultats obtenus pour la boucle en positions 2, 3 et 4, font état de générateurs de tension et de courant qui divergent de manière plus prononcée par rapport au cas de la boucle en position 1 (figures III.38 et III.42). Il est à noter qu'entre ces deux phases d'expérimentation, pour des raisons d'ordre pratique il a été nécessaire de réduire la surface effective de reprise de masse pour le câble d'alimentation de la boucle. C'est pourquoi nous interprétons ces différences comme la conséquence des modifications apportées à la configuration d'essai, moins optimale.

Enfin, la dernière position de la boucle correspond à une hauteur de boucle $Z_b = 24$ cm. D'après la figure III.28 on sait que pour une telle hauteur il serait nécessaire d'implémenter non pas un seul doublet de générateur mais plusieurs, afin de relater le caractère réparti du transfert de puissance entre la boucle et le septum. Ceci n'a pas été retranscrit dans l'analyse du couplage pour la boucle en position 4, ce qui entraîne une certaine incertitude sur la description des générateurs équivalents obtenus par résolution du problème inverse.

Nous traitons plus particulièrement ci-après du cas théorique d'un transfert de puissance dont la représentation électrique équivalente nécessite deux doublets de générateurs situés au niveau des deux cellules LC centrales du septum désadapté. Nous verrons que cette question s'avère complexe à résoudre, et que l'expression « problème inverse » devient alors pleinement justifiée.

V.5. Analyse théorique du cas de deux doublets de générateurs

Dans le cas où l'on éloigne la source du septum, le transfert de puissance n'est plus représentable par un unique doublet de générateurs localisés à un endroit précis de la ligne. En effet, le couplage est alors physiquement réparti sur tout ou partie du septum, ce qui se traduit électriquement par une augmentation du nombre de doublets de générateurs nécessaire à la bonne modélisation du phénomène physique.

Pour écrire le système d'équations correspondant à un tel cas de figure, nous procédons par superposition : l'influence de chacun des générateurs au niveau des ports A et B du septum est décrite séparément (en prenant en compte les conditions de charges), puis l'ensemble est sommé pour obtenir la mesure effective aux ports.

Nous étudions en particulier le cas de deux doublets de générateurs placés au niveau des deux cellules LC centrales de la ligne de transmission décrivant le septum désadapté (figure III.50). On notera que lors de la mesure à un des ports, l'impédance de charge sur ce port est forcément 50 Ω (impédance présentée par l'appareil de mesure). Par contre, le port opposé à celui de la mesure est chargé par une impédance réelle quelconque (notée *R* dans les équations). Cette condition de charge a évidemment une influence sur le résultat de mesure, et c'est justement par ce biais que l'on dispose d'autant d'équations que d'inconnues (qui sont

les caractéristiques d'amplitude et de phase des générateurs E_k et I_k).



Figure III.50 Cas de deux doublets centrés – schéma électrique

V.5.a. Principe de la résolution

Avec :

En notant $Z_0(R)$ l'impédance équivalente aux 3 cellules LC en parallèle avec la charge d'extrémité notée R, les résultantes des générateurs E_1 , E_2 , I_1 et I_2 au niveau des accès du septum désadapté s'écrivent alors :

$$V_{A}(R) = \frac{1}{Z_{0}(50) + Z_{int}(R)} \frac{1}{\alpha_{E}} E_{1} + \frac{1}{Z_{0}(R) + Z_{int}(50)} \frac{1}{\beta_{E}} E_{2}$$

$$+ \frac{Z_{0}(50) \times Z_{int}(R)}{Z_{0}(50) + Z_{int}(R)} \frac{1}{\alpha_{I}} I_{1} + \frac{Z_{0}(R) \times Z_{int}(50)}{Z_{0}(R) + Z_{int}(50)} \frac{1}{\beta_{I}} I_{2}$$

$$V_{B}(R) = \frac{1}{Z_{0}(R) + Z_{int}(50)} \times \frac{(-1)}{\beta_{E}} E_{1} + \frac{1}{Z_{0}(50) + Z_{int}(R)} \times \frac{(-1)}{\alpha_{E}} E_{2}$$

$$+ \frac{Z_{0}(R) \times Z_{int}(50)}{Z_{0}(R) + Z_{int}(50)} \times \frac{1}{\beta_{I}} I_{1} + \frac{Z_{0}(50) \times Z_{int}(R)}{Z_{0}(50) + Z_{int}(R)} \times \frac{1}{\alpha_{I}} I_{2}$$

$$Eq. III. 45)$$

$$(Eq. III. 46)$$

$$Z_{int}(R) = \frac{Z_{0}(R) + jL\omega}{1 - LC\omega^{2} + jCZ_{0}(R)\omega} + jL\omega$$

Les facteurs α et β étant des termes obtenus suite à l'écriture des matrices chaînes correspondant au système étudié. Pour simplifier l'écriture de ce système, on l'exprime sous la forme donnée en équations III.47 et III.48 :

$$V_{A}(R) = \frac{Y_{1}(R)}{\alpha_{E}} E_{1} + \frac{Y_{2}(R)}{\beta_{E}} E_{2} + \frac{Z_{1}(R)}{\alpha_{I}} I_{1} + \frac{Z_{2}(R)}{\beta_{I}} I_{2}$$
(Eq. III. 47)

$$V_B(R) = \frac{Y_2(R)}{-\beta_E} E_1 + \frac{Y_1(R)}{-\alpha_E} E_2 + \frac{Z_2(R)}{\beta_I} I_1 + \frac{Z_1(R)}{\alpha_I} I_2$$
(Eq. III. 48)

On notera au passage que les termes α_E et β_E sont homogènes à des admittances, tandis que les termes α_I et β_I sont sans dimensions ; on vérifie donc bien la cohérence des équations.

Pour déterminer les caractéristiques des quatre générateurs il faut au moins quatre mesures indépendantes. Ces mesures peuvent être effectuées à un seul et même port, auquel cas nous avons besoin de quatre charges différentes à placer sur le port opposé. Mais nous pouvons également effectuer deux mesures à chacun des ports, ce qui limite à deux le nombre de charges différentes nécessaires.

On notera que le nombre des conditions de charges exploitables n'est pas très élevé : intuitivement, on se doute que les résultats de mesure pour des conditions de charge trop voisines n'amènent pas de différences assez significatives. On distingue au moins trois conditions terminales très différentes (court-circuit, circuit ouvert et charge correspondant à l'impédance caractéristique de la ligne) qui correspondent au centre et aux lieux extrêmes de l'axe des réels sur le diagramme de Smith. Ensuite on peut encore choisir quelques valeurs d'impédances intermédiaires pour compléter les besoins en conditions de charge indépendantes.

Le système à résoudre détaillé en équation III.49 est donné pour le cas où les mesures sont effectuées aux deux ports de mesure :

$$\begin{bmatrix} V_{A}(R_{1}) \\ V_{B}(R_{1}) \\ V_{A}(R_{2}) \\ V_{B}(R_{2}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_{1}(R_{1})}{\alpha_{E}} & \frac{Y_{2}(R_{1})}{\beta_{E}} & \frac{Z_{1}(R_{1})}{\alpha_{I}} & \frac{Z_{2}(R_{1})}{\beta_{I}} \\ \frac{Y_{2}(R_{1})}{-\beta_{E}} & \frac{Y_{1}(R_{1})}{-\alpha_{E}} & \frac{Z_{2}(R_{1})}{\beta_{I}} & \frac{Z_{1}(R_{1})}{\alpha_{I}} \\ \frac{Y_{1}(R_{2})}{\alpha_{E}} & \frac{Y_{2}(R_{2})}{\beta_{E}} & \frac{Z_{1}(R_{2})}{\alpha_{I}} & \frac{Z_{2}(R_{2})}{\beta_{I}} \\ \frac{Y_{2}(R_{2})}{-\beta_{E}} & \frac{Y_{1}(R_{2})}{-\alpha_{E}} & \frac{Z_{2}(R_{2})}{\beta_{I}} & \frac{Z_{1}(R_{2})}{\alpha_{I}} \end{bmatrix} \overset{(Eq. III. 49)}{\Leftrightarrow} \quad [V] = [A][S] \quad (Eq. III. 49)$$

On constate ainsi que la détermination des caractéristiques des générateurs E_1 , E_2 , I_1 et I_2 passe par la résolution d'un système d'équations linéaires où S est le vecteur recherché.

V.5.b. <u>Analyse du système d'équations linéaires $[V] = [A] \times S$ </u>

Résoudre un système d'équations linéaires de type AX = Y peut être effectué de manière simple en déterminant l'inverse de la matrice de facteurs A. Si l'on y parvient, on est alors ramené à une simple multiplication matricielle : $[A^{-1}] \times [V] = [S]$.

C'est la première méthode par laquelle nous avons tenté de procéder. Mais les premiers résultats montrent que pour deux conditions de charge très différentes ($R_1 = 50 \ \Omega$ et $R_2 = 1 \ M\Omega$), le déterminant de cette matrice avoisine les 10^{-28} (voir figure III.51) : nous avons affaire à une matrice presque singulière.



Figure III.51 Cartographie du déterminant de A pour différentes conditions de fréquence et de charges R₁ R₂

Nous avons alors cherché à nous assurer qu'il n'existait pas de valeurs spécifiques de charges nous amenant à une matrice de facteurs A ayant de meilleures caractéristiques. Pour cela nous avons tracé en figure III.51 plusieurs cartographies du déterminant de diverses

matrices A :

- La première cartographie est le calcul systématique du déterminant en fonction de la fréquence et de la seconde charge (notée R_2) utilisée pour « compléter » la matrice A (la première, R_1 , étant toujours 50 Ω).
- Les secondes et troisièmes cartographies servent à déterminer si, en jouant sur les doublets de charge R₁ et R₂, il est possible d'obtenir une matrice carrée inversible. Pour les deux fréquences témoins fixes choisies (50 MHz et 230 MHz), on constate encore une fois l'échec de ces tentatives.

Les résultats de la figure III.51 semblent indiquer que, quelles que soient les conditions de charges aux extrémités du septum, la matrice A est quasi-singulière compte tenu de la précision du logiciel de calcul. Analytiquement, cela voudrait dire que l'on peut trouver plusieurs combinaisons de générateurs $\{E_1, E_2, I_1, I_2\}$ vérifiant le système d'équation III.49 : les générateurs alors obtenus ne correspondent pas à une réalité physique, seulement à un assemblage de paramètres permettant de faire concorder des résultats entre eux.

Cependant ces graphiques ne nous permettent pas de déterminer si cette quasi-singularité est une conséquence de la manière avec laquelle nous avons posé le problème, ou si le fait de chercher à identifier les caractéristiques de ces générateurs répartis n'avait aucun sens physique. Ce dernier cas engendrerait une matrice au déterminant systématiquement nul, et les petites fluctuations constatées en figure III.51 ne seraient alors que des bruits de calcul consécutifs à des troncatures numériques effectuées par le logiciel.

Pour conclure quant au caractère inversible ou non de la matrice A, nous nous intéressons à l'expression théorique de son déterminant. Pour faciliter cette analyse, nous en simplifions le contexte :

- Nous ne prenons en compte que deux générateurs de tension, afin d'étudier des expressions littérales de taille raisonnable. On notera que cette étude peut également être réalisée avec deux générateurs de courant ou un doublet de générateur (courant et tension), et qu'elle amène aux mêmes conclusions.
- Nous n'étudions pas les différences de potentiel au niveau des ports du septum mais au plus « proche » des deux générateurs de tension sur la ligne (voir schémas et notations en figure III.52). Cette manière de procéder est équivalente à celle qui conduit au système linéaire décrit en équation III.49, et si l'on note [V'] le vecteur [V'_A; V'_B] on établit aisément la relation [V] = [D₁]× [V'] (avec D₁ une matrice diagonale). Cette opération s'apparente ainsi à un pré-conditionnement de matrice.



Figure III.52 Points d'études des différences de potentiels

Les modifications des conditions de charges aux ports A et B ont une répercussion sur les valeurs d'impédance équivalente Z_A et Z_B qui peuvent être décrites à l'aide d'une même fonction $f(\omega, R)$, R étant la charge placée en bout de septum. Puisque nous n'avons que deux inconnues (les générateurs E_1 et E_2), nous n'avons besoin que d'une mesure à chacun des ports. En prenant $R = R_0 = 50 \Omega$, on a $Z_A = Z_B = Z$ et on arrive finalement au système linéaire donné en équation III.50 :

$$\begin{bmatrix} V'_{A} \\ V'_{B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} E_{1} \\ E_{2} \end{bmatrix} \text{ avec} \begin{cases} \begin{bmatrix} A' \end{bmatrix} = \frac{Z}{(K+1)\left(Z + \frac{jL\omega}{2}\right)} \begin{bmatrix} -K & -1 \\ 1 & K \end{bmatrix} \\ \text{où} \quad K = 1 + \frac{jZC\omega}{2} \end{cases}$$
(Eq. III. 50)

On comprend alors que, hors combinaison de valeurs particulières des paramètres L, C ω et Z, la matrice [A'] est bien inversible. Cependant la précision requise est importante puisque K est peu différent de 1, notamment à basse fréquence comme on peut le voir en figure III.53 :



Figure III.53 Comportement du terme K en fonction de la fréquence (parties réelle et imaginaire)

Les difficultés rencontrées sont donc bien d'ordre numérique : la matrice A' est effectivement inversible, mais la précision requise est trop grande.

Par ailleurs on notera que le logiciel parvient à correctement inverser cette matrice A' sur la bande de fréquence 500 kHz – 300 MHz : nous avons vérifié à l'aide de simulations électrique qu'à partir des grandeurs V_A et V_B , nous sommes en mesure de déterminer avec exactitude les caractéristiques des générateurs E_1 et E_2 . En outre, nous pouvons faire de même lorsque nous plaçons deux générateurs de courant ou encore un doublet de générateur E et I. En bref, l'inversion de la matrice est possible tant que nous ne considérons que 2 générateurs, quel que soit leur type respectif.

En fait, la situation ne se dégrade que lorsque l'on considère trois générateurs ou plus : la précision requise est alors bien plus importante, ce qui fait que nous rencontrons les difficultés exposées en figure III.51. Nous avons bien tenté d'appliquer d'autres techniques (conditionnement de matrice, optimisation au sens des moindres carrés, décomposition LU et SVD, algorithme itératif de JACOBI) mais nous ne sommes pas parvenus à obtenir un résultat satisfaisant. Pour aller plus loin, il serait nécessaire de combiner un travail sur des techniques de résolution amenant une précision de calcul bien plus grande avec une réflexion sur l'écriture matricielle du système linéaire le plus propice pour effectuer ces calculs.

V.5.c. Conclusion : cas général plusieurs doublets

Nous avons constaté au fil de nos investigations que la résolution du problème inverse lorsque l'on considère de multiples doublets de générateurs E et I (2 ou plus) nécessite une précision de calcul dont nous ne disposons pas. C'est pourquoi pour le moment nous ne sommes pas en mesure de représenter le transfert de puissance autrement que par un unique doublet de générateurs.

S'il était possible de résoudre le système d'équations linéaires, les résultats que nous pourrions en tirer seraient alors très intéressants : cela nous permettrait de mieux connaître la répartition du transfert de puissance le long de la ligne de transmission. Pour le cas du couplage investigué dans ce chapitre (couplage boucle – septum), cela ne présenterait pas grand intérêt puisque l'intuition physique et les calculs analytiques nous permettent de deviner quelle est l'allure générale de cette répartition (voir figure III.28). D'autant plus que nous avons toujours pris soin à placer la boucle de telle sorte que le couplage se fasse toujours de manière très localisé. Mais dans un cas plus général où nous ne connaissons pas à priori le comportement de l'équipement à caractériser, cette information de répartition du couplage amènerait indéniablement un plus au diagnostic.

Par exemple, dans un contexte de mesure spécifique il se peut qu'un câble de servitude passe à proximité du septum (c'est notamment le cas dans la cellule TEM-3D, comme on le verra au chapitre IV). Si nous connaissons les caractéristiques des générateurs de tension et de courant pour chacune des cellules composant le schéma électrique équivalent à la ligne, nous sommes en mesure d'identifier une éventuelle influence du câble sur la mesure : les générateurs localisés à proximité de l'endroit où passe le câble feront état de modules et de phases particuliers. Il serait alors possible de séparer leur influence sur la mesure pour ne s'intéresser qu'à l'équipement testé.

Mais ce ne sont pour le moment que des projections, puisqu'il faudrait d'abord parvenir à résoudre les systèmes linéaires décrit plus haut. Néanmoins, suite aux nombreuses investigations menées sur ce sujet nous pouvons formuler quelques remarques :

Premièrement, la précision requise pour déterminer les caractéristiques des différents générateurs est directement liée à l'angle électrique entre deux générateurs : plus celui-ci est petit (c'est-à-dire plus le nombre de cellules LC est grand, pour une longueur de ligne de transmission fixe) et plus la précision nécessaire est grande. Cela est particulièrement sensible pour le cas de deux générateurs de tension E_1 et E_2 : comme on le représente en figure III.54, un angle électrique petit est caractérisé par des paramètres L et C petit, ce qui amène dans un cas extrême à une infinité de solutions pourvu que les générateurs vérifient $E_1 + E_2 = E$.



Figure III.54 Représentations électriques équivalentes de deux générateurs de tension répartis pour Co « 1

- \checkmark On notera que ces paramètres linéiques de ligne de transmission sont directement liés à l'impédance caractéristique Z_C (équation III.32). Dans une optique d'amélioration de la précision de calcul, il serait donc préférable d'opter pour l'impédance caractéristique la plus basse possible. Cependant, on gardera à l'esprit qu'une telle opération n'est pas transparente d'un point de vue mesure : un septum haute impédance favorise un couplage de nature inductif, tandis qu'un septum basse impédance favorise un couplage de nature capacitif (nous y reviendrons au chapitre IV).
- b D'un point de vue analytique, nous avons précisé plus haut que plusieurs méthodes

ont été employées pour tenter de résoudre le système d'équations linéaires décrivant le transfert de puissance. Or l'écriture matricielle du phénomène physique n'est pas unique : on peut par exemple décrire le problème à l'aide de matrices rectangulaires présentant des colonnes mieux conditionnées. Nous avons suivi une telle démarche pour le cas des deux doublets de générateurs : le calcul du pseudo inverse de Moore Penrose de la matrice rectangulaire nous a permis d'obtenir de bien meilleurs résultats, mais cependant toujours trop imprécis pour être exploités (écarts avec la simulation électrique du système dépassant les 10 dBV / 10 dBA).

Pour finir, il conviendra de prendre garde aux incertitudes de mesure en expérimentation. En effet, la précision d'un analyseur de réseau ou de spectre n'est guère inférieure à quelques dixièmes de dB. Dès lors, si un type de couplage est prédominant par rapport à l'autre (par exemple si le couplage inductif est « noyé » par le couplage capacitif) il sera uniquement possible de déterminer le couplage principal (le couplage capacitif). Ce paramètre devrait être pris en compte lors du choix de l'impédance du septum implémenté dans la cellule.

VI. Conclusion du chapitre III

Nous avons pu constater à travers l'ensemble des investigations menées que le transfert de puissance entre une boucle de courant et un septum haute impédance en espace libre est régi par des couplages de type capacitif et inductif. Ces phénomènes peuvent être modélisés sous la forme d'un circuit électrique équivalent, où le couplage capacitif est pris en compte à l'aide d'un générateur de courant et le couplage inductif à l'aide d'un générateur de tension. L'objectif premier de l'étude, consistant à décrire le transfert de puissance sans faire appel aux notions de moments équivalents et de champs transverses normalisés, est donc pleinement atteint.

Cette représentation de la puissance couplée au septum fait intervenir des éléments électriques spécifiques pour les deux types de couplage : le couplage inductif est fonction de la pulsation, du courant de boucle et d'une mutuelle dont la valeur évolue en fonction de la position de la boucle par rapport au septum. On pourrait à priori faire de même avec le couplage électrique, qui pour sa part dépend de la pulsation, de la différence de potentiel en entrée de boucle ainsi que d'une capacité dont la valeur est également dépendante de la position de la boucle par rapport au septum. Nous employons le conditionnel dans cette dernière phrase parce que malheureusement, nous ne sommes pas parvenus à nous affranchir complètement d'un paramètre déterminant en expérimentation : le câble d'alimentation de la boucle. De nombreuses constatations nous ont permis de mettre en évidence son influence sur la mesure, laquelle se traduit par un couplage de type capacitif pour ce cas particulier (si couplage inductif il y a, celui-ci est négligeable). De fait, nous serions plus dans le cas d'un couplage du système {boucle + câble + ferrites} avec le septum.

Ces conclusions nous ont posé de réels problèmes puisque nous souhaitions avant tout déboucher sur méthode générique permettant de fournir un diagnostic reposant sur l'analyse de la puissance couplée au septum, applicable à tous les cas de figures afin de déterminer les caractéristiques de l'équipement seul (les boucles carrées utilisées comme source n'étant que des sources de champ magnétique). Si le câble perturbe cette caractérisation et que les interactions entre EST et câble sont à étudier préalablement à toute expérimentation, les possibilités d'exploitation en sont tout de suite amoindries du fait de la lourdeur de la procédure. Comme nous l'avons précisé dans ce chapitre nous avons avant tout choisi de focaliser notre étude sur la description du transfert de puissance en tâchant d'identifier les types de couplages. Nous avons considéré l'impact du câble lorsque nous en avions l'opportunité, mais sans pour autant pousser trop loin les investigations sur cette problématique : le câble dont nous nous sommes servi est particulier, tout comme la source employée et les ferrites.

Tout cela nous mène à une problématique de premier plan pour effectuer les mesures en cellule TEM-3D : jusqu'à quel point les câbles participent-ils au transfert de puissance entre l'objet sous test et la sonde ? Est-il possible de suffisamment s'affranchir de leur influence ? Nous tâcherons d'apporter quelques éléments de réponse lors du quatrième et dernier chapitre de ce mémoire de thèse.

A contrario, le modèle électrique du septum est fixe : une fois déterminé, il reste le même tant que l'EST n'est pas placé trop près de lui (auquel cas on aura une modification locale de son impédance caractéristique). Ensuite, la puissance recueillie par cette ligne de transmission est modélisée par des générateurs intégrés au sein du schéma électrique de la ligne de transmission représentant le comportement du septum. On a vu que ce schéma peut être ramené à basse fréquence à une simple inductance sans que cela ne vienne dégrader la modélisation du transfert de puissance. Toutefois, lorsque la fréquence augmente il est nécessaire de le représenter comme une succession de cellules LC pour prendre en compte les phénomènes de propagation.

Intervient alors la notion de répartition du transfert de puissance : chaque cellule LC composant le septum représente physiquement une portion de la ligne de transmission, et donc recueille un certain pourcentage de la puissance totale couplée au septum. Dans un premier temps, nous avons placé la boucle de courant de manière à ce que le transfert de puissance soit localisé à un endroit relativement précis de la ligne (juste sous la boucle). Mais surtout, faire en sorte que la majeure partie de la puissance couplée soit localisée à un endroit précis de la ligne nous a permis de résoudre le problème inverse, à savoir : quelles sont les caractéristiques des générateurs de tension et de courant à l'origine des différences de potentiel mesurées aux ports du septum ? En effet, il est possible de répondre à cette question lorsque l'on est en présence d'un unique doublet de générateurs.

Nous avons alors pu identifier les caractéristiques réelles des générateurs de courant et de tension, dont l'observation nous a permis d'identifier une plage de fréquence pour laquelle le couplage de type capacitif peut être correctement modélisé (au prix d'un décalage artificiel de la phase). C'est ainsi que le modèle final du transfert de puissance montre une très bonne concordance avec l'expérimentation pour la gamme de fréquence 500 kHz – 300 MHz.

Nous espérions pousser plus loin l'exploitation du modèle électrique du couplage en considérant un cas plus général, pour lequel le transfert de puissance ne serait pas à priori localisé en un endroit précis de la ligne mais bien réparti (à l'instar de la mesure d'émission en cellule TEM-3D). Mais malheureusement, comme nous l'avons explicité en fin de chapitre nous avons rencontré des difficultés lors de la résolution du système d'équations linéaires décrivant le phénomène physique.

En conclusion, on retiendra qu'il n'a pas été nécessaire de faire appel à des notions de champ rayonné pour modéliser le transfert de puissance entre la boucle et le septum désadapté sur la gamme de fréquence allant du continu jusqu'à 300 MHz. Concrètement, nous remplaçons les notions de moments équivalents et de champ électrique transverse par un produit de facteurs spécifiques :

- ✤ M_{COUPLAGE}×I_{BOUCLE} pour le couplage de type inductif,
- \bigcirc C_{COUPLAGE} × V_{BOUCLE} pour le couplage de type capacitif.

La question que nous nous posons à présent est la suivante : comment exploiter ces générateurs équivalents pour déboucher sur une information propre à l'objet ? Comment la réduire à une donnée intrinsèque de l'EST, pouvant être ensuite exportées vers un système plus complexe ? Nous aurions déjà quelques éléments de réponses à apporter grâce aux expérimentations présentées dans ce chapitre. Cependant, le septum haute impédance placé en espace libre n'est pas une structure propice à la caractérisation d'équipements en émission : trop d'incertitudes résident au niveau de la configuration des essais. Nous nous pencherons donc sur cette question au chapitre IV, où nous appliquons ces modèles de couplage au cas d'un septum adapté 50 Ω placé en espace libre et en cellule TEM-3D.

REFERENCES CHAPITRE III

Ouvrages et articles

- [1] Robert E. COLLIN, "Field theory of guided waves, 2nd Ed.", éditions IEEE, 1991.
- [2] F. GARDIOL, "Traité d'électricité volume XIII hyperfréquences", Presses polytechniques et Universitaires Romandes, 1996.
- [3] D. GUININ & B. JOPPIN, "Précis de mathématiques Analyse Géométrie", Éditions BRÉAL, 1997.
- [4] J-P PÉREZ, R. CARLES & R. FLECKINGER, "Électromagnétisme Fondements et applications", 2nd édition, Éditions MASSON, 1996.
- [5] C.D. Taylor, R.S. Satterwhite, C.W. Harrison Jr., "The Response of a Terminated Two-Wire Transmission Line Excited by a Non uniform Electromagnetic Field", IEEE Trans. Ant. Prop., Vol. e, pp. 98 7-989, November 1965.

TEM-3D

- [TEM3D-1] M. KLINGLER, J. RIOULT, JP GHYS : Dispositif d'essai en compatibilité électromagnétique, Brevet FR 00 06193, 16 mai 2000.
- [TEM3D-2] M. KLINGLER, S. EGOT, J-P. GHYS & J. RIOULT, "On the use of threedimensional TEM cells for total radiated power measurements", IEEE EMC Symposium, Montreal, Août 2001.
- [TEM3D-3] V. DENIAU, "Recherche des caractéristiques optimales d'un nouveau moyen d'essais électromagnétiques appliqué aux tests d'équipements électroniques embarqués sur véhicules", Thèse soutenue à l'université de science et technologie de Lille, Juin 2003.
- [TEM3D 4] A. PICARD, "Etude d'une cellule TEM tridimensionnelle pour la mesure des champs électromagnétiques", rapport de stage de fin d'études, Juillet 2003.
- [TEM3D-5] V. DENIAU, J. RIOULT & D. DELCOURT, "Immunity Testing in threedimensional TEM cells", EMC Europe 2004, Eindhoven.
- [TEM3D 6] A. PICARD, F. FOUQUET, A. LOUIS AND B. MAZARI, "New methodology for EMC emission tests using a three-dimensional TEM cell," Acts of the EMC Compo 04 symposium, March 2004.
- [TEM3D-7] A. PICARD, F. FOUQUET, O. MAURICE, A. LOUIS, B. MAZARI & B. DEMOULIN, "Modelling Coupling Phenomena Between Septum and Loop at Low Frequency", Acts of the EMC Zürich 2005 symposium, February 2005.
- [TEM3D-8] A. PICARD, F. FOUQUET, O. MAURICE, A. LOUIS, B. MAZARI & B. DEMOULIN, "Le transfert de puissance en cellule TEM tridimensionnelle", 4^{èmes} JFMMA, mars 2005.
- [TEM3D-9] A. PICARD, F. FOUQUET, A. LOUIS, B. MAZARI & B. DEMOULIN, "Low Frequency Electric Model of Magnetic Coupling through a Loop outside a Septum", Acts of the 2EMC symposium, September 2005.

<u>Normes</u>

[NORM-1] Norme CEI 1000-4-20, "techniques d'essai et de mesure - Essais d'émission et d'immunité dans les guides d'onde TEM", Ed. 2003.

Cellule TEM

- [TEM-1] P. Wilson, "On Correlating TEM Cell and OATS Emission Measurements", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. 37, No. 1, Février 1995.
- [TEM 2] I. Sreenivasiah, D.C. Chang, M.T. Ma, "Emission Characteristics of Electrically Small Radiating Sources from Tests Inside a TEM cell", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-23, No 3, Août 1981.
- [TEM 3] M.L. Crawford, "Generation of standard EM fields using TEM transmission cells" IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-16, No 4, Novembre 1974.
- [TEM 4] P.F. WILSON & M.T. MA, "Small Obstacle Loading in a TEM Cell" Actes du symposium international EMC Zürich, 1983.
- [TEM 5] G. Meyer, "The TEM Measuring Line A Critical Overview", Actes du symposium international EMC Zürich, 1983.
- [TEM 6] M. KANDA, "Electromagnetic-Field Distortion Due to a Conducting Rectangular Cylinder in a Transverse Electromagnetic Cell", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-24, No 3, Août 1982.
- [TEM 7] S. KASHYAP, "Field Distortions in a TEM Cell" Actes du symposium international EMC Zürich, 1985.
- [TEM 8] John C. Tippet and D.C. Chang, "Radiation characteristics of electrically small devices in a TEM Transmission Cell", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-18, No 4, Novembre 1976
- [TEM 9] I. Sreenivasiah, D. C. Chang, and M. T. Ma, "A critical study of emissions and susceptibility levels of electrically small objects from tests inside a TEM cell", IEEE Intl. Symp. Electromag. Compat., Boulder, CO, pp. 499-507, 1981.

Cellule GTEM

[GTEM-1] T.E. Harrington, "Total-radiated-power-based OATS-equivalent emissions testing in reverberation chambers and GTEM cells", IEEE Intl. Symposium Electromagnetic Compatibility, Washington, DC, pp. 23-28, 2000.

<u>CHAPITRE IV</u> COUPLAGE ENTRE UNE BOUCLE ET UN SEPTUM ADAPTÉ EN ESPACE LIBRE ET EN CELLULE TEM TRIDIMENSIONNELLE

I. Introduction

Nous avons montré au chapitre III que le transfert de puissance entre la boucle et une ligne de transmission peut être représenté sous la forme d'un schéma électrique équivalent. La ligne est représentée au moyen d'un ensemble de cellules LC, et les phénomènes de couplage sont pris en compte à l'aide de générateurs de tension et de courant placés sur la ligne.

Mais ces expérimentations ont été effectuées sur un septum ne correspondant à ceux placés en cellule TEM-3D. C'est pourquoi nous allons reprendre la même démarche, mais cette fois-ci en considérant un septum adapté 50 Ω . Nous considèrerons alors deux cas de figures :

- b tout d'abord le couplage entre la boucle et le septum adapté en espace libre,
- sensuite le couplage entre la boucle et le septum adapté en cellule TEM-3D.

Nous verrons encore une fois que le câble d'alimentation de la boucle joue un rôle déterminant dans ces phénomènes de transfert de puissance. En particulier, nous présentons une procédure rapide permettant d'obtenir une évaluation de l'impédance complexe des ferrites en fonction de la fréquence. Les résultats obtenus à l'aide de cette méthode iront dans le sens des conclusions précédentes, à savoir que la mesure de couplage est effectuée sur le système {boucle + câble + ferrites}, et non sur la boucle seule.

Enfin, les mesures de couplage entre septa et boucle en cellule TEM-3D sont exploitées afin de déterminer les caractéristiques des générateurs équivalents obtenus par résolution du problème inverse. Nous verrons que les conclusions formulées suite aux mesures effectuées en espace libre sont toujours valables, en particulier en ce qui concerne les problématiques liées aux câbles de servitude.

Enfin, nous tirons partie de la compréhension des phénomènes de couplage présentés dans ce mémoire pour proposer une modélisation du champ magnétique émis par l'objet sous test. En outre, nous présentons une nouvelle structure d'essai dont les capacités de caractérisations sont directement tirées des constatations que nous avons formulé tout au long de ce chapitre.

II. <u>Couplage {septum adapté - boucle} en espace libre</u>

Nous nous appuyons sur le travail présenté au chapitre précédent pour investiguer le cas du couplage entre une boucle de courant et un septum adapté à 50 Ω placé sur un plan de masse en espace libre. La démarche employée pour cette étude suit la même logique, à savoir :

- Description du transfert de puissance à l'aide de générateurs de courant et de tension équivalents.
- ✤ Intégration des effets de ligne pour monter en fréquence.
- A partir du modèle électrique équivalent, détermination des caractéristiques des générateurs équivalents.

Nous commençons par introduire le dispositif d'essai choisi pour effectuer les mesures, pour lequel nous verrons que non seulement les câbles ont encore un fort impact sur la mesure, mais aussi l'environnement dans lequel la mesure est effectuée. Après application du modèle électrique équivalent, nous montrons que l'utilisation de générateurs de courant et de tension équivalents est toujours pertinente pour décrire le transfert de puissance entre la boucle et le septum adapté à 50 Ω .

II.1. Configuration d'essai

Nous cherchons à appliquer la même démarche que celle employée lors de l'étude du couplage entre la boucle et le septum désadapté. Les différents cas de figures à investiguer sont donc :

- boucles carrées 10 cm et 4 cm en position de couplage inductif maximal,
- boucles carrées 10 cm et 4 cm en position de couplage inductif minimal.

La construction du modèle électrique décrivant ces transferts de puissance passe par la détermination des paramètres linéiques L et C équivalent au septum adapté. Cette étape nous a amené à modifier plusieurs paramètres comme l'utilisation de plaques de diélectrique et l'environnement de mesure ambiant.

II.1.a. Impact de la configuration sur les paramètres S et modélisation

Nous commençons par effectuer un relevé des paramètres S du septum adapté placé sur un plan de masse en espace libre.

Nous avons naturellement commencé par reprendre la meilleure configuration de septum adapté au sens des paramètres S. Comme décrit au chapitre II, le paramètre de réflexion S_{11} vu aux ports du septum est inférieur à -20 dB jusqu'à 200 MHz grâce à l'ajout de plaques de diélectrique (voir figure IV.1).

Cependant il n'est pas évident de modéliser un tel comportement à l'aide de cellules LC réparties, pour deux raisons principales : tout d'abord les transitions ne présentent pas toujours une impédance caractéristique de 50 Ω . Les décrire à l'aide de cellules LC nécessiterait de segmenter ces transitions de multiples fois et d'en déterminer les éléments correspondants, ce qui est réalisable mais très long (avec un intérêt limité). Ensuite les plaques de diélectrique ajoutées empiriquement permettent de conserver un paramètre S₁₁ sous la barre des -20 dB jusqu'à 200 MHz, cependant on sait que la permittivité relative du

matériau (époxy) n'est pas constante avec la fréquence. Cette variation entraîne une difficulté à reproduire son comportement sur l'ensemble du spectre investigué sous forme d'un schéma électrique équivalent.



Figure IV.1 Impact de l'ajout de diélectriques sur les paramètres S du septum adapté (rappel chapitre II)

Ces constatations nous ont posé des problèmes lors des tentatives de modélisation du septum adapté : les différences par rapport au septum réel étaient trop marquées pour que nous puissions espérer l'exploiter.

Souhaitant conserver une certaine qualité d'adaptation tout en diminuant les fluctuations du paramètre S_{11} , nous avons donc décidé de faire « machine arrière » en ce qui concerne l'utilisation des diélectriques : nous les avons enlevés pour les remplacer par un fil conducteur de 1 cm permettant de souder la partie cuivrée du septum à un connecteur SMA vissé dans le plan de masse. Outre l'intérêt d'ôter les plaques de diélectriques, ce montage nous permet d'isoler complètement les câbles de mesures par rapport au septum, comme on peut le voir en figure IV.2.



Figure IV.2 Relevés paramètres S pour différents types de transition {septum - SMA} - modules S₂₁ et S_{ii}

Le montage de la figure IV.2 présente alors un paramètre de transmission S_{21} comparable à celui du septum avec transitions diélectriques, par contre on voit que la réflexion est plus importante : avec les transitions de type « soudure », le module des paramètres S_{ii} dépasse la barre des -20 dB entre 100 MHz et 200 MHz, pour culminer à une valeur de -13 dB.

Une observation des modules tracés en figure IV.2 nous amène à la constatation que le fait d'enlever les diélectriques a pour conséquence d'atténuer les fluctuations rapides des paramètres S_{ii} : sans diélectriques le module suit alors une tendance légèrement plus nette mais toujours pas satisfaisante. On notera qu'au vu des fréquences de travail il ne peut pas s'agir de problèmes de désadaptation locale du septum, puisque à ces fréquences la ligne de transmission que représente le septum est trop courte pour être à l'origine de tels soubresauts.

Nous avons donc cherché à déterminer l'impact de l'environnement proche du septum sur son comportement. Pour cela nous avons effectué deux mesures additionnelles, une en cage de faraday et une en chambre anéchoïque. Nous visualisons en figure IV.3 un graphique comparatif des relevés de paramètres S pour les trois configurations :



Figure IV.3 Relevés paramètres S pour différents environnements de mesure - modules S₂₁ et S₁₁

A l'observation des tracés de paramètres S en figure IV.3, l'impact de l'environnement ambiant sur la mesure est évident : le septum s'auto perturbe. En effet, on distingue trois cas de figures :

- Le premier cas est une mesure effectuée en milieu ambiant. On ne prend pas de précautions particulières quant aux éventuelles perturbations pouvant fausser le relevé des paramètres S.
- Le deuxième cas est une mesure effectuée en cage de faraday sans absorbants. Le septum est alors isolé des perturbations du milieu ambiant.
- Enfin, le troisième et dernier cas est une mesure effectuée en chambre anéchoïque. Avec cette configuration, nous nous affranchissons non seulement du milieu ambiant mais également du rayonnement du septum.

Nous pensions de prime abord que les fluctuations observées pour le septum en milieu ambiant étaient la conséquence de perturbations externes. C'est pourquoi nous l'avons placé dans un milieu isolé, à savoir la cage de Faraday. Mais le relevé de mesures faisant état de fluctuations beaucoup plus marquées, nous en avons déduit que c'est le septum lui-même qui se perturbe : il rayonne une certaine puissance qui, réfléchie par divers obstacles, est re-captée par le septum (faussant ainsi la mesure). Le placer dans une cavité métallique n'a fait qu'amplifier ce que nous observions déjà en milieu ambiant, les réflexions et surtout les modes de cavité amenant un niveau de perturbations beaucoup plus important.

Il est donc nécessaire pour effectuer une mesure propre de placer le septum dans une chambre anéchoïque, comme on le constate en figure IV.3. Nous disposons à présent d'une mesure modélisable sous forme de cellules LC, ce qui est l'objectif de la démarche.



Figure IV.4 Modélisation électrique équivalente du septum adapté 50 Ω - module S₂₁ et S_{ii}

Nous constituons alors un modèle électrique équivalent au septum avec des transitions de type soudure (photo en figure IV.2). Pour cela nous utilisons 5 cellules LC identiques pour la

partie centrale, et une cellule LC particulière pour chacune des transitions (voir schéma électrique de la figure IV.4). Après un premier dimensionnement des paramètres linéiques L et C de ces cellules, nous optimisons ces valeurs à l'aide d'une simulation numérique. Nous obtenons ainsi les résultats présentés en figure IV.4.

Comme on peut le deviner à l'allure des courbes de réponse du modèle, nous n'avons pas intégré les pertes à la représentation électrique équivalente du septum. Nous n'avions pas jugé nécessaire de les prendre en compte dans le cas du septum désadapté, puisque l'écart entre modélisation et mesures n'excédait pas 1 dB (voir chapitre III). Mais dans le cas présent cette simplification amène à des différences bien plus marquées, puisque par moment l'écart dépasse les 3 dB pour le paramètre de réflexion (hors résonances) et 1.5 dB pour le paramètre de transmission (aux alentours de 200 MHz).

Nous ajoutons donc une résistance de perte en série variant en fréquence avec chacune des inductances de la partie centrale.



Figure IV.5 Modélisation électrique équivalente avec pertes du septum adapté 50 Ω - module S₂₁ et S_{ii}

On constate en figure IV.5 que l'intégration des pertes linéiques améliore la qualité de description électrique du septum adapté 50 Ω : à présent l'erreur commise pour le paramètre de réflexion S₁₁ ne dépasse pas les 3 dB avant 220 MHz, tandis que le paramètre de transmission S₂₁ obtenu en mesure est correctement décrit à 0.5 dB près jusqu'à 260 MHz.

Le modèle est encore perfectible sur deux aspects : premièrement en ce qui concerne les valeurs des pertes en fonction de la fréquence, que nous avons limité à une expression fonction de la fréquence et de la fréquence au carré. Ensuite on voit bien en figure IV.5 que les deux ports ne sont pas symétriques (les soudures ne sont pas identiques), entraînant des paramètres de réflexion S_{11} différents entre les deux ports du septum. Intégrer cette nuance nécessiterait de définir des zones de transitions dissemblables. Mais nous avons choisi de ne pas pousser plus loin les investigations sur ces thèmes, jugeant la qualité de description suffisante pour observer ce que nous souhaitions.

II.1.b. Description de la configuration

Au final, le septum « adapté » 50 Ω est constitué d'une partie centrale plane de section constante et de deux transitions inclinées dont la hauteur et la largeur diminuent à mesure que l'on se rapproche du fil conducteur de 1 cm de haut, ce dernier permettant de souder le septum à un connecteur SMA. Ce connecteur SMA est vissé au niveau d'un trou pratiqué dans le plan de masse, face ouverte vers le septum, l'autre extrémité étant un raccord SMA femelle permettant de connecter les câbles de mesures.

La partie centrale mesure 75 cm en longueur et est placée à 10 cm de hauteur. Sa largeur est de 46 cm en moyenne, la découpe physique du cuivre ayant entraîné des variations de quelques mm suivant l'endroit considéré.

Les zones de transitions sont également constituées de cuivre. L'extrémité la plus large présente une largeur de 46 cm et une hauteur de 10 cm (raccord avec la partie centrale du septum), tandis que l'extrémité la petite fait 4,6 cm de largeur pour une hauteur de 1 cm (raccord avec le connecteur SMA). En fait, nous n'avons fait que respecter au mieux le rapport entre hauteur et largeur de septum préconisé par les théories de ligne micro ruban pour obtenir une impédance de l'ordre de 50 Ω .

En ce qui concerne la mesure de couplage proprement dite, nous utilisons toujours l'analyseur de réseau. Le premier port sert à alimenter la boucle de courant carrée placée audessus du septum, et le deuxième port est connecté à un des deux ports du septum. Pour toutes les mesures de couplage présentées dans ce chapitre, le deuxième accès du septum est chargé par une impédance 50 Ω . Pour cette campagne d'expérimentation nous n'avons considéré que le cas d'une boucle centrée par rapport au septum dans le sens de la longueur et de la largeur, disposée juste au-dessus du septum. Enfin la mesure est effectuée en chambre anéchoïque, comme on peut le voir en figure IV.6.



Figure IV.6 Configuration de la mesure de couplage septum adapté - boucle

Bien sûr, le câble d'alimentation de la boucle est toujours pourvu de ferrites afin d'essayer de se prémunir des phénomènes indésirables pouvant perturber la mesure. Cependant, en dépit des précautions prises ce câble a toujours un fort impact sur le transfert de puissance comme nous le montrons plus loin à travers quelques expérimentations destinées à mettre en évidence son influence.

Mais pour le moment, nous appliquons le modèle de couplage développé au chapitre précédent à cette configuration de mesure.

II.2. Application des modèles de couplage électrique équivalent

Pour appliquer les modèles électriques équivalents à la configuration de mesure décrite en figure IV.4, nous devons commencer par déterminer le courant circulant dans l'inductance. Pour cela nous reproduisons la démarche déjà explicitée au chapitre précédent, c'est-à-dire la modélisation de la boucle à l'aide d'un circuit RLC équivalent lorsque les boucles sont positionnées au dessus du septum. On peut voir en figure IV.7 que leur comportement n'est guère différent de celui observé au chapitre III : le fait de passer d'un septum de faible largeur (septum désadapté) à un septum très large (septum adapté) ne perturbe pas fondamentalement la réponse en fréquence des boucles 10 et 4 cm.

Le fait que le comportement de la boucle ne soit pas influencé outre mesure par la géométrie du septum auquel elle est couplée met en évidence la constatation que nous sommes toujours en présence d'un couplage lâche entre ces deux entités. En fait, le type de câble utilisé pour alimenter la boucle et la présence ou non de ferrites sur celui-ci sont des



facteurs ayant bien plus d'influence sur la réponse en fréquence de la boucle.

Figure IV.7 Module du courant d'inductance pour les boucles 10 cm et 4 cm d'après modèle RLC

Connaissant le courant d'inductance des boucles 4 et 10 cm, nous pouvons à présent déterminer les caractéristiques en fréquence des générateurs de tension et de courant théoriques décrivant le transfert de puissance entre la boucle et le septum. Et comme la boucle est placée juste au-dessus du septum nous repartons de l'hypothèse qu'il suffit d'un seul doublet de générateurs pour modéliser ce couplage. Ce doublet se situe géométriquement au centre de la ligne, tel que nous pouvons le voir en figure IV.8.



Figure IV.8 Schéma électrique équivalent au couplage septum – boucle

Le schéma équivalent décrit en figure IV.8 est l'application du modèle MCEL à la configuration qui nous occupe à présent. Pour rappel, les différences entre les diverses versions de modèle MCEL, MCEL2 et MCEL3 du chapitre III portaient sur les expressions des générateurs théoriques E et I.

Pour plus de clarté nous précisons en table IV.1 les deux versions de modèle MCEL que nous appliquerons à nos mesures de couplage dans le cadre du septum adapté placé en espace libre et en cellule TEM-3D :

	MCEL	MCELΦ
Générateur de courant	$I = I_{TH} = j \omega C_{COUPLAGE} V_{BOUCLE}$	$I = I_{TH\Phi} = j \omega C_{COUPLAGE} V_{BOUCLE} \exp j \Phi$
Générateur de tension	$E = E_{TH2} = j\omega M_{COUPLAGE} I_L$	

Tableau IV.1. Caractéristiques des générateurs de courant et tension pour les modèles MCEL et MCEL Φ

En résumé le générateur de tension théorique est corrigé, à présent nous prenons toujours en compte le courant d'inductance I_L . La différence entre les deux modèles réside uniquement dans l'expression du générateur de courant, qui peut présenter un décalage de phase constant (modèle MCEL Φ) ou non (modèle MCEL). Nous comparons à présent les résultats obtenus en expérimentation à ces modèles de couplage.

II.2.a. Cas de la boucle en position de couplage inductif minimal

Nous commençons par investiguer le cas d'une boucle dont le plan est orthogonal à la

direction de propagation du septum, afin de n'observer majoritairement qu'un couplage de type capacitif. Les mesures sont effectuées à l'analyseur de réseau, comme décrit en figure IV.6 : nous observons les paramètres de transmission entre le port alimentant la boucle et un des accès du septum.

Nous ajustons les valeurs de mutuelle et de capacité de couplage, et nous obtenons pour la boucle 10 cm : $M_{COUPLAGE} = 20$ pH et $C_{COUPLAGE} = 0.45$ pF. On notera que la valeur de $C_{COUPLAGE}$ a été affinée à l'aide de la résolution du problème inverse (détaillée plus loin dans ce chapitre).



Figure IV.9 Couplage entre le septum adapté et la boucle 10 cm - couplage inductif minimal Comparaison des résultats obtenus par la mesure et par le modèle MCEL

On constate en figure IV.9 que les courbes de réponse rappellent très fortement celles que nous avions obtenues lors de l'étude du couplage pour un septum désadapté :

- Le module du paramètre S_{ij} obtenu en mesure fait état d'un rebond aux alentours des 25 MHz que nous ne parvenons pas à reproduire à l'aide du modèle MCEL ; la différence atteint alors des valeurs de l'ordre de 15 dB. Sur la bande 60 MHz − 160 MHz la concordance est meilleure, l'écart en dB entre modèle et mesure étant compris dans une fourchette de ±1,5dB. Enfin pour les fréquences supérieures à 160 MHz, on observe à nouveau une forte divergence.
- Quant à la différence de phase entre modèle et mesure, elle augmente très rapidement à basse fréquence (jusqu'à environ 50 MHz), avant de se stabiliser aux alentours de 80° sur la bande de fréquence 60 MHz – 160 MHz. Au-delà de 160 MHz, on observe de nouveau des divergences très marquées entre expérimentation et modélisation.

De même que pour le cas du septum désadapté, nous avons choisi de nous focaliser sur la bande 60 MHz – 160 MHz, que nous pouvons parvenir à modéliser de façon satisfaisante au prix d'un décalage « artificiel » de la phase (estimé à 80° d'après la figure IV.9). Cette moyenne est déterminée de manière arbitraire et visuelle pour modéliser au mieux et le plus simplement possible le couplage capacitif sur la plus large bande de fréquence.

Nous faisons de même pour le cas de la boucle 4 cm (voir figure IV.10). Pour ce cas précis, nous obtenons les paramètres de couplage $M_{COUPLAGE} = 5$ pH et $C_{COUPLAGE} = 0,17$ pF. Nous arrivons alors au même type de constatations que pour la boucle 10 cm :

- Le module obtenu en expérimentation pour la boucle 4 cm est bien décrit par le modèle MCEL sur la bande 60 MHz – 160 MHz (±1,5dB d'écart). Par contre en dehors de cette plage de fréquence, les divergences sont très marquées (supérieures à 10 dB par endroits).
- Pour la boucle 4 cm, l'écart de phase se stabilise aux alentours de 65° sur la bande 60 MHz – 160 MHz (très approximativement).



Figure IV.10 Couplage entre le septum adapté et la boucle 4 cm - couplage inductif minimal Comparaison des résultats obtenus par la mesure et par le modèle MCEL

A présent, nous utilisons les décalages de phase identifiés en figures IV.9 et IV.10 pour appliquer le modèle MCEL Φ au cas des boucles placées en position de couplage maximal.

II.2.b. Boucle en position de couplage maximal

Nous modifions à présent l'orientation de la boucle pour que se superpose au couplage capacitif le couplage inductif dû à la mutuelle de couplage. De même que pour le cas de la boucle placée en position de couplage inductif minimal, les valeurs des paramètres de couplage $M_{COUPLAGE}$ et $C_{COUPLAGE}$ sont affinées à l'aide de la résolution du problème inverse.

Pour la boucle carrée de 10 cm de côté, nous obtenons $M_{COUPLAGE} = -2,5$ nH et $C_{COUPLAGE} = 0,45$ pF. On constate immédiatement que la valeur de $C_{COUPLAGE}$ ne varie pas entre les deux orientations de boucle ; ceci n'est pas étonnant au vu de la grande surface de couplage présentée à la boucle par le septum adapté (voir en figure IV.6).

Avec ces paramètres, nous traçons en figure IV.11 trois courbes : le module obtenu par application du modèle MCEL (pas de décalage de phase), ainsi que les modules et phases obtenus par application du modèle MCEL Φ (décalage de phase de $\Phi = 80^{\circ}$).



Figure IV.11 Couplage entre le septum adapté et la boucle 10 cm - couplage inductif maximal Comparaison des résultats obtenus par la mesure et par les modèles MCEL et MCEL Φ

En figure IV.11, la conséquence de l'intégration ou non du décalage de phase dans la description du transfert de puissance est flagrante : tandis que pour le modèle MCEL le module du paramètre S_{ij} est quasiment égal aux deux ports du septum, pour le modèle MCEL Φ on obtient un écart de plus de 6 dB sur la plage de fréquence 60 MHz – 160 MHz. On mesure à travers ce résultat l'importance de ce paramètre.

On observe également que le transfert de puissance présente un maxima local aux alentours de 25 MHz, correspondant à l'influence du couplage capacitif. Ce couplage n'était pas significatif dans le cas du septum désadapté pour des basses fréquences (voir chapitre III), mais ici ce n'est plus le cas pour deux raisons :

- Tout d'abord, le module du couplage capacitif est plus important ici que lors de l'étude du couplage avec le septum désadapté : ceci est la conséquence de la plus grande surface conductrice présentée par le septum adapté (plus large).
- Mais surtout, le changement de septum a entraîné une forte chute de la mutuelle de couplage : alors que pour le septum désadapté cette mutuelle avoisinait les 40 nH, ici elle ne vaut plus que 2,5 nH.

Ces conclusions mettent en évidence que suivant le type de septum utilisé, la mesure effectuée diffère : avec le septum désadapté nous favorisions un couplage de type inductif, tandis qu'ici nous favorisons un couplage de type capacitif.

Mais on notera que par rapport aux investigations menées sur le couplage avec le septum désadapté, la qualité de la description s'est beaucoup dégradée pour le septum adapté :

- D'un point de vue module, la plage de fréquence 60 MHz 160 MHz est la seule sur laquelle la concordance entre mesure et modèle est environ satisfaisante pour le port B (écart compris dans une fourchette de ±1dB). Pour le port A, l'écart est globalement de l'ordre de 3 dB sur cette même plage de fréquence.
- En-dehors de cette bande de fréquence, la description est franchement mauvaise. Ce n'est pas une surprise, puisque cette plage est la seule sur laquelle le couplage capacitif est tant bien que mal décrit de manière satisfaisante.
- Pour finir, on constate en figure IV.11 que l'étude des phases conduit aux mêmes conclusions que celles formulées suite à l'analyse des modules.

Enfin on n'oubliera pas que la description de la ligne de transmission à l'aide de cellules LC n'est qu'une représentation électrique imparfaite de septum adapté : on a pu observer en figure IV.5 qu'une petite incertitude est liée à ce paramètre.

Nous reproduisons à présent ces calculs pour le cas de la boucle carrée de 4 cm de côté placée en position de couplage inductif maximal, pour laquelle nous obtenons les paramètres de couplage $M_{COUPLAGE} = -0.4$ nH et $C_{COUPLAGE} = 0.17$ pF (résultats en figure IV.10). Nous avons déterminé précédemment que pour cette boucle, le décalage de phase à implémenter pour appliquer le modèle MCEL Φ est $\Phi = 65^{\circ}$.





On constate en figure IV.12 que les conclusions formulées pour le cas de la boucle 10 cm sont reproductibles pour celui de la boucle 4 cm, tant au niveau des modules que des phases : la plage de fréquence 60 MHz - 160 MHz est la seule où la description se rapproche le plus d'une concordance satisfaisante (bien que la qualité de modélisation de la mesure au port A aie empiré). Evidemment, il faut faire le lien entre cette plage de fréquence et la qualité de description du couplage capacitif.

Par contre, l'observation comparative des figures IV.11 et IV.12 montre que certains motifs des courbes de réponses sont visibles aux mêmes fréquences pour les deux tailles de boucle (25 MHz, 170 MHz, 240 MHz), à un facteur d'amplitude près. Bien que les incertitudes dues aux défauts de modélisation du septum puissent être une des causes de ces fluctuations jumelles, celles-ci semblent tout de même trop marquées pour ne pas écarter l'hypothèse d'une influence du câble d'alimentation de la boucle.

Nous allons voir à présent que ce phénomène est également mis en évidence lors de la résolution du problème inverse, avant d'apporter une réponse plus précise quant à l'intrusion du câble sur le système couplé par la suite.

II.3. Résolution du problème inverse

Nous reprenons à présent le schéma électrique présenté en figure IV.8 pour déterminer, à partir des mesures effectuées aux ports du septum adapté, les caractéristiques des générateurs équivalents E_{GEE} et I_{GEE} décrivant le transfert de puissance entre la boucle et le septum. Pour ce faire nous appliquons le principe présenté au chapitre III lors de l'étude du septum désadapté, après avoir recalculé les matrices chaînes correspondant au cas du septum adapté.

On rappellera que la détermination des caractéristiques des générateurs équivalents repose sur la modélisation exacte de la ligne de transmission par le biais de cellules LC. Or on a vu en figure IV.3 que cette représentation équivalente était loin d'être parfaite ; il conviendra donc de prendre en compte cette incertitude lors de l'observation des caractéristiques de générateurs obtenus après résolution du problème inverse.

II.3.a. Caractéristiques du générateur de courant équivalent

Nous commençons par déterminer les caractéristiques du générateur de courant équivalent pour le cas d'une boucle placée en position de couplage inductif minimal. Pour une capacité $C_{COUPLAGE}$ de 0,45 pF, nous obtenons les résultats présentés en figure IV.13 :





Les caractéristiques du générateur de courant théorique I_{TH} confirme ce que laissaient présager les figures précédentes, à savoir que la description du couplage de nature capacitive n'est satisfaisante que pour la bande de fréquence 60 MHz – 160 MHz (écart en module alors compris dans une fourchette de ±1.2 dBµA). Ces courbes confirment également la valeur du décalage de phase intégré au modèle de couplage MCEL Φ .

Mais surtout, ces courbes mettent plus que jamais en évidence les comportements très similaires des générateurs de courant pour les deux tailles de boucle, à un facteur d'échelle
près, et ce aussi bien pour les modules que pour les phases à des fréquences particulières (25 MHz, 170 MHz, 240 MHz).

Nous ne présentons pas ici les caractéristiques du générateur de courant équivalent pour le cas de la boucle placée en position de couplage inductif maximal, pour la raison que les résultats sont presque rigoureusement identiques aux tracés donnés en figure IV.13. Ceci est logique, dans la mesure où la surface de couplage présentée par le septum adapté est assez large pour que le couplage capacitif ne soit pas perturbé par le changement d'orientation de la boucle.

II.3.b. Caractéristiques du générateur de tension équivalent

Cette fois-ci nous nous plaçons dans le cas d'une boucle dont le plan est parallèle à la direction de propagation du septum, afin de maximiser le couplage inductif. Nous obtenons alors par résolution du problème inverse les caractéristiques du générateur de tension équivalent E_{GEE} , que nous comparons en figure IV.14 au générateur théorique E_{TH} .



Figure IV.14 Couplage entre le septum adapté et les boucles 10 et 4 cm - couplage inductif maximal Modules et phases des générateurs de tension théorique (E_{TH}) et obtenu par résolution problème inverse (E_{GEE})

On distingue deux zones sur les graphiques de la figure IV.14 : la première zone correspond aux fréquences inférieures à 60 MHz, pour lesquelles la concordance en module et phase entre générateurs E_{GEE} et E_{TH} est très bonne pour les deux boucles. On notera que le petit décrochement visible aux alentours de 45 MHz pour le générateur E_{GEE} est la conséquence d'un défaut de modélisation des paramètres S du septum (voir figure IV.5).

La seconde zone correspond aux fréquences supérieures à 60 MHz, où l'on constate que le générateur théorique reste quasi constant en module tandis que le générateur obtenu d'après résolution du problème inverse progresse régulièrement. Les écarts augmentent de même, dépassant les 6 dB μ V aux alentours des 230 MHz. Ce comportement n'était pas visible lors des mesures de couplage entre la boucle et le septum désadapté (voir chapitre III).

Nous cherchons à identifier le paramètre à l'origine de cette différence de comportement. On notera qu'il ne s'agit pas là d'un phénomène de boucle image sur le plan de masse, puisque si tel était le cas nous aurions déjà constaté une telle évolution lors des expérimentations avec le septum désadapté. L'impact du câble semble exclu, tout comme une quelconque incertitude de mesure (les écarts sont trop importants). Enfin, les caractéristiques en courant et tension en entrée de boucle sont semblables à ceux observés lors de l'étude du couplage avec le septum désadapté, on peut donc écarter l'hypothèse d'une réaction du septum « large » sur la boucle.

Par élimination, nous soupçonnons la dimension latérale du septum d'être la cause de cette évolution du couplage inductif. Nous vérifions cette hypothèse par l'expérimentation en implémentant des mesures de couplage en espace libre entre la boucle et deux septa de largeur « intermédiaire » : un premier septum fait 10 cm de large tandis que le deuxième fait 20 cm de large (respectivement nommés ci-dessous « septum 10 cm » et « septum 20 cm »). Les deux ont une hauteur de 5 cm, et une longueur de l'ordre de 90 cm. D'après les équations tirées des théories de ligne microruban, Ces septa présentent respectivement une impédance caractéristique de 89 Ω et de 58 Ω .

Nous suivons exactement la même démarche que précédemment, à savoir : modélisation électrique des différents éléments (boucle, septum 10 cm, septum 10 cm), puis résolution du problème inverse afin de déterminer les caractéristiques du générateur de tension. Nous déterminons également le générateur de tension théorique correspondant à chacune des mesures de couplage ; nous identifions une mutuelle de couplage égale à 8 nH pour le cas du septum 10 cm, et égale à 5 nH pour le cas du septum 20 cm.



Figure IV.15 Couplage entre la boucle 10 cm et les septa 10 cm et 20 cm - couplage inductif maximal Modules des générateurs de tension théorique et obtenu par résolution problème inverse

Les graphiques de la figure IV.15 nous montrent bien que la dimension transversale du septum a un impact visible sur le couplage inductif avec la boucle lorsque l'on monte en fréquence. La tendance est peu visible pour le septum 10 cm (+ 1.5 dB environ à 200 MHz), mais est plus marquée avec le septum 20 cm (+ 2.5 dB environ à 200 MHz). On notera que les expérimentations dont les résultats sont présentés en figure IV.15 ont été effectuées en environnement ambiant, ce qui explique les perturbations du module du générateur de tension E_{GEE} .

Une piste pour expliquer cette augmentation du module avec la fréquence pourrait être une variation de la densité de courant distribuée sur la section transversale du septum. Pour répondre à cette question, il serait nécessaire d'approfondir la question à l'aide de simulations, en employant par exemple l'approximation fils fins ou encore à l'aide de logiciels tridimensionnels « full-wave ».

Nous revenons à présent sur les graphiques de la figure IV.13 portant sur l'analyse du générateur de courant I_{GEE} , grâce auxquels nous avons pu observer la présence de fluctuations à des fréquences particulières pour les deux tailles de boucles (25 MHz, 170 MHz, 240 MHz). Ce genre de perturbations très marquées était également visible lors de l'analyse du couplage entre la boucle et le septum désadapté (chapitre III). Lors des investigations, ces constatations ont été attribuées à l'impact du câble d'alimentation de la boucle.

Pour tenter de discriminer entre l'influence du câble d'alimentation de la boucle, la boucle elle-même et l'influence de la description électrique du septum, nous procédons à quelques expérimentations spécifiques précisées ci-après.

II.4. Etude de l'impact du câble sur la mesure de couplage

II.4.a. Influence de la longueur du câble sur la mesure de couplage

Un des premiers aspects que nous avons vérifié lors des mesures de couplage entre la boucle et le septum adapté fut l'impact du câble sur cette mesure. Quelques expérimentations nous ont permis de mettre en évidence son influence sur les fréquences de résonance du système.

Nous reportons en figure IV.16 les résultats obtenus pour 4 configurations spécifiques du câble d'alimentation et pour la boucle carrée 10 cm placée en position de couplage inductif maximal :

- la première configuration correspond à un long câble sans reprise de masse avant connexion à l'analyseur de réseau,
- la seconde configuration correspond à un câble où nous avons minimisé la longueur du câble avant reprise de masse,
- enfin la troisième configuration correspond aussi à un câble avec reprise de masse, mais avec une distance plus grande entre septum et câble.



Figure IV.16 Module du S₂₁ pour différentes configurations du câble d'alimentation de la boucle 10 cm

Il est visible en figure IV.16 que la longueur du câble d'alimentation avant connexion à la masse a une influence directe sur la mesure de couplage effectuée : plus cette longueur est importante et plus la fréquence de résonance est basse.

Dans un premier temps nous avons essayé d'effectuer cette reprise de masse le plus tôt possible pour faire en sorte que la première résonance du système étudié se trouve en dehors du spectre de fréquence investigué. Mais comme on peut le voir sur les résultats obtenus pour la deuxième configuration de câble, nous repoussons au mieux cette fréquence jusqu'à 100 MHz (avec des effets perceptibles en mesure bien avant). C'est pourquoi nous avons opté pour la troisième configuration de câble, c'est-à-dire avec reprise de masse mais avec un passage de câble légèrement écarté du septum (dans la mesure du possible).

Enfin, pour amortir cette résonance nous avons disposé des ferrites sur ce câble d'alimentation. Cependant nous allons voir à présent que non seulement les ferrites ne sont pas efficaces à très basses fréquences (f < 25 MHz), mais qu'en plus elles sont à l'origine du décalage de phase que nous avons observé lors de la caractérisation du couplage capacitif.

II.4.b. Influence des ferrites sur la mesure de couplage

Nous avons constaté en figure IV.16 que la première résonance semble complètement amortie lorsque l'on place des ferrites sur le câble d'alimentation. Cependant l'analyse comparative du couplage capacitif pour les boucles 4 cm et 10 cm ont montré qu'un élément extérieur à ces boucles perturbait le transfert de puissance avec le septum désadapté, et surtout que par élimination des facteurs possibles cet élément ne pouvait être que le câble d'alimentation.

Pour justifier cette affirmation, nous effectuons des mesures pour le cas d'une boucle 10 cm placée en position de couplage inductif maximal, le câble pouvant être pourvu de ferrites ou non. Ces résultats sont exploités pour déterminer les caractéristiques du générateur de courant équivalent I_{GEE} obtenu par résolution du problème inverse, pour ensuite être comparé au générateur de courant théorique I_{TH} (figure IV.17).



Figure IV.17 Couplage entre le septum adapté et la boucle 10 cm - couplage inductif minimal Comparaison des générateurs de courant I_{TH} et I_{GEE} obtenus pour un câble avec ferrites et sans ferrites

Les résultats présentés en figure IV.17 sont riches en informations par rapport à l'impact des ferrites sur le couplage capacitif :

- Par rapport aux modules tout d'abord, on observe de nouveau l'amortissement de la résonance grâce à l'ajout des ferrites. Cependant cet amortissement n'est efficace qu'à partir de 60 MHz : en-dessous de cette fréquence l'effet de la résonance est toujours visible, entraînant un écart de l'ordre de 15 dBµA entre les générateurs I_{GEE} et I_{TH}.
- On constate également que l'ajout de ferrites sur le câble d'alimentation de la boucle entraîne une forte déformation du comportement en phase du générateur de courant obtenu par résolution du problème inverse (I_{GEE}).
- ^t⇒ La phase du courant I_{TH} concorde avec celle du courant I_{GEE} pour un câble sans ferrites jusqu'à 45 MHz, avant de diverger fortement à l'approche de la fréquence de résonance (environ 68 MHz).

Toutes ces observations nous mènent aux conclusions que l'utilisation de ferrites a un double impact, l'un intéressant et l'autre problématique : le fait d'amortir la résonance est intéressant, puisqu'alors nous sommes en mesure de correctement décrire le module du générateur de courant équivalent au couplage capacitif sur une certaine plage de fréquence. Mais cet effet n'est efficace qu'à partir de quelques 60 MHz : auparavant, les ferrites ne semblent pas assez efficaces. Par contre, l'amortissement de la résonance s'accompagne d'un déphasage que nous ne sommes pas en mesure de reproduire sans intégrer le câble au sein du modèle électrique du système couplé. Malgré tout, nous parvenons tant bien que mal à modéliser ce couplage capacitif sans passer par cette étape sur la bande de fréquence 60 MHz – 160 MHz en contournant la difficulté par l'implémentation d'un offset de phase constant (modèle MCEL Φ).

Pour vérifier l'idée que les ferrites employées ne sont efficaces qu'au-delà de quelques dizaines de MHz, nous avons caractérisé leur impédance en fonction de la fréquence à l'aide d'un banc dédié à cette mesure que nous décrivons ci-après.

II.4.c. Caractérisation en fréquence de l'impédance des ferrites

Pour déterminer l'impédance d'une ferrite nous nous servons d'un fil conducteur tendu au-dessus d'un plan de masse et dont chacune des extrémités est reliée à un connecteur SMA. Ce montage est descriptible par le biais d'un circuit électrique, dont nous ajustons les paramètres suite à une mesure effectuée à l'analyseur de réseau.



Figure IV.18 Description et modélisation électrique du banc de caractérisation d'impédance des ferrites

Nous reportons en figure IV.18 le schéma électrique de ce banc à vide. Nous traçons également les modules des courant et de tension vus au port 1 : la corrélation entre modèle et mesure est excellente, puisque le ratio (valeur mesure) / (valeur modèle) est inférieur à 0.15 dB sur toute la bande de fréquence investiguée pour les grandeurs V (en dBV) et I (en dBA). La concordance est également excellente en ce qui concerne les phases (non représentées en figure IV.18).

Nous plaçons ensuite la ferrite sur ce fil : la modification de l'impédance vue en entrée de banc est alors l'image de l'impédance de la ferrite placée sur le banc. La procédure se décompose donc en 3 étapes :

- Tout d'abord les caractéristiques électriques du banc à vide sont déterminées à l'aide d'une mesure du paramètre de réflexion S_{ii} à l'un des deux ports. On en déduit la valeur de l'impédance équivalente Zeq du banc vue à l'entrée du banc (figure IV.18).
- 2. Nous plaçons alors la ferrite à caractériser au centre géométrique du banc (voir figure IV.19), puis nous effectuons une nouvelle mesure du paramètre de réflexion S_{ii}.
- 3. Enfin les valeurs complexes d'impédance de ferrite *Zferr* sont déterminées à l'aide de l'équation IV.1 :

$$Z_{ferr} = \frac{Z_{eq}}{1 - jC\omega Z_{eq}} - j2L\omega - \frac{50}{1 - jC\omega 50}$$
(Eq. IV. 1)

On peut voir en figure IV.16 que plusieurs ferrites sont placées sur le câble lors des mesures. Nous reportons en figure IV.19 les modules et phases des impédances de ces ferrites, qui sont très proches des courbes de caractéristiques fournis par le constructeur (référence 742 7111). On notera que le conducteur faisant office de ligne de transmission ne rempli pas complètement l'espace prévu pour le conducteur au niveau de la ferrite une fois celle-ci fermée (diamètre prévu de 6mm contre un diamètre du fil de 2.5 mm).

Nous observons sur les tracés de la figure IV.19 que les impédances augmentent très rapidement avec la fréquence jusqu'à 50 MHz, où le module est alors proche de 200 Ω . Puis l'augmentation se fait moins marquée, le module se stabilisant alors à différentes valeurs suivant la ferrite considérée. Ensuite on constate qu'avec la montée en fréquence l'impédance complexe ramenée par ces ferrites change de nature : alors qu'elles sont toutes

CHAPITRE IV

majoritairement inductive aux premières fréquences de travail (quelques dizaines de MHz), elles deviennent progressivement complètement résistives. Leur impact sur les phénomènes de résonance est donc différent suivant la plage de fréquence considérée.



Figure IV.19 Module et phase des impédances Z_{ferr} des ferrites utilisées lors des mesures de couplage

Ces courbes confirment ce que nous pressentions lors de l'étude des résultats de la figure IV.17 : les ferrites ne sont efficaces qu'au-delà de quelques dizaines de MHz. En conséquence de quoi les résultats du couplage entre la boucle et le septum sont entachés à basse fréquence de l'incertitude portant sur l'influence du câble sur cette mesure, les ferrites n'étant pas encore assez efficaces pour amortir les effets du mode commun.

Cependant il est étonnant de constater que lorsque les ferrites sont censées être efficaces (bande de fréquence 60 MHz – 160 MHz d'après les résultats présentés auparavant) on observe encore un déphasage entre le modèle théorique et la mesure. Au final il semble que l'influence des ferrites sur les plages de fréquence où elles sont efficaces ne se limite pas à l'amortissement des effets de mode commun. Comme nous l'avons expliqué auparavant, nous avons choisi de ne pas aborder de façon concrète la modélisation du câble. Néanmoins il ressort très nettement de toutes ces investigations l'idée que le transfert de puissance intervient entre l'ensemble {boucle + câble + ferrites} et le septum.

A travers les expérimentations de couplage entre la boucle et un septum adapté sorti de la cellule TEM-3D nous avons pu confirmer l'idée que le transfert de puissance peut être représenté sous la forme d'un schéma électrique équivalent, les différents types de couplage étant représentés par des mutuelles ou des capacités. La suite logique de ce travail est d'effectuer la même démarche sur le couplage entre la boucle et un septum en cellule TEM-3D, investigation qui fait l'objet du III de ce chapitre.

III. Couplage {septum - boucle} en cellule TEM-3D

Nous allons à présent étudier les résultats du couplage entre la boucle carrée de 10 cm de côté et 4 des septa de la cellule TEM-3D. Ces mesures ont été réalisées sur le prototype de l'INRETS. Nous nous appuyons pour cela sur les méthodologies que nous avons explicité lors des précédentes expérimentations.

III.1. Configuration de mesure

Nous rencontrons en cellule TEM-3D les mêmes problématiques liées au câble d'alimentation de la boucle que lors des expérimentations précédentes. Dans le cas présent, il n'y a pas grand choix quant aux configurations envisageables pour ce câble : en effet les 6 septa dont dispose la cellule limitent les possibilités, c'est pourquoi ce câble doit forcément passer à proximité d'un ou plusieurs de ces septa. Intuitivement la meilleure solution est de monter un connecteur SMA dans un des angles de la cavité, comme cela a été réalisé sur le prototype de cellule TEM-3D. Au final trois septa seront particulièrement concernés par le passage du câble, comme on peut le voir en figure IV.20 :



Figure IV.20 Disposition du câble d'alimentation de la boucle en cellule TEM-3D

Lors de l'étude du couplage nous nous focalisons sur un axe particulier de la cellule, celui pour lequel les deux septa présentent un couplage inductif maximal avec la boucle 10 cm. On notera que le câble d'alimentation passe à proximité de l'un des deux septa orientés suivant cet axe. Nous complétons ces analyses avec la réponse en fréquence des deux autres septa concernés par le passage du câble. Au total nous effectuons des mesures sur quatre septa différents :

- Les deux septa orientés suivant l'axe X (en vert sur les dessins), pour lesquels le couplage inductif avec la boucle est maximal. Ils sont nommés septum X₁ et septum X₂, et leurs ports sont respectivement numérotés {2 ; 3} et {4 ; 5}. Le câble passe à proximité du septum X₁.
- Le septum orienté suivant l'axe Y (nommé septum Y, en rouge sur les dessins), dont les ports sont numérotés 6 et 7.
- ✤ Le septum orienté suivant l'axe Z (nommé septum Z, en bleu sur les dessins), dont les ports sont numérotés 8 et 9.

Toutes ces différentes notations sont synthétisées en figure IV.21 (le port d'accès à la boucle porte le numéro 1). Lors des mesures de couplage, l'appareil de mesure utilisé est toujours un analyseur de réseau : le premier port de l'analyseur sert à alimenter la boucle (port

1), et le second port est connecté à l'un des autres accès de la cellule TEM-3D (c'est-à-dire un des ports 2 à 9). Les grandeurs observées sont toujours les paramètres de transmission S_{ij} .



Figure IV.21 Notations des septa et des ports associés en cellule TEM-3D (deux septa non représentés)

Quant au calibrage de l'analyseur de réseau vectoriel, il est toujours effectué au plus proche des éléments du système couplé : au bout du câble d'alimentation au niveau du connecteur SMA de la boucle d'une part, et au niveau d'un port de septum d'autre part. Tous les autres accès de septum qui ne sont pas directement impliqués dans les mesures sont chargés par des impédances 50 Ω .

Mais pour pouvoir appliquer les modèles électriques décrits précédemment, nous devons au préalable nous pencher sur la représentation équivalente des différents septa au niveau desquels nous souhaitons étudier les caractéristiques du transfert de puissance.

III.2. Modélisation électrique des éléments couplés

III.2.a. Septa de la cellule TEM-3D

**

Les septa ne sont pas tous identiques : les courbes de paramètres S entre les deux accès d'un septum diffèrent suivant le septum considéré. Il nous faut donc répéter quatre fois l'étape de modélisation électrique sous forme de lignes de transmission, puisque nous analysons le couplage au niveau de quatre des septa de la cellule TEM-3D (septa X_1 , X_2 , Y et Z).

Auparavant, nous effectuons quelques mesures afin d'évaluer si le fait d'insérer la boucle avec le câble et les ferrites a un impact sur les caractéristiques électriques des différents septa (visualisées à travers les paramètres S_{ii}).

Pour ce faire, nous recueillons les paramètres S aux accès des différents septa pour deux cas de figure différents : la cellule **avec** la boucle et le câble pourvu de ferrites (noté *cellule chargée*), et la cellule vide de tout équipement (noté *cellule à vide*). Nous représentons en figure IV.22 les relevés de paramètres S_{ii} obtenus pour les septa X₁ et Y. On notera que l'on ne s'intéresse qu'aux fréquences inférieures à la première résonance de la cavité, laquelle se situe peu après 200 MHz. On constate en figure IV.22 que les paramètres de réflexion au niveau des accès des septa X₁ et Y présentent des écarts en module globalement inférieures à l dB sur la plage de fréquence allant du continu jusqu'à 200 MHz pour les deux configurations de mesure (cellule à vide ou cellule chargée). En fait pour les septa Y, X₂ et Z on n'observe même aucune différence entre les deux cas de figures (septa X₂ et Z non reportés en figure IV.22). Les conclusions sont identiques lorsque l'on s'intéresse aux phases.

Cela signifie que le fait d'insérer la boucle et le câble pourvu de ferrites dans la cellule n'entraîne pas de forte désadaptation des septa.



Figure IV.22 Paramètres de réflexion aux ports 2 et 3 (septum X₁) et 6 et 7 (septum Y) de la cellule TEM-3D

Par contre, on note que les résultats font état de dissemblances entre les paramètres de réflexion pour les deux ports d'un même septum : ceci est la conséquence des zones de transitions, qui ne sont pas rigoureusement identiques. En effet nous avons commencé par reprendre le modèle symétrique utilisé dans le cas d'un septum monté sur un plan de masse et placé en chambre anéchoïque (une partie centrale comportant 5 cellules LC encadrée par deux parties transitoires identiques, voir figure IV.8), mais on peut voir en figure IV.23 que les résultats sont assez approximatifs (pertes non intégrées) :



Figure IV.23 Paramètres de réflexion aux ports 2 et 3 (septum X₁) – mesure et modèle symétrique

Comme le modèle employé est symétrique par rapport au centre du septum, les paramètres de réflexions obtenus pour S_{22} et S_{33} sont identiques (c'est pourquoi on ne voit qu'une seule courbe de modèle en figure IV.23). Mais ce n'est pas vraiment le cas en mesure, c'est pourquoi nous optimisons numériquement une structure dont les zones de transition ne sont pas les mêmes. Après intégration des pertes, les résultats pour le septum X_1 donnent :



Figure IV.24 Paramètres S_{ii} et S_{ii} du septum X_1 – comparaisons entre mesures et modèle

On constate avec la figure IV.24 que le fait d'implémenter des zones de transitions différentes pour le septum X_1 permet d'obtenir une nette amélioration dans la description de ses paramètres S :

- En ce qui concerne les paramètres de réflexion S_{22} et S_{33} , l'écart entre modèle et mesure est compris dans une fourchette de \pm 2dB sur la gamme de fréquence allant du continu jusqu'à 200 MHz. L'écart en phase ne dépasse pas les 15°.
- Quant au paramètre de transmission S₃₂, il est bien décrit à 0.5 dB près sur la même gamme de fréquence. L'écart en phase est également inférieur à 15°.

On notera que ces différents relevés mettent aussi en évidence le phénomène de résonance de la cavité pour les fréquences supérieures à 200 MHz.

Nous reproduisons la même démarche pour les septa restants (X_2 , Y et Z). Nous reportons le schéma général de modélisation électrique ainsi que les valeurs des différents paramètres en figure IV.25 :



Figure IV.25 Paramètres de modélisation des septa X₁, X₂, Y et Z

On remarquera que suivant le septum considéré, il est parfois nécessaire d'implémenter des valeurs de capacités terminales C_1 et C_2 différentes entre les deux transitions (septa X_2 et Z). On notera aussi qu'à chaque inductance est associée une résistance de perte modélisée sous la forme d'une fonction polynomiale de la fréquence d'ordre 2. Nous traçons en figure IV.26 les modules des paramètres S_{ii} de chacun des ports des septa X_2 , Y et Z :





L'observation des courbes des figures IV.24 et IV.26 montre que nous parvenons à modéliser les différents septa de la cellule TEM-3D sous la forme de schémas électriques équivalents avec une qualité raisonnable. En effet les paramètres de transmission ainsi obtenus présentent une bonne concordance avec les résultats de mesure : si l'on s'intéresse à la gamme de fréquence allant du continu jusqu'à 140 MHz, l'écart entre mesure et modèle pour le module du paramètre S_{ii} est globalement compris dans une fourchette de ± 2 dB (hormis pour le port 5 aux alentours des 130 MHz). Au-delà de cette fréquence, la qualité de modélisation diffère suivant le septum considéré : alors qu'elle reste satisfaisante pour le

septum X₁, elle s'améliore pour le septum X₂ ou encore se dégrade pour les septa Y et Z.

Ainsi la représentation générique d'un septum de la cellule TEM-3D (voir figure IV.25) permet d'en décrire les caractéristiques électriques principales. Si l'on souhaite obtenir une précision de modélisation plus grande, il serait sans doute nécessaire d'ajouter quelques éléments à la ligne de transmission (notamment au niveau de ses zones de transition) ou encore de mieux décrire les pertes en fréquence. Dans le cas présent, l'erreur est suffisamment faible pour que cela ne perturbe pas outre mesure nos investigations.

III.2.b. Modélisation de la boucle 10 cm

A présent que nous avons modélisé les différents septa au niveau desquels nous souhaitons étudier le transfert de puissance, nous devons modéliser la boucle de courant 10 cm afin de pouvoir décrire le générateur de tension théorique sur tout le spectre de fréquence étudié. Pour cela nous reprenons le circuit RLC équivalent déjà utilisé auparavant, dont nous optimisons numériquement les valeurs afin d'obtenir une corrélation satisfaisante avec les caractéristiques en courant et tension mesurés en entrée de la boucle (déterminés à partir du paramètre de réflexion S_{11}). Nous traçons en figure IV.27 les résultats obtenus :



Figure IV.27 Boucle 10 cm - courant entrée de boucle (mesure + modèle) et courant inductance (modèle)

On remarque que la réponse en fréquence de la boucle diffère fortement par rapport aux graphiques présentés en début de chapitre (figure IV.7) : la première résonance, que nous visualisions lors des essais à l'IRSEEM aux alentours de 200 MHz, n'est ici toujours pas visible à 250 MHz. On notera que ces expérimentations sont effectuées à l'INRETS, et que lors de ces mesures nous avons utilisé d'autres ferrites et un autre câble d'alimentation pour la boucle par rapport aux expérimentations exposées en début de chapitre (cas d'un septum adapté en espace libre, voir II de ce chapitre). C'est pourquoi nous attribuons le changement de comportement de la boucle à ces paramètres-là.

Enfin, nous avons effectué les mêmes relevés en « espace libre », c'est-à-dire pour la boucle 10 cm sorti de la cellule TEM-3D. Les résultats restent inchangés, ce qui tend à montrer que la réponse de la boucle n'est pas assez sensible à la présence de la cavité ou des septa pour que cela aie une conséquence visible en termes de courant et de tension à son accès. Cette constatation est plutôt intéressante, puisque cela implique que les caractéristiques de boucle que nous pourrons identifier suite à ces mesures de couplage seront représentatives d'un comportement intrinsèque à la boucle (mise au bout du câble pourvu de ferrites), et non du cas particulier de la boucle placée en cellule TEM-3D.

Il resterait à savoir comment réagit un équipement réel placé dans la cellule. S'il reste de taille raisonnable, peut-être pourrait-il garder ses caractéristiques inchangées : la mesure alors effectuée serait donc représentative de son fonctionnement lorsqu'il se trouve hors de la cellule, ce qui serait un plus indéniable quant aux perspectives de diagnostic suite aux

mesures effectuées en cellule TEM-3D.

III.3. <u>Couplage {boucle 10cm - septum X2}</u>

Comme on l'a visualisé en figures IV.20 et IV.21, la boucle 10 cm est placée au centre de la cellule TEM-3D ; la distance séparant un des septa du centre de la boucle est de l'ordre de 38 cm (à quelques cm près). Nous configurons l'expérimentation de manière à maximiser le couplage inductif entre la boucle et les deux septa de l'axe X, annotés X_1 et X_2 (voir figure IV.21). Le couplage inductif est donc minimisé par rapport aux septa Y et Z.

Nous commençons par analyser le couplage observé entre cette boucle et le septum X_2 . Le modèle électrique du transfert de puissance utilisé est le même que celui déjà présenté lors de l'étude du couplage pour un septum placé en espace libre : le doublet de générateurs E_{GEE} et I_{GEE} est placé au centre géométrique de la ligne (voir figure IV.8).

Bien sûr, on se doute que physiquement ce transfert de puissance s'effectue de façon répartie sur une certaine partie de la ligne de transmission (sujet abordé à la fin du chapitre III). Mais malheureusement lorsque nous considérons plus d'un doublet de générateurs nous ne sommes pas en mesure de résoudre le système matriciel d'équations linéaires associé, c'est pourquoi nous nous limitons au cas d'un unique doublet de générateur centré sur la ligne. Nous verrons cependant que l'erreur systématique ainsi commise est suffisamment faible pour ne pas perturber l'identification des différents types de transfert de puissance.

III.3.a. Détermination des générateurs équivalent IGEE et EGEE

Nous commençons par déterminer les caractéristiques du générateur équivalent I_{GEE} que nous comparons au modèle théorique I_{TH} (voir table IV.1), pour lequel nous prenons une valeur de capacité de couplage $C_{COUPLAGE}$ égale à 0.17 pF :



Figure IV.28Couplage entre le septum X_2 en TEM-3D et la boucle 10 cm - couplage inductif maximal
Comparaison en module et en phase des générateurs de courant I_{TH} et I_{GEE}

Les graphiques de la figure IV.28 rappellent fortement les courbes de réponse que nous avions obtenues lors de l'analyse du couplage entre la boucle 10 cm et un septum en espace libre :

 $\stackrel{\text{thete}}{\Rightarrow}$ On observe une différence vers 20 MHz entre le générateur théorique I_{TH} et le générateur obtenu par résolution du problème inverse I_{GEE} : l'écart atteint une valeur de 6 dBµA environ. Par contre, après 40 MHz la corrélation est bien meilleure jusqu'à 200 MHz puisque l'on observe alors un écart inférieur à 1.5 dB entre les deux modules. Au-delà de cette fréquence, on devine l'impact de la première résonance de

la cavité.

En ce qui concerne les phases, l'évolution est différente entre les deux générateurs. On a un écart entre les deux relevés qui évolue très rapidement jusqu'à quelques dizaines de MHz (40° à 25 MHz) pour ensuite être relativement homogène sur la plage de fréquence 30 MHz - 160 MHz (écart allant de 40° à 60°).

Ainsi on observe un phénomène de couplage capacitif qui rappelle très fortement ceux déjà observés lors des expérimentations en espace libre : des évolutions de générateurs I_{TH} et I_{GEE} assez différentes sur la partie basse du spectre de fréquence étudié (inférieur à 40 MHz), avant d'obtenir une bonne corrélation sur la bande médiane (40 MHz – 160 MHz) à condition d'intégrer un offset de phase de l'ordre de 50° au générateur de courant théorique. Nous avons également effectué les expérimentations permettant d'identifier l'impédance des ferrites en fonction de la fréquence (voir II de ce chapitre) : les résultats sont semblables à ceux déjà présentés auparavant. On en conclue que les mesures de couplage effectuées en cellule TEM-3D sont elles aussi influencées par l'efficacité des ferrites pour la configuration d'essai retenue.

Ensuite, nous comparons le générateur de tension E_{GEE} obtenu par résolution du problème inverse à E_{TH} , déterminé théoriquement à partir du courant circulant sur la boucle 10 cm. Nous paramétrons pour ce générateur théorique une mutuelle de couplage $M_{COUPLAGE}$ égale à 1.5 nH.



Figure IV.29Couplage entre le septum X_2 en TEM-3D et la boucle 10 cm - couplage inductif maximal
Comparaison en module et en phase des générateurs de tension E_{TH} et E_{GEE}

On constate en figure IV.29 que si les deux relevés de phase sont relativement proches sur l'ensemble du spectre de fréquence étudié (écart maximal de 20° à 200 MHz), ce n'est pas le cas des modules : l'écart entre les deux générateurs augmente progressivement avec la fréquence. On dépasse les 3 dB μ V à 100 MHz, pour atteindre une différence de 7 dB μ V à 175 MHz. On notera aussi que le phénomène de résonance a un impact particulièrement marqué sur le couplage de nature inductive, plus que ce que l'on a pu observer au niveau du couplage capacitif (voir figure IV.28).

Au final, les mesures de couplage en cellule TEM-3D sont relativement proches du cas d'un septum placé en espace libre (voir II de ce chapitre). On retrouve en particulier l'impact de la dimension transversale du septum sur la mesure au niveau de la description du module du couplage inductif, ainsi que l'écart entre le générateur de courant théorique et le générateur de courant obtenu par résolution du problème inverse à basse fréquence (inférieures à 40 MHz). Par contre on notera que la mesure est bien plus propre en cellule TEM-3D qu'en espace libre (en particulier pour le générateur de courant), pour des amplitudes de générateurs pourtant plus faibles : il faut sans doute voir là une meilleure homogénéité de la masse, ainsi que l'effet d'isolement que procure la cavité par rapport à l'environnement extérieur.

III.3.b. Modélisation électrique du transfert de puissance : modèle MCEL Φ

On aurait pu s'attendre à une corrélation bien moins bonne entre les deux types de générateur (théorique et obtenu par résolution du problème inverse), du fait de la nonconcordance entre phénomène physique et modèle électrique équivalent. Mais ce n'est pas le cas, c'est pourquoi nous pouvons tenter de décrire le transfert de puissance à l'aide du modèle électrique de couplage MCEL Φ présenté en figure IV.8 : un doublet de générateur (E_{TH} et $I_{TH\Phi}$) centré sur le schéma équivalent à la ligne de transmission. Nous adaptons les valeurs des cellules LC et le décalage de phase au cas particulier du couplage avec le septum X₂ (50°, voir figure IV.28), et reproduisons les résultats obtenus en figure IV.30 :



Figure IV.30 Couplage entre le septum X_2 en TEM-3D et la boucle 10 cm - couplage inductif maximal Comparaison des résultats obtenus par la mesure et par le modèle MCEL Φ

La figure IV.30 montre que même en cellule TEM-3D le modèle de couplage MCEL Φ présente une bonne corrélation avec la mesure :

- Pour le port A, l'écart en module entre la mesure et le modèle est inférieur à 3 dB jusqu'à 175 MHz. Au-delà, l'absence de prise en compte du phénomène de résonance entraîne une différence très marquée. En ce qui concerne les phases, l'écart reste dans une fourchette de ± 15°.
- Pour le port B, l'écart en module entre mesure et modèle est inférieur à ± 3 dB jusqu'à 200 MHz. Par contre, comparativement au port A la qualité de description de la phase se dégrade fortement : l'écart augmente progressivement et dépasse 45 ° à 100 MHz, pour ensuite se stabiliser aux alentours de 70° sur la bande 150 MHz 200 MHz.

En conclusion nous rencontrons certaines difficultés pour modéliser théoriquement les couplages capacitifs et inductifs indépendamment pour le cas du septum X_2 , sans pour autant que cela se traduise par de fortes différences lorsque nous synthétisons ces transferts de puissance au sein du modèle de couplage MCEL Φ .

III.4. <u>Couplage {boucle 10cm - septum X1}</u>

Nous étudions à présent le couplage entre la boucle 10 cm et le septum X_1 , lequel est orienté dans la même direction que le septum X_2 (ce qui signifie que nous sommes encore dans le cas d'un couplage inductif maximal). La différence majeure est qu'à présent se pose la question du câble d'alimentation, lequel passe à proximité du septum X_1 (au niveau du port 2, voir figure IV.20 et IV.21).

III.4.a. Influence du câble sur la mesure

Nous cherchons à savoir si, en plaçant un nombre conséquent de ferrites le long du câble d'alimentation, nous parvenons à éviter qu'il entraîne une perturbation de la mesure.

Pour visualiser ce paramètre en expérimentation, nous avons effectué des mesures pour différentes configurations : un câble sans ferrites, puis avec 2, 4 et enfin 6 ferrites. Nous traçons en figure IV.31 les résultats de mesure pour le septum X_1 (ports 2 et 3), ainsi que ceux obtenus pour le septum X_2 (ports 4 et 5) afin de comparer les réponses des deux septa en fonction de ce paramètre.



Figure IV.31 Couplage entre la boucle 10 cm et les septa X_1 et X_2 en TEM-3D - couplage inductif maximal Modules paramètres de transmission S_{ij} entre le port 1 (boucle) et les ports 2, 3 (septum X_1), 4 et 5 (septum X_2)

On remarque immédiatement en figure IV.31 que lorsque le câble n'est pas pourvu de ferrites, nous avons une résonance se situant aux alentours de 75 MHz. A cette fréquence la puissance transmise au septum X_1 est sans surprise plus importante que celle transmise au septum X_2 (10 dB d'écart), puisque le septum X_1 placé plus proche du système résonant {boucle + câble}. Enfin, cette résonance est fortement amortie lorsque nous plaçons des ferrites, ce que nous avions déjà observé auparavant lors des études en espace libre.

Dans la même logique, on remarque que la mesure de couplage au niveau du septum X_1 est beaucoup plus sensible à la configuration des ferrites utilisées que ne l'est le septum X_2 : pour ce dernier, utiliser 2, 4 ou 6 ferrites entraîne une variation des modules de l'ordre de quelques dB (paramètres S_{41} et S_{51}). Par contre, le fait de passer de 2 à 4 puis à 6 ferrites entraîne une modification des modules bien plus marquée pour le septum X_1 , particulièrement au niveau du port 2 (paramètre S_{21}).

En conclusion, on constate sans surprise la plus grande sensibilité des résultats de mesure S_{21} et S_{31} au paramètre « nombre de ferrites » : cela illustre le fait que le septum X_1 est plus couplé au câble que ne l'est le septum X_2 . Par contre nous ne pouvons être certains qu'avec les 6 ferrites disposées sur le câble, les mesures de couplage au niveau du septum X_1 ne seront plus entachées de perturbations induites par le câble. Et nous verrons que, effectivement, le câble a une influence déterminante sur la mesure effectuée aux accès du septum X_1 .

III.4.b. Modèle de couplage MCEL Φ_1

Ces observations sont importantes en vue de l'élaboration du modèle électrique équivalent au phénomène de couplage. En effet, si nous reprenons le modèle décrit en figure IV.8 (doublet de générateurs centré sur la ligne de transmission), nous aboutissons lors de la résolution du problème inverse à des générateurs E_{GEE} et I_{GEE} ne correspondant pas du tout aux générateurs théoriques E_{TH} et I_{TH} .

En effet, pour les tracés de la figure IV.32 nous avons repris les mêmes caractéristiques de

générateurs théoriques que celles utilisées lors du couplage avec le septum X_2 (figures IV.28 et IV.29), à savoir $C_{COUPLAGE} = 0.17$ pF et $M_{COUPLAGE} = 1.5$ nH : puisque la boucle 10 cm est placée au centre de la cellule à égale distance des septa X_1 et X_2 , on aurait pu s'attendre à ce que ces paramètres soient toujours adaptés. Mais comme on peut le voir sur le tracé des modules en figure IV.32, ce n'est pas le cas : le générateur de tension E_{GEE} présente une différence flagrante de comportement en fréquence par rapport au générateur théorique, tandis que le paramètre $C_{COUPLAGE}$ est visiblement trop faible.



Figure IV.32 Couplage entre le septum X_1 en TEM-3D et la boucle 10 cm - couplage inductif maximal Module des générateurs théoriques et obtenus par résolution du problème inverse pour le modèle MCEL Φ_1

Les raisons de ces différences semblent être pour une certaine partie la conséquence d'un mauvais paramétrage des générateurs théoriques. Par exemple, il serait nécessaire d'augmenter le paramètre $C_{COUPLAGE}$ afin d'obtenir une meilleure concordance.

Mais il faut également remettre en question la pertinence des générateurs E_{GEE} et I_{GEE} obtenus par résolution du problème inverse. En effet, en se conformant au modèle électrique MCEL Φ_1 on présuppose qu'il est effectivement représentatif du phénomène de couplage opérant entre le septum X_1 et l'ensemble {boucle + câble + ferrite}. C'est-à-dire, que le transfert de puissance est majoritairement localisé au centre de la ligne de transmission. Or on a pu constater en figure IV.31 que le septum X_1 est particulièrement sensible à la configuration du câble d'alimentation (et des ferrites disposées dessus), et que ce câble passe à proximité d'une des extrémités de ce septum. Il serait donc nécessaire d'adapter le modèle électrique équivalent au couplage afin de tenir compte de cette particularité.

III.4.c. Modèle de couplage MCEL Φ_2

C'est pourquoi nous implémentons un second modèle électrique équivalent, lequel suppose que le couplage électrique est majoritairement dû au câble d'alimentation. Ensuite nous prenons en compte le fait que ce câble passe à proximité du septum X_1 en déplaçant le générateur de courant I_{GEE} sur le schéma électrique équivalent. Ce second modèle, que nous nommons MCEL Φ_2 , est représenté en figure IV.33 :



Figure IV.33 Second type de schéma électrique équivalent au couplage septum X_1 – boucle (MCEL Φ_2)

Nous traçons à présent les caractéristiques des générateurs de courant obtenus par résolution du problème inverse pour ce modèle MCEL Φ_2 . Pour parvenir à une meilleure

concordance, les paramètres des générateurs théoriques sont rehaussés : nous prenons à présent $C_{COUPLAGE}$ égal à 0.5 pF (multiplication par un facteur 3) et $M_{COUPLAGE}$ égal à 2 nH (multiplication par un facteur 1.3).



Figure IV.34 Couplage entre le septum X_1 en TEM-3D et la boucle 10 cm - couplage inductif maximal Comparaison des générateurs théoriques avec ceux obtenus par résolution du problème inverse (MCEL Φ_2)

Nous constatons avec les tracés de la figure IV.33 que les générateurs obtenus par résolution du problème inverse sont alors plus proches de ce que nous avons pu observer auparavant. Cependant la concordance avec les générateurs théoriques est assez mauvaise dès que l'on dépasse les 30 - 40 MHz, particulièrement en ce qui concerne l'évolution des phases.

En fait, nous touchons là aux limites de notre approche : par choix, nous n'avons pas cherché à détailler les phénomènes de couplage entre le câble et le septum. Cette limitation ne nous a pas trop handicapés pour décrire le transfert de puissance lors des expérimentations précédentes, dans la mesure où les configurations retenues nous permettaient de prendre en compte l'influence de la boucle et l'influence du câble d'alimentation en un seul et même doublet de générateurs (ce qui par ailleurs semble être à l'origine des difficultés rencontrées pour modéliser le couplage capacitif).

Cependant, nous avons à présent affaire à un couplage plus réparti : le couplage dû à la boucle d'une part (influence capacitive et inductive localisé au centre de la ligne), et celui dû au câble lorsqu'il passe à proximité du septum X_1 (influence capacitive et inductive localisé à une extrémité de la ligne). Pour conserver une qualité de description de la mesure acceptable, il serait nécessaire de placer au moins 4 générateurs sur le modèle électrique équivalent. Mais cela n'est malheureusement pas envisageable pour l'instant, puisque nous ne parvenons pas à résoudre le système d'équations linéaires associé. C'est pourquoi nous nous retranchons sur une approximation empirique des diverses influences (modèle MCEL Φ_2) pour ne conserver que 2 générateurs équivalents, ce qui nous conduit aux résultats de la figure IV.34.

Au passage on notera que lorsque l'on a choisi un certain modèle électrique équivalent au transfert de puissance, nous en déduisons toujours une solution à partir des mesures aux accès du septum (si l'on parvient à résoudre le système d'équation linéaire associé). Si ce modèle correspond effectivement à la réalité physique du phénomène, les générateurs ainsi déduits sont cohérents et traduisent la nature du couplage. C'est ce que nous avons pu vérifier (dans une certaine mesure) lors des essais en espace libre sur les différents septa, ainsi que lors de l'analyse du couplage de la boucle avec le septum X_2 en cellule TEM-3D.

Par contre un modèle électrique trop simplifié du transfert de puissance amène à des générateurs équivalents qui peuvent ne correspondre à rien d'un point de vue physique (cas du modèle MCEL Φ_1 pour le couplage entre la boucle et le septum X_1) : si les générateurs placés sur la ligne de transmission sont affectés des caractéristiques ainsi obtenues, la mesure est effectivement très bien décrite ; mais ces générateurs ne correspondent pas à la nature réelle du transfert de puissance comme on a pu le voir en figure IV.32, et sont du coup difficiles à utiliser pour un quelconque diagnostic. Dans le même ordre d'idée, lorsque le modèle

électrique est proche de la réalité du phénomène de couplage mais qu'il est incomplet (cas du modèle MCEL Φ_2) les générateurs obtenus comportent une certaine part d'erreur systématique (figure IV.34).

C'est pourquoi l'interprétation que nous pouvons faire des mesures de couplage effectués aux accès de la cellule TEM-3D à l'aide de la modélisation électrique équivalente est pour l'instant dépendante de la complexité du phénomène de couplage.

III.5. <u>Couplage {boucle - septum Y} et {boucle - septum Z}</u>

La boucle 10 cm est orientée de telle façon que le couplage inductif avec le septum Y ou avec le septum Z est sensé être négligeable (ou très faible). Au niveau des mesures cela se traduit par un module égal aux deux accès du septum, comme on a pu le constater lors du chapitre III (résultats pour une boucle en position de couplage inductif minimal).

Pourtant ce n'est pas ce que nous observons pour les mesures effectuées aux accès du septum Y (ports 6 et 7) et du septum Z (ports 8 et 9), représentées en figure IV.35 :



Figure IV.35 Couplage entre la boucle 10 cm et les septa Y et Z en TEM-3D - couplage inductif minimal Module et phase des paramètres de transmission S₆₁ et S₇₁ (septum Y), et S₈₁ et S₉₁ (septum Z)

Les résultats obtenus pour les fréquences inférieures à 20-30 MHz sont conformes aux attentes : les modules et les phases sont les mêmes aux deux ports d'un même septum. Mais au-delà, on constate que les modules sont loin d'être égaux. Ces différences entre les deux ports d'un même septum indiquent que nous sommes en présence d'une superposition d'un couplage capacitif et d'un couplage inductif.

Et l'on peut affirmer que le phénomène de couplage inductif visualisé en figure IV.35 n'est pas la conséquence d'une mauvaise orientation de la boucle. En effet, on a vu lors du chapitre III que ce type de couplage inductif « résiduel », dû à l'imperfection de la configuration d'essai, a un impact visible pour les fréquences inférieures à quelques dizaines de MHz. Or c'est justement sur cette gamme de fréquence que l'on observe un couplage purement capacitif en figure IV.35. Ce qui nous amène à la conclusion que le couplage inductif identifié ici est dû au câble d'alimentation de la boucle.

Nous avons exposé lors de l'analyse du couplage avec le septum X_1 pourquoi l'influence du câble d'alimentation semble être localisée à proximité d'une de ses extrémités. Partant de cette hypothèse, nous implémentons un troisième modèle électrique du transfert de puissance (modèle MCEL Φ_3) afin d'analyser autrement le couplage entre la boucle et le septum Y :



Figure IV.36 Schéma électrique équivalent au couplage septum Y – boucle (MCEL Φ_3)

Ce modèle de transfert de puissance est appliqué aux résultats de mesure obtenus au niveau des accès du septum Y, ce qui nous donne les résultats exposés en figure IV.37 :



Figure IV.37 Couplage entre le septum Y en TEM-3D et la boucle 10 cm - couplage inductif minimal Module et phase des générateurs obtenus par résolution du problème inverse (modèle MCEL Φ_3)

Pour ce dernier cas, nous n'avons pas représenté les générateurs théoriques puisque qu'ils ne se rapportent pas au cas du couplage entre le septum Y et le câble d'alimentation. On reconnaît cependant quelques caractéristiques que nous avions attribuées à l'influence du câble lors des études précédentes, comme le module du générateur I_{GEE} à basse fréquence ou encore l'évolution rapide des phases.

Mais nous ne pouvons guère aller plus loin que ces conclusions pour l'instant : il faudrait avoir une idée plus précise du couplage entre le câble et le septum, lequel doit sûrement être dépendant de la disposition des ferrites. Appliqué aux mesures effectuées sur le septum Z, le modèle MCEL Φ_3 conduit à des générateurs sur lesquels se posent des questions similaires.

III.6. La problématique du câble en cellule TEM-3D

Tant que nous ne sommes pas en mesure d'augmenter le nombre de générateurs pris en compte lors de la résolution du problème inverse, l'impact du câble d'alimentation sur la mesure ne pourra pas être dissocié de l'objet sous test placé au sein de la cellule TEM-3D. Nous avons donc pensé à effectuer une procédure de calibrage permettant de connaître l'influence du câble seul sur la mesure de couplage. En connaissant les caractéristiques de ce couplage, nous espérons pouvoir en tenir compte lors d'un post-traitement des mesures afin de ne conserver que le transfert de puissance consécutif à l'influence de l'objet sous test placé au bout de ce câble.

C'est pourquoi nous avons placé le câble d'alimentation au sein du volume d'essai de la cellule TEM-3D en le laissant en circuit ouvert. Nous relevons alors des paramètres de transmission afin d'évaluer le couplage entre les septa et le câble seul.



Figure IV.38 Mesure des paramètres de transmission entre le câble sans boucle et les septa X₁ et X₂ câble laissé en circuit ouvert, avec et sans ferrites

On observe en figure IV.38 que lorsque le câble pourvu de ferrites est placé en cellule TEM-3D, le module du paramètre de transmission entre le port d'accès au câble et un des ports des septa X_1 et X_2 est trop faible pour être supérieur au bruit de mesure (environ -90 dB). Par contre lorsque l'on enlève les ferrites, on constate que la résonance du câble aboutit à un transfert de puissance avec les septa. On notera également que si l'on place un bouchon 50 Ω en bout de câble, on ne mesure à nouveau que du bruit (résultat non présenté en figure IV.38) : le couplage s'effectue entre l'extrémité du câble et les septa.

Pour en revenir à la mesure de couplage en cellule TEM-3D, ce n'est pas le câble seul qui génère un transfert de puissance avec les septa : c'est l'interaction du câble avec l'objet sous test qui est placé à son extrémité qui fait que l'on observe une perturbation liée à ce paramètre.

En conclusion, pour cette configuration de câble de servitudes il ne semble pas possible d'exploiter en cellule TEM-3D la modélisation électrique du transfert de puissance proposée pour les septa X_1 , Y et Z. On notera que si nous parvenions à résoudre le système d'équations linéaire pour plusieurs doublets de générateurs la caractérisation pourrait s'avérer intéressante, mais nous n'en sommes pas encore capables pour le moment.

Cette constatation est assez handicapante, puisque la cellule TEM-3D tire son intérêt des mesures effectuées sur les deux septa orienté suivant la même direction. Et cette limitation dans l'usage de la cellule TEM-3D n'est pas spécifiquement liée à l'approche électrique équivalente que nous présentons dans ce mémoire : le passage du câble est également problématique lorsque l'on souhaite interpréter les mesures au sens des moments électriques et magnétiques équivalents, puisque les mesures sont alors entachées d'erreurs systématiques.

Par contre, pour contourner ce problème il est envisageable d'implémenter un second cheminement de câble de servitudes dans l'angle opposé de la cellule TEM-3D, comme schématisé en figure IV.39 (les septa non impliqués dans la mesure ne sont pas représentés). Les mesures seraient alors effectués en deux temps : une première vague de mesures sur les trois septa éloignés du câble lorsque celui-ci se trouve dans la configuration actuelle (câble en « position 1 »), et une deuxième vague pour les trois septa restants lorsque le câble est placé à l'opposée de la cellule (câble en « position 2 »). De cette manière les perturbations dues aux câbles de servitude seront moins prononcées (comme on l'a vu lors du couplage entre la boucle et le septum X_2), rendant possible une certaine interprétation des résultats de couplage obtenus.



Figure IV.39 Configurations de câble pour la réalisation de mesures de couplage non perturbées en TEM-3D

Par contre on notera que pour garder l'objet sous test dans la même position durant les deux vagues de mesures, il est nécessaire de modifier le cheminement du câble par rapport à cet objet comme on peut le voir pour le cas de la boucle en figure III.38. Ce qui signifie qu'en cas de forte interaction entre ces deux entités, le fait de changer leur disposition relative peut entraîner une modification de la réponse en fréquence de l'objet sous test. Il conviendra donc de prendre garde à cette problématique avant d'interpréter les résultats obtenus.

A présent, nous allons tirer le bilan des différents résultats présentés dans ce chapitre et présenter quels sont les axes sur lesquels il serait intéressant de poursuivre les investigations.

IV. <u>Conclusions et perspectives</u>

IV.1. Modélisation du couplage pour un septum adapté 50 Ω

Dans ce chapitre nous avons appliqué la procédure implémentée lors du chapitre III et décrit le transfert de puissance entre la boucle et le septum sous la forme d'un circuit électrique équivalent : le couplage de type inductif est pris en compte à l'aide d'une mutuelle et le couplage de type capacitif est pris en compte à l'aide d'une capacité. L'intégration des phénomènes de propagation nécessitent de déterminer le schéma équivalent à la ligne de transmission à l'aide de cellules LC.

IV.1.a. Cas du septum en espace libre

Pour un septum adapté 50 Ω en espace libre cette approche amène à une modélisation de moins bonne qualité que pour le cas du septum désadapté, mais sans pour autant invalider la méthode. En fait on retrouve les mêmes difficultés liées à la modélisation du couplage capacitif, lequel présente une évolution en module difficile à reproduire à basse fréquence et une évolution en phase particulière sur tout le spectre de fréquence étudié. Pour contourner ce dernier point nous avons de nouveau intégré un décalage de phase artificiel afin d'obtenir une corrélation plus ou moins satisfaisante sur la plage de fréquence médiane du spectre étudié (60 MHz – 160 MHz).

Par contre le couplage inductif ne peut plus être modélisé par une simple mutuelle sur toute la plage de fréquence étudiée lorsque la largeur du septum devient conséquente. En effet nous avons constaté à travers quelques expérimentations que plus la dimension transversale du septum est grande et plus on observe une augmentation progressive du couplage inductif avec la montée en fréquence. Nous avons identifié le lien de cause à effet, sans chercher à en identifier la nature physique.

Enfin on notera que le couplage entre la boucle et le septum adapté 50 Ω favorise un couplage de nature plutôt capacitive en comparaison avec le septum désadapté présenté au chapitre III. Cela se traduit par une augmentation de la capacité de couplage C_{COUPLAGE} et une diminution de la mutuelle de couplage M_{COUPLAGE} (avec des configurations d'expérimentation comparables), comme on peut le voir dans la table récapitulative ci-dessous :

	COUPLAGE BOUCLE 10 CM - SEPTUM EN ESPACE LIBRE	
	septum adapté 50 Ω	septum désadapté (≈ 360 Ω)
MCOUPLAGE	de l'ordre de 3 nH	de l'ordre de 40 nH
CCOUFLAGE	de l'ordre de 0.45 pF	de l'ordre de 0.17 pF

 Tableau IV.2.
 Paramètres de couplage entre la boucle 10 cm et les deux types de septa en espace libre

En fait les difficultés rencontrées pour modéliser le couplage entre la boucle et le septum en espace libre sont directement liées au fait que le couplage capacitif est particulièrement prononcé : on a vu lors de ces investigations que nous avons du mal à le modéliser correctement, comparativement au couplage inductif. Et c'est pour les mêmes raisons que le transfert de puissance entre la boucle et le septum désadapté est mieux décrit : le couplage inductif est plus marqué.

IV.1.b. Cas du septum en cellule TEM-3D

En ce qui concerne les mesures effectuées en cellule TEM-3D, on distingue deux cas de figures différents liés à la position du câble :

Le premier cas de figure, assez positif, est le cas des septa « éloignés » du câble d'alimentation de la boucle (exemple du septum X_2). L'influence de ce dernier sur la mesure effectuée est peu prononcée, ce qui permet d'obtenir un transfert de puissance présentant des caractéristiques assez proches de ce qui a pu être observé en espace libre. Du coup, la modélisation de ce couplage est satisfaisante pour les fréquences inférieures à la première résonance de la cavité (effets visibles dès 175 MHz). Les quelques différences pointées lors de l'étude des deux types de couplage devraient pouvoir être corrigées en analysant plus précisément le phénomène de couplage inductif pour un septum large d'une part, et en approfondissant l'impact des ferrites placées sur le câble d'alimentation d'autre part.

Le deuxième cas de figure concerne les mesures effectuées au niveau des septa à proximité desquels passe le câble d'alimentation (septa X_1 , Y et Z). Le modèle théorique amène à des résultats présentant quelques différences par rapport aux mesures, lesquelles sont particulièrement marquées en ce qui concerne les mesures effectuées au niveau des ports des septa Y et Z. La donnée manquante est l'impact du câble sur la mesure : il semble acquis que ce dernier présente un couplage spécifique avec les septa. Le problème est que pour les configurations particulières des septa X_1 , Y et Z, l'erreur systématique commise en ne prenant pas explicitement en compte l'influence du câble sur la mesure amène à des difficultés pour interpréter les résultats obtenus.

La situation serait différente si nous étions capables de résoudre un système d'équation linéaire présentant un plus grand nombre de générateurs. Ce n'est pas le cas pour l'instant, du coup nous ne pouvons pas tenir compte de la répartition du couplage sur la ligne de transmission que forme le septum avec le plan de masse (mais cela ne nous a pas pénalisé pour le cas du couplage avec le septum X_2). Nous tentons alors de nous approcher au mieux du phénomène physique réel en jouant sur la position des générateurs équivalents placés sur le modèle électrique équivalent, ce qui nous a permis d'obtenir des caractéristiques de couplage plus proches de ce que à quoi nous nous attendions.

Ainsi on constate à travers ces différentes analyses que l'impact du câble de servitude sur la mesure n'est pas anodin. Le paramètre le plus difficile à intégrer dans un quelconque modèle (électrique ou à base de moments équivalents) est que la perturbation du câble sur la mesure ne sera pas la même suivant le type d'objet sous test placé à son extrémité. Par exemple, la boucle de courant qui nous a servi tout au long de ces travaux est sans doute un dispositif présentant une sensibilité particulière à la façon avec laquelle il est alimenté. On imagine bien qu'une boucle dont l'alimentation aurait été symétrisée à l'aide d'un balun n'aurait pas posé autant de difficultés.

Nous avons bien essayé de procéder à un calibrage de la cellule TEM-3D au sein de laquelle nous aurions préalablement disposé les câbles de servitudes. Mais pour les raisons qui viennent d'être évoqués, lorsque le câble seul est placé dans la cellule on n'observe pas de couplage particulier avec les différents septa.

Au final, nous avons proposé une méthode permettant d'éloigner au maximum le câble des septa au niveau desquels la mesure est effectuée. La mesure se déroulerait alors en deux temps, nécessitant le changement de la disposition du câble entre ces deux vagues de mesure. D'après ce que nous avons pu observer lors du couplage entre la boucle et le septum X_2 , cela permettrait d'aboutir à une mesure qui ne serait pas trop entaché des perturbations dues aux servitudes. Par contre il resterait à vérifier que lorsque l'on change le cheminement du câble, on ne modifie pas de manière conséquente la réponse en fréquence de l'objet sous test.

IV.2. Informations apportées par les générateurs équivalents

IV.2.a. Proposition d'interprétation

On a vu à travers les expérimentations présentées dans les chapitres III et IV qu'il n'est pas forcément nécessaire de faire appel à des notions de champ rayonné pour modéliser le transfert de puissance entre la boucle et un septum, qu'il soit désadapté ou non. Concrètement, les notions de moments équivalents et de champ électrique transverse sont remplacées par un produit de facteurs spécifiques :

- $U_{COUPLAGE} \times I_{BOUCLE}$ pour le couplage de type inductif,
- \hookrightarrow C_{COUPLAGE} × V_{BOUCLE} pour le couplage de type capacitif.

Le couplage capacitif reste cependant difficile à interpréter : nous avons vu que la configuration du câble joue un rôle déterminant dans ses caractéristiques, que ce soit en espace libre ou en cavité. Mais ceci est la conséquence de la manière avec laquelle nous considérons le système {boucle + câble}, que nous avons essayé de réduire à la seule boucle alimentée en puissance. En effet nous n'avons pas jugé pertinent de nous attarder sur la modélisation précise du câble, qui n'aurait eu d'intérêt que dans ce cas de mesure de couplage bien particulier. L'objectif final de ce travail est avant tout l'éventualité d'un diagnostic pouvant être formulé quel que soit l'objet sous test, et la boucle n'a été considérée qu'en temps que source de champ magnétique.

Et à ce sujet-là, les conclusions sont très positives : on a vu au chapitre III que pour le cas d'un septum désadapté, le générateur de tension représentant le couplage inductif obtenu par résolution du problème inverse correspond effectivement à un phénomène physique que nous connaissons théoriquement, à savoir un couplage par mutuelle. Pour le cas d'un septum dont la dimension transversale est significative, il reste juste à préciser le pourquoi de l'évolution en module que nous avons visualisé aussi bien en espace libre qu'en cavité.

Nous nous posons alors la question de l'information pertinente tirée de la modélisation électrique du transfert de puissance. Pour cela, nous proposons une interprétation des mesures pour le cas du couplage inductif :

Nous nous plaçons dans le cas d'une source de champ magnétique dont nous connaissons le couplage avec la ligne de transmission à travers son générateur de tension équivalent (luimême déterminé suite à la résolution du problème inverse). On remarquera alors qu'il est tout à fait possible de donner à la fréquence de travail correspondante un produit de facteurs $M_{COUPLAGE} \times I_{BOUCLE}$ amenant à un générateur de tension concordant avec celui obtenu grâce aux mesures et à la résolution du problème inverse ; ce produit est en fin de compte l'image du flux de champ magnétique généré par la boucle et capté par le septum. Bien sûr ce produit n'est pas unique, par contre si nous connaissons la géométrie de la ligne de transmission nous pouvons basculer sur la combinaison d'un contour fermé et d'un courant le parcourant (combinaison qui n'est toujours pas unique). Les paramètres déterminants du couplage seront donc :

- ✤ le courant circulant sur la boucle,
- ✤ la surface de boucle,
- ♥ la distance relative de la boucle par rapport à la ligne de transmission.

On remarquera que les deux derniers paramètres sont une façon équivalente d'appréhender une mutuelle de couplage : pour obtenir une valeur de mutuelle précise entre deux contours fermés on peut soit ajuster la taille de la boucle, soit faire varier la distance entre ces deux boucles. Enfin, pour obtenir les caractéristiques du flux de champ magnétique capté par la boucle réceptrice, il convient d'ajuster le courant de boucle.

Modéliser l'objet sous test commencerait donc par le choix d'une surface de boucle particulière, pouvant soit être déterminée empiriquement soit être standardisée, et qui in fine représentera le caractère « magnétique » de cet objet sous test pour une direction particulière. A partir de cette taille de boucle et avec une information approximative de la distance séparant la source du septum, nous sommes en mesure d'en déterminer la mutuelle de couplage correspondante. Dès lors il ne reste plus qu'à en déduire le courant circulant sur la boucle, qui à ce moment là est unique. Au final nous sommes en possession d'une représentation équivalente du champ magnétique généré par la source suivant une direction particulière sous la forme d'un dipôle magnétique (un contour fermé parcouru par un courant), et dont les équations décrivant le rayonnement sont bien connues.

Nous parlons de distance approximative entre la source et le septum parce que nous avons vu en début de chapitre III que la mutuelle de couplage entre deux contours fermés n'évolue pas très rapidement dès que l'on les éloigne l'un de l'autre de quelques centimètres (figures III.7 et III.10). Ce paramètre ne serait donc pas une source d'erreur systématique trop importante. Par contre en fonction de la manière avec laquelle nous souhaitons réutiliser cette modélisation quelques interrogations pourraient apparaître : en particulier si le modèle de boucle doit être placé à proximité d'un autre objet (dans le cadre d'une simulation numérique par exemple), il se peut qu'une trop grande surface de boucle entraîne des erreurs quant aux phénomènes de couplage champ proche.

Enfin, il serait nécessaire de faire un travail complémentaire pour voir si cette approche est adaptable au cas d'une source de champ électrique (comme un dipôle par exemple). Et si tel est le cas, l'objet sous test serait alors complètement caractérisé en émission.

IV.2.b. Application au cas de la cellule TEM-3D

Nous partons de l'hypothèse que le second cheminement de câble présenté en figure IV.40 permet d'aboutir à des mesures où l'influence du câble n'est pas pénalisante pour aboutir à des résultats cohérents. Nous proposons alors un synoptique de méthode permettant de déterminer quel est le moment magnétique équivalent à l'objet sous test :

1. mesure pour les trois orientations de septa



Figure IV.40 Mesures des flux de champ magnétique en cellule TEM-3D (câbles non représentés, la boucle fait office de source)

La première étape n'est autre que la mesure de couplage pour tous les septa de la cellule TEM-3D, permettant de connaître le flux de champ magnétique suivant les trois directions cartésiennes. On effectue la résolution du problème inverse pour connaître les caractéristiques du générateur de tension équivalent au couplage inductif.

2. Choix des surfaces de boucle pour chacune des directions cartésiennes

Comme on l'a précisé plus haut, le choix de la surface de boucle peut être effectué de façon arbitraire par exemple sous forme d'une valeur normalisée. On peut aussi choisir des surfaces différentes suivant les directions cartésiennes.

3. Détermination des mutuelles correspondantes et des courants de boucles

Pour une géométrie de septum et une surface de boucle données, nous sommes alors en mesure de déterminer quelle sera la mutuelle entre ces deux contours fermés. Dès lors le courant circulant sur la boucle est déterminé à partir des caractéristiques du générateur de tension obtenu suite à la résolution du problème inverse, à la fréquence donnée.

On mesure bien le caractère très relatif de cette modélisation : si la surface de boucle est grande, la mutuelle l'est également et le courant est faible. Et inversement, pour une surface de boucle très petite la mutuelle l'est également et on obtient un courant fort. En définitive on obtient trois boucles de courant placées suivant des plans orthogonaux, de surfaces pouvant être égales ou non, et dont les contours sont parcourus par des courants forts ou faibles suivant les paramètres choisis.

IV.3. Perspectives de travail

L'objectif final d'une telle structure est d'être en mesure de complètement caractériser en émission un objet sous test. Dans cette optique, un important travail à réaliser serait de mener le même type d'étude pour le cas d'une source de champ électrique.

Nous proposons ici quelques pistes à investiguer au préalable, qui pourraient soit grandement faciliter le travail, soit modifier l'approche conceptuelle de la caractérisation en émission par une mesure de couplage.

IV.3.a. Résolution problème inverse pour plusieurs doublets de générateurs

Nous l'avons répété à plusieurs reprises durant ce dernier chapitre de thèse : il serait très intéressant de pouvoir résoudre les équations linéaires associées au cas d'un modèle électrique présentant plus d'un doublet de générateurs sur la ligne de transmission.

Tout d'abord, cela permettrait peut-être de résoudre la problématique de l'impact du câble d'alimentation sur la mesure de couplage effectuée en cellule TEM-3D : connaissant à quel niveau du septum on a un couplage avec ce câble, nous pourrions alors séparer son influence sur la mesure du reste du système.

Dans un cas plus général, connaître la répartition du transfert de puissance entre l'objet sous test et le septum permettrait également de déterminer si ce dernier présente ou non une certaine directivité : les parties de la ligne de transmission captant le plus de puissance seraient alors ceux dont les générateurs équivalents ont les modules les plus élevés. Toutefois on n'oubliera pas que si nous parvenions à résoudre un tel problème inverse, cela ne voudrait pas forcément dire que nous obtiendrions à chaque fois les caractéristiques de chacun des générateurs placés sur le modèle électrique équivalent. En effet, plaçons-nous dans le cas de figure où la majeure partie du transfert de puissance est couplée en un endroit précis de la ligne : le module des puissances relevées aux accès du septum est principalement lié à l'intensité de ce couplage. Du coup, la dynamique de mesure restant disponible pour le « reste » du transfert de puissance pourrait ne pas être suffisante. En bref, on retiendra que la résolution du problème inverse permet uniquement d'identifier les principaux couplages responsables du transfert de puissance.

Cela pourrait poser problème dans quelques cas particuliers : prenons par exemple une configuration où le câble d'alimentation viendrait perturber la mesure de couplage. Cette particularité pourrait empêcher l'identification du couplage « intéressant », celui qui ne concerne que l'objet sous test : si le transfert de puissance lié au couplage entre l'équipement et le septum est négligeable devant celui du couplage entre le câble et le septum, nous ne serons pas en mesure de déterminer le couplage recherché.

C'est entre autres pourquoi nous avons réfléchi à une structure permettant toujours d'effectuer des mesures de couplage tout en écartant complètement les problématiques liées aux câbles de servitude, et que nous présentons ci-dessous.

IV.3.b. Proposition d'une nouvelle structure : la chambre multi-fils

Il n'existe pas une infinité de méthodes permettant de s'affranchir de l'influence des câbles de servitudes. On peut notamment citer une structure dédiée aux essais sur composants, la cellule TEM 1 GHz : le composant est placé sur un plan de masse, et toutes ses servitudes sont sorties de la cavité au moyen de vias (voir chapitre I).

Nous pourrions imaginer quelque chose de similaire pour la cellule TEM-3D : coller l'objet sous test sur une des faces de la paroi (ce qui impliquerait d'enlever un des septa). Mais nous ne profiterions plus du volume d'essai uniforme de la cellule : nous serions alors complètement décalé par rapport aux septa restants, comme on peut le voir en figure IV.41 :



Figure IV.41 Cellule TEM-3D à 5 septa

Un aspect important de la modélisation du transfert de puissance sous la forme d'un schéma électrique est qu'elle est insensible à la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission. En d'autres termes, il n'est pas nécessaire de l'adapter à 50 Ω : il suffit de déterminer la représentation équivalente de la ligne sous forme de cellules LC. C'est ainsi que nous pensé à une cavité au sein de laquelle les mesures de couplage s'effectueraient au moyen de fils tendus entre les parois, d'où le nom de « chambre multi-fils ».



Figure IV.42 Représentations de la chambre multi-fils

En figure IV.42 nous avons représenté une chambre multi-fils qui ne comporte des fils que sur trois parois de la cavité, mais rien n'empêche de couvrir les 5 faces restées libres. Connaissant l'emplacement de l'objet sous test (au niveau du capot amovible), nous sommes alors en mesure de caractériser le couplage inductif avec chacun des septa, qui ici sont des fils. Nous reprendrions ensuite la démarche présentée quelques pages auparavant pour obtenir une caractérisation de l'objet sous test en émission.

Cette topologie est une première ébauche : des paramètres ne sont pas fixés, comme la hauteur des fils, leur nombre, leur espacement, etc. Par contre on peut déjà choisir de prendre une cavité aux dimensions relativement petites afin d'avoir une première résonance assez haute en fréquence, ce qui permettra d'étendre la plage de fréquence sur laquelle la caractérisation est réalisable. Dans le cas d'un cube de 30 cm de côté par exemple, la fréquence haute d'utilisation serait 700 MHz.

REFERENCES CHAPITRE IV

TEM-3D

- [TEM 3D-1] A. PICARD, F. FOUQUET, V. DENIAU, A. LOUIS, B. MAZARI & B. DEMOULIN, "Perturbations induites par un câble de servitude lors de la mesure en cellule TEM-3D", Actes de la conférence EMC06, avril 2006.
- [TEM 3D-2] A. PICARD, F. FOUQUET, O. MAURICE, A. LOUIS, B. MAZARI & B. DEMOULIN, "Modelling Coupling Phenomena Between Septum and Loop at Low Frequency", Acts of the EMC Zürich 2005 symposium, February 2005.

Cellule TEM

- [TEM 1] I. Sreenivasiah, D.C. Chang, M.T. Ma, "Emission Characteristics of Electrically Small Radiating Sources from Tests Inside a TEM cell", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-23, No 3, Août 1981.
- [TEM-2] P. Wilson, "On Correlating TEM Cell and OATS Emission Measurements", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. 37, No. 1, Février 1995.
- [TEM 3] John C. Tippet and D.C. Chang, "Radiation characteristics of electrically small devices in a TEM Transmission Cell", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-18, No 4, Novembre 1976.
- [TEM-4] S. KASHYAP, "Field Distortions in a TEM Cell" Actes du symposium international EMC Zürich, 1985.

Cellule GTEM

[GTEM - 1] T.E. Harrington, "Total-radiated-power-based OATS-equivalent emissions testing in reverberation chambers and GTEM cells", IEEE Intl. Symposium Electromagnetic Compatibility, Washington, DC, pp. 23-28, 2000.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire nous avons présenté les différents travaux menés sur la cellule TEM tridimensionnelle dans le cadre de cette thèse. Nous nous sommes tout d'abord attachés à décrire quel était l'état de l'art lors de la prise en main du sujet, pour ensuite exposer progressivement les observations et les réflexions scientifiques qui ont guidé notre démarche d'investigation.

En particulier, le premier chapitre présente dans leurs grandes lignes les principaux moyens d'essais CEM de mode rayonnés : le type de caractérisation qu'ils proposent, les plages de fréquences sur lesquels ils sont utilisables et la philosophie de l'outil. Nous avons ensuite présenté l'idée de départ de la cellule TEM-3D, qui à l'origine a été conçue pour exploiter les principes de mesure en cellule TEM mais sous trois dimensions en simultané. Cette particularité permet de grandement diminuer le temps nécessaire à la réalisation des essais, tout en améliorant certaines incertitudes de mesure puisqu'il n'est plus besoin de manipuler l'objet sous test. Nous avons ainsi exposé en quoi le concept de la cellule TEM-3D présente un avantage indéniable par rapport à l'existant, c'est-à-dire par rapport aux mesures en guide d'onde TEM (dont les cellules TEM et GTEM sont les déclinaisons les plus répandues).

Dans le deuxième chapitre, nous avons donc suivi la logique généralement suivie par tout moyen d'essai CEM : la structure doit proposer un volume d'essai au sein duquel la distribution de champ électromagnétique présente une certaine uniformité, afin de s'assurer de la reproductibilité des essais. Présenter de telles caractéristiques nécessite de disposer de septa dont l'impédance caractéristique est égale à celle des connecteurs placés à leurs extrémités (c'est à dire 50 Ω) afin d'éviter des phénomènes de réflexion qui, s'ils sont trop importants, ont pour conséquence de perturber la distribution de champ établie par le mode TEM. Nous avons ainsi commencé par fournir une approche personnelle de la problématique d'adaptation des septa en cellule TEM-3D, reposant sur l'exploitation des formules associées à la théorie des lignes micro ruban. Les conclusions obtenues se sont avérées similaires à celles déjà formulées lors de travaux antérieurs à cette thèse : la difficulté de l'adaptation réside essentiellement au niveau des zones de transition entre la partie centrale des septa et les connecteurs normalisés placés en bout ligne, là où sont effectuées les mesures.

Nous avons ensuite effectué des simulations numériques afin de s'assurer que nous disposons effectivement d'un volume d'essai uniforme en cellule TEM-3D lors d'une alimentation en mode différentiel. Les résultats des simulations ont montré que pour les dimensions du prototype de cellule réalisé à l'INRETS, on peut dégager un volume cubique d'environ 30 cm de côté au sein duquel le champ électrique est polarisé suivant un axe particulier (dépendant des conditions d'excitation de la structure) et où la variation de module est comprise dans une fourchette de ± 1 dB. Encore une fois ces travaux ont confirmé ce qu'une précédente thèse avait déjà mis en évidence. Suite à ces constatations nous avons proposé une méthode d'alimentation de la structure jouant sur les niveaux injectés aux accès de la cellule afin de générer un champ polarisé suivant n'importe quelle direction. Ces résultats montrent le grand avantage de la cellule TEM-3D en terme de génération de champ électromagnétique, dont il serait envisageable de tirer parti dans le cadre d'essais en immunité rayonné.

C'est alors que nous avons abordé la problématique centrale de cette thèse, et qui occupe la majeure partie de ce mémoire : la mesure d'émission en cellule TEM tridimensionnelle. Comme nous l'avons dit plus haut, à l'origine la cellule TEM-3D a été conçue pour exploiter les principes de mesure en cellule TEM sous trois dimensions en simultané. C'est pourquoi le troisième chapitre commence par reprendre précisément les fondements d'un développement mathématique proposant une quantification de la puissance totale rayonnée par l'objet sous test à partir des mesures effectuées en cellule TEM. Le principe de cette caractérisation repose sur l'écriture du champ couplé au seul mode se propageant pour les fréquences considérées, à savoir le mode TEM. En partant de la modélisation de l'objet sous test à l'aide de ses moments électriques et magnétiques équivalents, on parvient à identifier les composantes de ces moments qui sont impliquées dans le couplage. Il est alors possible d'isoler les termes nécessaires au calcul de la puissance totale rayonnée par des moments électriques et magnétiques. C'est ainsi qu'a été défini une procédure de mesure en trois étapes, nécessitant le repositionnement de l'objet sous test suivant les trois directions cartésiennes. L'intérêt de la cellule TEM-3D par rapport à cette procédure est qu'il n'est plus nécessaire de modifier l'orientation de l'objet sous test : les septa sont disposés de telle façon en cellule TEM-3D qu'il suffit de se focaliser sur une paire de septa pour réaliser une caractérisation similaire.

Cependant nous nous sommes posés de nombreuses questions quant aux erreurs systématiques liées à cette procédure que nous nous ne réexposerons pas dans cette conclusion. Simplement on précisera que prendre en compte les phénomènes de couplage champ proche nous a semblé difficile avec cette approche. C'est pourquoi nous avons choisi de proposer une lecture différente du transfert de puissance opérant entre l'objet sous test et les différents septa de la cellule.

Pour ce faire nous sommes repartis de l'analyse d'une expérimentation basique : le couplage entre une boucle de courant et un fil conducteur tendu au-dessus d'un plan de masse en espace libre. Nous avons alors construit de manière très progressive un modèle électrique décrivant le transfert de puissance entre ces deux éléments à l'aide de mutuelles et de capacités de couplage. Nous sommes ainsi parvenu à une bonne description en module et en phase des différences de potentiel induites au niveau des extrémités de cette ligne de transmission sur la plage de fréquence allant du continu jusqu'à 300 MHz. Ce modèle, inspiré des modèles de Taylor, prend en compte le couplage inductif à l'aide d'un générateur de tension et le couplage capacitif à l'aide d'un générateur de courant.

Cette manière de considérer le transfert de puissance nous permet également de déterminer à partir des mesures effectuées quelles sont les caractéristiques de ces générateurs de tension et de courant, c'est-à-dire quelles sont les caractéristiques des couplages de type inductif et capacitif à l'endroit de la ligne où ils s'effectuent physiquement. Nous parvenons notamment à reproduire très fidèlement en module et en phase le couplage inductif, en raisonnant sur la mutuelle de couplage présente entre la boucle et le septum désadapté ainsi réalisé.

Mais deux ombres restent au tableau : la première est que pour rendre compte fidèlement du phénomène de couplage entre la boucle et la ligne de transmission, il serait nécessaire de placer de multiples générateurs sur cette ligne. Or pour le moment, nous ne sommes capables de résoudre le problème inverse que dans l'unique cas où nous ne considérons que deux générateurs. Nous sommes donc contraints de proposer un modèle simplifié du transfert de puissance si nous souhaitons pouvoir déterminer les caractéristiques de ces générateurs équivalents. La seconde est que l'alimentation en puissance de la boucle a une grande influence sur la mesure effectuée, particulièrement visible au niveau du couplage capacitif. Nous avons pu identifier cette influence à de nombreuses reprises lors de l'analyse des résultats d'expérimentations. Cependant nous n'avons jamais souhaité préciser le modèle électrique de ce câble, parce que nous souhaitions avant tout travailler sur les deux phénomènes généraux de couplage : les couplages inductif et capacitif.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous avons suivi la logique suivante : puisque la

modélisation du transfert de puissance présentée au troisième chapitre n'impose pas de valeur d'impédance caractéristique, nous pouvons l'appliquer à n'importe quelle ligne de transmission pourvu que nous travaillions à des fréquences où seul le mode TEM se propage. Or, les septa placés en cellule TEM-3D (de même que le septum placé en cellule TEM ou encore en cellule GTEM) ne sont rien d'autre que des lignes de transmissions. Dès lors nous pouvons sans aucun problème reconduire la démarche présentée au troisième chapitre, il suffit juste de prendre en compte les nouvelles caractéristiques des lignes de transmission.

C'est ainsi que nous avons commencé par reproduire les mesures de couplage entre la boucle et un septum adapté 50 Ω , de dimension comparable à ceux présents en cellule TEM-3D. Les résultats obtenus ont confirmé la faisabilité de la méthode, bien que nous ayons identifié une évolution en fréquence du couplage inductif qui nécessiterait quelques approfondissements. Nous avons également pu constater de nouveau l'influence du câble d'alimentation sur la mesure, puis nous avons proposé une méthode rapide de caractérisation de l'impédance complexe d'une ferrite en fonction de la fréquence : le banc de mesure créé à cet effet repose sur l'observation de la modification d'impédance d'une petite ligne de transmission induite par la ferrite à caractériser. Les résultats ainsi obtenus (proches de ceux fournis par le constructeur) ont confirmé le lien que nous pressentions entre l'évolution des tensions induites par le couplage et l'efficacité des ferrites. C'est pourquoi est ressorti très nettement de ces campagnes de mesure l'idée que nous avons réalisé là des mesures de couplage entre le septum et le système {boucle + câble + ferrites}, et non entre le septum et la boucle seule.

Ces conclusions ont été de nouveau été reconduites suite à l'analyse des mesures de couplage entre la boucle et quelques septa en cellule TEM-3D : cette modélisation du transfert de puissance donne des résultats proches de ceux obtenus en mesures, mais elle met également en évidence la problématique des câbles de servitudes. En effet, les 6 septa dont dispose la cellule limitent les configurations possibles, c'est pourquoi ce câble doit forcément passer à proximité d'un ou plusieurs de ces septa. Après avoir constaté cette influence sur la mesure, nous avons alors taché de proposer des alternatives permettant de s'affranchir de ce couplage indésirable :

- Tout d'abord il semble que si nous étions en mesure de résoudre les équations linéaires associées à un modèle électrique prenant en compte 4 générateurs, il serait possible d'isoler le transfert de puissance dû au câble de celui dû à l'objet sous test.
- Nous avons également essayé de procéder à un calibrage du couplage entre le câble et les septa afin de prendre en compte ce transfert de puissance lors d'un post-traitement. Mais cela s'est avéré inutile, puisque c'est le fait d'associer le câble avec un objet à son extrémité qui entraîne un phénomène de couplage indésirable. On retrouve ici l'idée que le comportement de l'objet sous test est influencé par le câble permettant d'acheminer les servitudes en commande et en puissance, et inversement : les deux éléments sont en interaction à travers le mode commun de l'ensemble.
- Enfin, nous avons vu que la modélisation du transfert de puissance entre la boucle et un septum n'étant pas à proximité du câble est satisfaisante. C'est pourquoi nous avons proposé d'effectuer la caractérisation en cellule TEM-3D en deux temps, afin de toujours effectuer des mesures de couplage avec un câble éloigné des septa concernés. Ce faisant on écarte le câble du système couplé, diminuant ainsi son impact sur le transfert de puissance.

Une fois ces constatations formulées, nous avons proposé une interprétation du couplage inductif identifié entre un objet quelconque et le septum de mesure. En définissant une boucle de surface arbitraire et à partir de la connaissance de la distance séparant l'équipement du

septum, nous sommes en mesure calculer le courant circulant sur cette boucle, ce qui permettrait de reproduire le couplage inductif identifié par la mesure. Nous aboutissons au modèle d'une boucle parcourue par un courant, dont les formules de rayonnement sont bien connues.

On notera qu'il serait nécessaire de conduire le même type d'investigation pour une source de champ électrique : si une telle démarche permettait de définir une procédure similaire pour le couplage capacitif, nous obtiendrions alors une caractérisation complète de l'objet sous test.

Enfin, nous avons synthétisé l'expérience acquise durant ces investigations au sujet des phénomènes de couplage pour proposer une nouvelle structure d'essai, que nous avons baptisé la « chambre multi-fils ». Il s'agit d'une petite cage de faraday (cube de l'ordre de 30 cm de côté) où nous plaquons l'objet sous test contre une des parois, à la manière de ce qui est réalisé en cellule TEM 1 GHz. Ensuite nous disposons des fils conducteurs suivant des positions orthogonales, comme cela est effectué en cellule TEM-3D. L'avantage d'une telle structure est d'une part d'isoler l'équipement à caractériser par rapport à ses servitudes, tout en optimisant le couplage de type inductif d'autre part. Nous essayons ainsi de tirer avantage des possibilités de diagnostic proposées par la modélisation électrique du transfert de puissance présentée dans ce mémoire.

La topologie de septum proposée est pour l'instant un simple fil conducteur. On notera qu'une impédance élevée favorise un couplage de type inductif au détriment du couplage capacitif (cas du septum désadapté), et inversement une impédance faible favorise un couplage de type capacitif au détriment du couplage inductif (cas du septum 50 Ω). Dès lors il serait intéressant de trancher quant aux difficultés rencontrées pour modéliser ces deux types de couplage (inductif et capacitif), afin de déterminer quel serait le meilleur compromis. Pour cela deux questions seraient à investiguer :

- Serait-il possible, au moyen de méthodes numériques itératives d'optimisation par exemple, de parvenir à identifier à partir des mesures les caractéristiques de multiples doublets de générateurs utilisés pour modéliser le transfert de puissance ?
- Pouvons-nous définir, à partir du générateur de courant représentant le couplage capacitif entre l'objet sous test et la ligne de transmission, une représentation générique du champ électrique émis de l'objet sous test (à l'aide d'un moment électrique par exemple) ?

Les réponses à ces deux questions permettraient d'une part de trancher quant à l'apport de la modélisation électrique du transfert de puissance dans le cadre d'essais en émission de mode rayonné, et d'autre part de statuer sur un éventuel intérêt de la chambre multi-fils pour effectuer cette caractérisation CEM.

<u>ANNEXE A :</u> LA MESURE D'EMISSION EN CELLULE TEM

Dans cette annexe les éléments vectoriels seront notés en **gras**, au contraire des modules qui eux ne le seront pas. Les termes ε_0 et μ_0 font respectivement références à la permittivité et à la perméabilité du vide, c étant la célérité de la lumière dans le vide. La notation « phaseur » est adoptée, avec le nombre d'onde k_0 étant égal à α/c . Enfin, nous utiliserons la notation « ^ » pour désigner les vecteurs normés :

A ... Vecteur de norme A

$$\hat{\mathbf{A}} = \frac{\mathbf{A}}{\|\mathbf{A}\|}$$
 ... Vecteur unitaire orienté suivant le vecteur **A**

I. <u>Développement multipolaire</u>

I.1 Cas général

Le développement multipolaire est une série utilisée pour décrire les effets produits par un système dont l'influence décroît avec l'éloignement. De fait, les premiers termes de ce développement sont les seuls pris en compte lorsque le point d'observation est assez distant.

D'un point de vue géométrique, on part du système suivant :



On s'intéresse à la norme du vecteur $\mathbf{r} - \mathbf{r}'$, que l'on écrit comme suit d'après la loi des cosinus :

$$\|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\| = \sqrt{r^2 + r'^2 - 2\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}'} = r \left(1 - 2\frac{\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}'}{r^2} + \left(\frac{r'}{r}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}$$
(Eq. 1)

L'hypothèse d'un point d'observation éloigné implique que le rapport r'/r est petit devant 1, ce qui permet de développer l'équation 1 par une série de Taylor dont la forme canonique est donnée par l'équation 2 ([2]) :

$$(1+x)^{\alpha} = \sum_{n=0}^{\infty} {\alpha \choose n} x^n$$

= $1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha(\alpha-1)..(\alpha-n+1)}{n!} x^n$ (Eq. 2)

Cette série est valable pour des puissances α négatives, à condition que x soit inférieur à 1 en valeur absolue. Nous appliquons à présent ce développement pour les deux types de sources du champ électromagnétique, à savoir les charges et les courants.

I.2 Cas d'une distribution de charges électriques [3]

Prenons le cas d'une distribution de charges ponctuelles $\{q_i\}$ situées en des points $\{P_i\}$. Le potentiel généré en un point d'observation M de l'espace par une telle distribution est :

$$V(M) = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \sum_{i} \frac{q_i}{P_i M}$$
(Eq. 3)

Choisissant une origine O on a, en posant OM = r et $OP_i = r_i$:

$$V(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \sum_{i} \frac{q_i}{\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_i\|}$$
(Eq. 4)

On applique alors la série de Taylor présentée en équation 2 :

$$\frac{1}{\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_{i}\|} = \frac{1}{r} \left[1 + \frac{\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}_{i}}{r^{2}} - \frac{r_{i}^{2}}{2r^{2}} + \frac{3}{8} \left(\frac{2\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}_{i}}{r^{2}} \right)^{2} + \dots \right]$$
(Eq. 5)

Le développement en série de Taylor présentée en équation 5 aboutit à une expression du potentiel se déclinant en plusieurs contributions :

$$V(\mathbf{r}) = V_0(\mathbf{r}) + V_1(\mathbf{r}) + V_2(\mathbf{r}) + \dots$$
 (Eq. 6)

Avec: $V_0(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \frac{1}{r} \sum_i q_i$

la contribution unipolaire,

$$V_1(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \frac{1}{r^3} \sum_i q_i \mathbf{r}_i \cdot \mathbf{r}$$

la contribution dipolaire,

$$V_2(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \frac{1}{r^3} \sum_i q_i \left[\frac{3}{2} \frac{(\mathbf{r}_i \cdot \mathbf{r})^2}{r^2} - \frac{r_i^2}{2} \right] \qquad \text{la contribution quadripolaire,}$$

et ainsi de suite.

La distribution de champ électrique associée à la contribution unipolaire est déterminée par l'application de la loi de Coulomb, en superposant l'influence de chacune des charges ponctuelles. Elle s'annule lorsque la charge totale est égale à zéro.

La contribution dipolaire introduit la notion de moment dipolaire, que l'on annotera électrostatique pour ne pas confondre avec le cas d'un mouvement de particules chargées :

$$\mathbf{P}_{\text{ELECTROSTATIQUE}} = \sum_{i} q_{i} \mathbf{r}_{i}$$
(Eq. 7)

Dans le cas d'un doublet de charges de signe opposés, on retrouve le dipôle
électrostatique. Enfin, les contributions d'ordres supérieures ne sont introduites que lorsque les deux premières sont nulles, c'est-à-dire pout une charge totale et un moment dipolaire égaux à zéro.

I.3 Cas d'une source de courant

Par analogie avec le cas des charges électriques, considérons une densité de courant **J** répartie sur un volume V', dont les points sont repérés par un vecteur que l'on nommera \mathbf{r} '. Le potentiel vecteur associé à cette source en un point d'observation repéré par le vecteur \mathbf{r} est exprimé par l'équation 8 :

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_{V'} \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{\exp(-jk_0 \|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\|)}{\|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\|} dv'$$
(Eq. 8)

On notera que l'on utilise ici la convention phaseur, plus légère que le formalisme des potentiels retardés. Le terme de dépendance temporelle $exp(j \omega t)$ est sous-entendu.

Toujours dans l'hypothèse d'un point d'observation éloigné par rapport à la source, on approxime la distance $||\mathbf{r} - \mathbf{r'}||$ à l'aide de la série de Taylor décrite par l'équation 2. Dans le cadre de l'étude en champ lointain, on ne conserve que le premier terme de la série au dénominateur, par contre pour l'exponentielle on garde les deux premiers ce qui amène à l'équation 9 :

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) \approx \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\exp(-jk_0 r)}{r} \iiint_V \mathbf{J}(\mathbf{r'}) \exp(jk_0 \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r'}) dv'$$
(Eq. 9)

On suppose ensuite que la densité de courant est répartie sur un volume V' très petit, traduit par l'hypothèse $k_0r' \ll 1$. L'exponentielle de l'intégrale sur V' peut ainsi être approximé par son développement limité, afin de faire apparaître des termes caractéristiques ([TEM-1]) :

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) \approx \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\exp(-jk_0 r)}{r} \iiint_{V'} \mathbf{J}(\mathbf{r}')[1 + jk_0 \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'] dv'$$

$$\approx \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\exp(-jk_0 r)}{r} \iiint_{V'} \left\{ \mathbf{J}(\mathbf{r}') + \frac{1}{2} jk_0 [(\mathbf{r}' \wedge \mathbf{J}(\mathbf{r}')) \wedge \hat{\mathbf{r}} + (\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}')\mathbf{J}(\mathbf{r}') + (\hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}'))\mathbf{r}'] \right\} dv'$$
(Eq. 10)

On définit alors deux grandeurs importantes pour l'interprétation des mesures en cellule TEM présentée ici :

Le moment électrique :
$$\mathbf{P} = \iiint_{V'} \mathbf{J}(\mathbf{r'}) dv'$$
 (Eq. 11)

 $\mathbf{M} = \frac{1}{2} \iiint_{v'} [\mathbf{r'} \wedge \mathbf{J}(\mathbf{r'})] dv'$

(Eq. 12)

Le moment magnétique :

On trouve dans la littérature plusieurs définitions se rapportant à ce qui est généralement appelé dipôle électrique. On fera bien la distinction entre le cas électrostatique et le cas d'un mouvement de particules chargées : avec l'équation 7 on retrouve la notion de dipôle électrostatique, tandis que pour la relation 11 on parlera de dipôle de Hertz. Dans le cadre de la théorie de cellule TEM-3D on ne s'intéressera qu'aux moments électriques et magnétiques équivalents à une distribution de courant, c'est à dire au cas d'un mouvement de particules chargées.

Ces définitions sont insérées dans l'équation 10. Les autres termes présents dans l'intégrale, liés au moment électrique quadripolaire, sont négligés. On obtient ainsi une écriture simplifiée du développement multipolaire du potentiel vecteur résultant d'une distribution de courant :

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) \approx \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\exp(-jk_0 r)}{r} \left[\mathbf{P} - jk_0 \hat{\mathbf{r}} \wedge \mathbf{M} \right]$$
(Eq. 13)

A partir de cette formulation du potentiel vecteur, on montre que la puissance totale rayonnée en champ lointain est égale à :

$$P_{TOTALE \ RAYONNEE} = 10 k_0^2 \left(\|\mathbf{P}\|^2 + k_0^2 \|\mathbf{M}\|^2 \right)$$
(Eq. 14)

Les articles traitant de la mesure d'émission en cellule TEM s'appuient sur la détermination d'une telle puissance rayonnée ([TEM-1], [TEM-2]). En effet, sous couvert de plusieurs hypothèses s'ajoutant à celles déjà effectuées pour établir l'équation II.14 on arrive à des expressions de puissance aux accès de la cellule TEM permettant de déterminer la valeur de la somme { $||\mathbf{P}||^2 + k_0^2 ||\mathbf{M}||^2$ }. Ci-après nous détaillons précisément la démarche théorique employée.

II. <u>Rayonnement d'un élément de courant dans un guide</u> <u>d'onde</u>

II.1 Cas général

L'idée est de coupler le champ rayonné émanant d'un élément de courant infinitésimal placé au sein d'un guide d'ondes aux modes de propagation grâce au théorème de réciprocité de Lorentz.

On commence par écrire ce champ sur la base orthonormée des modes de propagation E_n et H_n au sein d'un guide d'onde. En alignant l'axe Z avec la direction de propagation et en en indiquant le sens avec l'indice \pm , ces modes de propagation repérés par l'index n s'écrivent comme suit :

$$\mathbf{E}_{\mathbf{n}}^{\pm} = \left(\mathbf{e}_{\mathbf{n}} \pm \mathbf{e}_{z\mathbf{n}}\right) \exp(\mp jk_{n}z)$$

$$\mathbf{H}_{\mathbf{n}}^{\pm} = \left(\pm \mathbf{h}_{\mathbf{n}} + \mathbf{h}_{z\mathbf{n}}\right) \exp(\mp jk_{n}z)$$
(Eq. 15)

Avec k_n la constante de propagation associée au mode correspondant, l'indice z désignant l'axe de propagation et l'indice t le plan transverse. Ces modes sont normalisés et orthogonaux, ce qui se traduit respectivement par les équations 16 et 17 :

$$\iint_{S} (\mathbf{e}_{\mathbf{n}} \wedge \mathbf{h}_{\mathbf{n}}) \cdot \hat{\mathbf{z}} \, dS = 1 \tag{Eq. 16}$$

$$\iint_{S} (\mathbf{e}_{\mathbf{n}} \wedge \mathbf{h}_{\mathbf{m}}) \cdot \hat{\mathbf{z}} \, dS = 0 \quad pour \, n \neq m$$
(Eq. 17)

Avec S une section transversale du guide d'ondes.

Ainsi, les champs \mathbf{E}^{\pm} et \mathbf{B}^{\pm} rayonnés par l'élément de courant infinitésimal sont écrits sur cette base orthonormée, les modes normalisés étant affectés de coefficients d'excitation a_n et b_n :

$$\mathbf{E}^{\pm} = \sum_{n} \begin{pmatrix} a_{n} \\ b_{n} \end{pmatrix} \mathbf{E}_{\mathbf{n}}^{\pm} \quad et \quad \mathbf{H}^{\pm} = \sum_{n} \begin{pmatrix} a_{n} \\ b_{n} \end{pmatrix} \mathbf{H}_{\mathbf{n}}^{\pm}$$
(Eq. 18)

En considérant une section du guide d'ondes de surface S enfermant le volume V' et comprenant l'élément de courant infinitésimal, on applique le théorème de réciprocité de Lorentz à deux distributions de champ :

- $\stackrel{}{\Leftrightarrow}$ Les champs $\mathbf{E_n}^{\pm}$ et $\mathbf{H_n}^{\pm}$ relatifs aux modes de propagation du guide d'onde,
- Les champs E et H relatifs au rayonnement de l'élément de courant infinitésimal, avec J sa distribution associée.

En développant le théorème de réciprocité de Lorentz sous forme intégrale, on obtient alors l'égalité 19 ([1]) :

$$\oint_{S} \left(\mathbf{E}_{\mathbf{n}}^{\pm} \wedge \mathbf{H} - \mathbf{E} \wedge \mathbf{H}_{\mathbf{n}}^{\pm} \right) \cdot \mathbf{n} \, dS = \iiint_{V} \mathbf{J}(\mathbf{r'}) \cdot \mathbf{E}_{\mathbf{n}}^{\pm}(\mathbf{r'}) dV' \tag{Eq. 19}$$

Avec **n** les normales aux surfaces, orientées vers l'intérieur du volume V'. En considérant les champs $\{\mathbf{E}_n^+; \mathbf{H}_n^+\}$ puis $\{\mathbf{E}_n^-; \mathbf{H}_n^-\}$, on identifie alors les coefficients a_n et b_n . On obtient ainsi les relations suivantes :

$$2 a_n = -\iiint_V \mathbf{J}(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{E}_n^-(\mathbf{r}') dV$$
 (Eq. 20)

$$2 b_n = -\iiint_V \mathbf{J}(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{E}_n^+(\mathbf{r}') dV$$
 (Eq. 21)

L'utilisation de cette approche dans le cadre de la cellule TEM fait appel à un développement des équations 20 et 21 afin de faire apparaître les expressions des moments électriques et magnétiques équivalents à une distribution de courant électrique, comme nous le détaillons juste après.

On remarquera qu'une approche portant sur l'analyse des petites ouvertures conduit aux mêmes expressions mathématiques ([TEM - 4]).

Nous conclurons en précisant que ces expressions sont développées pour un cas bien précis, à savoir un élément de courant infinitésimal. Il est expressément précisé dans [1] que tout système permettant de générer ce courant doit être pris en compte. Dans un cas concret, il s'agit bien évidemment des câbles d'alimentation.

II.2 Application au cas d'un mode de propagation TEM

Les équations 20 et 21 sont exploitées pour le cas d'une ligne de transmission coaxiale rectangulaire, laquelle présente une distribution de champ simple si l'on se place dans une gamme de fréquences où seul le mode TEM se propage ([TEM-1], [TEM-2]).

En effet, les champs associés au mode de propagation TEM E_0^{\pm} et H_0^{\pm} sont complètement transverses. Dans le cas d'une propagation suivant l'axe Z on a les relations suivantes (la dépendance temporelle est sous-entendue) :

$$\mathbf{E}_{0}^{\pm} = \exp(\mp jk_{0}z) \begin{vmatrix} \pm e_{0X} \\ \pm e_{0Y} \\ 0 \end{vmatrix} et \quad \mathbf{H}_{0}^{\pm} = \frac{\exp(\mp jk_{0}z)}{\eta_{0}} \begin{vmatrix} \mp e_{0Y} \\ \pm e_{0X} \\ 0 \end{vmatrix}$$
(Eq. 22)

Avec η_0 l'impédance du vide, et $\mathbf{e}_{0\mathbf{X}}$ et $\mathbf{e}_{0\mathbf{Y}}$ les composantes du champ électrique transverse normalisé tel que décrit par les équations 15 à 17. En supposant que la distribution de courant est infinitésimale (r'« 1) et que le champ électrique est uniforme au niveau du volume d'essai, on peut le développer sous forme de série de Mac-Laurin au voisinage de 0 dont on ne garde que les premiers termes :

$$\mathbf{E}_{0}^{\pm}(\mathbf{r}') \approx \mathbf{E}_{0}^{\pm}(\mathbf{0}) + \mathbf{r}' \cdot \nabla \mathbf{E}_{0}^{\pm}(\mathbf{0})$$
 (Eq. 23)

En combinant cette expression du champ E aux relations 20 et 21, on obtient :

$$\begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} = -\frac{1}{2} \left\{ \mathbf{E}_0^{\dagger}(\mathbf{0}) \cdot \iiint_{V'} \mathbf{J}(\mathbf{r}') dV' + \iiint_{V'} \left[\mathbf{r}' \cdot \nabla \mathbf{E}_0^{\dagger}(\mathbf{0}) \right] \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') dV' \right\}$$
 (Eq. 24)

En développant l'équation 24 on met en évidence les moments électriques et magnétiques, ainsi que le moment quadripolaire électrique ([TEM-1]). En négligeant ce dernier, on aboutit à la relation 25 :

$$\begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} = -\frac{1}{2} \left\{ \mathbf{E}_0^{\dagger}(\mathbf{0}) \cdot \mathbf{P} - jk_0 \eta_0 \mathbf{H}_0^{\dagger}(\mathbf{0}) \cdot \mathbf{M} \right\}$$
 (Eq. 25)

On aligne alors le référentiel de telle sorte que le champ électrique normalisé E_0 n'aie qu'une seule composante non nulle au niveau du volume de test, ici e_{0Y} . L'équation 22 permet d'écrire la relation à la base de cette interprétation de la mesure en cellule TEM :

$$\begin{pmatrix} a_0 \\ b_0 \end{pmatrix} = -\frac{1}{2} \left[\mathbf{P} \mp j k_0 \mathbf{M} \wedge \hat{\mathbf{z}} \right] \cdot \mathbf{e}_{0\mathbf{Y}}$$
 (Eq. 26)

Cette expression tend à montrer que la puissance collectée aux accès de la cellule fait intervenir une combinaison des composantes des moments équivalents électriques et magnétiques. On notera qu'en admettant la validité de ces formules, il est possible de complètement déterminer les composantes de ces modules ([TEM-2], [TEM 3D - 2]).

On notera également que le champ électrique normalisé e_{0Y} ne s'exprime pas en V.m⁻¹ mais en $\sqrt{\Omega}$.m⁻¹. En effet, le résultat de l'intégrale pour l'équation 16 n'est pas une puissance

mais un nombre sans dimension. On met en évidence ceci en établissant l'expression faisant intervenir explicitement la puissance injectée dans le guide d'onde :

$$\iint_{S} (\mathbf{E}_{n} \wedge \mathbf{H}_{n}) \cdot \hat{\mathbf{z}} \, dS = P_{INJECTEE}$$

$$\iint_{S} \left(\frac{\mathbf{E}_{n}}{\sqrt{P_{INJECTEE}}} \wedge \frac{\mathbf{H}_{n}}{\sqrt{P_{INJECTEE}}} \right) \cdot \hat{\mathbf{z}} \, dS = \iint_{S} (\mathbf{e}_{n} \wedge \mathbf{h}_{n}) \cdot \hat{\mathbf{z}} \, dS = 1$$
(Eq. 27)

En résolvant l'équation aux dimensions, on vérifie bien que a_0 et b_0 sont des ondes de puissance exprimées en \sqrt{W} .

III. Application à la mesure d'émission en cellule TEM

Considérons à présent un EST quelconque dont les moments électriques et magnétiques équivalents sont notés :

$$\mathbf{P} = P_X \exp(j\varphi_{PX}) + P_Y \exp(j\varphi_{PY}) + P_Z \exp(j\varphi_{PZ})$$

$$\mathbf{M} = M_X \exp(j\varphi_{MX}) + M_Y \exp(j\varphi_{MY}) + M_Z \exp(j\varphi_{MZ})$$
(Eq. 28)

En cellule TEM, l'équipement est placé suivant une orientation donnée. En faisant concorder les référentiels de l'EST et de la cellule, on applique la formule 26. Celle-ci aboutit à une interprétation des mesures de puissances P_a et P_b effectuées aux accès de la cellule :

$$P_{a} = \frac{e_{0Y}^{2}}{4} \left[P_{Y}^{2} + k_{0}^{2} M_{X}^{2} - 2k_{0} P_{Y} M_{X} \cos(\varphi_{PY} - \varphi_{MX}) \right]$$
(Eq. 29)

$$P_{b} = \frac{e_{0Y}^{2}}{4} \left[P_{Y}^{2} + k_{0}^{2} M_{X}^{2} + 2k_{0} P_{Y} M_{X} \cos(\varphi_{PY} - \varphi_{MX}) \right]$$
(Eq. 30)

Ainsi, à partir de l'équation II.26 la somme des puissances relevées aux deux accès de la cellule TEM amènerait à la détermination de la somme des modules de deux composantes de moments élevées au carré :

$$P_a + P_b = \frac{e_{0Y}^2}{2} \left[P_Y^2 + k_0^2 M_X^2 \right]$$
(Eq. 31)



Fig. 2 : Composantes de moments associées à chaque position en cellule TEM

C'est pourquoi en plaçant l'EST suivant deux autres positions orthogonales (figure 2) et en effectuant les mêmes relevés, la somme de toutes les puissances mesurées aboutirait à :

$$P_{TOTAL} = \frac{e_{OY}^{2}}{2} \left[P_{X}^{2} + P_{Y}^{2} + P_{Z}^{2} + k_{0}^{2} \left(M_{X}^{2} + M_{Y}^{2} + M_{Z}^{2} \right) \right]$$

$$= \frac{e_{OY}^{2}}{2} \left[\| \mathbf{P} \|^{2} + k_{0}^{2} \| \mathbf{M} \|^{2} \right]$$
 (Eq. 32)

Connaissant le module de champ électrique normalisé e_{0Y} , on constate que l'on obtient ainsi tous les termes nécessaires au calcul de la puissance totale rayonnée par un doublet de moments électriques et magnétiques, tel que décrit par l'équation 14.

Le champ normalisé e_{0Y} est déterminé pour une cellule vide de tout objet, et peut être évalué de deux manières. La première, expérimentale, consiste à mesurer le module du champ électrique E_{MESURE} à l'aide d'une sonde de champ au niveau du volume de test. D'après l'équation 27, on détermine alors le champ normalisé en divisant cette grandeur par la racine de la puissance injectée ([TEM 3D - 1]) :

$$\| \mathbf{e}_{\mathbf{0Y}} \| = \frac{E_{MESURE}}{\sqrt{P_{INJECTEE}}} \left(\sqrt{\Omega} \cdot \boldsymbol{m}^{-1} \right)$$
(Eq. 33)

Une seconde manière de procéder est de supposer que le champ électrique est uniforme entre les deux conducteurs, hypothèse justifiée dans le sens où l'on est en présence d'un phénomène capacitif entre les conducteurs de la ligne de transmission ([TEM - 3]). On a alors une relation directe entre le champ normalisé, l'impédance caractéristique de la ligne et l'espacement *d* entre les deux conducteurs composant cette ligne :

$$\| \mathbf{e}_{0Y} \| = \frac{\sqrt{P_{INJECTEE}} \times \operatorname{Re}(Z_C)}{\sqrt{P_{INJECTEE}}} = \frac{\sqrt{\operatorname{Re}(Z_C)}}{d} \quad (\sqrt{\Omega} \cdot m^{-1})$$
(Eq. 34)

REFERENCES ANNEXE A

Ouvrages

- [1] Robert E. COLLIN, "Field theory of guided waves, 2nd Ed.", éditions IEEE, 1991.
- [2] D. GUININ & B. JOPPIN, "Précis de mathématiques Analyse Géométrie", Éditions BRÉAL, 1997.
- [3] J-P PÉREZ, R. CARLES & R. FLECKINGER, "Électromagnétisme Fondements et applications", 2nd édition, Éditions MASSON, 1996.

Cellule TEM

- [TEM 1] P. Wilson, "On Correlating TEM Cell and OATS Emission Measurements", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. 37, No. 1, Février 1995.
- [TEM 2] I. Sreenivasiah, D.C. Chang, M.T. Ma, "Emission Characteristics of Electrically Small Radiating Sources from Tests Inside a TEM cell", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-23, No 3, Août 1981.
- [TEM 3] M.L. Crawford, "Generation of standard EM fields using TEM transmission cells" IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. EMC-16, No 4, Novembre 1974.
- [TEM 4] P.F. WILSON & M.T. MA, "Small Obstacle Loading in a TEM Cell" Actes du symposium international EMC Zürich, 1983.

TEM-3D

- [TEM 3D 1] M. KLINGLER, S. EGOT, J-P. GHYS & J. RIOULT, "On the use of threedimensional TEM cells for total radiated power measurements", IEEE EMC Symposium, Montreal, Août 2001.
- [TEM 3D 2] A. PICARD, F. FOUQUET, A. LOUIS AND B. MAZARI, "New methodology for EMC emission tests using a three-dimensional TEM cell," Acts of the EMC Compo 04 symposium, March 2004.

ANNEXE B : Publications

Communications orales lors de congrès nationaux et internationaux

- A. Picard, F. Fouquet, A. Louis, B. Mazari et B. Demoulin, "Perturbations induites par un câble de servitude lors de la mesure en cellule TEM-3D", EMC06, Avril 2006.
- A. Picard, F. Fouquet, A. Louis, B. Mazari and B. Demoulin, "Low Frequency Electric Model of Magnetic Coupling through a Loop Outside a Septum", 2EMC, September 2005.
- A. Picard, F. Fouquet, O. Maurice, A. Louis, B. Mazari et B. Demoulin, "Le transfert de puissance en cellule TEM tridimensionnelle", 4^{èmes} JFMMA, Mars 2005.
- O. Maurice, M. Ramdani, A. Picard and F. Fouquet, "Proposal of a by hand computation technique for complex EMC problems", EMC Zürich, February 2005.
- A. Picard, F. Fouquet, O. Maurice, A. Louis, B. Mazari and B. Demoulin, "Modelling Coupling Phenomena between Septum and Loop at Low Frequency", EMC Zürich, February 2005.
- A. Picard, F. Fouquet, A. Louis, V. Deniau, B. Mazari et B. Demoulin, "Cellule TEM-3D et émissivité des composants", réunion du GDR ondes, juin 2004.
- A. Picard, F. Fouquet, A. Louis and B. Mazari, "New methodology for EMC emission tests using a three-dimensional TEM cell", EMC Compo 04, March 2004.

Poster

• A. Picard, F. Fouquet, A. Louis, V. Deniau, B. Mazari et B. Demoulin, "La Mesure d'Émissivité en Cellule TEM-3D", réunion du GDR ondes, Novembre 2005.



<u>Résumé</u>

Ce travail de thèse s'inscrit dans le contexte de l'étude d'une nouvelle structure appelée cellule TEM tridimensionnelle ou cellule TEM-3D (brevetée en 2000 par l'INRETS), conçue pour être utilisée dans le cadre d'essais en compatibilité électromagnétique (CEM). Par rapport à la cellule TEM classique, la cellule TEM-3D présente l'avantage de ne nécessiter théoriquement aucune manipulation intermédiaire de l'équipement testé, grâce aux trois paires de septa disposées orthogonalement dans la cavité. Cette spécificité entraîne également un gain de temps appréciable pour effectuer les mesures.

L'étude effectuée s'est dans un premier temps focalisée sur les caractéristiques de champ électromagnétique qu'il est possible de générer au centre de la cellule à l'aide d'excitations différentielles. Des résultats de simulations numériques ont montré que l'on parvient à dégager un volume d'essai vérifiant une uniformité de champ satisfaisante dans le contexte d'essais CEM (volume cubique de 20 cm de côté où le module de champ E est compris dans une fourchette de ± 1 dBV.m⁻¹). De plus, on montre qu'en jouant sur l'excitation des différentes paires de septa on peut maîtriser la polarisation du champ.

Ensuite nous avons présenté une modélisation électrique des phénomènes de couplage champ proche entre une boucle de courant et un septum. Ce modèle, s'inspirant des travaux de Taylor, propose de représenter le transfert de puissance à l'aide de générateurs de tension (couplage inductif) et de générateurs de courant (couplage capacitif). Nous avons ainsi obtenu une bonne concordance avec les mesures effectuées aux accès de différents septa, adaptés ou non (50 Ω et 360 Ω) et pour plusieurs configurations (en espace libre et dans la cellule TEM-3D). Durant ces expérimentations nous avons également mis en évidence l'impact du câble d'alimentation sur les résultats de mesure. Enfin nous nous sommes appuyés sur ces conclusions pour proposer une caractérisation magnétique d'un objet sous test quelconque, ainsi qu'une nouvelle structure maximisant le couplage de type inductif.

<u>Mots-clés</u>: CEM, cellule TEM tridimensionnelle, cellule TEM-3D, couplage champ proche, mesures d'émission basses fréquences.

Summary

This work deals with the study of a new EMC test tool patented in year 2000 by the INRETS institute, which is called the three-dimensional TEM cell (3D-TEM cell). This structure has been designed in order to extend the principle of the classical TEM cell in three dimensions simultaneously: there is theoretically no need to move the device under test for performing a complete characterization, thanks to the three pairs of septa placed orthogonally inside the cavity. Thus it prevents risks from orientation errors and greatly reduces the time needed to perform the tests.

The study begins with the analysis of the electromagnetic field induced inside the 3D-TEM cell for a differential excitation of the structure. We showed through numerical simulation that we obtain a centered cubic test volume ($20 \text{cm} \times 20 \text{cm} \times 20 \text{cm}$) where the electric field magnitude variation is less than ± 1 dBV.m⁻¹, which is interesting in the context of EMC immunity testing. Furthermore we showed that it was possible to control the E-field polarization by adjusting the power injected at the different pairs of septa.

Then we present an electric model of the near-field coupling phenomena between a current loop and a septum. This model, inspired from Taylor's work, proposes to represent the power transfer through tension generator (inductive coupling) and current generator (capacitive coupling). Thus we obtain good agreement with measurements for several setups of experimentation: unmatched septum (360 Ω) and matched septum (50 Ω), in free space or inside a conductive cavity. Experimental results showed that the cable used to feed the loop has a great influence on measurements. Finally we exploit those conclusions in order to propose a magnetic characterization for any device under test, and we present a new structure which maximise the inductive coupling.

Keywords: EMC, three-dimensional TEM cell, 3D-TEM cell, near-field coupling, emission measurement at low frequencies.