

N° d'ordre: 3309

THESE

présentée à

L'Université des Sciences et Technologies de Lille

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : Electronique

par

Virginie DENIAU

**RECHERCHE DES CARACTERISTIQUES OPTIMALES D'UN
NOUVEAU MOYEN D'ESSAIS ELECTROMAGNETIQUES
APPLIQUE AUX TESTS D'EQUIPEMENTS
ELECTRONIQUES EMBARQUES SUR VEHICULES**

soutenue le 30 juin 2003, devant la commission d'examen

Membres du Jury :

M. IANOZ

F. PALADIAN

B. DEMOULIN

M. HEDDEBAUT

M. KLINGLER

O. MAURICE

V. BERAT

Rapporteur

Rapporteur

Directeur de thèse

Co-directeur de thèse

Examineur

Invité

Invité

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	5
CHAPITRE I	9
RAPPELS SUR LES CELLULES TEM ET LES CRBM ET INTRODUCTION DES CELLULES HYBRIDES TEM/ REVERBERANTES ET TEM TRIDIMENTIONNELLES	9
I. INTRODUCTION	10
II. LA CELLULE TRANSVERSE ELECTROMAGNETIQUE	11
II.1. Description de la cellule TEM	11
II.2. Principe de fonctionnement des cellules TEM	11
II.3. Mesures de rayonnement au sein d'une cellule TEM	14
II.4. Tests d'immunité au sein d'une cellule TEM	17
II.5. Exemple de mesures pratiquées en cellule TEM	19
II.5.a. Mesures en rayonnement	19
II.5.b. Mesures en immunité	20
III. LA CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSAGE DE MODES	22
III.1. Description et principe de fonctionnement des chambres réverbérantes à brassage de modes	22
III.2. L'environnement électromagnétique généré au sein d'une CRBM	24
III.2.a. Les formulations TE / TM des modes de résonance	24
III.2.b. Quelques résultats expérimentaux illustratifs	28
III.3. Critères de caractérisation des chambres réverbérantes à brassage de modes	32
III.3.a. Le coefficient de qualité	32
III.3.b. Le brassage et le coefficient d'efficacité de brassage	35
IV. LA CELLULE TEM TRIDIMENSIONNELLE	37
IV.1. La chambre TEM/Réverbérante développée par le NIST	37
IV.2. Le prototype générique de cellule hybride TEM/Réverbérante	38
IV.3. Le prototype de cellule TEM tridimensionnel cubique	42
V. CONCLUSION	44

CHAPITRE II	46
OPTIMISATION DE LA CELLULE TEM-3D CUBIQUE DESTINEE A UNE UTILISATION EN BASSES FREQUENCES	46
I. INTRODUCTION	47
II. DESCRIPTIONS GEOMETRIQUES DES CELLULES TEM CONVENTIONNELLES ET CUBIQUES TEM 3D	49
III. IMPEDANCE CARACTERISTIQUE DES CELLULES TEM CONVENTIONNELLES	52
III.1. Méthode de Crawford pour dimensionner la première cellule TEM	53
III.2. Impact des caractéristiques géométriques de la ligne	54
III.3. Utilisation de la théorie des images pour extraire une expression d'impédance caractéristique	57
III.4. Détermination analytique de l'impédance caractéristique de la cellule TEM	58
III.5. Synthèse des études présentées	60
IV. OPTIMISATION DES DIMENSIONS DE LA CELLULE TEM 3D EN CONSIDERANT LA PRESENCE D'UN SEUL SEPTUM	62
IV.1. Elaboration d'un modèle de simulation	62
IV.1.a. Le code de calcul et le modèle de simulation	62
IV.1.b. Validation du modèle de simulation	63
IV.2. Détermination de l'impédance caractéristique de la cellule TEM 3D comprenant un seul septum	65
IV.2.a. Adaptation de la méthode analytique employée pour les cellules TEM à la cellule TEM 3D à un septum	65
IV.2.b. Etude des transitions du septum	67
IV.2.c. Validation des critères employés pour optimiser la cellule TEM 3D à un septum par la simulation.	70
IV.2.d. Evaluation de la contribution de chaque critère d'optimisation dans la qualité des résultats	72
V. OPTIMISATION DE LA CELLULE TEM 3D COMPLETE	76
V.1. Impédance caractéristique de la cellule TEM 3D à six septa	76
V.2. Validation des critères employés pour optimiser la cellule TEM 3D à six septa par la simulation.	78

V.3. Comparaison entre le niveau de réflexion obtenue en cellule TEM 3D et en cellule TEM conventionnelle.	81
VI. CONCLUSION	83
CHAPITRE III	84
EXPLOITATION DE LA CELLULE TEM 3D POUR DES TESTS D'IMMUNITE ET DE RAYONNEMENT EN BASSES FREQUENCES	84
I. INTRODUCTION	85
II. L'UTILISATION DE LA CELLULE TEM 3D EN IMMUNITE	86
II.1. La répartition du champ au sein de la cellule TEM 3D	86
II.2. Caractérisation du champ au sein de la cellule TEM 3D en alimentant un septum	87
II.3. L'utilisation de plusieurs septa pour les test d'immunité	91
III. LES TESTS DE RAYONNEMENT EN CELLULE TEM 3D	97
III.1. Mesures de la puissance totale rayonnée en cellule TEM et TEM 3D	97
III.1.a. Mesures du spectre de puissance rayonnée d'un EST en cellule TEM	97
III.1.b. Protocole de mesures de puissances rayonnées en cellule TEM 3D	100
III.1.c. Mesures de puissances rayonnées en cellule TEM 3D et reproductibilité entre les mesures effectuées en cellules TEM et TEM 3D	101
III.2. Impact du bruit les mesures pratiquées en cellule TEM 3D	103
III.2.a. Origine du bruit et mesures du bruit sur les différents septa	103
III.2.b. Mesures de rayonnement en s'affranchissant de l'impact du bruit	105
III.3. Intérêt d'une méthode de mesures spécifique à la cellule TEM 3D	107
IV. CONCLUSION	110
CHAPITRE IV	111
UTILISATION DU PRINCIPE TEM TRIDIMENSIONNEL AU SEIN D'UNE CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSAGE DE MODES	111
I. INTRODUCTION	112
II. DESCRIPTION DE LA CRBM UTILISEE ET DES CRITERES DE CARACTERISATION ETUDIES	114

II.1. Description de la CRBM utilisée	114
II.2. Les propriétés électromagnétiques recherchées dans une CRBM	114
III. IMPACT D'UN SEPTUM SUR LES COEFFICIENTS DE QUALITE ET D'EFFICACITE DE BRASSAGE	117
III.1. Dimensions et positions des septa	117
III.2. Influence du septum sur les valeurs des coefficients de qualité et d'efficacité de brassage	120
III.2.a. Protocole de mesures	120
III.2.b. Impact du septum sur le coefficient de qualité	121
III.2.c. Impact du septum sur le coefficient d'efficacité de brassage (SR)	125
IV. IMPACT DU SEPTUM SUR LA CONFIGURATION DES PREMIERS MODES DE RESONANCE	130
IV.1. Description et compréhension des mesures de champ électrique	130
IV.2. Mesure de champ électrique dans la chambre sans septum	132
IV.3. Mesures de champ électrique en présence d'un septum	135
IV.3.a. Le septum est chargé sur 50Ω à ses deux extrémités	135
IV.3.b. Impact de la configuration de charges sur le champ électrique	136
V. IDENTIFICATION D'UNE SIGNATURE ELECTROMAGNETIQUE DE LA CHAMBRE	140
V.1. Comparaison entre des paramètres S de réflexion mesurés en CRBM et en espace libre	141
V.1.a. Description de la démarche expérimentale	141
V.1.b. Comparaison dans les hautes fréquences	141
V.1.c. Comparaison aux fréquences intermédiaires	142
V.2. Etude des paramètres S de réflexion mesurés en CRBM en basses fréquences	144
V.2.a. Significations du paramètre de réflexion mesuré en CRBM en basses fréquences	144
V.2.b. Confrontation entre les paramètres S de réflexion et le champ électrique mesurés en basses fréquences	146
VI. CONCLUSION	151
CONCLUSION GENERALE	152
ANNEXES	157
REFERENCES	174

INTRODUCTION GENERALE

Habituellement les études de compatibilité électromagnétique d'équipements électroniques nécessitent deux étapes. La première étape appelée étude en rayonnement, consiste à caractériser les perturbations indésirables générées lors de la mise en fonctionnement de l'équipement. Une seconde étape reliée à l'immunité et à la susceptibilité vise à regarder le niveau de résistance face aux éventuelles perturbations supportées par l'équipement.

Les perturbations produites par un appareil électronique proviennent principalement du rayonnement engendré par des courants à large spectre de fréquences transmis sur les pistes imprimées. Cette émission parasitée peut être étudiée de différentes manières. Nous pouvons transposer le concept de surface caractéristique appliqué aux antennes. Cette méthode demande que les champs s'expriment sous une forme vectorielle connue pour chaque fréquence. Cependant cette surface est difficile à représenter et à calculer. Le procédé le plus usuel consiste à en représenter des coupes assimilables aux diagrammes de rayonnement contenus dans des plans passant par une origine confondue avec cette source d'émission. Lorsqu'il s'agit d'un champ bien polarisé nous devons considérer la contribution de deux plans orthogonaux portant les composantes électrique et magnétique.

Cependant, les études effectuées en CEM visent à étendre ces concepts au rayonnement d'un équipement dans une large gamme de fréquences afin de déterminer celles qui s'avèrent les plus critiques et qui pourraient représenter une source particulièrement intense. Or, les diagrammes de rayonnement donnent des images uniquement valables pour une fréquence fixe. En conséquence, toutes ces propriétés doivent être transposées dans le domaine spectral.

En contre partie, les études en immunité effectuées sur les équipements électroniques considèrent la puissance et la polarisation d'un champ excitateur. Ainsi, l'équipement sous test (EST) est soumis à une illumination sous une puissance connue et de fréquence variant dans une large gamme afin de vérifier qu'il supporte parfaitement la contrainte prescrite par les normes, ceci quelle que soit la fréquence de l'onde perturbatrice. De plus, l'angle d'incidence de l'onde sur l'équipement doit également varier afin d'explorer les orientations les plus défavorables.

Dans les études en immunité, des tests peuvent également être réalisés en introduisant des perturbations sur les lignes communicantes de l'équipement par le biais de pinces à injections provoquant des couplages électrique ou magnétique. Néanmoins, ce type de tests est réservé à l'étude des réseaux de câbles car il ne se prête pas à tous les équipements dans la mesure où il faut avoir accès aux lignes. Dans ce mémoire, nous traiterons uniquement des moyens d'essai permettant d'illuminer un équipement et de mesurer son niveau de rayonnement.

Les tests d'immunité et les tests de rayonnement doivent respecter certaines règles. D'une part, pour relever le rayonnement propre à un EST, il est nécessaire de s'affranchir de la pollution électromagnétique pouvant être présente dans l'environnement du site d'essai, d'autre part, les signaux émis lors des tests d'immunité pour illuminer l'EST ne doivent pas constituer des perturbations pour l'environnement proche du site d'essai.

En conséquence, ces tests doivent être pratiqués dans des dispositifs qui permettent de confiner le champ électromagnétique telles les cages de Faraday. Différents moyens d'essai peuvent être utilisés selon les gammes de fréquences explorées.

Parmi ces différents moyens d'essai, le plus couramment utilisé est la chambre anéchoïque ou semi-anéchoïque, qui permet de reproduire les conditions de propagation rencontrées en espace libre sans pour autant subir la pollution électromagnétique extérieure ou provoquer des nuisances dans l'environnement du site d'essai.

La chambre anéchoïque est donc une cavité blindée dont les parois intérieures sont recouvertes d'éléments en matériaux absorbants l'énergie électromagnétique. Ces éléments, souvent de forme conique, réduisent fortement les réflexions sur les parois et permettent de reconstituer les conditions de propagation d'espace libre. Cependant, cette propriété est limitée en basses fréquences par les dimensions des éléments absorbants et ces dispositifs constituent un investissement très onéreux. De plus, les tests effectués en chambre anéchoïque nécessitent des temps d'exécution relativement importants dans la mesure où l'orientation de l'équipement doit être modifiée afin de déceler sa sensibilité maximale.

Pour les tests d'immunité réalisés en hautes fréquences, la Chambre Réverbérante à Brassage de Modes (CRBM) constitue une nouvelle alternative. Les CRBM sont des cavités parallélépipédiques blindées dont les parois sont constituées de matériaux homogènes fortement conducteurs. Les tests pratiqués dans ces chambres exploitent les multiples réflexions des ondes produites sur les parois de la cavité. Un système de brassage de modes, mécanique ou électronique, permet d'obtenir une distribution du champ électromagnétique statistiquement isotrope à l'intérieur de l'enceinte pour des fréquences suffisamment élevées. Ainsi, ce moyen d'essai présente un réel intérêt, notamment dans le sens où il ne nécessite pas de modifier la position de l'EST pour tester différentes incidences du champ.

Pour explorer les basses fréquences, inaccessibles en chambre anéchoïque et en CRBM, les méthodes aujourd'hui adoptées utilisent les propriétés des cellules Transverse ElectroMagnétique (TEM) et de leurs variantes (Giga Transverse ElectroMagnétique). Ces cellules confinent également le champ afin de caractériser le rayonnement électromagnétique d'un EST selon une polarisation déterminée par leur géométrie. Ainsi, pour les tests d'immunité et de rayonnement, l'EST doit être disposé suivant plusieurs orientations orthogonales afin d'estimer sa sensibilité et son rayonnement les plus critiques.

Pour résumer, nous dirons que la gamme de fréquences d'utilisation des chambres anéchoïques dépend des caractéristiques des éléments absorbants disposés sur les parois internes. Classiquement, les chambres anéchoïques usuelles sont exploitables à partir de quelques centaines de MHz jusqu'à quelques dizaines de GHz.

Les CRBM sont également limitées dans les basses fréquences puisque la fréquence minimale d'utilisation est généralement cinq à six fois supérieure au mode de résonance fondamental de la cavité. Cette fréquence minimale évolue de façon inversement proportionnelle aux dimensions de la cavité. Par exemple, une CRBM pour laquelle les dimensions avoisinent 3 m peut être utilisée à partir de 500 MHz jusqu'à quelques dizaines de GHz.

A l'opposé des deux méthodes précédentes, l'utilisation des cellules TEM repose sur la propagation d'un mode transverse électromagnétique contenu entre un « septum » et l'enceinte métallique que constituent les parois extérieures. Ce « septum » est un conducteur plan de larges dimensions, placé dans le volume interne de l'enceinte et relié à l'extérieur de la cellule par le biais de deux connecteurs traversant les parois de la cavité. Cependant, pour maintenir ce mode de propagation transverse électromagnétique, il est nécessaire que les dimensions de la cavité soient petites devant la longueur d'onde. Cette technique s'avère donc limitée en hautes fréquences en fonction des dimensions transversales de la cavité. Compte tenu des dimensions des cellules TEM classiquement utilisées, la fréquence limite supérieure est souvent de quelques centaines de MHz mais peut atteindre quelques GHz pour la cellule GTEM qui constitue une variante de la cellule TEM.

Ces quelques détails montrent que pour caractériser un EST dans une large gamme de fréquences, différentes approches doivent être employées. De plus, une caractérisation

complète de l'EST, sous de multiples incidences du champ, requiert un temps d'exécution qui peut être prohibitif. Ce travail de thèse, qui s'inscrit dans cette problématique, étudie une méthode d'essai employant de façon conjuguée les propriétés des cellules TEM et des chambres réverbérantes .

Les travaux présentés dans ce mémoire visent ainsi à explorer et à optimiser un nouveau moyen d'essai breveté par l'INRETS en mai 2000 [KLI-1] [HED-1].

Celui-ci fut développé afin d'exploiter les propriétés électromagnétiques des CRBM et des cellules TEM au sein d'une seule cavité et de disposer ainsi d'un moyen d'essai couvrant une très large gamme de fréquences. De plus, pour l'utilisation en basses fréquences, l'originalité de ce moyen d'essai repose sur la présence de trois septa au sein de la cavité, qui permettent en quelque sorte, de regrouper les propriétés électromagnétiques de trois cellules TEM au sein d'une unique cavité [KLI-2]. Ceci permet de s'affranchir de la nécessité de modifier la position d'un EST pour effectuer une caractérisation tridimensionnelle de celui-ci.

Ce sujet est donc composé de deux nouveaux concepts. D'une part, un concept de cellule hybride TEM/Réverbérante et d'autre part, le concept de cellule TEM tridimensionnelle pour lequel nous utiliserons la contraction TEM 3D.

Ce mémoire est principalement dédié à l'exploration et à l'utilisation du principe TEM tridimensionnel en basses fréquences, pour lequel un prototype spécifique a été élaboré. L'étude du fonctionnement TEM 3D au sein d'une installation du type chambre réverbérante est abordé dans le dernier chapitre, où nous examinons l'influence que peut présenter un septum sur le fonctionnement réverbérant.

A travers le premier chapitre, nous présentons en détail les principes de fonctionnement des cellules TEM et des CRBM. Cette partie vise principalement à mettre en évidence les propriétés électromagnétiques qui doivent être étudiées pour l'exploitation future des cellules en mode usuel ou en mode réverbérant. Dans cette partie, nous présenterons également les deux premiers prototypes qui ont été réalisés pour étudier la faisabilité de ces concepts. Les premières observations effectuées à l'issue de cette étude de faisabilité seront rappelées.

Les second et troisième chapitres sont consacrés à l'étude du principe TEM 3D en basses fréquences. Dans le deuxième chapitre, nous étudions les travaux effectués sur les cellules TEM pour déterminer leur géométrie et leurs dimensions optimales. Nous chercherons à adapter et à compléter les démarches développées pour les cellules TEM conventionnelles afin de proposer une première règle de dimensionnement de cellule TEM 3D.

Dans le troisième chapitre, les tests d'immunité et de rayonnement en cellule TEM 3D sont étudiés. Pour les tests d'immunité, nous chercherons à caractériser et à optimiser le volume de champ homogène au sein de la cellule. Pour l'utilisation en rayonnement, nous étudierons la répétabilité des mesures effectuées en cellule TEM 3D et la reproductibilité entre les mesures pratiquées en cellule TEM 3D et en cellule TEM conventionnelle.

Finalement, le quatrième chapitre porte sur le fonctionnement TEM 3D en chambre réverbérante. Dans cette partie, nous chercherons à équiper une CRBM classique d'un septum qui permette d'exploiter le mode TEM propagé en dessous de la première fréquence de résonance de la cavité. Nous caractériserons en particulier, l'impact de ce septum sur le fonctionnement réverbérant de la cavité. Ceci s'avère nécessaire afin de vérifier que l'intégration de ce type de structure ne dégrade pas les propriétés électromagnétiques sur lesquelles repose l'usage conventionnel des CRBM.

CHAPITRE I

RAPPELS SUR LES CELLULES TEM ET LES CRBM ET INTRODUCTION DES CELLULES HYBRIDES TEM/ REVERBERANTES ET TEM TRIDIMENTIONNELLES

I. INTRODUCTION

Afin de développer un moyen d'essai pouvant être utilisé telle une CRBM en hautes fréquences et telle une cellule TEM dans les basses fréquences, ses différents modes de fonctionnement doivent être bien assimilés. En particulier, les éléments que doit comporter la cavité pour l'exploitation d'un des modes de fonctionnement ne doivent pas nuire significativement à l'utilisation du moyen d'essai selon un mode de fonctionnement nécessitant par exemple, une cavité à coefficient de qualité élevé.

Dans ce premier chapitre, nous allons apporter quelques précisions quant aux propriétés électromagnétiques recherchées au sein des cellules TEM et des CRBM. Nous pourrions ensuite tenter de vérifier si en pratique, toutes ces propriétés peuvent coexister au sein d'une même cavité.

Une première partie sera consacrée aux cellules TEM. Nous rappellerons à travers des exemples simples, les principes électromagnétiques sur lesquels reposent les tests effectués en cellule TEM.

Nous aborderons ensuite les méthodologies employées pour effectuer des tests de CEM dans ce moyen d'essai. Nous mettrons en évidence l'action des conditions aux limites sur la distribution du champ et sur les résultats de mesures afin de définir la notion de volume utile. Pour les tests d'immunité comme pour les tests de rayonnement, nous apporterons quelques précisions sur la signification des valeurs mesurées en fonction des configurations adoptées (positions, orientations de l'EST), à travers des exemples expérimentaux simples.

Le principe de fonctionnement des CRBM sera décrit dans la partie suivante. Nous rappellerons les propriétés électromagnétiques recherchées et décrirons les caractéristiques de l'environnement électromagnétique généré lors du fonctionnement optimal d'une CRBM. La fonction du brasseur de modes sera également rappelée. Quelques résultats expérimentaux seront fournis pour illustrer la distribution du champ au sein de la cavité.

Les significations de certains critères de caractérisation utilisés pour qualifier les CRBM, tels que les coefficients d'efficacité de brassage et de qualité, seront décrites en détails. Nous évoquerons les démarches expérimentales employées pour déterminer les valeurs de ces différents critères.

Enfin, dans la dernière partie, nous aborderons les concepts de cellule hybride TEM/Réverbérante et de cellule TEM tridimensionnelle (TEM 3D), qui sont proposés telles d'éventuelles solutions face aux limitations des différents moyens d'essai disponibles actuellement.

Nous présenterons le premier prototype réalisé, dans lequel les deux concepts sont regroupés. Ce premier prototype a permis d'étudier la faisabilité du principe TEM 3D au sein d'une cavité parallélépipédique telle qu'une CRBM. Les résultats obtenus au cours de tests de rayonnements seront présentés et commentés.

A partir des observations émises à l'issue de cette première étude de faisabilité, un nouveau prototype destiné uniquement à l'exploitation et à l'optimisation du concept TEM 3D en basses fréquences a été élaboré. Celui-ci sera également décrit à la fin de ce premier chapitre.

II. LA CELLULE TRANSVERSE ELECTROMAGNETIQUE

II.1. Description de la cellule TEM

Les cellules Transverse ElectroMagnétique (TEM) sont des enceintes blindées dont les parois sont composées d'un matériau très conducteur et homogène.

Une plaque métallique, appelée « septum », est placée intérieurement et horizontalement à mi-hauteur de la cellule (figure II.1). Deux connecteurs terminent les extrémités du septum. Ces deux connecteurs permettent d'installer d'un côté l'équipement source pour les tests en immunité ou l'analyseur de spectre pour les tests en rayonnement et, de l'autre côté, une charge de dissipation et d'adaptation.

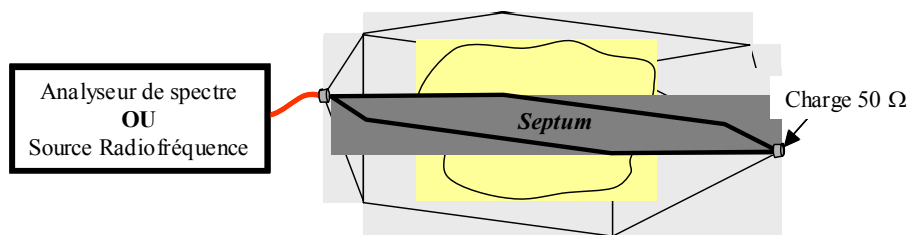


Figure II.1: Mesures en cellule TEM

Cette plaque centrale peut être assimilée au conducteur central d'un câble à section rectangulaire (ou guide d'onde). Les cellules TEM sont utilisées dans les basses fréquences jusqu'à une fréquence maximale (généralement quelques centaines de MHz) définie par les dimensions transversales de la cavité. Celles-ci doivent rester petites devant la longueur d'onde afin de pouvoir propager une onde TEM.

Les différentes dimensions qui définissent la cellule TEM sont calculées afin que l'impédance caractéristique de la cellule soit égale à 50Ω [CRA-1].

II.2. Principe de fonctionnement des cellules TEM

Les cellules TEM permettent d'estimer le spectre de puissance totale rayonnée d'un équipement sous test (EST) pour une gamme de fréquences inférieure à la fréquence maximum d'utilisation de la cellule. La méthode de mesures repose sur le fait qu'un champ électrique qui arrive orthogonalement sur un plan métallique induit la circulation d'un courant dans le plan conducteur. De la même manière, un champ magnétique peut provoquer le même effet mais à condition que son orientation soit transversale au plan métallique et orthogonale à la direction de propagation le long de ce plan métallique. La valeur du courant induit sur le plan conducteur est fonction des amplitudes des champs électrique et magnétique incidents sur le plan. Dans le cas de la cellule TEM, c'est donc en mesurant les tensions induites à chaque extrémité du septum de la cellule TEM qu'on accède au spectre de rayonnement d'un équipement sous test.

Bien évidemment, a priori le rayonnement d'un équipement placé sous un plan métallique n'est pas systématiquement caractérisé par un champ électrique orthogonal au plan conducteur, ni par un champ magnétique transversal à ce plan. Par conséquent, en

positionnant l'objet sous test dans une position donnée, nous ne pouvons mesurer que les projections du champ électrique normale au plan du septum et du champ magnétique parallèle au septum. Le signal généré le long du plan métallique par le rayonnement d'un équipement positionné à proximité de celui-ci, constitue le résultat du couplage entre l'équipement et le plan.

Prenons un objet rayonnant quelconque représenté figure II.2, auquel on associe un repère orthogonal local (x' , y' et z') dont le centre (x_0 , y_0 et z_0) est confondu avec le centre géométrique du système rayonnant.

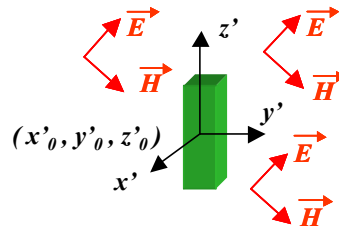


Figure II.2: Représentation du repère local associé à un système rayonnant

En supposant que le rayonnement émanant du système soit caractérisé par un couple de vecteurs champs électrique et magnétique [STR-1], nous pouvons décomposer chacun de ces vecteurs en trois composantes orthogonales dans le repère local (x' , y' et z').

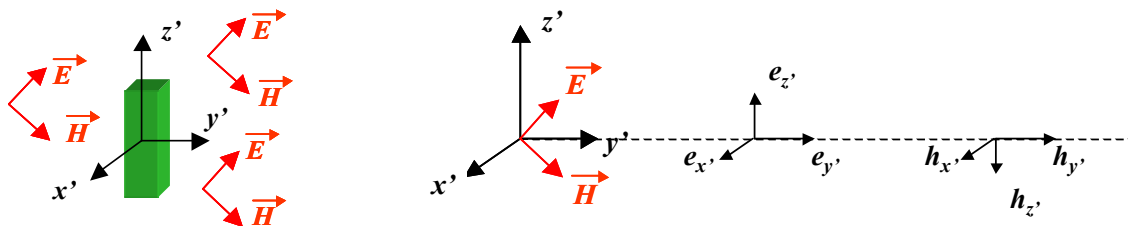


Figure II.3: Représentation des composantes des champs électrique et magnétique

En considérant un plan métallique horizontal, constitué de la même façon que le septum d'une cellule TEM, et terminé par des connecteurs à chacune de ses extrémités, nous pouvons également lui associer un repère (x , y et z).

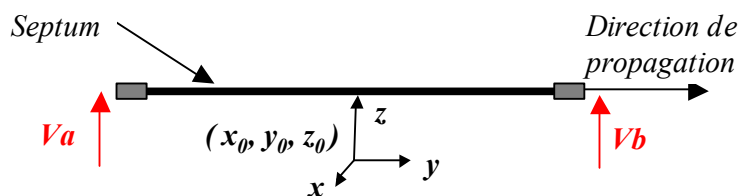


Figure II.4: Représentation du repère associé à la cellule TEM

L'axe x est transversal au plan du septum et orthogonal à la direction de propagation le long du septum. L'axe y est également transversal au plan du septum mais parallèle à la direction de propagation. Enfin, l'axe z est orienté orthogonalement au plan du septum.

A présent, si un champ électrique est généré sous le septum, seule sa composante orthogonale au septum peut être déterminée à partir des tensions Va et Vb apparaissant à chaque extrémité. De même, pour le champ magnétique, les tensions Va et Vb permettent d'accéder à la composante tangentielle au septum et perpendiculaire à la direction de propagation le long du

septum. Ainsi, nous ne pouvons mesurer que la projection du champ \vec{E} sur l'axe z et la projection du champ \vec{H} sur l'axe x .

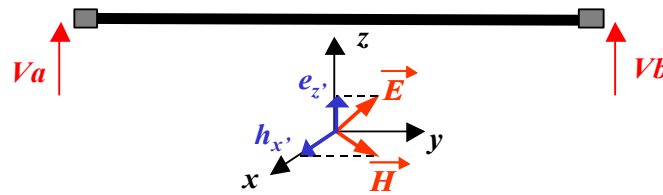


Figure II.5: Illumination d'un plan métallique par une onde TEM

Par conséquent, en plaçant le système rayonnant sous le septum de sorte que son repère local coïncide avec le repère orthogonal associé au septum et, en supposant que le plan métallique n'agit pas sur le rayonnement de l'équipement, en mesurant les tensions induites par le rayonnement du système à chaque extrémité du septum, nous pouvons récupérer des informations sur les composantes $e_{z'}$ et $h_{x'}$ des champs électrique et magnétique.

Dans le cas particulier où l'équipement sous test est caractérisé par un couple de vecteurs champs électrique et magnétique identiques selon toutes ces faces dans son repère local (x' , y' et z'), il devient possible de mesurer les trois composantes de champs électrique et magnétique en positionnant l'équipement selon trois orientations orthogonales différentes.

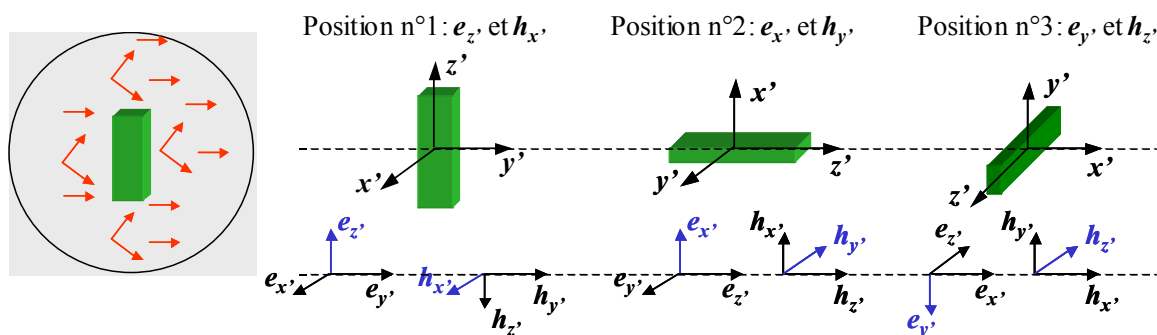


Figure II.6: Représentation des composantes de champs mesurées en fonction de l'orientation de l'équipement

Ainsi, nous pouvons accéder au rayonnement total en mesurant successivement les différentes composantes des champs \vec{E} et \vec{H} .

Cependant, en règle générale, un équipement quelconque ne rayonne pas de manière identique selon chacune de ses faces et n'est donc pas caractérisé par un couple unique de vecteurs champs magnétique et électrique.

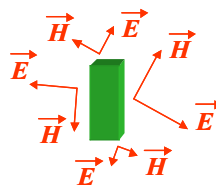


Figure II.7: Illustration d'un système rayonnant de manière différente selon ses différentes faces

Ainsi, en modifiant la position de l'équipement sous le septum, nous mesurons toujours les projections de champs magnétique et électrique mais celles-ci correspondent successivement aux rayonnements émanant des différentes faces du système.

Nous devons garder à l'esprit que pour une position donnée de l'équipement, nous recueillons le résultat du couplage entre le plan conducteur et l'équipement pour cette configuration. Ainsi, dès lors que la position de l'équipement ou du plan métallique est modifiée ou qu'un autre élément métallique est placé à proximité de l'équipement, le couplage entre l'objet rayonnant et le plan peut être modifié ainsi que les tensions induites aux extrémités du plan.

II.3. Mesures de rayonnement au sein d'une cellule TEM

En plaçant un système rayonnant de manière quelconque au sein d'une cellule TEM, les mêmes principes s'appliquent. Par conséquent, pour une position donnée de l'équipement sous test, nous ne pouvons mesurer que les projections des champs électrique et magnétique sur le septum. Cependant, en cellule TEM, la présence des parois et la taille de l'équipement testé par rapport au volume de test peut également avoir une influence sur les composantes mesurées. Au sein de la cellule TEM, les tensions induites aux extrémités du septum par un système rayonnant placé au sein de la cellule dépendent du couplage entre l'équipement et le septum mais également du couplage entre le système et les parois de la cellule.

Prenons une cellule TEM représentée dans sa coupe transversale figure II.8. La coupe transversale de la cellule est caractérisée par la largeur du septum W et par deux dimensions a et b telles que la distance b entre le septum et la paroi inférieure est plus petite que la distance a entre les deux parois latérales.

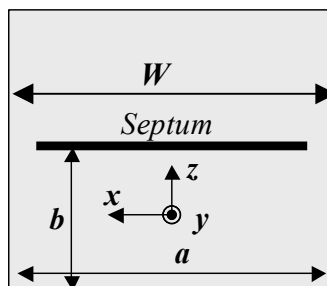


Figure II.8: Coupe transversale d'une cellule TEM

La cellule TEM est associée à un repère orthonormé (x, y, z) dont le centre correspond au centre du volume de test de la cellule. L'axe x est transversal au septum et orthogonal à la direction de propagation le long du septum. L'axe y est transversal au septum et parallèle à la direction de propagation et l'axe z est orthogonal au plan du septum.

Nous considérons à nouveau un système rayonnant, petit devant les dimensions transversales de la cellule, que nous plaçons au sein du volume de test de sorte que son centre coïncide avec le centre du repère associé à la cellule.

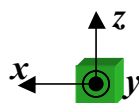


Figure II.9: Système centré sur le repère de la cellule

Quelles que soient l'orientation et l'amplitude du champ rayonné à proximité de l'objet, sachant que le septum et les parois de la cellule constituent une masse métallique

environnante, nous pouvons schématiser les lignes de champ électrique au sein du volume de test. En effet, à proximité des parois et du septum, les orientations des champs \vec{E} et \vec{H} sont imposées par les conditions aux limites associées à la présence de plans conducteurs (figure II.10).

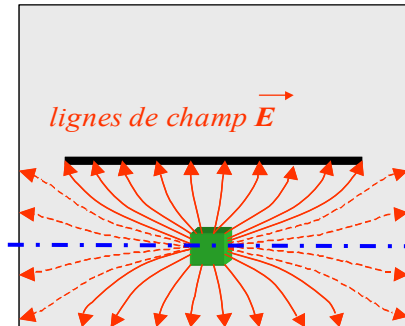


Figure II.10: Coupe transversale d'une cellule TEM

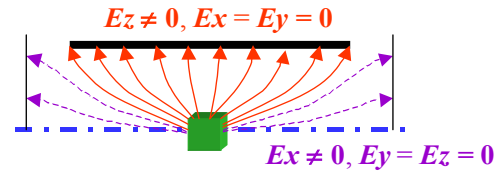


Figure II.11: Moitié supérieure du volume de test

Nous devons donc garder à l'esprit que ces lignes de champ ne représentent pas le rayonnement de l'équipement mais uniquement son évolution en raison des conditions aux limites imposées par les parois métalliques de la cellule. En effet, le champ électrique arrive toujours de manière orthogonale sur un plan métallique. La figure II.11 qui représente les ligne de champ électrique dans la moitié supérieure du volume d'essai de la cellule, montre qu'au niveau du septum les composantes transversales au septum E_x et E_y sont nulles. De même, au niveau des parois latérales, ce sont les composantes E_y et E_z qui s'annulent. Dans ce cas, en mesurant les tensions induites aux extrémités du septum, nous pourrions retrouver la composante E_z du rayonnement émanant de la partie supérieure du système rayonnant et dont les conditions limites sont imposées par le septum et non par les parois latérales.

A présent, nous effectuons une manipulation similaire mais au sein d'une cellule dont l'espacement entre les parois latérales est plus important. De même, la largeur W du septum est augmentée. Les lignes de champ électrique obtenues dans les moitiés supérieures des volumes de test pour la cellule initiale (dimensions b et W) et pour la cellule de plus grandes dimensions, sont représentées sur les figures II.12 et II.13.

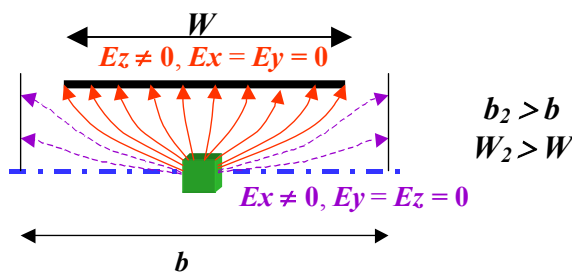


Figure II.12: Moitié supérieure du volume de test

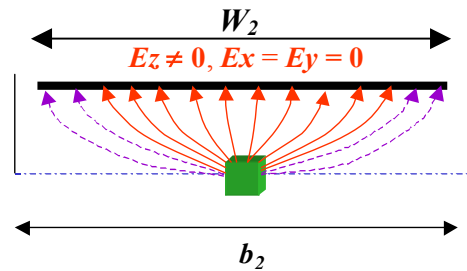


Figure II.13: Moitié supérieure du volume de test

A travers ces figures, nous obtenons que dès que l'espace entre les parois latérales b_2 et la largeur du septum W_2 deviennent suffisants, seul le septum impose les conditions aux limites et détermine l'évolution des lignes de champs. Ainsi, les lignes de champs dans la partie supérieure du volume de test de la cellule sont telles que les composantes E_x et E_y s'annulent à proximité du septum. Par conséquent, nous pouvons dans ce cas, mesurer la contribution des composantes orthogonales au septum du rayonnement émanant de toute la moitié supérieure du système. Les valeurs des composantes atteignant le septum sont cependant affectées d'un

facteur d'atténuation par rapport aux valeurs de ces composantes à proximité du système rayonnant. Cette atténuation est fonction de la distance parcourue entre l'objet sous test et le septum.

Néanmoins, si un objet de dimensions plus importantes est placé au sein de la cellule, la contribution des parois peut à nouveau entrer en ligne de compte dans les composantes réellement mesurées.

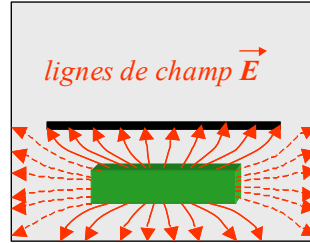


Figure II.14: répartition des lignes de champs pour un objet sous test plus volumineux

Par conséquent, les mesures réalisées en cellule TEM nécessitent que certaines conditions soient respectées.

Une méthode d'obtention du spectre de puissance totale rayonnée, à partir des tensions induites aux ports de la cellule, a été proposée par le NIST [STR-1].

D'une part, cette méthode part du principe que les dimensions de l'objet sous test sont suffisamment petites devant l'espace entre les parois latérales (b_2) et la largeur du septum (W_2). D'autre part, elle repose sur l'hypothèse que la source de rayonnement que constitue un équipement sous test peut être caractérisé par un couple de moment électrique \overline{M}_e et de moment magnétique \overline{M}_m équivalents [STR-1].

Ces moments sont des vecteurs pouvant être définis dans une base orthonormée locale (x', y', z') associée à l'équipement sous test :

$$\overline{M}_e = M_{ex} e^{j\psi_{ex}} \overline{x}' + M_{ey} e^{j\psi_{ey}} \overline{y}' + M_{ez} e^{j\psi_{ez}} \overline{z}' \quad \text{Eq. II.3.1}$$

$$\overline{M}_m = M_{mx} e^{j\psi_{mx}} \overline{x}' + M_{my} e^{j\psi_{my}} \overline{y}' + M_{mz} e^{j\psi_{mz}} \overline{z}' \quad \text{Eq. II.3.2}$$

Ainsi, les tensions V_a et V_b apparaissant aux deux extrémités du septum, résultent du couplage entre les moments magnétique et électrique équivalents et le mode de propagation TEM au sein de la cellule [STR-2].

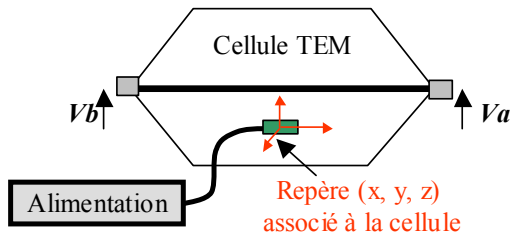


Figure II.15: Coupe longitudinale de la cellule TEM

$$V_a = -\frac{1}{2} \left[\overline{M}_e + jk(\overline{M}_m \wedge \overline{y}) \right] \overline{e}_0 \quad \text{Eq. II.3.3}$$

$$V_b = -\frac{1}{2} \left[\overline{M}_e - jk(\overline{M}_m \wedge \overline{y}) \right] \overline{e}_0 \quad \text{Eq. II.3.4}$$

où : k est le nombre d'onde et \overline{e}_0 est le vecteur de champ électrique pour une puissance normalisée P de 1 W à l'endroit de la cellule où est placé l'équipement testé.

Une bonne approximation du module de $\overline{e_0}$ est obtenue à partir de l'expression suivante :

$$e_0 = \frac{\sqrt{P \cdot Z_c}}{h} \quad \text{Eq. II.3.5}$$

où : Z_c est l'impédance caractéristique de la cellule (50Ω), et h est l'espace entre le septum et la paroi inférieure de la cavité.

L'expression de la puissance totale rayonnée par l'objet sous test, dans laquelle interviennent les composantes des moments électrique et magnétique équivalents, a été obtenue en employant la théorie des antennes en champ lointain [MA-1]. Les moments équivalents ont été considérés comme deux dipôles magnétique et électrique élémentaires orthogonaux entre eux.

$$P_t = \frac{40 \pi^2}{\lambda^2} \left[M_{ex}^2 + M_{ey}^2 + M_{ez}^2 + k^2 (M_{mx}^2 + M_{my}^2 + M_{mz}^2) \right] \quad \text{Eq. II.3.6}$$

Dans cette formule, nous retrouvons les composantes définissant les moments magnétique et électrique équivalents. Ces différentes composantes peuvent être mesurées successivement en positionnant l'équipement dans trois orientations orthogonales.

En effet, pour une orientation donnée de l'équipement testé, la somme algébrique des deux spectres de puissance mesurés à chaque extrémité du septum fait intervenir la projection du moment magnétique sur l'axe x et la projection du moment électrique sur l'axe z , où x et z sont les axes du repère associé à la cellule [STR-2]. Ainsi, en positionnant successivement l'équipement sous test dans trois orientations orthogonales, les sommes algébriques des spectres obtenus aux deux ports de la cellule valent :

$$\begin{aligned} P_{a1} + P_{b1} &= \frac{e_0^2}{2} (M_{ez}^2 + k^2 M_{mx}^2) \\ P_{a2} + P_{b2} &= \frac{e_0^2}{2} (M_{ex}^2 + k^2 M_{my}^2) \\ P_{a3} + P_{b3} &= \frac{e_0^2}{2} (M_{ey}^2 + k^2 M_{mz}^2) \end{aligned} \quad \text{Eq. II.3.7}$$

La puissance totale rayonnée par l'équipement sous test peut alors s'exprimer en fonction des six puissances mesurées:

$$P_t = \frac{80 \pi^2}{\lambda^2 e_0^2} (P_{a1} + P_{b1} + P_{a2} + P_{b2} + P_{a3} + P_{b3}) \quad \text{Eq. II.3.8}$$

II.4. Tests d'immunité au sein d'une cellule TEM

La méthode appliquée en cellule TEM [STR-2] pour tester le niveau d'immunité d'un EST consiste à propager une onde transverse électromagnétique au sein de la cellule en alimentant le plan conducteur à l'une de ses extrémités. L'autre extrémité de la cellule est alors connectée à une charge d'adaptation et de dissipation. Sur les figures suivantes, sont représentées les coupes longitudinale et transversale d'une cellule TEM ainsi que les orientations des champs électrique et magnétique générés.

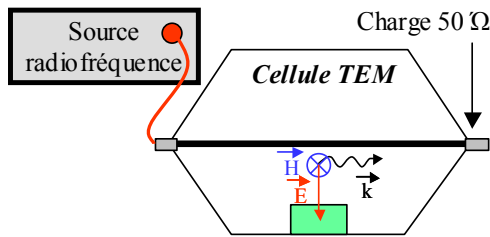


Figure II.16: Coupe longitudinale de la cellule TEM

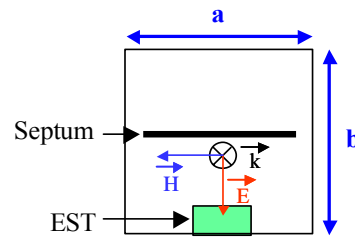


Figure II.17: Coupe transversale de la cellule TEM

Les coupes longitudinale et transversale représentées ci-dessus, montrent que ce moyen d'essai permet de créer une onde électromagnétique plane caractérisée par un champ électrique perpendiculaire au plan du septum et un champ magnétique parallèle à ce plan et orthogonal à la direction de propagation. Le sens de propagation du champ électromagnétique est défini par le port sur lequel est connectée la source radiofréquence. Cependant, tout ceci reste vrai tant que la fréquence du signal envoyé à l'une des extrémités du septum reste inférieure à la première fréquence de résonance de la cavité.

En plaçant un système électronique au sein de la cellule, le champ électrique présent peut se coupler aux lignes qui constituent le système et le champ magnétique peut induire des courants sur les boucles que comporte le système. Cependant, les lignes du système parallèles à la direction du champ électrique et les boucles du système comprises dans des plans transversaux à la direction du champ magnétique sont, par définition, insensibles au champ électromagnétique généré.

Par conséquent, la caractérisation complète d'un EST nécessite de modifier sa position au sein de la cellule afin de le tester sous différentes incidences du champ électromagnétique. En règle générale, on cherche à obtenir une caractérisation tridimensionnelle selon trois plans de polarisation orthogonaux. Ainsi, trois séries de mesures sont effectuées en plaçant l'EST dans trois orientations orthogonales illustrées figure II.18.

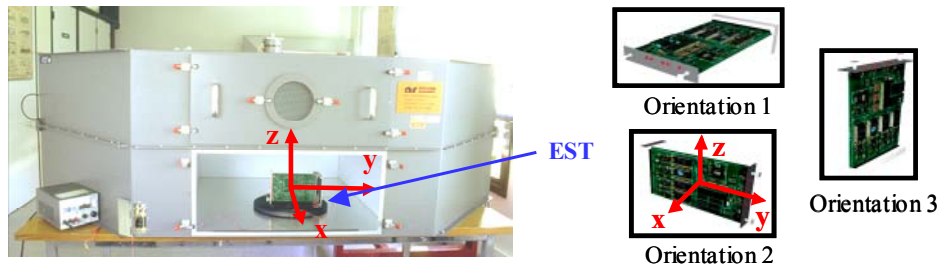


Figure II.18: Caractérisation tridimensionnelle en cellule TEM

Ainsi que le montre la figure II.19, l'existence de côtés métalliques induit une divergence des lignes de champs à proximité des parois latérales de la cellule [CRA-1].

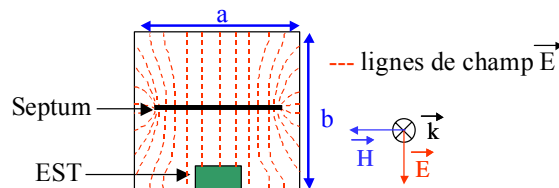


Figure II.19: Représentation des lignes de champs dans le plan transversal d'une cellule TEM

Par conséquent, pour garantir les conditions de tests appliquées à l'EST, un volume utile est défini et l'équipement testé doit s'inscrire dans ce volume.

II.5. Exemple de mesures pratiquées en cellule TEM

II.5.a. Mesures en rayonnement

A titre d'illustration, nous avons mesuré le rayonnement à l'intérieur de la cellule, d'une boucle fermée de 10 cm de diamètre parcourue par un courant à une fréquence fixe de 100 MHz. S'agissant d'une petite boucle, seul le couplage en champ magnétique est effectif. La boucle est placée dans trois positions spécifiques représentées sur la figure II.20.

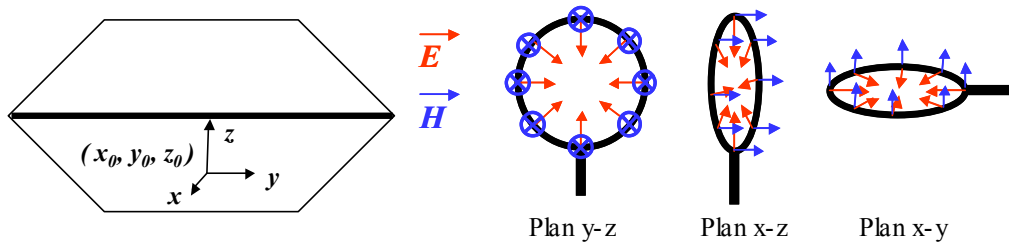


Figure II.20: Orientations de la boucle dans la cellule TEM

Nous faisons coïncider successivement le plan de la boucle avec les trois plans orthogonaux définis par le repère orthonormé associé à la cellule. En nous attachant uniquement au champ magnétique généré par la boucle, nous voyons qu'en plaçant la boucle dans le plan y-z, le champ magnétique ne possède qu'une composante en x . Ainsi, le champ est parfaitement transversal au plan du septum et orthogonal à la direction de propagation. La totalité du champ peut donc être mesurée.

Nous avons ensuite positionné la boucle dans le plan x-z. Dans ce cas, le champ magnétique est également transversal au plan du septum mais parallèle à la direction de propagation. Il ne possède donc aucune composante en x . Ainsi, le champ électromagnétique ne peut être mesuré. Il en est de même pour la troisième position testée, pour laquelle le champ \vec{H} est orthogonal au plan du septum et ne possède aucune composante en x .

Pour chaque position, nous avons mesuré la puissance à l'une des extrémités du septum, correspondant à la tension induite ramenée sur 50Ω . Les résultats sont présentés figure II.21.

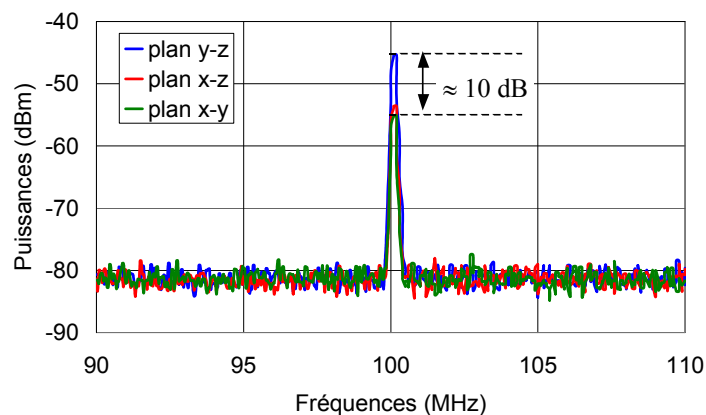


Figure II.21 : Représentation des tensions mesurées en fonction de l'orientation de l'équipement

Dans la mesure où les dimensions de la boucle sont très petites devant la longueur d'onde, son efficacité de couplage est très faible. Les puissances recueillies sont donc très faibles.

Cependant, ce niveau de rayonnement est suffisant pour observer l'impact de la position de la boucle sur les tensions induites. En effet, les résultats obtenus en positionnant la boucle dans les plans x-y et x-z (courbes verte et rouge) présentent des niveaux maximums très similaires de l'ordre de -55 dB. En revanche, nous notons une différence d'environ $+10$ dB entre ces valeurs et la valeur recueillie en plaçant la boucle dans le plan y-z , orientation pour laquelle le champ magnétique est dans la direction de l'axe x.

II.5.b. Mesures en immunité

Des mesures en immunité ont également été effectuées sur cette boucle. Les mêmes configurations ont été testées mais cette fois nous avons alimenté le septum à l'une de ses extrémités. Nous avons utilisé un transformateur de courant pour relever le niveau de courant induit dans la boucle fermée en fonction de son orientation. Les puissances correspondants au courant induit ramené sur 50Ω sont représentées figure II.22.

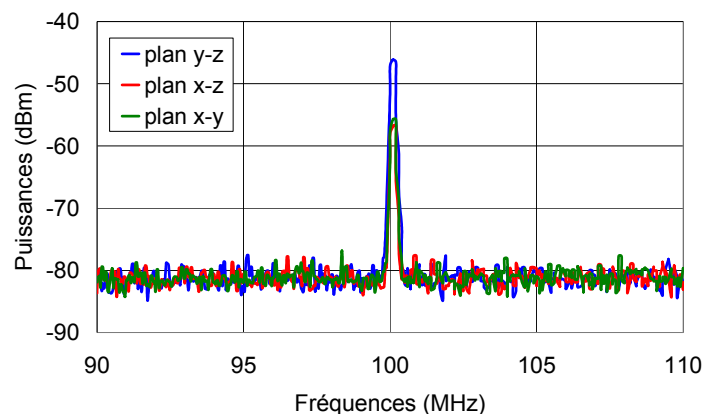


Figure II.22 : Représentation des courants induits en fonction de l'orientation de l'équipement

De manière réciproque, ces résultats montrent que la boucle est sensible au champ magnétique présent dans la cavité, uniquement dans le cas où l'orientation du champ magnétique s'avère orthogonale au plan de la boucle.

Afin d'illustrer les phénomènes apparaissant à proximité des parois, nous avons déplacé la boucle dans un plan transversal au septum. Ainsi nous l'avons fait glisser le long de l'axe x sans modifier sa position selon les axes y et z.

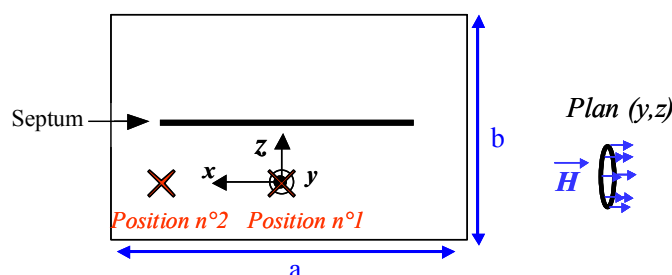


Figure II.23 : Représentation des configurations testées

La boucle a été positionnée de sorte que son plan soit parallèle au plan y-z. Sans modifier son orientation, nous avons choisi deux positions différentes le long de l'axe x. L'une au centre du volume d'essai et l'autre à proximité d'une des parois latérales.

Pour ces deux positions, nous avons recueillis la puissance correspondant au courant induit le long de la boucle ramené sur 50Ω , lorsqu'une puissance de 4 Watts est injectée sur le septum à 100 MHz. Les résultats des mesures pour les deux positions sont donnés figure II.24.

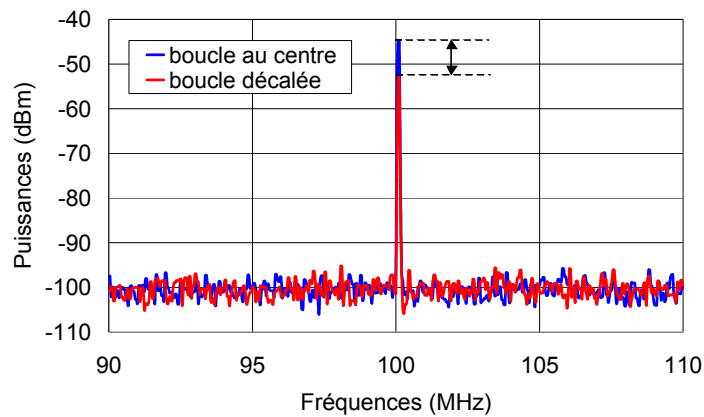


Figure II.24 : Représentation des courants induits en fonction de la position de la boucle le long de l'axe x

Nous constatons un décalage de 10 dBm entre les deux signaux recueillis à 100 MHz. Ainsi, ces résultats mettent en évidence la notion de volume d'essai et montrent qu'à proximité des parois la composante prépondérante du champ magnétique au centre de la cavité, décroît fortement.

En pratique, afin de garantir l'homogénéité du champ dans la zone d'essai, l'utilisation des cellules TEM est préconisée pour tester des équipements pouvant s'inscrire dans un tiers de la largeur de la cellule et un tiers de l'espace situé entre le septum et la paroi inférieure.

III. LA CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSAGE DE MODES

III.1. Description et principe de fonctionnement des chambres réverbérantes à brassage de modes

La CRBM est une cavité parallélépipédique blindée, exploitable tant que ses dimensions restent grandes devant la longueur d'onde. Le principe d'utilisation des CRBM consiste à exploiter les propriétés électromagnétiques des cavités surdimensionnées, pour lesquelles les multiples réflexions sur les parois permettent de conférer, à un objet placé dans la chambre, un caractère isotrope [MUS-1]. En théorie, la caractérisation d'un EST peut donc être obtenue selon toutes les orientations sans modifier sa position. La CRBM permet aussi de générer un champ de forte amplitude à partir d'une puissance injectée relativement faible.



Figure III.1: Vue de l'extérieur de la CRBM du laboratoire TELICE

L'exploitation des CRBM est fondée sur l'utilisation des modes résonants de la cavité. En effet, toute cavité métallique peut entrer en résonance à certaines fréquences définies par les dimensions de la cavité. En considérant la chambre telle une cavité parfaitement parallélépipédique [WAR-1], les valeurs des fréquences de résonances peuvent être obtenues à partir de la relation suivante (Eq. III.1.1).

$$f_{m,n,p} = \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} \quad \text{Eq. III.1.1}$$

où : a , b et d sont les dimensions de la chambre, ε et μ sont la permittivité et la perméabilité du milieu, et m , n et p sont des entiers définissant le mode de résonance qui s'installe dans la chambre.

Une densité de modes peut être définie à partir de la formule Eq. III.1.1 [LIU-1]. L'objectif étant d'atteindre une densité suffisante, voire un recouvrement des différents modes de résonance, pour que l'EST soit continuellement baigné dans un champ homogène et isotrope quelle que soit la fréquence.

Le premier principe utilisé pour augmenter la densité de modes est d'utiliser des cavités exclusivement parallélépipédiques. En effet, au regard de la formule Eq. III.1.1, nous voyons que dans le cas d'une cavité cubique où les dimensions a , b et d sont identiques, les trois premiers modes, pour lesquels les indices m , n et p prennent les valeurs $(1, 1, 0)$, $(1, 0, 1)$ et $(0, 1, 1)$, apparaissent à la même fréquence. Ainsi, dès lors que la cavité est

parallélépipédique, les dimensions selon les trois axes sont différentes et ces trois premiers modes sont dissociés. Cependant, aussi élevée que soit la densité de modes, il existe toujours des fréquences pour lesquelles la cavité n'est pas excitée.

Par conséquent, les CRBM sont également équipées de brasseurs de modes permettant de modifier les conditions aux limites de la cavité et de modifier légèrement les valeurs des fréquences de résonance. Un brasseur de modes peut être constitué d'une ou plusieurs pales métalliques fixées sur un axe rotatif. Cet axe rotatif est contrôlé par un moteur pouvant fonctionner en mode continu ou en mode pas à pas.

La figure III.2 représente le brasseur de modes utilisé dans la CRBM du laboratoire TELICE. Celui-ci est une pale métallique associée à un axe rotatif fixé à la paroi supérieure de la cavité.

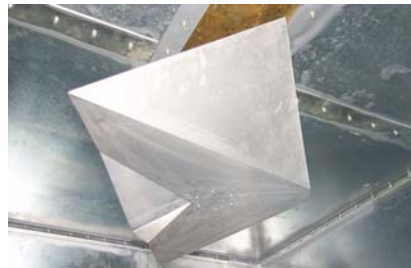


Figure III.2: Brasseur de modes de la CRBM du laboratoire TELICE

Ce brasseur est contrôlé par un moteur pas à pas dont la précision est de 1 degré. Ainsi, sur un tour de brasseur, 360 positions peuvent être marquées. Chaque position du brasseur correspond à une nouvelle configuration à laquelle est associée de nouvelles fréquences de résonance. Le bon fonctionnement d'une CRBM est donc défini par une densité de modes suffisante qui permet de réduire l'écart en fréquences entre deux modes de résonance et un brassage efficace qui permet de recouvrir cet écart.

En règle générale, ces deux conditions sont requises à partir d'une fréquence six ou sept fois supérieure à la première fréquence de résonance de la cavité. A titre d'exemple, pour une chambre dont les dimensions sont 2.5 m x 1.8 m x 2.8 m, la première fréquence de résonance apparaît aux alentours de 80 MHz. La chambre peut être exploitée à partir de 500 MHz.

Les mesures effectuées en CRBM se déroulent de la même façon que dans les autres moyens d'essai mais sans nécessairement modifier la position de l'EST. Cependant, les mesures sont réalisées sous plusieurs positions de brasseur.

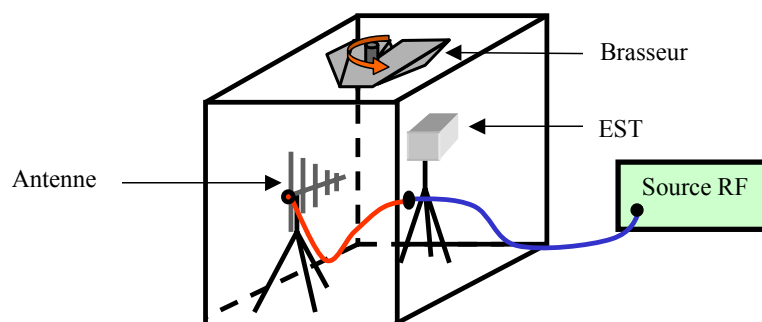


Figure III.3: Mesures en CRBM

Jusqu'alors les applications en CRBM ont principalement été explorées en terme de recherche [DEM-1]. En effet, de nombreuses questions sont posées, en particulier quant à leurs utilisations pour les mesures de rayonnement d'équipements sous test. Néanmoins, elles ont déjà été exploitées dans le domaine industriel en particulier, afin de tester la susceptibilité d'équipements devant résister à de hauts niveaux de perturbations ou l'efficacité de certains blindages.

Les avantages principaux des CRBM résident dans leur coût modeste, dans la rapidité avec laquelle les tests peuvent être effectués et dans le niveau de champ qui peut être généré à partir d'une puissance injectée relativement modeste.

Toutefois les tests en CRBM doivent être accompagnés de tests complémentaires, effectués dans un autre moyen d'essai puisque les CRBM ne sont pas exploitables dans les basses fréquences.

III.2. L'environnement électromagnétique généré au sein d'une CRBM

III.2.a. Les formulations TE / TM des modes de résonance

Les caractéristiques de l'environnement électromagnétique présent dans la chambre dépendent de la fréquence du signal injecté. Dans les basses fréquences, où la longueur d'onde est nettement supérieure aux dimensions de la cavité, aucune résonance propre à la cavité n'apparaît.

Dès lors que la fréquence du signal injecté devient supérieure à la fréquence minimale définie par la relation Eq. III.1.1, des modes de résonance peuvent apparaître. Ainsi, nous pouvons retrouver au sein de la cavité des ondes propagées à certaines fréquences et des ondes stationnaires aux fréquences correspondant à ces modes de résonance.

Chaque mode de résonance correspond à une répartition spécifique du champ au sein de la cavité. Cette répartition est définie par les entiers m , n et p intervenant dans la relation Eq. III.1.1.

Pour apporter davantage de détails, nous nous sommes reportés aux travaux effectués par le NIST concernant l'étude des propriétés électromagnétiques de l'environnement présent au sein d'une chambre réverbérante [LIU-1].

Prenons une cavité métallique parfaitement parallélépipédique, représentée figure III.4, dont ses dimensions a , b et d sont telles que $a < b < d$.

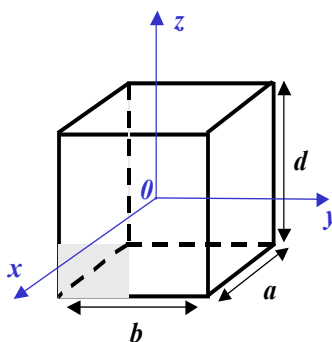


Figure III.4: cavité métallique parallélépipédique

Sur la figure III.4, la cavité est munie d'un repère orthonormé ($\mathbf{0}$, \mathbf{x} , \mathbf{y} et \mathbf{z}) dont le centre est situé au centre du volume de la cavité. Cette cavité est supposée idéale dans le sens où ses parois sont réalisées en matériaux parfaitement conducteur (aucune pertes ohmiques ou magnétiques) et qu'elle ne comporte aucune fuite. On considère également que son volume intérieur est caractérisé par un milieu isotrope et homogène de permittivité ϵ et de perméabilité μ .

Ainsi, en l'absence de densité de charges et de courants, dès lors qu'une onde électromagnétique est générée au sein de la cavité, le champ électromagnétique obéit aux équations de Maxwell suivantes [LIU-1]:

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H} \quad \text{Eq. III.2.1}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = j\omega \epsilon \vec{E} \quad \text{Eq. III.2.2}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \quad \text{Eq. III.2.3}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \quad \text{Eq. III.2.4}$$

et au niveau des parois, il obéit aux conditions aux limites imposées par la présence de plans métalliques :

$$\vec{n} \wedge \vec{E} = 0 \quad \text{Eq. III.2.5}$$

$$\vec{n} \cdot \vec{H} = 0 \quad \text{Eq. III.2.6}$$

où : \vec{n} est le vecteur unitaire orthogonal aux parois.

Dans notre cas, seul le régime harmonique est considéré. Par conséquent, les termes $\exp^{-j\omega t}$ associés aux expressions vectorielles des champs \vec{E} et \vec{H} , définissant le régime transitoire, ont été omis. Les équations III.2.1 et III.2.2 peuvent également s'exprimer sous la forme de l'équation d'Helmholtz :

$$(\vec{\nabla}^2 + k^2) \begin{cases} \vec{E} \\ \vec{H} \end{cases} = 0 \quad \text{Eq. III.2.7}$$

où : k est le nombre d'onde.

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad \text{Eq. III.2.8}$$

Les solutions de l'équation d'Helmholtz, appelées fonctions propres, diffèrent avec la direction de propagation considérée ($\mathbf{0x}$, $\mathbf{0y}$ ou $\mathbf{0z}$). Cependant, l'approche utilisée par le NIST consiste à choisir une direction de référence arbitraire, à partir de laquelle toutes les solutions sont exprimées.

En prenant pour référence la direction $\mathbf{0z}$, on distingue alors les solutions correspondant aux modes **Transverses Electriques** $TE^{(z)}$ et celles correspondant aux modes **Transverses Magnétiques** $TM^{(z)}$. Les modes $TE^{(z)}$ sont caractérisés par un champ électrique orthogonal à la direction de référence et les modes $TM^{(z)}$ par un champ magnétique orthogonal à cette direction comme le montrent les équations suivantes.

Modes $TE_{mnp}^{(z)}$

$$\text{E} \quad \begin{cases} E_x = \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \\ E_y = -\frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \\ E_z = 0 \end{cases} \quad \text{Eq. III.2.9}$$

$$\text{H} \quad \begin{cases} H_x = \frac{1}{j\omega\mu} \frac{-m\pi}{a} \frac{p\pi}{d} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \\ H_y = \frac{1}{j\omega\mu} \frac{-n\pi}{b} \frac{p\pi}{d} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \\ H_z = \frac{1}{j\omega\mu} \left(k^2 - \frac{p^2\pi^2}{d^2}\right) \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \end{cases} \quad \text{Eq. III.2.10}$$

Modes $TM_{mnp}^{(z)}$

$$\text{E} \quad \begin{cases} E_x = \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{m\pi}{a} \frac{-p\pi}{d} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \\ E_y = \frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{n\pi}{b} \frac{-p\pi}{d} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \\ E_z = \frac{1}{j\omega\varepsilon} \left(k^2 - \frac{p^2\pi^2}{d^2}\right) \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \end{cases} \quad \text{Eq. III.2.11}$$

$$\text{H} \quad \begin{cases} H_x = \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \\ H_y = -\frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{d}\right) \\ H_z = 0 \end{cases} \quad \text{Eq. III.2.12}$$

Nous voyons que pour les modes $TE^{(z)}$, la composante E_z est toujours nulle et pour les modes $TM^{(z)}$, la composante H_z est également nulle. Dans les équations Eq. III.2.10, Eq. III.2.11, Eq. III.2.12 et Eq. III.2.13, m , n et p sont des entiers positifs qui définissent le nombre de ventres et de nœuds rencontrés suivant les différents axes de la chambre. Dans ces équations, k et w dépendent également de ces entiers (Eq. III.2.13).

$$w_{mnp}^2 \mu\varepsilon = k_{mnp}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2 \quad \text{Eq. III.2.13}$$

Ces solutions devant également respecter les conditions de divergences (Eq. III.2.3 et Eq. III.2.4) et les conditions aux limites (Eq. III.2.5 et Eq. III.2.6), seules certaines d'entre elles peuvent être conservées. En particulier, un seul des entiers m , n et p peut être nul. Nous

distinguons ainsi deux types de solutions, celles où les trois entiers sont non nuls et celles où un seul des trois entiers est nul.

Dans le cas où $m \neq 0$, $n \neq 0$ et $p \neq 0$, les solutions correspondant aux modes $TE^{(z)}$ et $TM^{(z)}$ définissent deux polarisations de champs indépendantes pour chaque groupe d'entiers m , n et p . Ainsi, deux modes indépendants correspondent au même nombre d'onde $k_{m, n, p}$. Dans ce cas, deux modes coexistent dans la chambre.

Dans le cas où l'un des trois entiers est nul, un seul mode existe. En effet, si m ou n sont nuls, toutes les composantes du mode $TM^{(z)}$ sont nulles. Ainsi, nous n'avons qu'un mode $TE^{(z)}$ dans la chambre. Ceci signifie que le champ électrique est orthogonal à la direction de référence $0z$. En revanche, si p est nul, ce sont les composantes du mode $TE^{(z)}$ qui s'annulent. Ainsi, seul le mode $TM^{(z)}$ s'installe dans la mesure où le champ magnétique est orthogonal à la direction $0z$.

Afin d'illustrer ces principes, nous avons effectué quelques simulations permettant de visualiser la répartition des champs électrique et magnétique au sein d'une cavité métallique. La cavité métallique utilisée regroupe les propriétés de la cavité considérée sur la figure III.4. Ses dimensions sont telles que $a < b < d$ et le premier mode de résonance de la cavité est obtenu pour $m = 0$ et $n = p = 1$.

A titre d'exemple, la figure III.5 représente les répartitions des champs électrique et magnétique dans une des coupes de la cavité pour le second mode de résonance $(1, 0, 1)$.

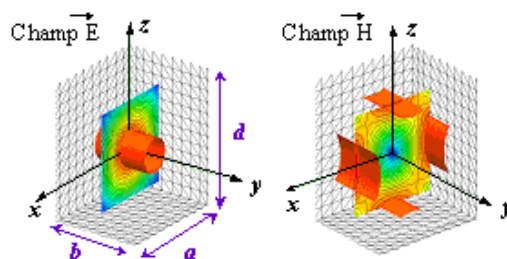


Figure III.5: Répartition des champs électrique et magnétique pour le mode $(1, 0, 1)$.

Sur ces illustrations, les tendances rouges sont attribuées aux niveaux de champ élevés et les nuances de bleu aux niveaux les plus faibles.

A travers ces figures, nous voyons que, pour le second mode de résonance, le champ électrique est principalement concentré dans un « tube » situé dans la partie centrale de la cavité. Ce « tube » est orienté selon l'axe y et centré sur cet axe. Ainsi, lorsque nous nous déplaçons le long des axes x et z , nous rencontrons un ventre de champ électrique. En contre partie, en se déplaçant le long de l'axe y , le champ électrique est invariant. Ceci illustre la signification des entiers m , n et p .

Les indices m et p qui sont associés aux axes z et x sont égaux à 1, ce qui correspond au nombre de ventres de champ électrique observé le long de ces axes. En revanche, l'indice n qui est associé à l'axe z est nul et nous n'observons pas de variations le long de cet axe.

De même, en observant la répartition du champ magnétique, nous voyons que celui-ci est principalement concentré à proximité de certaines parois. Dans la coupe considérée, on observe des « demi-tubes » sur quatre des parois dont les orientations sont également parallèles à l'axe y . Dès lors, en longeant les axes x et z , nous rencontrons deux demi-ventres de champ magnétique. Par contre en suivant l'axe y , le champ ne varie pas.

Nous avons également représenté sur la figure III.6, les répartitions des champs électrique et magnétique pour le mode (1, 1, 1) dans une des coupes de la chambre. Aucun des indices m , n et p n'étant nul, à cette fréquence nous avons donc un mode TE et un mode TM qui coexistent dans l'enceinte.

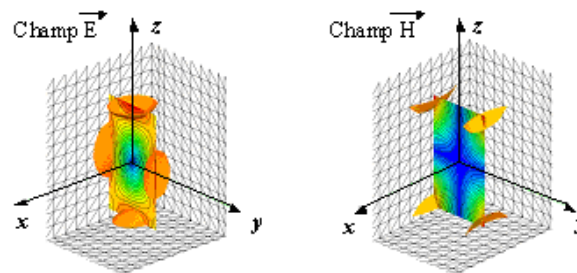


Figure III.6: Répartition des champs électrique et magnétique pour le mode (1, 1, 1).

Cette fois, nous obtenons que dans le cas où un mode TE et un mode TM coexistent, les ventres de champ n'ont plus des allures cylindriques mais sphériques. Nous voyons que pour la coupe observée, le champ électrique est concentré dans quatre demi-sphères centrées sur quatre des parois. De même, les ventres de champ magnétique représentent des quarts de sphères au niveau des arêtes de la cavité.

Ces figures montrent également qu'à cette fréquence, l'énergie n'est pas uniformément répartie dans tout le volume de la chambre. Cependant, pour des fréquences de résonance plus élevées, où les entiers m , n et p ont des valeurs plus grandes, le nombre de ventres augmente et l'énergie devient plus uniformément répartie dans tout le volume de la cavité. D'autres illustrations pour des modes de résonance de fréquences plus élevées figurent en Annexe 1.

III.2.b. Quelques résultats expérimentaux illustratifs

Quelques expérimentations ont été réalisées afin d'illustrer les formulations TE/TM (Eq. III.2.9, Eq. III.2.10, Eq. III.2.11 et Eq. III.2.12). Nous nous sommes intéressés, en particulier, aux quatre premiers modes de la cavité.

Nous avons travaillé sur une simple cavité métallique parallélépipédique ne comportant aucun brasseur. Ainsi, ses dimensions étant $a = 0.79$ m, $b = 0.97$ cm et $d = 1.09$ cm, les fréquences auxquelles les quatre premiers modes apparaissent peuvent être calculées à partir de la formule Eq. III.1.1.

Ces quatre premiers modes sont les modes (0, 1, 1), (1, 0, 1), (1, 1, 0), et (1, 1, 1) et apparaissent respectivement aux fréquences 207 MHz, 234 MHz, 244 MHz et 280 MHz.

En prenant pour direction de référence l'axe $0z$ parallèle à la plus grande arête de la cavité, nous pouvons exploiter directement les relations figurant page 26 pour déterminer les orientations des champ électrique et magnétique pour les quatre premiers modes de résonance. Ainsi, dans le tableau 1, figurent les expressions des composantes des champs électrique et magnétique obtenues à partir des expressions des modes $TE^{(z)}$ et $TM^{(z)}$, en remplaçant les indices m , n et p par leurs valeurs respectives, pour chacun des quatre premiers modes de résonance de la cavité.

$m = 0, n = 1, p = 1$	$m = 1, n = 0, p = 1$	$m = 1, n = 1, p = 0$	$m = 1, n = 1, p = 1$
Mode $TE^{(z)}$ $E_x = f(y, z)$ $E_y = 0$ $E_z = 0$ $H_x = 0$ $H_y = f(y, z)$ $H_z = f(y, z)$	Mode $TE^{(z)}$ $E_x = 0$ $E_y = f(x, z)$ $E_z = 0$ $H_x = f(x, z)$ $H_y = 0$ $H_z = f(x, z)$	Mode $TE^{(z)}$ $E_x = 0$ $E_y = 0$ $E_z = 0$ $H_x = 0$ $H_y = 0$ $H_z = 0$	Mode $TE^{(z)}$ $E_x = f(x, y, z)$ $E_y = f(x, y, z)$ $E_z = 0$ $H_x = f(x, y, z)$ $H_y = f(x, y, z)$ $H_z = f(x, y, z)$
		Mode $TM^{(z)}$ $E_x = 0$ $E_y = 0$ $E_z = f(x, y)$ $H_x = f(x, y)$ $H_y = f(x, y)$ $H_z = 0$	Mode $TM^{(z)}$ $E_x = f(x, y, z)$ $E_y = f(x, y, z)$ $E_z = f(x, y, z)$ $H_x = f(x, y, z)$ $H_y = f(x, y, z)$ $H_z = 0$

Tableau 1 : Composantes des champs électrique et magnétique pour les quatre premiers modes de la cavité

Nous voyons que les premier et second modes correspondent à des modes $TE^{(z)}$ car toutes les composantes de champs issues des expressions des modes $TM^{(z)}$ sont nulles. Nous notons également que pour le premier mode, le champ électrique ne possède qu'une composante selon $0x$ et, pour le second mode, qu'une composante selon $0y$. Ces deux modes sont donc bien caractérisés par un champ électrique orthogonal à la direction de référence $0z$. En revanche, le troisième mode est un mode $TM^{(z)}$ caractérisé par un champ électrique orienté selon l'axe $0z$.

Les caractéristiques du quatrième mode de résonance sont nettement plus complexes puisque celui-ci est composé de deux modes $TE^{(z)}$ et $TM^{(z)}$ coexistants.

La répartition du champ électrique dans la cavité, pour les trois premiers modes, peut être schématisée en considérant les valeurs des entiers m , n et p et les observations faites section III.2.a .

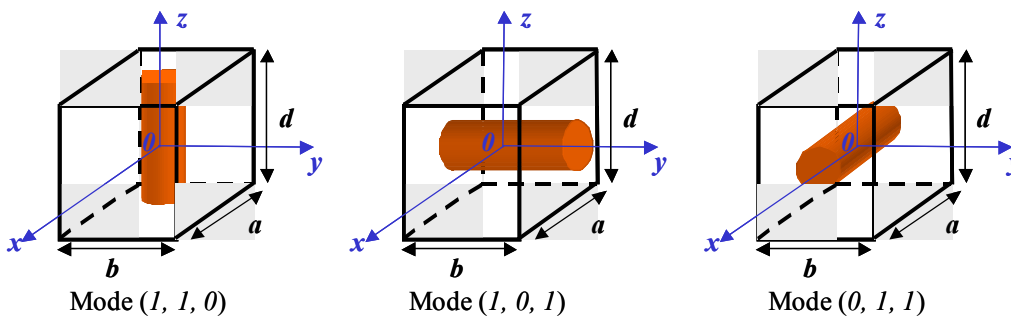


Figure III.7: Répartition du champ électrique pour les trois premiers modes de la cavité.

Des mesures de champ électrique ont été effectuées pour illustrer ceci. Nous avons utilisé une sonde de champ électrique permettant de mesurer les trois composantes E_x , E_y et E_z du champ électrique, que nous avons déplacé le long de l'axe z . Nous l'avons installé

successivement dans trois positions, correspondant aux coordonnées $z = 30 \text{ cm}$, $z = 0 \text{ cm}$ et $z = -30 \text{ cm}$, représentées figure III.8.

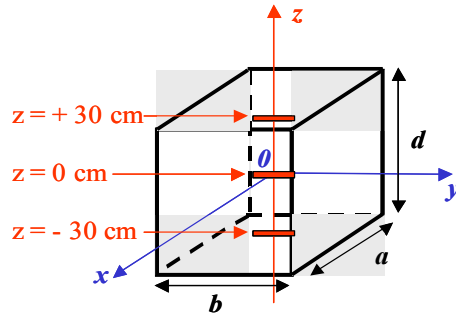


Figure III.8: Positions de la sonde de champ électrique.

Sachant que la dimension d vaut 1.09 m, nous avons conservé un espace de 24,5 cm entre la sonde et la paroi.

En théorie, d'après les figures III.6, la position centrale ($x = 0$, $y = 0$, $z = 0$), devrait permettre de distinguer les trois premiers modes. Les résultats obtenus pour cette position sont donnés figure III.9 pour la gamme des fréquences comprises entre 200 MHz et 300 MHz.

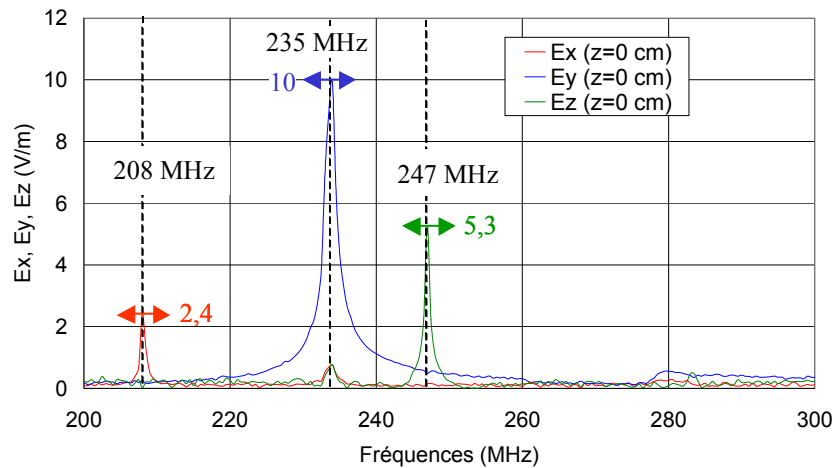


Figure III.9: Composantes de champs électriques mesurées au point $x = y = z = 0$.

Les trois premiers modes apparaissent respectivement aux fréquences 208, 235 et 247 MHz. Ces fréquences sont légèrement différentes des fréquences calculées préalablement, du fait des imperfections de la cavité réelle.

Nous obtenons des résultats tout à fait conformes au contenu du tableau 1, puisque le premier mode est caractérisé par une unique composante E_x , le second par une composante E_y et le troisième par une composante E_z . Les valeurs maximales atteintes par chacune de ces trois composantes, ont été reportées sur le graphe afin d'observer les écarts obtenus sur chacun de ces maxima en déplaçant la sonde.

Les résultats obtenus pour les deux positions décentrées figurent sur le graphe III.10. Nous avons reporté sur ce graphe, les maxima obtenus avec la sonde positionnée au centre de la cavité.

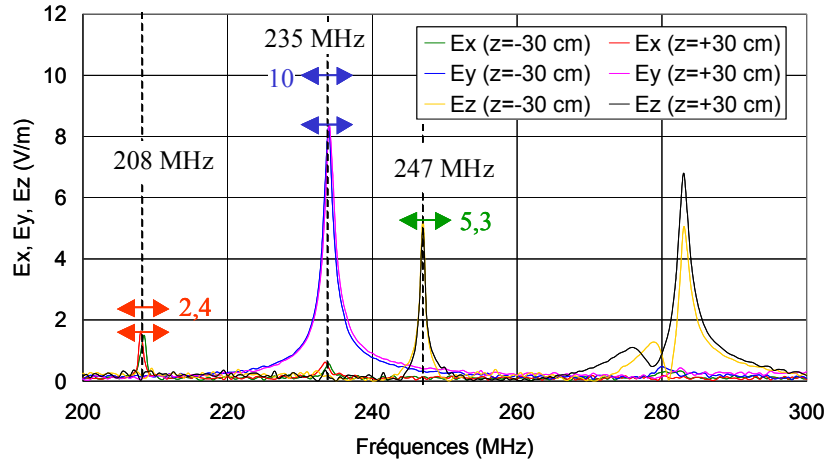


Figure III.10: Composantes de champs électriques mesurées au point $x = y = z = 0$.

Nous distinguons à nouveau les trois premiers modes bien que la sonde ne soit pas placée au centre de la cavité. Néanmoins, vues les dimensions de notre cavité, il est impossible de s'éloigner suffisamment de la position centrale, et donc de la zone de concentration des deux premiers modes, sans se placer à proximité des parois. Nous notons cependant une diminution des maxima atteint par les deux premiers modes alors que le maximum du troisième mode conserve une valeur identique et ceci pour les deux positions.

En effet, la sonde étant déplacée selon l'axe z , pour chacune des positions, elle reste baignée dans la zone de concentration du troisième mode. Ces résultats sont donc conformes aux expressions théoriques.

Nous remarquons également deux autres maxima pour la composante E_z , aux alentours de 280 MHz. Ceux-ci peuvent correspondre au quatrième mode de résonance situé aux alentours de 280 MHz. En effet, nous avons vu à travers les simulations présentées dans la section précédente, que le mode correspondant aux indices (1, 1, 1) était concentré à proximité des parois. Il devient donc observable dès lors que la sonde est éloignée du centre.

Les deux maxima observés, correspondent probablement aux deux modes TE et TM qui composent cette quatrième résonance. En théorie, une cavité parallélépipédique idéale, en matériaux parfaitement conducteur, est excitée selon ces deux modes à une fréquence unique. Cependant, en pratique, les parois ne sont pas parfaitement conductrices. Ainsi, l'énergie provenant de l'excitation de ces modes, n'est plus concentrée sur une fréquence unique mais s'avère distribuée sur une bande de fréquences étroite.

De plus, les parois ne sont probablement pas parfaitement planes et la distance entre deux parois opposées peut légèrement varier. Ainsi, ces types d'imperfections engendrent inévitablement un décalage entre les fréquences de résonance relevées expérimentalement et les fréquences de résonance théoriques.

Sachant qu'en théorie deux modes coexistent à cette fréquence, le décalage introduit par les imperfections peut parfaitement être différent pour chacun d'entre eux. Ainsi, ceci se traduit par une dissociation en fréquences de ces deux modes et par l'apparition de deux maxima.

III.3. Critères de caractérisation des chambres réverbérantes à brassage de modes

Nous avons montré que le bon fonctionnement des chambres réverbérantes repose sur une densité de modes élevée et un brassage de modes efficaces afin d'obtenir un bon recouvrement des modes. Cependant, d'autres aspects agissent sur ce niveau de recouvrement. En particulier, le coefficient de qualité de la chambre [SIA-1], qui traduit la dissipation d'énergie dans les parois ainsi que dans tous les éléments présents dans la chambre, intervient sur la largeur en fréquences des modes de résonance de la cavité. Le degré de recouvrement des modes est donc également lié à cette grandeur.

Ainsi, pour qualifier une CRBM, on se fonde sur un certain nombre de critères pouvant être mesurés et comparés à des grandeurs quantitatives de référence.

Dans les parties suivantes, nous décrirons en particulier les protocoles de mesures et les significations du coefficient d'efficacité de brassage et du coefficient de qualité.

III.3.a. Le coefficient de qualité

Le coefficient de qualité est un paramètre couramment utilisé pour caractériser une chambre réverbérante à brassage de modes. Ce paramètre reflète la capacité de la chambre à emmagasiner de l'énergie ainsi que la dissipation de puissance à l'intérieur de la cavité.

De manière générique, le facteur de qualité peut être exprimé ainsi [HIL-1]:

$$Q = \frac{\omega U}{P_d} \quad \text{Eq. III.3.1}$$

où: ω est la pulsation, U est l'énergie emmagasinée et P_d est la puissance dissipée.

En pratique, selon le principe de conservation de l'énergie, la puissance dissipée est considérée équivalente à la puissance transmise par une antenne d'émission placée au sein de la chambre [HIL-2]. Si la valeur quadratique moyenne du champ électrique E_0^2 à l'intérieur de la cavité est constante dans tout le volume de la chambre, alors E_0^2 peut être relié à la puissance transmise P_t par le facteur Q .

En effet, dans ce cas la densité moyenne d'énergie dans la chambre $\langle W \rangle$ peut être exprimée par la relation (Eq. III.3.2) :

$$\langle W \rangle = E_0^2 \cdot \epsilon \quad \text{Eq. III.3.2}$$

où : ϵ est la permittivité du milieu.

De plus, l'énergie emmagasinée est relative au volume de la chambre et à la densité moyenne d'énergie. Elle peut être exprimée par l'équation (Eq. III.3.3) :

$$U = \langle W \rangle \cdot V = E_0^2 \cdot \epsilon \cdot V \quad \text{Eq. III.3.3}$$

où : V est le volume de la chambre.

Dès lors, si l'énergie transmise P_t est équivalente à l'énergie dissipée, à partir des équations (Eq. III.3.1) et (Eq. III.3.3), nous obtenons une nouvelle expression de E_0^2 (Eq. III.3.4).

$$E_0^2 = \frac{Q P_t}{\omega \varepsilon V} \quad \text{Eq. III.3.4}$$

Ainsi, en considérant une antenne bien adaptée dans la gamme de fréquences considérée, la puissance moyenne reçue par celle-ci est exprimée à l'aide de la relation Eq. III.3.5 [HIL-1].

$$\langle P_r \rangle = \frac{\lambda^2}{8 \pi} \cdot \frac{E_0^2}{Z_w} \quad \text{Eq. III.3.5}$$

où : Z_w est l'impédance de l'onde.

A partir de la relation (Eq. III.3.4), nous obtenons une nouvelle expression du coefficient de qualité en fonction des puissances reçue et transmise:

$$Q = \frac{16 \pi^2 V}{\lambda^3} \cdot \left\langle \frac{P_r}{P_t} \right\rangle \quad \text{Eq. III.3.6}$$

Le protocole de mesure du coefficient de qualité consiste donc à placer deux antennes de référence au sein de la cavité. L'une d'entre elle est utilisée en émission et l'autre en réception. Pour plusieurs positions de brasseur, une puissance constante P_{in} est injectée au niveau de l'antenne d'émission et le signal reçu par l'antenne de réception est récupéré. Pour chaque position de brasseur, les valeurs des puissances transmise P_t et reçue P_r sont obtenues en appliquant les facteurs d'antennes aux puissances injectée et mesurée. Le rapport moyen entre ces deux puissances est alors obtenu en calculant la moyenne des rapports mesurés pour les différentes positions de brasseur testées. Cependant, les puissances reçue et transmise peuvent également être exprimées à partir des paramètres S mesurés entre deux antennes à l'aide des expressions suivantes :

$$P_r = P_{in} \cdot |S_{21}|^2 \quad \text{Eq. III.3.7}$$

$$P_t = P_{in} \cdot (1 - |S_{11}|^2) \quad \text{Eq. III.3.8}$$

où : P_{in} est la puissance injectée.

Le coefficient de qualité peut alors être déterminé en mesurant les paramètres S entre les deux antennes et en employant la relation suivante :

$$Q_{mes} = \frac{16 \pi^2 V}{\lambda^3} \cdot \left\langle \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \right\rangle \quad \text{Eq. III.3.9}$$

Le coefficient de qualité ainsi obtenu constitue un coefficient de qualité **moyen** car cette expression fait intervenir le rapport moyen entre les puissances reçue et transmise. Cependant, dans certains cas, il est peut être intéressant d'observer le coefficient de qualité maximum ou minimum, obtenu à partir de la valeur maximale ou minimale du rapport entre les puissances reçue et transmise sur un tour de brasseur.

Une estimation théorique du coefficient de qualité maximum peut être obtenue [HIL-3]. Celle-ci permet de quantifier les contributions des différents types de pertes.

En effet, il existe plusieurs sources de dissipation de l'énergie. En reprenant les théories développées sur les CRBM par le NIST [HIL-2], quatre types de pertes sont envisagés. Il s'agit des pertes associées à la dissipation d'énergie dans les parois P_{d1} , des pertes engendrées par les ouvertures P_{d2} , des pertes dues à l'absorption d'énergie par les objets présents dans la chambre P_{d3} et de celles dues aux charges des antennes de réception P_{d4} .

Les pertes totales s'expriment en fonction de chacune de ces pertes (Eq. III.3.10) :

$$P_{dt} = P_{d1} + P_{d2} + P_{d3} + P_{d4} \quad \text{Eq. III.3.10}$$

et chacune de ces pertes introduit un coefficient de qualité partiel (Eq. III.3.11) :

$$Q_1 = \frac{\omega U}{P_{d1}}, \quad Q_2 = \frac{\omega U}{P_{d2}}, \quad Q_3 = \frac{\omega U}{P_{d3}}, \quad Q_4 = \frac{\omega U}{P_{d4}} \quad \text{Eq. III.3.11}$$

Le coefficient de qualité théorique résultant peut être obtenu ainsi (Eq. III.3.12) :

$$Q_t^{-1} = Q_1^{-1} + Q_2^{-1} + Q_3^{-1} + Q_4^{-1} \quad \text{Eq. III.3.12}$$

Les pertes P_{d1} associées à la dissipation d'énergie dans les parois, ont été exprimées en considérant des parois fortement conductrices, où l'onde réfléchiée par les parois peut être exprimée en fonction de l'onde incidente et du coefficient de réflexion. Ainsi, une expression approchée de Q_1 a été obtenue en fonction de la surface des parois [HIL-3].

$$Q_1 = \frac{3V}{2\mu_r \delta A} \quad \text{Eq. III.3.13}$$

où : V est le volume de la chambre, A est la surface des parois, μ_r et δ sont la perméabilité relative et l'épaisseur de peau du métal des parois.

Dans l'utilisation classique des CRBM, aucun objet en matériaux particulièrement absorbants n'est introduit dans la chambre (cônes absorbants...) et la chambre ne possède pas d'ouvertures spécifiques. Ainsi, dans la majeure partie des cas, les pertes associées aux objets présents dans la CRBM et les pertes associées aux ouvertures peuvent être négligées. En revanche, en pratique, les joints qui recouvrent les bordures de la porte peuvent constituer des sources de dissipation d'énergie relativement conséquentes. Ces sources de dissipation ne sont cependant pas prises en compte.

Concernant la puissance dissipée dans les antennes de réflexion, elle peut être évaluée à partir d'une expression approchée fonction de l'efficacité des antennes :

$$Q_4 = \frac{16\pi^2 V}{m\eta\lambda^3} \quad \text{Eq. III.3.14}$$

où : m définit l'adaptation de l'antenne et η caractérise son efficacité. Pour une antenne logpériodique, l'efficacité de l'antenne est considérée égale à 0,75 et pour un cornet, elle est considérée égale à 1.

En calculant les coefficients de qualité associés aux antennes et aux parois, le coefficient de qualité théorique total peut être obtenu. Celui correspond au coefficient de qualité maximum pouvant être mesuré.

Nous avons pris pour exemple la CRBM de l'UTAC (Union Technique de l'Automobile, du motorcycle et du Cycle) sur laquelle nous avons travaillé. Ses dimensions sont 4,22 x 3.72 x 3.07 m. En pratique, en dessous de 1 GHz, des antennes logpériodiques sont utilisées et au-dessus de 1 GHz, les mesures sont effectuées avec des cornets. En utilisant les valeurs d'efficacité attribuée aux deux types d'antenne utilisée en pratique, nous avons calculé les coefficients de qualité théoriques associés à l'antenne de réception et aux pertes dans les parois de la chambre et le coefficient de qualité théorique total.

Sur la figure III.11, nous avons représenté ces trois coefficients de qualité théoriques.

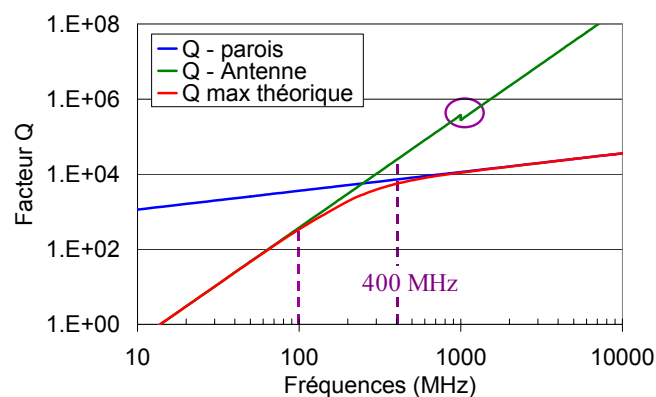


Figure III.11 : Coefficients de qualité théoriques

D'une part, le décalage observé sur le coefficient de qualité de l'antenne représenté par la courbe verte, correspond au passage de l'antenne logpériodique au cornet. En effet, dans l'expression théorique intervient l'efficacité de l'antenne qui vaut 0.75 pour une antenne logpériodique et 1 pour un cornet. Cependant, nous voyons que ce décalage n'est pas répercuté sur le coefficient de qualité total de la chambre.

D'autre part, ces courbes montrent qu'en basses fréquences, les pertes liées à la dissipation d'énergie dans l'antenne de réception prédominent et déterminent la valeur maximale du coefficient de qualité total. Puis, à partir de 100 MHz, la dissipation d'énergie dans les parois commence à affecter le coefficient de qualité maximum. Enfin au-delà de 400 MHz, les pertes associées aux antennes deviennent parfaitement négligeables.

III.3.b. Le brassage et le coefficient d'efficacité de brassage

Le principe de fonctionnement des chambres réverbérantes réside dans l'exploitation des modes de résonance des cavités métalliques. Cependant, les fréquences auxquelles une cavité est mise en résonance sont des valeurs déterministes définies par les dimensions de la cavité. Un moyen de modifier les valeurs des fréquences de résonances, sans changer les dimensions de la cavité, est de modifier légèrement les conditions aux limites en introduisant un élément métallique de surface suffisante au sein de la cavité. C'est pourquoi les CRBM sont équipées d'un ou plusieurs brasseurs de modes. Ceux-ci sont fixés sur des axes rotatifs qui permettent de leur conférer différentes orientations. La présence du brasseur de modes engendre des décalages sur les fréquences de résonance et ces décalages peuvent varier avec la position du

brasseur. On espère ainsi, que chacune des fréquences explorées, au-delà d'une fréquence limite inférieure, peut correspondre à un mode de résonance pour une position appropriée du brasseur.

Le coefficient d'efficacité de brassage couramment appelé « Stirring Ratio » (SR), reflète la capacité du brasseur de modes à modifier les conditions aux limites sur un tour de brasseur et donc les fréquences de résonance de la cavité.

Le SR est obtenu en observant la puissance transmise entre une antenne de réception et une antenne d'émission placées dans la chambre, sur une révolution complète de brasseur [MUS-2]. Pour chacune des positions du brasseur, la puissance reçue par l'antenne de réception est mesurée pour une puissance injectée constante dans l'antenne d'émission. Les puissances maximum $P_{reçMAX}$ et minimum $P_{reçMIN}$ reçues par l'antenne de réception au cours d'une révolution complète de brasseur sont conservées et le SR est obtenu en effectuant le rapport entre ces deux puissances.

$$SR = \frac{P_{reçMAX}}{P_{reçMIN}} \Big|_{1\text{révolution}} \quad \text{Eq. III.3.15}$$

Cependant, la puissance reçue peut être exprimée en fonction de la puissance injectée et du paramètre S_{21} de transmission entre les antennes de réception et d'émission.

$$P_{reçue} = P_{inj} |S_{21}|^2 \quad \text{Eq. III.3.16}$$

Le SR peut donc être calculé en relevant les valeurs maximale et minimale du paramètre S_{21} sur un tour de brasseur.

$$SR = \frac{|S_{21MAX}|^2}{|S_{21MIN}|^2} \Big|_{1\text{révolution}} \quad \text{Eq. III.3.17}$$

IV. LA CELLULE TEM TRIDIMENSIONNELLE

Dans les paragraphes précédents, nous avons obtenu que les principes de fonctionnement des CRBM et des cellules TEM sont exploitables dans des gammes de fréquences différentes. De plus, les tests pratiqués en cellule TEM nécessitent de modifier la position de l'EST au sein de la cellule pour obtenir sa caractérisation tridimensionnelle. C'est à partir de ce constat que la cellule TEM Tridimensionnelle (TEM 3D) a été imaginée [KLI-1].

Le modèle générique de cellule TEM 3D a été conçu pour tenter de regrouper en un seul moyen d'essai, les propriétés électromagnétiques des CRBM exploitables dans les hautes fréquences et celles des cellules TEM exploitables dans les basses fréquences. De plus, pour l'exploitation du principe TEM dans les basses fréquences, trois septa ont été insérés au sein de la cavité, ceci afin de caractériser un équipement selon trois plans de polarisation sans devoir le manipuler [KLI-4] [KLI-5].

Un dispositif relativement proche a été envisagé antérieurement au sein du NIST [CRA-2]. Cependant, la configuration adoptée ne permet pas de générer les trois composantes de champs électrique et magnétique nécessaires à la caractérisation tridimensionnelle d'un équipement. Néanmoins, ces travaux seront rappelés dans la section suivante.

Jusqu'à présent, deux versions de cellule TEM 3D ont été réalisées. La première est un prototype générique parallélépipédique, regroupant le principe de cavité hybride TEM/Réverbérante et le principe de cellule TEM tridimensionnelle [KLI-2]. La seconde version est un prototype cubique, destiné à fonctionner uniquement en basses fréquences, selon le principe TEM tridimensionnelle [DEN-1].

IV.1. La chambre TEM/Réverbérante développée par le NIST

En raison des multiples intérêts que présentent les chambres réverbérantes à brassage de modes, des travaux ont été effectués au sein du NIST dans les années 90 pour tenter de remédier à leurs limitations en basses fréquences.

L'objectif premier était d'équiper les parois internes d'une CRBM de plusieurs plans conducteurs qui permettraient d'exploiter la propagation du mode TEM pour les tests en basses fréquences et de disposer d'un moyen d'essai qui couvrirait une large gamme de fréquences allant de 10 kHz à 40 GHz [CRA-3].

Les chercheurs du NIST prévoyaient d'installer ce dispositif au sein d'une CRBM de dimensions 13,1 x 24,1 x 38,7 m. Cependant, l'unique modèle réalisé est une version réduite à une échelle 1/10^{ème} du modèle initialement envisagé. Celui-ci est une cavité parallélépipédique métallique équipée de deux brasseurs de modes et de trois septa, disposés comme l'indique la figure IV.1.

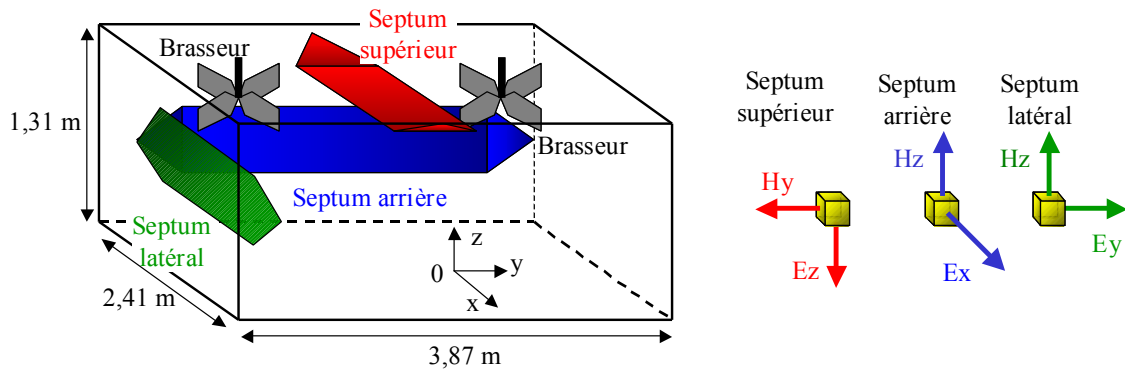


Figure IV.1: CRBM équipée de septa permettant de l'exciter en mode TEM

La structure du septum latéral est parfaitement plate et celui-ci est fixé à la paroi du fond à l'une de ses extrémités et à la paroi avant à l'autre extrémité. En revanche, le septum supérieur est fixé à la paroi supérieure à ses deux extrémités. Il comporte ainsi deux sections transitoires qui ne sont pas dans le plan que sa partie centrale. De même pour le septum arrière, qui est fixé à la paroi du fond à chacune de ses extrémités.

Nous voyons que ces trois septa permettent de générer trois composantes de champ électrique orthogonales. Cependant, concernant le champ magnétique, la structure n'est pas complète. En effet, nous voyons que les septa latéral et arrière permettent tous deux de générer une composante de champ magnétique verticale. Ainsi, le dispositif ne possède pas de plan de couplage magnétique correspondant à la direction $0x$.

IV.2. Le prototype générique de cellule hybride TEM/Réverbérante

Le premier prototype réalisé à l'INRETS selon le principe TEM tridimensionnel, considère également une cavité métallique parallélépipédique incluant trois septa fixés sur trois parois orthogonales [KLI-6].

D'une part, la structure parallélépipédique a été choisie afin d'augmenter le nombre de modes de résonance pour l'exploitation du principe réverbérant dans les hautes fréquences. D'autre part, ce prototype inclut trois septa permettant de générer trois composantes orthogonales de champs électrique et magnétique. En effet, à la différence du modèle étudié par le NIST, les trois septa ont été installés de sorte que leur axes longitudinaux respectifs soient deux à deux orthogonaux entre eux. Ceci permettant de disposer de trois plans de couplages électromagnétiques parfaitement distincts et de caractériser l'EST selon trois plans de polarisation sans réorientations de l'EST. Ce premier prototype est représenté figure IV.2.

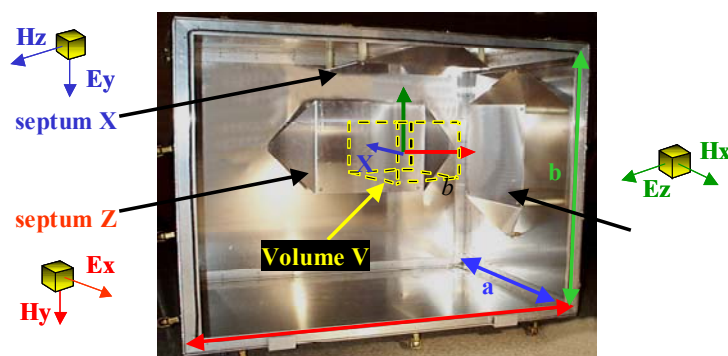


Figure IV.2: Premier prototype de cellule hybride TEM tridimensionnelle

Sur la figure IV.2, nous avons associé un repère orthonormé à la cavité, tel que l'axe X est parallèle à la plus petite arête et l'axe Z est parallèle à la plus grande arête de la cavité. Ce premier prototype est un modèle générique non optimisé, développé pour définir le principe de combinaison des deux fonctionnements et mettre en évidence les problèmes pouvant être rencontrés [KLI-2] [KLI-6].

Dans ce modèle, les septa sont disposés de manière dissymétrique au sein de la cavité et le volume de test est situé au centre des trois septa. Chaque septum est équipé de deux connecteurs à ses extrémités permettant d'y connecter des équipements de mesures ou des charges. Les trois septa identiques sont composés d'une partie centrale de 40 x 40 cm de section constante et de deux parties triangulaires. Ces dernières sont des parties transitoires qui jouent le rôle d'adaptation entre les connecteurs de petite section circulaire et les parties centrales des septa de section rectangulaire. Les différentes dimensions des septa sont reportées figure IV.3.

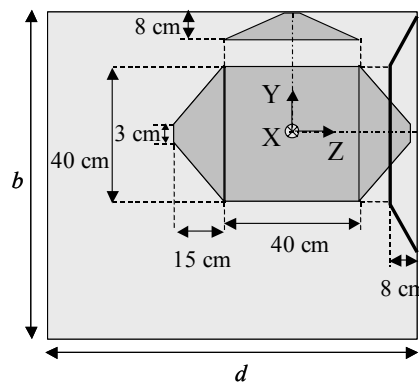


Figure IV.3: Vue de face du premier prototype de cellule hybride TEM tridimensionnelle

Dans un premier temps, ce prototype a permis d'observer le niveau d'adaptation des septa. En effet, contrairement aux cellules TEM, les trois septa ne sont pas installés symétriquement au sein de la cellule et il est impossible de suivre les règles classiquement exploitées en cellule TEM pour les dimensionner. La méthode utilisée pour observer leur niveau d'adaptation, consiste à mesurer le niveau de réflexion à chaque extrémité des septa. Pour cela un analyseur de réseaux, permettant de mesurer les paramètres S de réflexion et de transmission, est successivement connecté aux différents ports de la cellule tandis que les autres ports sont chargés sur 50 Ω.

Les significations des paramètres S de réflexion et de transmission d'un quadripôle tel qu'un septum, sont rappelées figure IV.4.

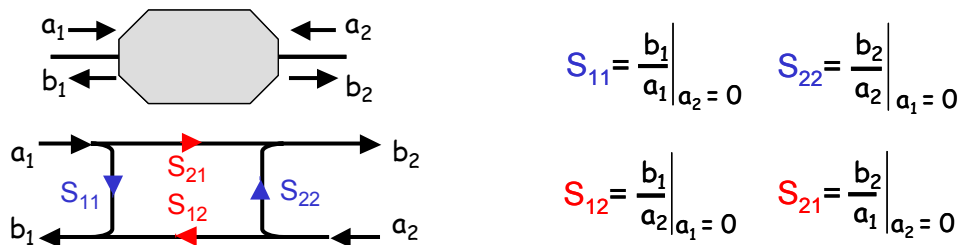


Figure IV.4: Significations des paramètres S de réflexion et de transmission

Les paramètres de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{12}) mesurés pour le septum Z sont donnés figure IV.5 pour les fréquences inférieures à 400 MHz.

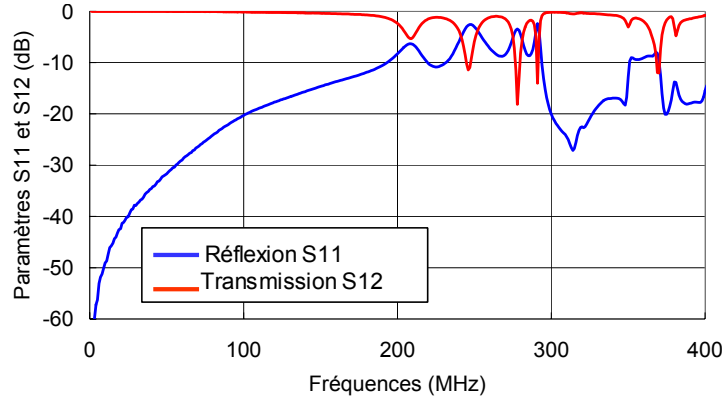


Figure IV.5: Mesures des paramètres S de réflexion et de transmission du septum Z de la cellule TEM-3D

L'impact de la première fréquence de résonance de la cavité sur ces deux paramètres apparaît clairement dans ces résultats. En effet, nous notons une première variation brutale des valeurs des deux paramètres S aux alentours de 207 MHz. Au-delà de cette fréquence, nous observons l'influence des modes de résonance suivants.

Ces résultats montrent également que le septum Z est bien adapté jusqu'à 100 MHz puisqu'en dessous de cette fréquence le coefficient de réflexion est inférieur à -20 dB. Cependant, une meilleure adaptation pourrait permettre de maintenir un niveau de réflexion faible jusqu'à une fréquence proche de la première fréquence de résonance de la cavité.

Des mesures de rayonnement comparatives d'un équipement sous test, ont également été réalisées au sein du prototype et au sein d'une cellule TEM conventionnelle, ceci afin d'observer la reproductibilité des mesures d'un moyen d'essai à l'autre [KLI-2] [EGO-1]. De plus, trois séries de mesures ont été effectuées dans chacune des cavités afin de comparer le niveau de répétabilité obtenu dans le prototype à celui obtenu en cellule TEM. L'équipement testé est une carte électronique industrielle de 12 cm par 16 cm.

En cellule TEM, trois tests identiques ont été effectués en respectant le protocole de mesures décrit paragraphe II.3. Pour chaque test, l'EST a donc été placé successivement dans trois positions orthogonales. La puissance totale rayonnée a été calculée à partir des tensions mesurées aux extrémités du septum pour chaque position et de la relation suivante explicitée dans la section II.3.

$$P_t = \frac{80\pi^2}{\lambda^2 e_0^2} (P_{a1} + P_{b1} + P_{a2} + P_{b2} + P_{a3} + P_{b3}) \quad \text{Eq. IV.2.1}$$

La valeur du champ normalisé e_0 pour une puissance injectée de 1 Watt intervient dans cette relation. En cellule TEM, cette valeur est obtenue en considérant la distance h entre le septum et la paroi inférieure de la cellule et l'impédance caractéristique Z_c de la cellule TEM.

$$e_0 = \frac{\sqrt{P Z_c}}{h} \quad \text{Eq. IV.2.2}$$

Sachant que Z_c vaut 50Ω et la distance h est égal à 29 cm, la valeur de e_0 est de 24.4 V/m.

Les tests effectués en cellule TEM 3D ne nécessitent pas de modifier l'orientation de l'objet au sein de la cavité pour recueillir la puissance totale rayonnée. En effet, pour les trois séries de tests, les tensions apparaissant aux extrémités des trois septa ont été relevées en maintenant une position fixe de l'équipement. Cependant, nous avons souhaité vérifier que le spectre de

puissance rayonnée, extrait des mesures effectuées aux extrémités des septa, était indépendant de l'orientation donnée à l'équipement sous test. Par conséquent, entre chacun des trois tests, l'orientation de l'équipement au sein de la cavité a été modifiée, afin de vérifier si celle-ci pouvait influencer sur le résultat obtenu.

Par la suite, le calcul de puissance totale rayonnée a été effectué selon le même principe que pour les tests réalisées en cellule TEM. A la différence près, qu'en cellule TEM 3D, les distances h entre chacun des septa et leur paroi opposée sont différentes dans les trois axes. Ainsi, trois valeurs différentes de champ normalisé e_{0x} , e_{0y} et e_{0z} correspondant aux trois axes, doivent être prises en compte. De plus, en cellule TEM 3D, le volume d'essai n'est pas basé au centre de la cavité. L'EST n'est donc pas positionné à mi-distance entre chacun des septa et la face de la cavité qui leur est opposé. Dès lors, la valeur du champ normalisé au point de situation de l'équipement ne peut être obtenu de la même manière qu'en cellule TEM.

Une estimation des trois valeurs de champs normalisés e_{0x} , e_{0y} et e_{0z} selon les trois axes définis figure IV.2 au point central du volume d'essai, a été acquise par simulation électrostatique [KLI-2]. Les trois valeurs obtenues sont respectivement 8,50, 9,32 et 9,35 V/m et le spectre de puissance totale rayonnée a été calculé à l'aide de la relation suivante.

$$P_t = \frac{80\pi^2}{\lambda^2 e_{0z}^2} (P_{x1} + P_{x2}) + \frac{80\pi^2}{\lambda^2 e_{0y}^2} (P_{y1} + P_{y2}) + \frac{80\pi^2}{\lambda^2 e_{0x}^2} (P_{z1} + P_{z2}) \quad \text{Eq. IV.2.3}$$

où : (P_{x1}, P_{x2}) , (P_{y1}, P_{y2}) et (P_{z1}, P_{z2}) sont respectivement les tensions mesurées aux deux extrémités des septa X, Y et Z.

Les spectres de rayonnement mesurés en cellule TEM et en cellule TEM 3D sont donnés figures IV.6 et IV.7 pour les trois séries de tests réalisées dans chacun des moyens d'essai.

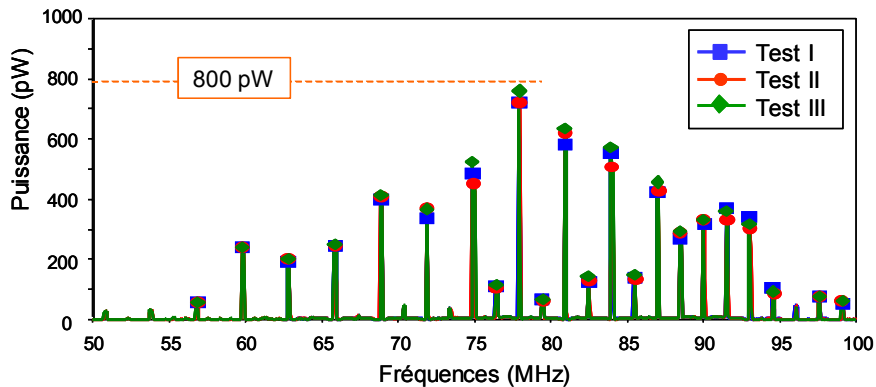


Figure IV.6: Mesures de puissance totale rayonnée effectuées en cellule TEM

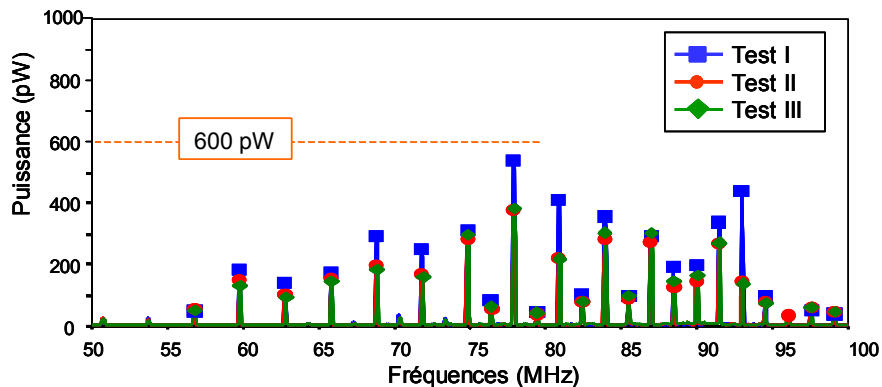


Figure IV.7: Mesures de puissance totale rayonnée effectuées en cellule TEM 3D

En comparant les deux graphiques, des problèmes de reproductibilité entre les résultats obtenus dans le prototype et dans une cellule TEM conventionnelle apparaissent. En effet, le niveau de rayonnement maximal relevé en cellule TEM est proche de 800 pW pour 600 pW en cellule TEM 3D.

De plus, en observant sur la figure IV.6 les trois spectres obtenus dans la cellule TEM, nous notons que les trois séries de tests donnent des résultats très similaires. Ceci révèle une bonne répétabilité des mesures pratiquées en cellule TEM. En revanche, sur la figure IV.7, les résultats recueillis à l'issue des trois tests en cellule TEM 3D, présentent des écarts conséquents sur certaines raies. Ceci reflète un problème de répétabilité dans le sens où le résultat recueilli est visiblement dépendant de la position choisie pour l'EST.

En pratique, l'utilisation d'une cavité parallélépipédique présente un avantage pour le fonctionnement réverbérant mais un inconvénient pour le fonctionnement TEM 3D. En effet, nous avons vu qu'en raison des dimensions différentes de la cavité selon les trois axes, pour une puissance identique injectée sur les trois septa, à une même distance des trois septa, la valeur du champ normalisé est différente dans les trois directions. De même, le gradient de champ obtenu entre le centre du volume d'essai et les différents septa varie avec la direction. Ainsi, en raisonnement inverse, en raison de cette différence de gradient, le rayonnement émanant d'une des faces d'un EST ne peut induire le même signal sur chacun des trois septa y compris si cette face est successivement positionnée de manière identique par rapport aux trois septa. Alors, le rayonnement mesuré devient dépendant du choix de position de l'EST.

IV.3. Le prototype de cellule TEM tridimensionnel cubique

Un nouveau prototype cette fois industriel, a été construit afin d'optimiser le fonctionnement TEM tridimensionnel sans chercher à exploiter le fonctionnement réverbérant dans les hautes fréquences. Il s'agit d'une cellule cubique de 1 m de côté, représentée sur la figure IV.8, dont les angles sont tronqués sur 10 cm [KLI-6][KLI-7].

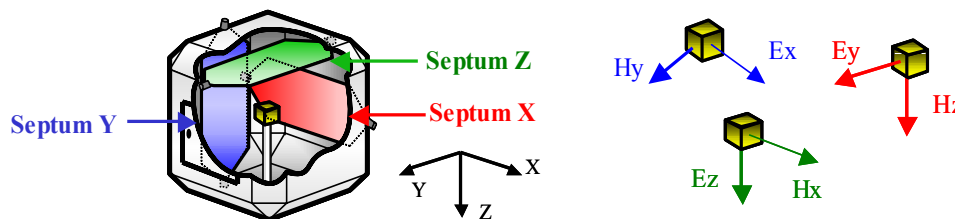


Figure IV.8: Représentation du premier prototype industriel

Sur cette représentation, nous observons que les angles tronqués permettent d'insérer des septa plats à l'intérieur de la cellule. De plus, ce modèle cubique possède une situation parfaitement symétrique selon les trois axes. Ceci constitue une propriété particulièrement intéressante pour le fonctionnement en mode TEM. En effet, les gradients de champs sont parfaitement identiques dans les trois directions.

Cette cavité a été livrée sans septa. Ses angles tronqués permettent d'y introduire jusqu'à six septa plats. En pratique, pour un fonctionnement en mode TEM tridimensionnel, trois septa suffisent afin de définir trois plans de polarisation orthogonaux. Néanmoins, l'intégration de trois septa supplémentaires (figure IV.9) alimentés en opposition de phase par rapport au septa symétriquement opposé dans la cavité, peut permettre de corriger les divergences des lignes de champs à l'intérieur de la cavité pour une application en immunité.

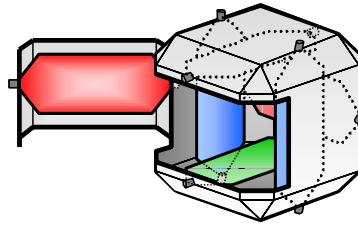


Figure IV.9: Représentation du prototype cubique à six septa

De plus, pour les tests de rayonnement, l'obtention du spectre de rayonnement d'un équipement sous test, à partir des tensions relevées sur les douze ports des six septa, au lieu des six ports de la cellule à trois septa peut également présenter certains avantages. En effet, nous savons que pour les tests qui exploitent la propagation du mode TEM, une légère modification de la position de l'équipement peut engendrer une variation du résultat final. Or, à partir d'une structure à six septa, un léger décalage de l'équipement sous test par rapport à un septum donné a toutes les chances d'être compensé par la présence du septum qui lui est opposé. Ainsi, la mesure de spectre de rayonnement pourrait être moins affectée par d'éventuelles imprécisions quant au positionnement de l'équipement.

La première étape d'optimisation envisagée consiste à définir le positionnement, la géométrie et les dimensions optimum des septa afin d'étendre le volume d'essai au sein de la cellule et d'augmenter la fréquence limite supérieure [DEN-2]. En termes d'objectifs, ceci passe par la réduction des disparités en termes d'impédance caractéristique et de niveau de champ le long de la cellule.

Nous avons alors cherché à établir une première règle de dimensionnement des septa en fonction des dimensions extérieures de la cavité, qui garantisse une adaptation correcte. Pour cette première étape, nous nous sommes inspiré des travaux effectués au début des cellules TEM afin de les caractériser et de les optimiser [DEN-3]. Dans le chapitre suivant, à partir de l'étude bibliographique effectuée sur les cellules TEM, nous allons présenter les méthodes proposées pour déterminer les dimensions optimales des septa.

V. CONCLUSION

Les propriétés électromagnétiques exploitées lors des tests de CEM réalisées en cellule TEM ont été rappelées. Nous avons vu que ces tests reposaient sur l'exploitation du mode TEM propagé et que l'utilisation des cellules TEM était alors restreintes aux fréquences inférieures à la première fréquence de résonance de la cavité. Dès lors que le rayonnement émanant d'un EST respecte une propagation TEM au sein de la cellule, les signaux qu'il induit sur le septum de la cellule TEM permettent de reconstituer le spectre de puissance totale rayonnée de l'équipement testé.

Cependant, le courant induit sur le septum qui résulte du couplage entre l'EST et le septum, dépend également du couplage entre l'EST et les parois de la cellule. Les niveaux de couplage entre l'EST et les parois et entre l'EST et le septum varient avec les dimensions, la position et la composition de l'équipement. En pratique, le couplage entre l'EST et le septum doit être privilégié devant le couplage entre l'EST et les parois, ce qui nécessite de définir un volume d'essai dans lequel l'EST doit être inclus. Pour les tests d'immunité, ce volume d'essai correspond au volume dans lequel le champ électrique est homogène et orthogonal au septum.

Contrairement aux cellules TEM, les CRBM sont exploitables en hautes fréquences puisque leur utilisation repose sur l'exploitation d'un régime d'ondes stationnaires. Le bon fonctionnement de ce moyens d'essai nécessite une densité de modes suffisante, qui est généralement atteinte à partir d'une fréquence six ou sept fois supérieure à la première fréquence de résonance de la cavité. Le recouvrement des modes en fréquence est optimisé à l'aide d'un brasseur de modes mobile. En effet, les conditions aux limites qui définissent la distribution du champ au sein de la chambre aux fréquences de résonance, peuvent être légèrement modifiées par de petites variations de la position du brasseur de modes. Ainsi, les fréquences auxquelles la CRBM entre en résonance sont également légèrement modifiées.

Dès lors, la répartition spatiale du champ électromagnétique au sein de la cavité devient statistiquement isotrope. Cette propriété permet alors de tester la susceptibilité d'un EST selon toutes les incidences de champ électromagnétique sans la nécessité de modifier sa position. Les propriétés que doit regrouper une CRBM pour que son fonctionnement soit correct, sont vérifiées à travers la mesure de certains critères indirects de caractérisation tels que les coefficients de qualité et d'efficacité de brassage.

Nous avons ensuite introduit deux nouveaux concepts reposant sur ces deux modes de fonctionnement TEM et réverbérant.

Le premier vise à étendre la gamme de fréquences d'exploitation des moyens d'essai en s'orientant vers une cellule hybride TEM/Réverbérante. Ce concept propose de regrouper les éléments nécessaires à l'exploitation du fonctionnement réverbérant et du fonctionnement TEM au sein d'une cavité unique. Le second concept vise à améliorer les tests reposant sur la propagation TEM en basses fréquences, en disposant d'un moyen d'essai qui comporte trois septa et permet d'effectuer une caractérisation tridimensionnelle d'un EST sans nécessité de modification de son orientation.

Le premier prototype réalisé pour estimer la faisabilité de ces principes est cavité parallélépipédique métallique incluant trois septa fixés sur trois parois orthogonales. Des mesures de rayonnement comparatives ont été effectuées dans ce prototype et au sein d'une cellule TEM conventionnelle. Ces résultats ont montré que la géométrie parallélépipédique qui privilégie le fonctionnement réverbérant en offrant une densité de modes supérieure, nuit à l'exploitation du principe TEM tridimensionnel en basses fréquences. En effet, les trois dimensions de la cavité se traduisent par trois gradients de champ différents suivant les trois

axes principaux de la cavité. Ces trois gradients de champ perturbent l'isotropie de la mesure et le spectre de puissance totale rayonnée mesuré apparaît dépendant de la position donnée à l'EST.

Un second prototype cubique a alors été développé pour travailler sur l'optimisation du fonctionnement TEM tridimensionnel en basses fréquences. Cependant, en raison de sa structure cubique, l'utilisation de ce nouveau prototype suivant le concept hybride TEM/réverbérant n'a pas encore été envisagé. Les travaux d'optimisation réalisés sur ce nouveau prototype font l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE II

OPTIMISATION DE LA CELLULE TEM-3D CUBIQUE DESTINEE A UNE UTILISATION EN BASSES FREQUENCES

I. INTRODUCTION

Les tests pratiqués sur le premier prototype de cellule TEM tridimensionnelle ont montré que la structure parallélépipédique de la cavité présentait certains inconvénients pour l'exploitation du principe TEM tridimensionnel. En particulier, l'existence de trois gradients de champs de valeurs différentes selon les trois axes de la cellule nuit à l'isotropie des mesures. En raison de ces trois gradients de champs, le résultat de mesures peut être dépendant de l'orientation donnée à l'EST.

Un nouveau modèle cubique, destiné à fonctionner uniquement à des fréquences inférieures à la première fréquence de résonance de la cavité, a donc été envisagé pour travailler sur les premières étapes d'optimisation du principe tridimensionnel.

Ce nouveau modèle doit fonctionner sur le même principe qu'une cellule TEM conventionnelle, mais il doit regrouper les propriétés électromagnétiques de trois cellules TEM. Dans la mesure où le fonctionnement de ce moyen d'essai repose sur la propagation d'une onde TEM, il ne peut être exploité aisément que pour des fréquences inférieures à la première fréquence de résonance de la cavité.

Le prototype industriel de cellule TEM 3D cubique, présenté chapitre I, peut accueillir jusqu'à six septa. Sa structure cubique offre une situation parfaitement symétrique selon les trois axes, ce qui constitue une propriété particulièrement intéressante pour le fonctionnement en mode TEM.

La première étape d'optimisation consiste à définir le positionnement, la géométrie et les dimensions optimales des septa afin d'étendre le volume d'essai au sein de la cellule et d'augmenter la fréquence limite supérieure. Ces objectifs passent par la réduction des disparités d'impédance caractéristique le long de la cellule pour améliorer la transmission de puissance et par la réduction des divergences des lignes de champ électrique au sein de la cellule pour étendre le volume de champ homogène.

Dans un premier temps, nous avons cherché à réduire les disparités d'impédance pouvant induire des phénomènes de réflexion le long des septa. Le niveau de ces réflexions peut être connu en mesurant les coefficients de réflexion aux extrémités des septa. Nous avons donc recherché la géométrie des septa qui permet de conserver ces coefficients de réflexion inférieurs à -20 dB sur la plus large bande de fréquences possible. Pour cette étape, nous nous sommes inspirés de travaux antérieurs effectués sur les cellules TEM afin de les caractériser et de les optimiser.

Dans la première partie de ce chapitre, nous reviendrons sur la géométrie des cellules TEM conventionnelles et nous évoquerons les raisons qui motivent le choix d'une telle géométrie. Ensuite, nous mettrons en évidence les similitudes et les différences existants entre les cellules TEM conventionnelles et la cellule TEM 3D cubique. Nous chercherons à comprendre de quelle manière ces différences peuvent agir sur l'environnement électromagnétique recherché à l'intérieur de la cavité.

En seconde partie, les approches théoriques utilisées pour la détermination de l'impédance caractéristique de la cellule TEM conventionnelle seront rappelées en détail. De manière plus générale, quelques travaux effectués sur les lignes coaxiales rectangulaires seront également présentés. Ceci afin d'obtenir une large description de l'ensemble des phénomènes électromagnétiques pouvant apparaître dans ce type de structure et de connaître les conditions

que doivent vérifier les dimensions de la structure pour pouvoir négliger certains de ces phénomènes.

Dans la partie suivante, nous adapterons ces méthodes au cas de la cellule TEM 3D, tout en considérant ses spécificités géométriques. Dans un premier temps, le cas de la cellule TEM 3D cubique comportant un unique septa, sera traité. Puis, nous chercherons à prendre en compte la présence des six septa dans cette approche analytique. Les améliorations apportées par l'utilisation de cette démarche analytique seront illustrées par des résultats de simulations.

Par la suite, sachant que contrairement aux cellules TEM, les septa ne peuvent être positionnés symétriquement au sein de la cellule TEM 3D, nous étudierons leur géométrie longitudinale. Nous chercherons le meilleur profil que peuvent adopter les septa à leurs extrémités afin d'améliorer l'adaptation en sortie.

II. DESCRIPTIONS GEOMETRIQUES DES CELLULES TEM CONVENTIONNELLES ET CUBIQUES TEM 3D

La cellule TEM comporte deux sections pyramidales à chaque extrémité du tronçon central. Sur la figure II.1, nous avons représenté une cellule TEM de manière décomposée.

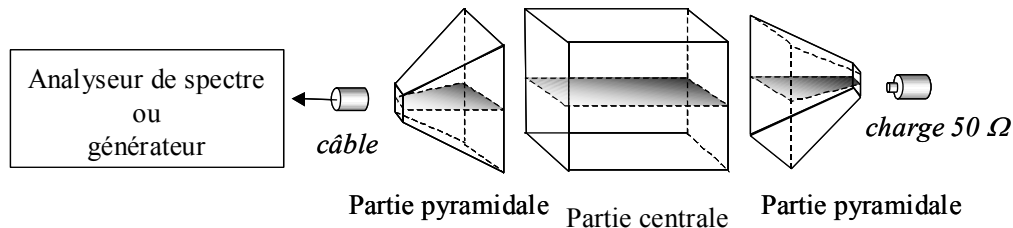


Figure II.1: Décomposition de la cellule TEM

Dans la partie centrale de l'enceinte, nous souhaitons retrouver une onde TEM caractérisée par un champ électrique orthogonal au septum et par un champ magnétique transversal au septum et à la direction de propagation.

Cette partie centrale est parfaitement symétrique de part et d'autre du septum et possède des dimensions transversales constantes. Ainsi, le courant évoluant le long du septum observe des caractéristiques identiques de part et d'autre du septum et évolue dans un milieu homogène tout au long du tronçon central. De plus, dans ce tronçon central, la longueur du septum est semblable à la longueur du conducteur extérieur. Les temps de parcours des charges le long du septum et du conducteur extérieur sont donc identiques. Ceci constitue une propriété nécessaire pour conserver des lignes de champs verticales tout le long du tronçon central.

Néanmoins, le branchement sur les équipements de mesures nécessite le passage par un câble coaxial, de section circulaire de petites dimensions pouvant être connecté aux deux extrémités de la cellule.

Les parties pyramidales, situées de part et d'autre du tronçon central, sont des parties transitoires permettant de passer progressivement d'une ligne à section circulaire de petites dimensions à une ligne à section rectangulaire de grandes dimensions. Elles permettent ainsi d'éviter des changements brutaux de géométrie pouvant induire des phénomènes de réflexion importants le long de la ligne.

Cependant, les transitions pyramidales constituent une augmentation du temps de parcours des charges le long du conducteur extérieur par rapport au temps de parcours le long du septum. Ainsi, des divergences de champs apparaissent inévitablement aux deux extrémités du tronçon central.

En revanche, en l'absence de ces transitions, si la partie centrale est refermée à chaque extrémité sur des parois verticales, l'écart entre les temps de parcours le long des conducteurs interne et externe est plus important. Dans ce cas, la divergence des lignes de champs au sein de la partie centrale est accentuée. Le volume, dans lequel les lignes de champ sont parfaitement verticales, peut donc être fortement réduit.

Ceci est illustré figure II.2.

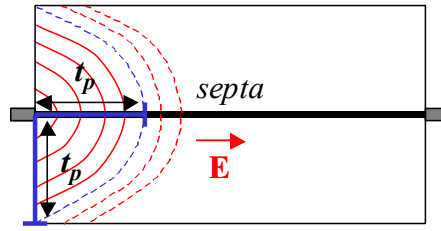


Figure II.2: Répartition des lignes de champ dans le cas d'une cellule parallélépipédique

Les transitions pyramidales permettent d'atténuer cet effet comme le montre la figure II.3, où sont représentées les lignes de champ électrique dans la coupe longitudinale de la cellule.

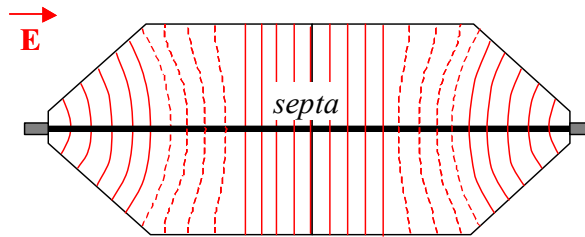


Figure II.3: Représentation des lignes de champ électrique dans le plan longitudinal de la cellule TEM

Néanmoins, en raison des conditions aux limites imposées par les parties pyramidales, les lignes de champ ne peuvent être parfaitement verticales aux deux extrémités du tronçon central. Nous ne pouvons donc pas considérer que nous disposons de lignes de champs verticales tout au long de la partie centrale de la cellule. De plus, les angles du conducteur extérieur sont des sources de diffraction pour les ondes électromagnétiques propagées à l'intérieur du volume. Ceux-ci peuvent engendrer une modification de la distribution du champ à l'intérieur de la cellule et des phénomènes de réflexion. Ces phénomènes sont d'autant plus prononcés que les angles rencontrés sont aigus et donc que la pente de la partie pyramidale est importante.

Nous avons rappelé dans le premier chapitre, que des problèmes de divergence des lignes de champ existent également dans la coupe transversale de la partie centrale de la cellule TEM. Ceci résulte des conditions aux limites imposées par les parois verticales de la partie centrale, illustrées par la figure II.4.

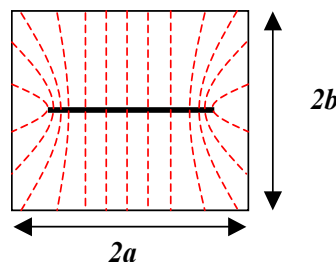


Figure II.4: Répartition des lignes de champ électrique dans la section transversale de la cellule TEM

Dans la coupe transversale, la répartition des lignes de champs va dépendre des dimensions transversales $2a$ et $2b$ du conducteur extérieur et des dimensions du septum (largeur et épaisseur). Par conséquent, puisque l'objet à tester doit être placé dans une zone de champ homogène, le volume exploitable pour la mesure dépendra aussi de ces paramètres. Tous ces phénomènes qui doivent être considérés pour définir le volume de test de la cellule, devront également être pris en compte dans les travaux d'optimisation de la cellule TEM 3D.

De nombreux travaux ont donc été effectués sur les cellules TEM classiques afin d'optimiser leur fonctionnement. Dans l'ensemble de ces travaux, plusieurs aspects ont été traités. Certaines de ces études visaient à déterminer la fréquence de coupure de la cellule pour tenter d'étendre la bande de fréquences d'utilisation. Certaines traitaient de la détermination de l'expression de l'impédance caractéristique de la cellule, afin de limiter les variations d'impédance induisant des phénomènes de réflexion. D'autres études portaient sur l'expression du champ à l'intérieur de l'enceinte en vue d'augmenter l'espace exploitable en améliorant l'uniformité des lignes de champs [MOT-1]. Les mêmes questions se posent aujourd'hui pour l'optimisation de la cellule TEM-3D.

Pour l'optimisation du fonctionnement en mode TEM tridimensionnel dans les basses fréquences, un premier prototype industriel cubique de 1 m de côté, représenté figure II.5, a été construit.

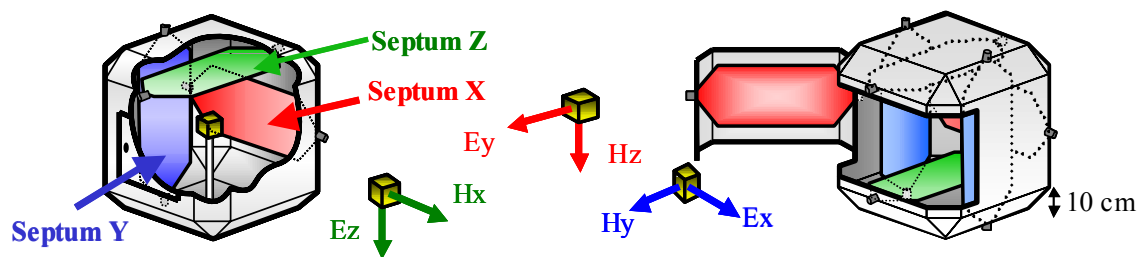


Figure II.5: Cellule cubique à trois et six septa

Nous observons que ses angles sont tronqués sur 10 cm et permettent d'insérer des septa plats à l'intérieur de la cellule. Ces trois septa sont disposés perpendiculairement entre eux et définissent trois plans de polarisation deux à deux orthogonaux.

De plus, l'intégration de trois septa supplémentaires, alimentés en opposition de phase par rapport aux septa symétriquement opposés dans la cavité, peut constituer, dans une certaine mesure, un moyen de corriger les divergences des lignes de champs à l'intérieur de la cavité.

Ce modèle étant cubique, la situation à l'intérieur de la cavité est symétrique selon les trois axes, ce qui constitue une propriété particulièrement intéressante pour le fonctionnement en mode TEM tridimensionnel. En revanche, en considérant séparément chacun des septa, contrairement aux cellules TEM, ceux-ci ne peuvent être positionnés symétriquement au sein de la cellule. Ceci constitue une différence notable qui devra être prise en compte dans les travaux d'optimisation.

Sachant que l'ensemble des problèmes rencontrés dans le fonctionnement des cellules TEM conventionnelles se pose également pour la cellule TEM-3D, nous avons utilisé les premiers travaux effectués sur les cellules TEM afin de les caractériser et de les optimiser.

Nous nous sommes, en particulier, intéressés aux méthodes analytiques permettant d'obtenir une expression de l'impédance caractéristique de la cellule, en fonction de ses dimensions transversales. Celles-ci permettent de déterminer les dimensions adéquates des septa pour assurer une bonne adaptation et améliorer la transmission de puissance entre les connecteurs et les septa sur la gamme des fréquences inférieures à la première fréquence de résonance de la cavité.

Dans la partie suivante, nous allons donc présenter différentes approches développées pour exprimer l'impédance caractéristique de la section transversale de la cellule TEM.

III. IMPEDANCE CARACTERISTIQUE DES CELLULES TEM CONVENTIONNELLES

Les études réalisées pour déterminer l'expression de l'impédance caractéristique de la cellule TEM, visaient à obtenir des expressions fonction des dimensions transversales la cellule. L'objectif était d'extraire les dimensions optimales offrant la meilleure uniformité en terme d'impédance caractéristique le long de la cellule.

En pratique, le problème a été ramené à l'étude de la structure que constitue la coupe transversale de la partie centrale de la cellule. Puis, le problème est assimilé au cas d'une ligne coaxiale infiniment longue, de section rectangulaire correspondant à la section transversale de la cellule dans sa partie centrale.

Dans notre étude, nous ne nous sommes pas uniquement intéressés aux travaux spécifiquement destinés à l'étude des cellules TEM, mais plus généralement à la détermination de l'expression de l'impédance caractéristique de lignes de transmission rectangulaire coaxiale [DEN-3].

Ainsi, dans ce chapitre, après avoir présenté la méthode employée par Crawford [CRA-1] pour dimensionner la première cellule TEM, nous présenterons quelques travaux effectués sur les lignes coaxiales rectangulaires. Ces différents travaux permettent de mettre en évidence les conditions de validité associées aux différentes méthodes utilisées pour conserver une bonne précision.

Ces travaux peuvent être classés en fonction du rapport entre l'épaisseur du conducteur central et la distance qui le sépare des parois parallèles extérieures, soit le rapport ($t / 2b$), où t et b sont représentés sur la figure III.1.

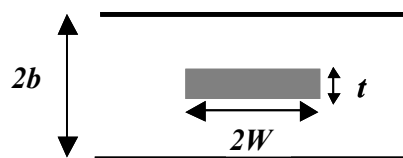


Figure III.1: Représentation de la section transversale d'une ligne de transmission.

Nous trouvons les lignes pour lesquelles le conducteur central est très fin tant que $t \leq 0,4 b$ et celles pour lesquelles $t > 0,4 b$. Le deuxième cas de figure s'applique aux structures de type circuits imprimés. Sachant que les dimensions des cellules TEM respectent toujours la condition $t \leq 0,4 b$, seules des études effectuées sous cette condition seront donc présentées.

Finalement, nous reviendrons sur les travaux destinés spécifiquement à la détermination de l'impédance caractéristique des cellules TEM.

III.1. Méthode de Crawford pour dimensionner la première cellule TEM

La première cellule TEM réalisée afin d'effectuer des tests électromagnétiques sur des équipements électroniques, fut construite au sein du NBS (National Bureau of Standards) à l'initiative de M.L. Crawford [CRA-1].

Les objectifs visés par le NBS lors de la phase d'optimisation de la cellule TEM, étaient les suivants :

- Etendre l'aire exploitable de la section transversale de la cellule,
- augmenter la fréquence limite supérieure,
- réduire les disparités en termes d'impédance caractéristique et de niveau de champ le long de la cellule et,
- améliorer l'uniformité de la répartition des lignes de champ EM.

Ces objectifs sont similaires à ceux recherchés aujourd'hui avec la cellule TEM-3D.

Dans un premier temps, pour exprimer l'impédance caractéristique de la cellule TEM et déterminer les dimensions qui correspondent à une impédance caractéristique de 50Ω , Crawford a repris la relation (Eq.III.1.1). Cette expression constitue initialement une expression développée pour les striplines blindées [CRA-1] [BAR-1] de conducteur interne large.

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{4\sqrt{\epsilon_r} \left(\frac{2W}{2b-t} + \frac{C_f}{8,85 \epsilon_r} \right)} \quad \text{Eq. III.1.1}$$

où : η_0 est l'impédance de l'air, ϵ_r est la permittivité relative du diélectrique compris entre les deux conducteurs, W , b et t sont les dimensions en mètres représentées figure III.1 de la ligne de transmission correspondante et C_f est la capacité linéique équivalente liée aux bords du conducteur central en picofarads par mètre pour un coin de la ligne.

Cette capacité équivalente de bord est schématisée sur la figure III.2.

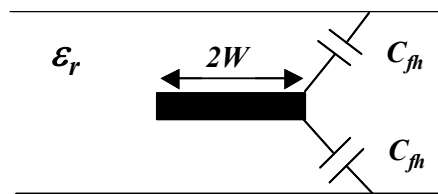


Figure III.2: Représentation de la capacité de bord C_{fm}

Cette expression est une forme approchée d'une expression exacte obtenue en appliquant la méthode de la transformée conforme à une section du même type que celle représentée figure III.1 [BAR-1].

Une expression analytique de la capacité de bord C_{fm} avait également été développée à l'aide de la transformée conforme [BAR-1], [COH-1]. Cependant, cette relation était exclusivement adaptée aux striplines blindées puisqu'elle ne prend en compte que la présence des parois parallèles au conducteur central. Or, dans le cas de la cellule TEM, la capacité de bord est formée par la présence des parois parallèles et perpendiculaires au conducteur central. Ainsi, cette expression de capacité de bord n'a pu être exploitée par Crawford.

Le premier problème rencontré par Crawford dans le passage d'une stripline blindée (figure III.1) à une ligne coaxiale rectangulaire était donc d'évaluer la capacité équivalente de bords du septum associée à la présence des parois latérales. Ceci a été effectué expérimentalement, en utilisant la mesure par réflectométrie dans le domaine des temps pour deux types de cellules TEM différentes, une dont la section transversale était carrée et l'autre rectangulaire.

La dimension b a été déterminée de sorte que l'équipement sous test, placé à l'intérieur de la cellule, occupe au maximum un tiers de la distance entre le conducteur central et la paroi extérieure parallèle au septum. Puis l'épaisseur t fut choisie sur des considérations mécaniques et la largeur W fut calculée à partir de l'expression (Eq.III.1.1), de sorte que la valeur de l'impédance caractéristique soit égale à 52Ω . Cette valeur de 52Ω a été choisie afin de prendre en compte l'effet introduit par l'objet sous test inséré dans la cellule.

Dans le cas de la cellule TEM 3D, la section transversale n'est pas symétrique, et bien que les capacités de bord puissent être considérées comme quatre capacités mises en parallèle, leurs valeurs sont différentes pour les parties supérieure et inférieure au septum. Ainsi, pour appliquer la démarche de Crawford à notre cas, il faut distinguer une capacité de bord pour les coins de la partie supérieure et une capacité de bord pour ceux de la partie inférieure. Or, les proportions de chaque capacité de bord dans la capacité totale ne sont pas connues. Ainsi, leurs valeurs ne peuvent être connues expérimentalement puisqu'on ne peut mesurer qu'une capacité totale.

Pour déterminer ces capacités, nous avons donc recherché une expression théorique pouvant être exploitée dans ce cas précis. C'est pourquoi, nous nous sommes également intéressés aux autres travaux qui traitent de ce sujet.

III.2. Impact des caractéristiques géométriques de la ligne

Au cours de la rédaction, nous avons parfois modifié les appellations des paramètres dimensionnels utilisées dans les publications d'origine afin de faciliter la compréhension et les comparaisons. Pour l'ensemble des travaux, nous avons employé les appellations données sur la figure III.3.

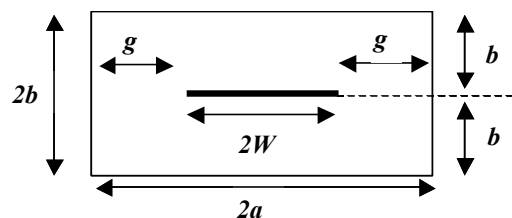


Figure III.3: Coupe transversale de la ligne étudiée et dénomination des dimensions.

Cette partie vise principalement à mettre en évidence, en fonction de la géométrie de la structure étudiée, les ordres de grandeurs des erreurs pouvant être introduites en passant d'une expression exacte de la capacité à une expression approchée.

Pour cette étape, nous nous sommes reportés sur les travaux effectués par Cohn en 1954 [COH-1]. Ces travaux étaient orientés sur la détermination de l'impédance caractéristique de lignes de transmission blindées. Ils n'étaient donc pas destinés à l'étude des cellules TEM

mais nous y avons retrouvé l'expression de départ utilisée par Crawford pour dimensionner la première cellule TEM ainsi que ses conditions de validité. La forme générique de la ligne considérée est représentée sur la figure III.4.

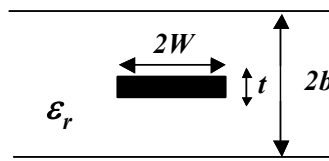


Figure III.4: Représentation de la coupe transversale de la ligne étudiée par Cohn

Dans cette étude, trois expressions différentes de Z_c ont été considérées. Les deux premières sont des expressions approchées pour des lignes vérifiant des conditions géométriques différentes, la troisième est une expression générique exacte [COH-1].

La formule générique exacte a été obtenue en appliquant la méthode de la transformée conforme à la ligne considérée. Ainsi, une expression exacte a été obtenue. Celles-ci s'avèrent cependant trop complexe pour être facilement exploitées, puisqu'elle nécessite l'utilisation d'intégrales elliptiques complètes.

Le premier cas traité est celui de la ligne à conducteur interne large pour lequel l'expression (Eq.III.2.1) est utilisée [BAR-1]. Cette expression qui correspond à celle appliquée par Crawford, est une forme approchée de l'expression exacte obtenue par la méthode de la transformée conforme.

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{4 \sqrt{\epsilon_r} \left[\frac{2W}{2b - t} + \frac{C_{fn}}{8,85 \epsilon_r} \right]} \quad \text{Eq. III.2.1}$$

où : b , t et W sont des dimensions représentées sur la figure III.4, ϵ_r est la constante de diélectrique relative et C_{fn} est la capacité équivalente formée par les bords du conducteur central et les parois parallèles du conducteur externe en picofarads par mètre, pour un coin de la ligne.

L'expression de C_{fn} a été obtenue à l'aide de la transformée conforme [BAR-1].

Cette expression Eq. III.2.1 est applicable sous réserve que la largeur du conducteur central soit suffisante. En effet, dès que le conducteur central devient étroit, un effet d'interaction entre les capacités de chacun des bords du conducteur central apparaît. Les travaux de Cohn indiquent que cette formule donne de bons résultats tant que :

$$\frac{2W}{2b - t} \geq 0,35 \quad \text{Eq. III.2.2}$$

Dans le cas d'une ligne dont le conducteur central est étroit, en se plaçant à une distance suffisante du conducteur central, le champ observé devient indépendant de la géométrie du conducteur interne. Le conducteur interne plat peut alors être assimilé à un conducteur cylindrique de diamètre d_0 , représenté sur la figure III.5.



Figure III.5: Représentation de la ligne équivalente avec un conducteur cylindrique

Les travaux effectués antérieurement par Flammer [FLA-1] et Marcuvitz [MAR-1] sur ce type de ligne circulaire à blindage linéaire, ont permis d'exprimer le diamètre du conducteur cylindrique équivalent au conducteur plat ainsi que l'impédance caractéristique de la ligne (Eq. III.2.3).

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8b}{\pi d_0} \right) \quad \text{Eq. III.2.3}$$

Cette expression est d'autant plus exacte que le diamètre équivalent d_0 est petit [WHO-1]. Dans le cas où l'épaisseur du conducteur t est très proche de zéro, d_0 est simplement remplacé par W . La précision des résultats obtenus par cette expression est donnée pour meilleure que 1,2% tant que $(2W / 2b - t) \leq 0,35$ et $t \leq 0,5b$.

L'expression exacte établie par Oberhettinger et Magnus [OBE-1] pour le modèle générique de la ligne (figure III.3) où $t = 0$, est donnée par l'équation suivante :

$$Z_0 = \frac{30 \pi \cdot K(k)}{K(k')} \quad \text{Eq. III.2.4}$$

où : $K(k)$ et $K(k')$ sont des intégrales elliptiques complètes du premier type et, k et k' prennent les expressions suivantes :

$$k = \text{coch} \left(\frac{\pi w}{2b} \right) \quad k' = \text{th} \left(\frac{\pi w}{2b} \right) \quad \text{Eq. III.2.5}$$

Les résultats donnés par les expressions approchées (Eq.III.2.1) pour le conducteur large et pour le conducteur étroit (Eq.III.2.3) ont été comparés aux résultats obtenus à partir de l'expression exacte (Eq. III.2.4). Ces comparaisons ont été effectuées pour le modèle générique de la ligne (figure III.3), dans le cas où $t = 0$. Celles-ci permettent de déterminer la précision obtenue avec les expressions approchées en fonction des caractéristiques de la ligne.

Les trois courbes associées aux équations Eq. III.2.1, Eq. III.2.3 et Eq. III.2.4 en fonction du rapport W/b sont données en annexe 2 de ce rapport. Elles sont extraites de la publication citée en référence [COH-1].

Ce graphique montre que plus le rapport W/b diminue, plus la correspondance entre la courbe de référence (expression exacte) et la courbe obtenue à partir de l'expression approchée (Eq. III.2.3) pour le conducteur étroit s'avère bonne. De même, l'accord entre l'expression approchée (Eq. III.2.1) pour le conducteur interne large et l'expression exacte est d'autant meilleur que le rapport W/b est élevé.

Ces comparaisons montrent également que les deux courbes associées aux deux expressions approchées concourent au même point pour $W/b = 0,35$. Ce point correspond à l'erreur maximum obtenue (1,2%) avec les résultats fournis par l'expression exacte, si (Eq. III.2.1) est appliquée pour $W/b \geq 0,35$ et (Eq. III.2.3) pour $W/b \leq 0,35$.

III.3. Utilisation de la théorie des images pour extraire une expression d'impédance caractéristique

Lors d'une étude qui visait à déterminer les caractéristiques linéiques de différents modèles de lignes rectangulaires [CHE-1], le cas d'une ligne regroupant les caractéristiques de la section transversale de la cellule TEM (figure III.3) a été traité en employant la théorie des images. Dans cette étude, l'épaisseur du conducteur interne est considérée nulle. La capacité totale de la ligne est formée de trois types de capacités différentes (figure III.6).

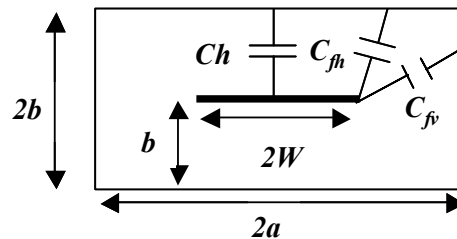


Figure III.6: Schématisation des trois types de capacités identifiées

- La capacité Ch formée entre les parties horizontales des deux conducteurs,
- la capacité C_{fh} formée entre les extrémités du conducteur central et les parois parallèles du conducteur externe,
- la capacité C_{fv} formée entre les extrémités du conducteur central et les parois perpendiculaires du conducteur externe.

La capacité Ch est simplement exprimée à l'aide du rapport entre la largeur du conducteur central et la distance qui le sépare des parois horizontales extérieures ($2W/b$). Puis les expressions des capacités de bord sont déterminées en étudiant la structure équivalente obtenue en raisonnant sur la théorie des images par rapport à un plan de masse.

Chacune des parois perpendiculaires du conducteur extérieur est assimilée à un conducteur identique au conducteur central placé à une distance $2g$ de celui-ci (figure III.7).

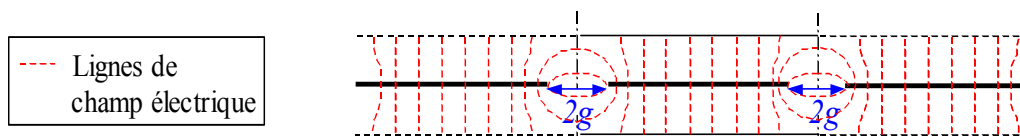


Figure III.7: Modèle équivalent utilisé par Chen et répartition des lignes de champ électrique

En observant la structure équivalente obtenue, nous voyons que le problème est ramené à l'étude de lignes couplées. Les travaux effectués auparavant pour traiter le cas des lignes couplées [COH-2] ont donc été repris.

Ces travaux sur les lignes couplées avaient également permis d'établir la présence de deux types de capacités équivalentes de bord, représentées sur la figure II.8, intervenant dans les paramètres linéiques de la ligne.

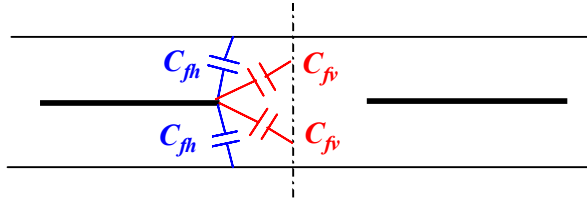


Figure III.8: Représentation des capacités équivalentes de bord intervenant dans l'étude de lignes couplées

Pour chacun des angles, une capacité équivalente C_{fm} entre le bord du conducteur interne et la paroi du conducteur extérieur et une capacité équivalente C_{fv} située entre le bord du conducteur interne et une paroi fictive perpendiculaire placée entre les deux lignes internes, sont prises en compte. La transformée conforme a été appliquée à la coupe considérée pour extraire les expressions de ces capacités équivalentes de bords [COH-2].

Il est ainsi démontré que la capacité C_{fm} peut être négligée et l'expression de la capacité C_{fv} obtenue, est donnée par l'équation (Eq.III.3.1).

$$C_{fv} = \frac{2\varepsilon}{\pi} \ln \left(1 + \coth \frac{\pi g}{2b} \right) \quad \text{Eq. III.3.1}$$

Cette expression reste valable tant que la capacité de bord peut être considérée indépendante du rapport W/b . Pour conserver une bonne précision, cette approximation peut être faite tant que la largeur du conducteur interne est grande par rapport à la hauteur de la cavité, soit tant que W/b est supérieur ou égal à 0,35 [COH-2].

La capacité totale de la section représentée figure III.6 est obtenue en sommant les deux capacités parallèles et les quatre capacités de bord déterminées à partir de l'étude des lignes couplées (Eq. III.3.2). L'expression de l'impédance caractéristique résultante devient :

$$Z_0 \cong \frac{\eta_0}{4 \left[\frac{2W}{2b} + \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \coth \frac{\pi g}{2b} \right) \right]} \quad \text{Eq. III.3.2}$$

Le terme $4W/b$ correspond aux capacités parallèles entre les parois horizontales du conducteur externe et le conducteur interne. Le reste du dénominateur correspond aux capacités équivalentes entre les bords du septum et les parois verticales de la cavité.

III.4. Détermination analytique de l'impédance caractéristique de la cellule TEM

En 1976, à l'issue des travaux de Crawford, Chang et Tippet [TIP-1] ont recherché une expression exacte et rigoureuse de l'impédance caractéristique de la cellule TEM. Ils appliquèrent directement la méthode de la transformée conforme à la structure que constitue la coupe transversale de la cellule TEM représentée sur la figure III.3.

Dans cette étude, la cellule TEM est considérée telle une ligne de transmission coaxiale et rectangulaire pouvant être caractérisée par ses paramètres linéiques. Ainsi, son impédance caractéristique peut être exprimée en fonction de la capacité linéique C_0 de la ligne de transmission :

$$Z_0 = \frac{1}{v C_0} \quad \text{Eq. III.4.1}$$

où: v est la vitesse de propagation.

La ligne de transmission constituée par la cellule TEM étant symétrique de part et d'autre du septum, la transformée conforme est appliquée uniquement à la structure constituée par la moitié supérieure de la cellule. Ainsi, après avoir obtenu l'expression de sa capacité linéique CI , la capacité linéique C_0 de la section complète est obtenue en multipliant CI par deux dans la mesure où les deux espaces situés de part et d'autre du septum constituent deux capacités en parallèle. Le calcul d'application de la transformée conforme est en annexe 3.

Cette démarche a abouti à une expression rigoureuse de la capacité totale, bien que complexe. Une expression approchée, plus exploitable, a donc été établie en effectuant certaines approximations mathématiques pouvant être faites sous certaines conditions. Ces conditions mathématiques se traduisent par des conditions (Eq. III.4.2) sur les dimensions de la cellule.

$$\frac{a}{b} \geq 1 \quad \text{et} \quad W \geq \frac{b}{10} \quad \text{Eq. III.4.2}$$

L'expression approchée de la capacité totale obtenue est donnée par l'équation (Eq. III.4.3):

$$\frac{C_0}{\varepsilon_0} \cong \underbrace{4 \left[\frac{W}{b} \right]}_{Ch} + \underbrace{\frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \coth \frac{\pi g}{2b} \right)}_{C_{fv}} - \underbrace{\frac{\Delta C}{\varepsilon_0}}_{Ci} \quad \text{Eq. III.4.3}$$

Cette expression est similaire à celle obtenue dans le paragraphe précédent à l'exception du terme supplémentaire Ci . En effet, nous retrouvons les mêmes expressions pour la capacité parallèle Ch entre le septum et les parois externes parallèles au septum et pour la capacité de bord C_{fv} entre les bords du septum et les parois de la cavité perpendiculaires au septum. Le terme Ci est interprété tel un facteur de correction permettant de prendre en compte le phénomène d'interaction entre les 2 bords du septum agissant sur la répartition des lignes de champ.

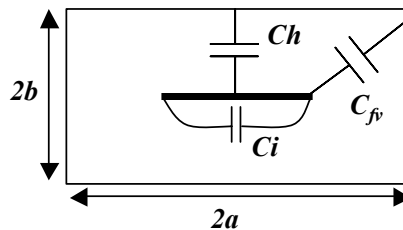


Figure III.9: Schématisation des trois types de capacités identifiées par Chang et Tippet

Néanmoins, si $b < 2W$, le terme Ci devient négligeable devant les autres capacités. Dans ce cas, l'expression est identique à celle obtenue dans le paragraphe précédent.

En résumé, si $W/b \geq 0.1$, l'expression Eq. III.4.3 peut être utilisée pour calculer la capacité linéique. Dans le cas où $W/b \geq 0.5$, ΔC peut être négligé et, selon l'expression Eq. III.4.4, l'impédance caractéristique peut être calculée à l'aide de la formule suivante :

$$Z_0 \cong \frac{\eta_0}{4 \left[\frac{w}{b} + \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \coth \frac{\pi g}{2b} \right) \right]} \quad \text{Eq. III.4.4}$$

Cette expression est parfaitement identique à celle obtenue en employant la théorie des images sur une ligne coaxiale à section rectangulaire.

III.5. Synthèse des études présentées

Dans les travaux de Crawford, les dimensions de la première cellule TEM ont été déterminées à l'aide d'une expression d'impédance caractéristique développée pour les striplines blindées. La capacité équivalente de bord, associée aux parois verticales de la cellule TEM, a été obtenue expérimentalement en effectuant des mesures sur plusieurs cellules respectant des conditions géométriques différentes.

Or, dans le cas la cellule TEM 3D, les valeurs des capacités de bords ne peuvent être obtenues expérimentalement en raison de la dissymétrie de la structure. La démarche employée par Crawford ne peut donc être reproduite pour déterminer les dimensions de la cellule TEM 3D.

Des comparaisons effectuées entre les résultats apportés par une expression exacte et des expressions approchées de l'impédance caractéristique de lignes de transmission blindée, ont été présentées. Ces comparaisons ont montré qu'une bonne précision était obtenue en employant des expressions approchées. Cependant, les expressions approchées utilisées prennent des formes différentes en fonction des caractéristiques géométriques de la ligne et dans ce cas, une erreur maximale de 1,2 % est obtenue.

En particulier, nous avons vu que dans le cas où le rapport W/b était inférieur à 0,35, la précision était améliorée en employant une expression approchée qui a été développée en assimilant le conducteur interne à un conducteur cylindrique. Cette approche peut éventuellement être exploitée sur la cellule TEM 3D.

Nous avons ensuite présenté deux études apportant des résultats relativement similaires. La première étude visait à déterminer l'expression d'impédance caractéristique d'une ligne coaxiale à section rectangulaire. La seconde est une étude développée spécifiquement pour les cellules TEM. Dans ces deux études, le problème a été assimilé à l'étude d'une ligne coaxiale de longueur infinie.

Dans la première étude, la théorie des images a été employée pour définir une section équivalente. Puis, la transformée conforme a été appliquée à la section équivalente pour déterminer les expressions des différentes capacités. Dans la deuxième étude, la transformée conforme a été appliquée directement à la structure constituée par la section transversale de la cellule TEM. Les deux expressions obtenues à l'issue de ces deux approches diffèrent sur certains points.

D'une part, la seconde approche émet une condition limite sur la rapport a/b ($a/b \geq 1$) qui n'a pas été citée dans la première étude. D'autre part, l'expression extraite de la deuxième étude fait apparaître un terme ΔC supplémentaire. Néanmoins, ce terme ΔC devient insignifiant et peut être négligé dès lors que W/b est supérieur à 0,5. Dans ce cas, les expressions d'impédance caractéristique obtenues à partir des deux études deviennent identiques. En revanche, un désaccord subsiste quant aux limites de validité fixées au cours des deux études.

En particulier, la première étude précisa que le rapport W/b devait être supérieur ou égal à 0,35 alors que la seconde étude suggéra de maintenir ce rapport supérieur à 0,5. En réalité, la limite à maintenir dépend de la précision recherchée.

A ce propos, un graphique comparatif de la capacité linéique en fonction du rapport a/b , est reporté en annexe 4. Les courbes de valeurs obtenues avec l'expression exacte où ΔC est calculé et avec l'expression approchée où ΔC est négligé figurent sur ce graphique.

Quatre courbes ont été tracées pour quatre valeurs différentes de a/W et pour a/b en abscisse variant de 1 à 10. Les deux expressions ont donné des résultats quasiment identiques. Il apparaît qu'en négligeant le terme ΔC , on introduit une légère différence pour les plus petites valeurs de a/b . Cependant, dans le pire des cas, cette différence apparaît quand W/b devient inférieur à 0,345. Par conséquent, la limite fixée à $W/b \geq 0,35$ semble suffisante pour négliger le terme ΔC . Nous pouvons penser que ce terme doit être pris en compte dans le cas où une valeur très précise de l'impédance caractéristique est recherchée.

En détaillant les développements théoriques, nous avons pu noter que pour les deux approches, chacune des capacités était considérée indépendante des autres et que la capacité totale linéique était obtenue en faisant la somme de chacune d'entre elle. Sachant que la capacité de bord associée aux parois parallèles est systématiquement négligée dans le cas de la cellule TEM et que si le conducteur interne est suffisamment large ΔC peut également être négligé, alors les capacités à prendre en compte sont celles représentées sur la figure III.10.

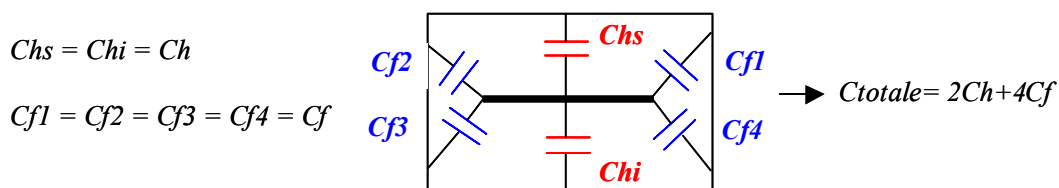


Figure III.10: Représentation des capacités lorsque le septum est centré dans la cellule

La situation étant symétrique de part et d'autre du septum, seules les capacités de la partie supérieure au septum (Chs , $Cf1$ et $Cf2$ sur la figure III.10, $Cf1 = Cf2$ pour la cellule TEM) ont été calculées, puis elles ont été multipliées par deux pour prendre en compte les capacités liées à la partie inférieure. Les capacités formées par les parties supérieure et inférieure ont été considérées comme deux capacités identiques mises en parallèle.

Pour exprimer l'impédance caractéristique de la cellule TEM 3D, nous emploierons une démarche identique. Néanmoins, en raison de la dissymétrie de la structure, nous distinguerons les expressions des capacités parallèles et des capacités de bords correspondant aux parties supérieures et inférieures aux septa.

IV. OPTIMISATION DES DIMENSIONS DE LA CELLULE TEM 3D EN CONSIDERANT LA PRESENCE D'UN SEUL SEPTUM

Dans un premier temps, un modèle de simulation de la cellule TEM 3D a été élaboré afin de déterminer les dimensions optimales des septa. Cependant, vu le nombre de paramètres pouvant varier et le temps de calcul, nous nous sommes orientés vers une démarche analytique.

En particulier, nous avons obtenu, à travers les différents travaux présentés dans la partie précédente, qu'aucune condition de symétrie au sein de la structure n'est nécessaire pour suivre la démarche utilisée pour déterminer l'expression de l'impédance caractéristique. En effet, la structure symétrique de la cellule TEM permet simplement de limiter l'étude à la moitié supérieure de la cellule. Par conséquent, cette démarche semble pouvoir être adaptée à la cellule TEM 3D, à condition de distinguer l'étude de la partie supérieure au septum et l'étude de la partie inférieure.

Les résultats obtenus à l'issue de l'approche analytique seront validés par simulation.

IV.1. Elaboration d'un modèle de simulation

IV.1.a. Le code de calcul et le modèle de simulation

Le modèle de simulation de la cellule TEM 3D cubique a été réalisé à partir du logiciel WIPL-D [KOL-1]. Ce code numérique est fondé sur la méthode des moments et permet de modéliser des structures métalliques et diélectriques, afin de connaître leur comportement électromagnétique dans le domaine des fréquences.

Les structures à modéliser peuvent être définies comme des combinaisons de plans métalliques, de câbles et d'objets matériels. Ce logiciel permet d'observer la distribution du courant sur les plans et les câbles de la structure, les diagrammes de rayonnement des objets modélisés, la distribution du champ proche dans un milieu confiné ainsi que les admittances, impédances et paramètres S au niveau des alimentations.

La cellule TEM 3D peut être modélisée telle une combinaison de plans métalliques et de câbles. La figure IV.1 montre que les plans qui composent les parois de la cellule ont été découpés en fonction des dimensions des septa.

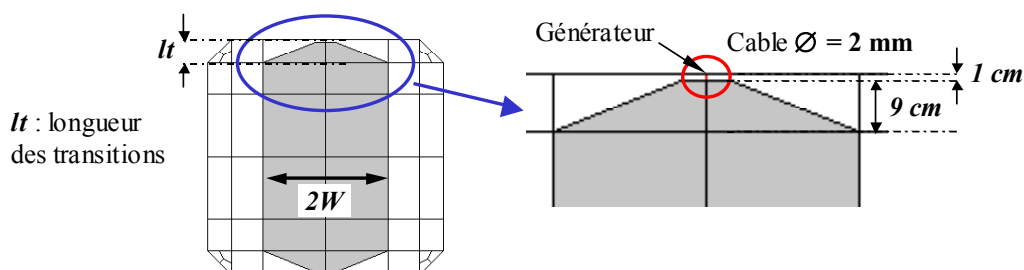


Figure IV.1: Représentation des transitions des septa

Les transitions des septa sont constituées par deux plans métalliques et par un câble, de 1 cm de longueur en projection, situé à la jonction des deux plans métalliques. Ce câble est

également présent dans le modèle expérimental où il joue le rôle de jonction entre le septum et l'âme du connecteur, auquel sont connectés les équipements de mesure ou les charges de 50Ω . En simulation, c'est également à l'extrémité de ce câble que les sources ou les charges de 50Ω sont placées. Ainsi, le paramètre dimensionnel l_t , attribué à la longueur des transitions sur la figure IV.1, correspond à la longueur des transitions du septum additionnée de la longueur de ce câble de jonction.

IV.1.b. Validation du modèle de simulation

L'objectif initial était de définir les dimensions optimales des septa uniquement à l'aide de la simulation. Ainsi, le premier modèle expérimental a été réalisé selon des dimensions déterminées après avoir effectué un certain nombre de simulations. A l'issue de ces nombreuses simulations, nous avons retenu les dimensions fournissant la meilleure adaptation au regard du niveau de réflexion recueilli aux extrémités des septa. Le premier modèle expérimental a donc été réalisé suivant ces valeurs retenues. Ainsi, ce prototype bénéficie déjà d'une démarche d'optimisation fondée sur les résultats des simulations [KLI-8].

La première étape a été de vérifier la validité des résultats de simulation en les comparant à des résultats expérimentaux [DEN-1].

Les confrontations entre les résultats expérimentaux et numériques ont été réalisées sur les paramètres S recueillis au niveau des douze ports pour la cellule à six septa. Le choix des paramètres S pour critères de comparaison, repose en partie sur des raisons d'ordre expérimental. En effet, en recueillant les paramètres S, on s'affranchit des problèmes associés à la position et à l'isotropie d'une sonde pouvant être rencontrés en effectuant des mesures de champ. De plus, les mesures des paramètres S informe du niveau de réflexion observé aux extrémités des septa. Or, ce sont ces phénomènes de réflexion que nous cherchons à réduire.

Le découpage de l'objet pour le calcul numérique ainsi qu'une photographie de la cavité réelle équipés des six septa sont présentés sur les figures IV.2 et IV.3.

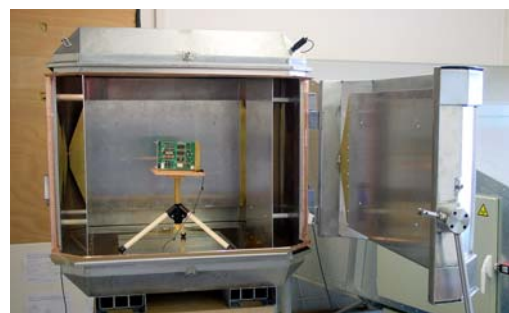
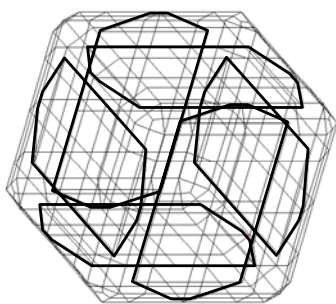


Figure IV.2: Modèle de simulation de cellule TEM 3D. **Figure IV.3:** Prototype de cellule TEM 3D cubique

La différence majeure entre le modèle de simulation et le modèle réel, réside dans la présence de la porte non modélisée dans le modèle de simulation. En pratique, la porte constitue une discontinuité du conducteur extérieur et une dissymétrie au sein de la structure. Ainsi, le modèle de simulation offre une situation parfaitement symétrique aux douze ports de la cellule contrairement au modèle réel.

De plus, le modèle de simulation constitue un modèle parfait sans aucune imprécision sur les dimensions. La précision n'est pas aussi bonne sur le modèle expérimental, principalement au

niveau des ports puisque les connecteurs sont situés dans des angles qui peuvent être difficiles d'accès. Le principe de connexion, appliqué sur le prototype, est représenté figure IV.4.

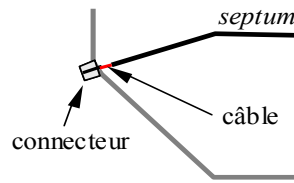


Figure IV.4: Représentation d'une connexion à l'extrémité d'un septum sur le modèle expérimental

Le câble de liaison est soudé à l'une de ses extrémités à l'âme du connecteur et, à l'autre extrémité au septum. L'espace entre le septum et le connecteur est d'environ 1 cm, ce qui laisse peu d'espace pour réaliser une connexion précise et bien contrôler la pente de la jonction.

Pour l'étape de validation, nous avons utilisé des septa plats dont les dimensions sont décrites sur la figure IV.5.

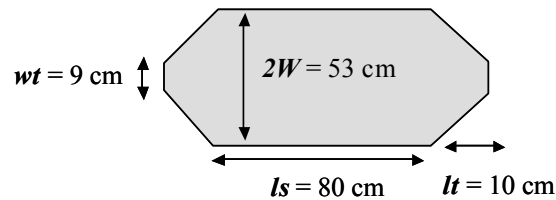


Figure IV.5: Dimensions des septa utilisées pour la phase de validation du modèle

L'ensemble des résultats obtenus [KLI-8] a donné un accord très satisfaisant entre les mesures et les simulations. A titre d'illustration, les figures IV.6 et IV.7 donnent les paramètres S de réflexion et de transmission obtenus par la simulation et par la mesure.

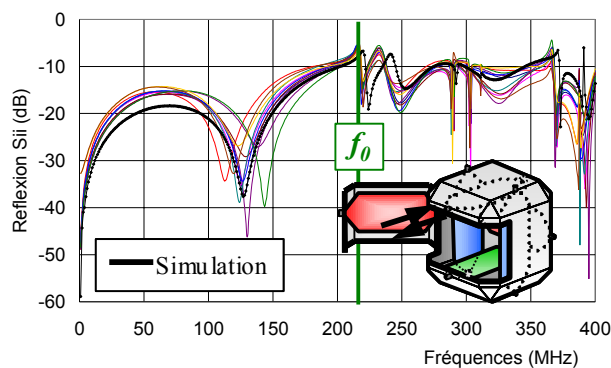


Figure IV.6: Paramètres S de réflexion mesurés et simulés

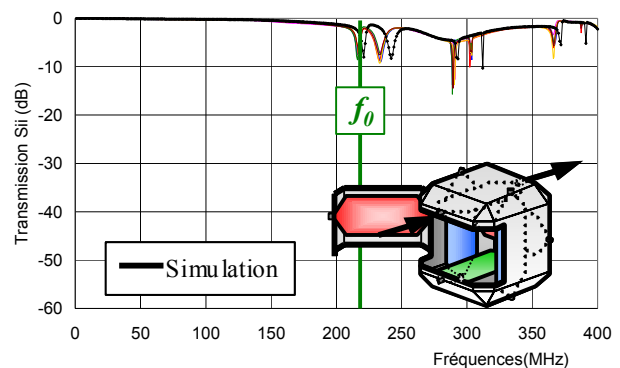


Figure IV.7: Paramètres S de transmission mesurés et simulés

Sur ces graphiques, les courbes colorées représentent les différents paramètres S mesurés pour chacun des septa et les courbes noires plus épaisses représentent les paramètres S simulés. Un seul résultat de simulation figure sur chaque graphique bien que la cellule comporte douze ports. En effet, les paramètres S obtenus par la simulation sont parfaitement identiques du fait de la symétrie totale du modèle.

Sur ces résultats, nous constatons l'impact des premières résonances de la cavité sur les paramètres S. En particulier, nous observons que la première résonance de la cavité apparaît aux environs de 216 MHz et qu'elle engendre une forte augmentation du paramètre de réflexion. Le principe TEM tridimensionnel ne pourra être exploité que pour les fréquences inférieures à cette première fréquence de résonance.

Nous notons également des légers décalages entre les valeurs mesurées pour les différents septa pour un même type de paramètre S. Ceci traduit les imperfections de la cavité expérimentale, dans laquelle tous les septa ne sont pas parfaitement identiques contrairement au modèle de simulation. Ces différences peuvent également être associées au fait que, dans la cavité réelle, les six septa ne sont pas dans des configurations tout à fait analogues en raison de la dissymétrie que constitue la porte.

De plus, le coefficient de réflexion de la simulation est légèrement inférieur à l'ensemble des coefficients de réflexion mesurés aux extrémités des différents septa. Ceci relève probablement des imperfections de la cavité réelle sur la conductivité des matériaux et sur la qualité des connexions. Toutefois, la correspondance entre les simulations et les mesures reste très satisfaisante.

En particulier, en dessous de la première résonance qui apparaît aux alentours de 216 MHz, la simulation fournit de bonnes indications en termes de niveaux de réflexion et de transmission. Ainsi, le modèle de simulation sera employé pour vérifier la validité de l'approche analytique développée dans la partie suivante.

Des confrontations sur les paramètres S de couplage entre les différents septa ont également été réalisées. Celles-ci sont présentées en annexe 5.

IV.2. Détermination de l'impédance caractéristique de la cellule TEM 3D comprenant un seul septum

IV.2.a. Adaptation de la méthode analytique employée pour les cellules TEM à la cellule TEM 3D à un septum

Dans un premier temps, nous avons traité le cas d'une cellule parfaitement cubique de 1 m de côté, comportant un seul septum, placé de manière dissymétrique au sein de la cellule [DEN-4] [DEN-5]. Nous avons donc ignoré les angles spécifiques de la cellule TEM 3D. La coupe transversale de la structure considérée est représentée en figure VI.8.

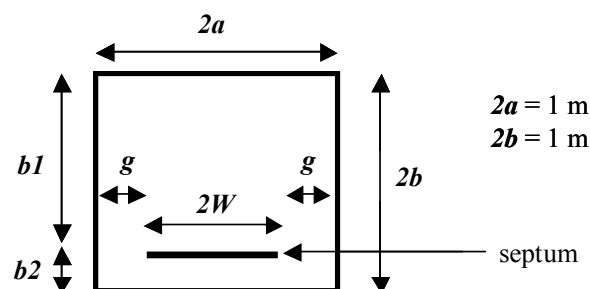


Figure IV.8: Coupe transversale d'une cellule parfaitement cubique avec un septum décentré

Dans ce dispositif, contrairement aux cellules TEM conventionnelles, le conducteur interne est nécessairement décentré pour les besoins du fonctionnement tridimensionnel. Dans le cas des cellules TEM, en raison de leur symétrie, seules les capacités de la partie supérieure au septum sont calculées, puis multipliées par deux pour prendre en compte les capacités de la partie inférieure.

Pour la cellule TEM 3D, les parties supérieure et inférieure ne sont pas identiques. Deux capacités équivalentes de bord (figure IV.2) doivent donc être calculées : l'une dépend des dimensions de la partie supérieure (C_{fs}), l'autre des dimensions de la partie inférieure (C_{fi}). Chacune d'entre elles peut être pondérée d'un facteur 2 afin de prendre en compte les deux coins supérieurs et inférieurs.

Pour les mêmes raisons, les capacités formées par les parois parallèles supérieure et inférieure au septum doivent également être distinguées.

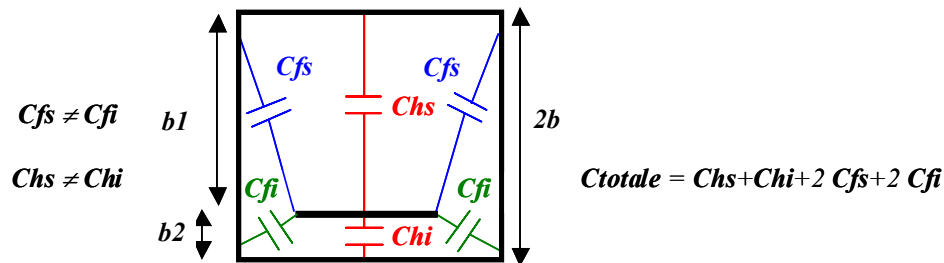


Figure IV.9: Schéma des différentes capacités intervenant dans le calcul de la capacité linéique

En utilisant le principe de superposition, l'impédance caractéristique de cette structure peut s'exprimer de la manière suivante :

$$Z_c \cong \frac{\eta_0}{Chs + Chi + 2 C_{f_1} + 2 C_{f_2}} \quad \text{Eq. IV.2.1}$$

Ainsi, en reprenant les expressions associées à chacune des capacités et en supposant que leurs conditions de validité sont vérifiées, l'impédance caractéristique s'exprime de la façon suivante :

$$Z_c \cong \frac{376.62}{\left[\frac{2W}{b1} + \frac{2W}{b2} + 2 \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \coth \frac{\pi g}{2 b1} \right) + 2 \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \coth \frac{\pi g}{2 b2} \right) \right]} \quad \text{Eq. IV.2.2}$$

A partir de cette formule, nous avons tracé sur la figure IV.3, la valeur de $2W$ en fonction de $b2$ (sachant que $b1+b2$ est toujours égal à $2b$) permettant de conserver une valeur de Zc constante ($Zc = 50, 55$ et 60Ω). Les valeurs de $2W$ ont été choisies en gardant à l'esprit que la structure finale doit accueillir 6 septa espacés entre eux. Pour maintenir un espace entre les différents septa, nous devons vérifier que $b - b2$ reste supérieur à $2W$.

Dans un premier temps, nous avons uniquement pris en compte ces restrictions d'ordre mécanique sans vérifier si les conditions de validité des expressions analytiques étaient respectées. Sur la courbe IV.3, nous avons donc fait varier $2W$ entre 40 cm et 64 cm et $b2$ entre 10 cm et sa valeur maximale imposée par chacune des largeurs $2W$.

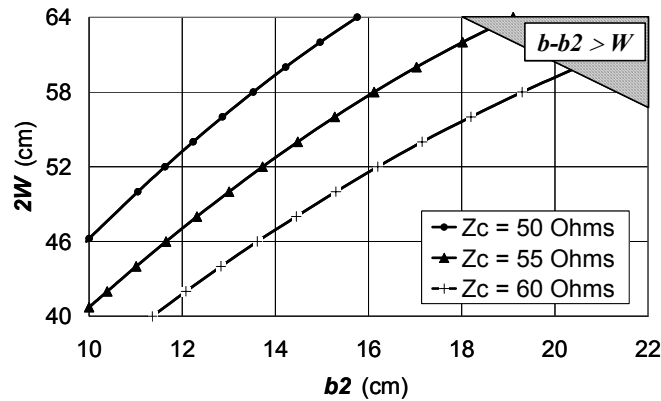


Figure IV.10: Valeurs de $2W$ en fonction de $b2$ pour différentes valeurs de Zc

Ces courbes montrent que, pour conserver une valeur constante de Zc , si nous augmentons la largeur du septum W , nous devons également augmenter l'espace $b2$ entre le septum et la paroi inférieure. Cette règle est valable pour les trois valeurs de Zc considérées sur ce graphique. Or, pour étendre l'espace d'essai au sein de la cellule, nous souhaiterions accroître la largeur W et réduire l'espace $b2$. Néanmoins, pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω , un compromis doit être fait. Plusieurs combinaisons de valeurs permettent cependant de respecter une impédance caractéristique de 50Ω . Pour extraire une configuration unique, nous avons cherché à améliorer l'adaptation au niveau des transitions du septum.

IV.2.b. Etude des transitions du septum

Les positions des connecteurs étant fixées, si l'espace $b2$ est différent de 10 cm, le septum ne peut être plat sur toute sa longueur. En effet, les parties transitoires qui relient la partie centrale du septum aux sorties, ne peuvent être dans le même plan que la partie centrale du septum. Ceci est illustré par la figure IV.11.

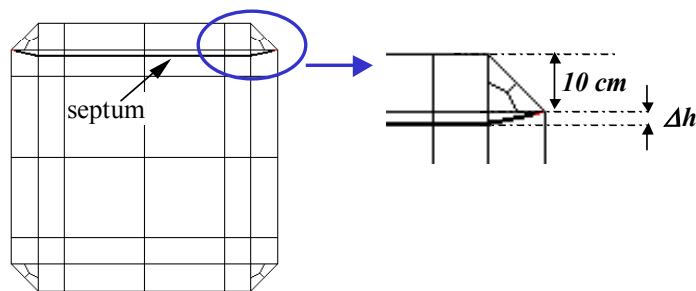


Figure IV.11: Vue de profil au septum du modèle de simulation

Nous avons cherché à déterminer la pente optimale que doivent adopter les transitions pour améliorer l'adaptation entre la partie centrale du septum et le connecteur.

Dans le cas d'une cellule TEM conventionnelle, le septum est placé symétriquement dans la cellule. Ainsi, bien que les dimensions de la coupe transversale varient le long des parties pyramidales de la cellule, les rapports entre les dimensions (de part et d'autre du septum) de la section transversale sont conservés tout au long de la cellule.

Le positionnement du septum au sein d'une cellule TEM conventionnelle, offre donc une situation privilégiée au courant circulant le long du septum.

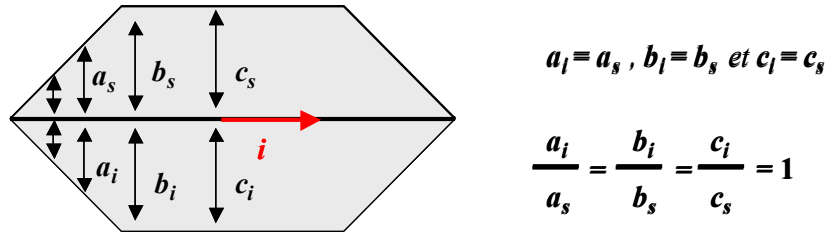


Figure IV.12: Coupe longitudinale au septum d'une cellule TEM

En effet, nous voyons sur la figure IV.12 que d'une part, le courant observe des situations homogènes de part et d'autre du septum puisque les dimensions des parties supérieure et inférieure des sections transversales sont identiques sur toute la longueur de la cavité. D'autre part, le courant évolue dans un environnement homogène puisque le rapport entre les dimensions des parties supérieure et inférieure de la section transversale est constant et égal à 1 tout au long du septum.

La cellule TEM 3D cubique devant inclure six septa dans sa version finale, chacun des septa ne peut être positionné symétriquement dans la cavité. Par conséquent, le courant circulant le long d'un septum ne pourra observer des situations identiques de part et d'autre du septum. Néanmoins, nous pouvons rechercher la pente adéquate des transitions, qui permet de conserver un rapport constant entre les dimensions des parties supérieure et inférieure des sections transversales au septum sur toute sa longueur. Ainsi, au regard de ce critère, le courant pourra évoluer dans un milieu « quasi homogène » [DEN-3] [DEN-5]. Pour déterminer la pente que doit adopter le septum à chacune de ses extrémités, nous avons considéré sa coupe longitudinale.

La vue longitudinale d'un septum unique au sein de la cellule TEM 3D, représentée en figure IV.13, montre que les positions des connecteurs à l'entrée et à la sortie des septa sont fixées par la structure extérieure. Ainsi, la pente que le septum adopte à ses extrémités dépend de la distance $b2$ entre le septum et la paroi inférieure et de la longueur lt des transitions.

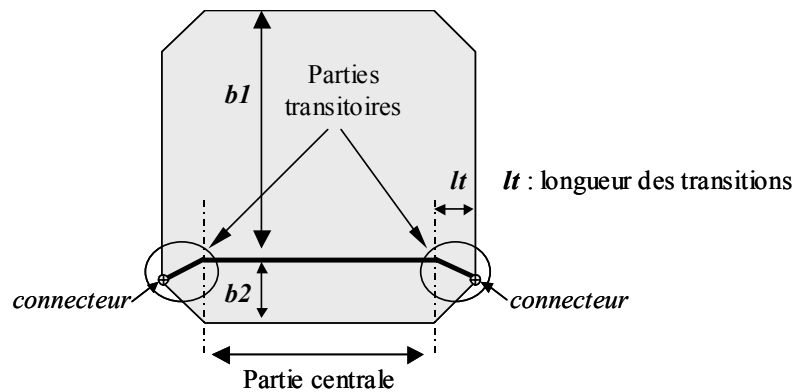


Figure IV.13: Coupe longitudinale au septum de la cellule TEM 3D

Dans toute la partie centrale, pour conserver un rapport constant entre les dimensions supérieure et inférieure des sections transversales au septum, le septum doit être parallèle au plan des parois supérieure et inférieure. Pour cela, la longueur des transitions lt doit être égale à la longueur sur laquelle les transitions sont matérialisées sur la cavité, soit égale à 10 cm.

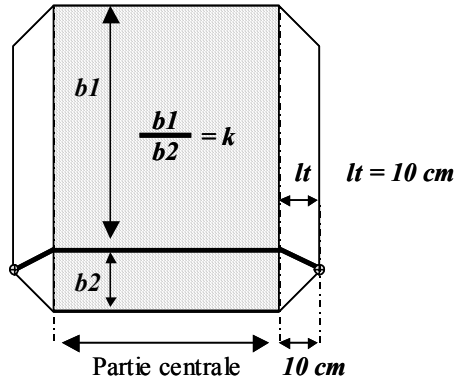


Figure IV.14: Coupe longitudinale au septum de la cellule TEM 3D

Ainsi, nous maintenons un rapport constant k dans toute la partie centrale de la cellule. La valeur de ce rapport dépend de l'espace $b2$ entre le septum et la paroi inférieure et cet espace $b2$ est dépendant de la pente adoptée à chaque extrémité.

Pour déterminer l'angle des transitions, nous avons représenté sur la figure IV.15, une des transitions ainsi que les droites perpendiculaires au plan de la transition.

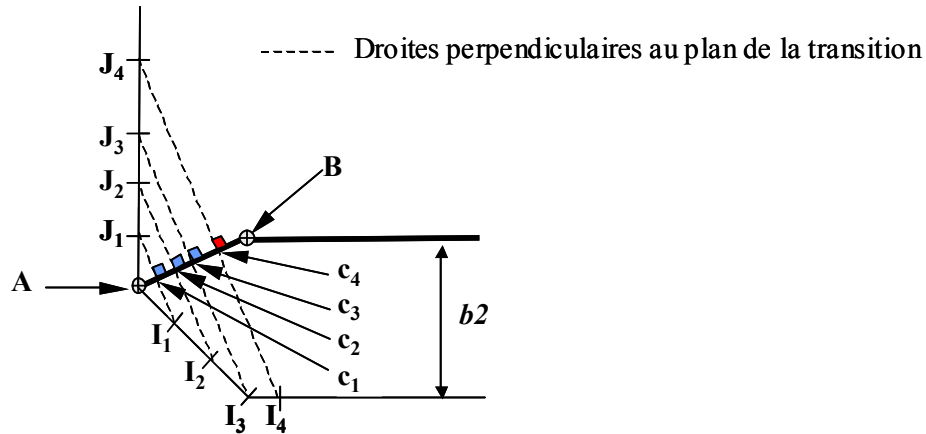


Figure IV.15: Coupe longitudinale au septum de la cellule TEM 3D

Sur cette figure, les droites (I_iJ_i) représentent les sections transversales au plan de la section transitoire du septum en vue de profil. Les points c_i sont les points d'intersection entre les droites (I_iJ_i) et le plan de la transition.

En nous déplaçant le long de la transition (du connecteur A vers la partie centrale) et en observant les coupes parallèles successives, nous voyons que nous conservons un rapport constant entre les dimensions de ces coupes de part et d'autre du septum jusqu'au point c_3 (point d'intersection entre la droite (I_3J_3) et la partie transitoire). Au-delà de c_3 , ce rapport est modifié par la non-linéarité des parois du conducteur extérieur au niveau du point I_3 .

$$\frac{I_1c_1}{c_1J_1} = \frac{I_2c_2}{c_2J_2} = \frac{I_3c_3}{c_3J_3} \neq \frac{I_4c_4}{c_4J_4} \quad \text{Eq. IV.2.3}$$

Cependant, un rapport constant entre les dimensions des parties supérieure et inférieure des sections transversales au plan des transitions sur toute la longueur du septum peut être obtenu, si toutefois la droite qui rejoint les deux premiers angles rencontrés de part et d'autre du connecteur A sur le conducteur extérieur est perpendiculaire au plan de la transition (figure IV.16).

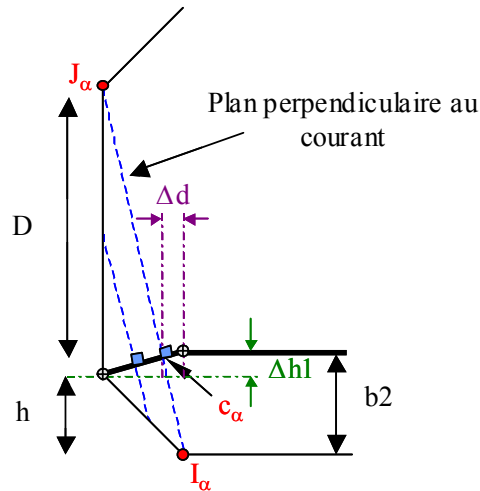


Figure IV.16: Vue de profil d'un septum dans la cavité

Dès lors, pour vérifier cette condition, nous avons obtenu que $b2$ devait être égal à 11,1 cm. Les détails du calcul sont donnés en annexes 6 et 7.

IV.2.c. Validation des critères employés pour optimiser la cellule TEM 3D à un septum par la simulation.

Sachant que la distance $b2$ doit être égale à 11 cm (en arrondissant la valeur 11.1) pour optimiser les transitions du septum, la largeur de la partie centrale doit être $2W = 50$ cm pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω .

Deux configurations très proches ont été simulées afin de quantifier la variation engendrée sur les niveaux de réflexion par une légère modification des dimensions. Pour les deux configurations, le septum est caractérisé par une largeur de 50 cm dans sa partie centrale. Pour chacune des configurations, deux simulations ont été réalisées en modifiant la largeur w_t à ses extrémités (4 cm puis 9 cm). Ces dimensions sont présentées sur la figure IV.17.

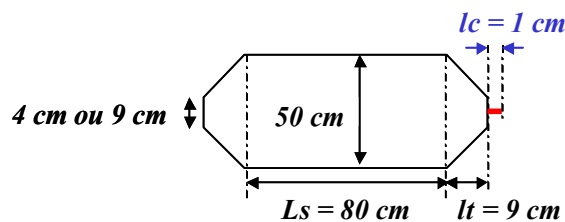


Figure IV.17: Dimensions des septa dans le modèle de simulation

En effet, la largeur w_t du septum à chacune de ses extrémités n'a pas été définie, bien qu'elle ait probablement une influence significative. En effectuant des simulations avec deux valeurs différentes de cette dimension, ceci permet d'observer son impact et de ne pas émettre de conclusion sur une valeur unique de ce paramètre.

Les deux configurations testées diffèrent uniquement sur la valeur de l'espace $b2$ entre la partie centrale du septum et la paroi inférieure de la cavité comme le montrent les figures IV.18 et IV.19.

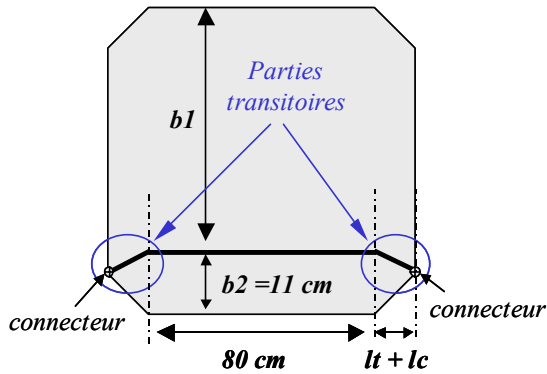


Figure IV.18: Cellule TEM 3D à un septum dans la première configuration

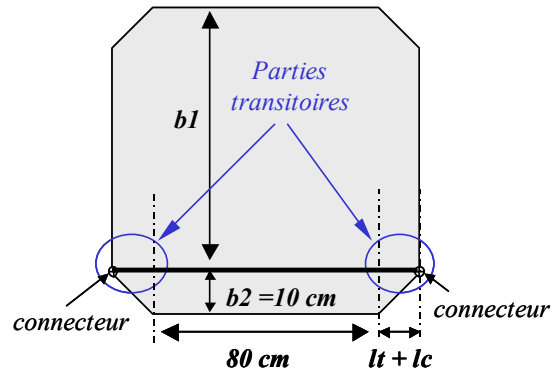


Figure IV.19: Cellule TEM 3D à un septum dans la deuxième configuration

Dans la première configuration, le septum est à 11 cm de la paroi inférieure et à 10 cm de cette paroi dans la seconde configuration. Ainsi, la différence est relativement faible. Cependant, dans le premier cas, les deux critères que sont l'impédance caractéristique de 50Ω et l'angle des transitions, sont respectés et dans le deuxième aucun ne l'est. En utilisant l'expression d'impédance caractéristique obtenue dans le chapitre précédent, la valeur d'impédance caractéristique obtenue dans la deuxième configuration ($b2 = 10 \text{ cm}$ et $2W = 50 \text{ cm}$) a été calculée à 47Ω .

Les résultats de simulation pour les deux configurations avec les deux valeurs de wt sont reportés figure IV.20. Les courbes rouges (continue et pointillée) illustrent les résultats de simulation pour la configuration optimale, soit $2W = 50 \text{ cm}$, $b2 = 11 \text{ cm}$, pour les deux valeurs de wt ($wt = 4 \text{ cm}$ et $wt = 9 \text{ cm}$). Les courbes bleues (continue et pointillée) représentent les résultats issus de la seconde configuration pour deux valeurs de wt .

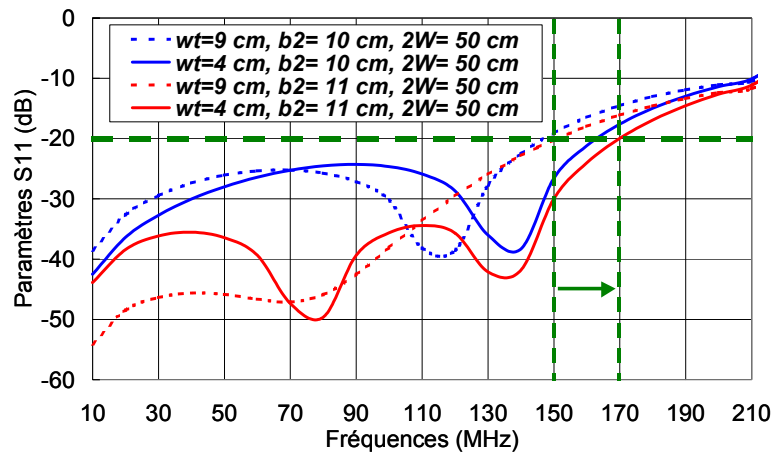


Figure IV.20: Représentation des paramètres de réflexion S11 obtenus par simulation

Si nous confrontons les courbes pointillées ($wt = 9 \text{ cm}$) et les courbes pleines ($wt = 4 \text{ cm}$) de couleur identique, nous voyons que la largeur wt a effectivement une influence sur la valeur du paramètre de réflexion. En particulier, pour les courbes rouges qui correspondent à la configuration optimale ($b2 = 11 \text{ cm}$), le niveau de réflexion reste inférieur à -20 dB jusqu'à 150 MHz lorsque $wt = 9 \text{ cm}$ et jusqu'à 170 MHz lorsque $wt = 4 \text{ cm}$. Ce qui signifie que ce paramètre présente un intérêt significatif puisque notre objectif est de conserver un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB sur la plus large bande de fréquences possible.

De plus, en comparant les deux courbes continues bleue et rouge, nous notons que l'intégration de la pente entraîne une diminution significative des réflexions, principalement en dessous de 140 MHz. En revanche, la pente modifie très peu la fréquence à laquelle les réflexions atteignent -20 dB. En effet, pour les courbes continues ($wl = 4$ cm), l'intégration de la pente entraîne une très faible augmentation de cette fréquence d'environ 6 MHz.

Ces résultats montrent qu'une petite modification des dimensions du septum peut engendrer une variation significative des paramètres S dans les basses fréquences. Cela permet de penser que les décalages observés lors de l'étape de validation du modèle de simulation (figure IV.6), en confrontant les mesures et les simulations, peuvent effectivement provenir d'un manque de précisions dans les dimensions du moyen d'essai réel.

IV.2.d. Evaluation de la contribution de chaque critère d'optimisation dans la qualité des résultats

Des simulations complémentaires ont été effectuées afin de distinguer qu'elle est la contribution des transitions et la contribution de l'impédance caractéristique dans les résultats finaux.

Nous avons utilisé un septum de 53 cm de largeur afin de distinguer l'influence des deux critères. En effet, si nous conservons 50 cm de largeur, en intégrant la pente optimale, nous optimisons également l'impédance caractéristique et les deux critères se trouvent réunis. Dans le cas d'un septum de 53 cm de largeur, pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω , la distance $b2$ doit être 12 cm. Nous avons alors simulé trois nouvelles configurations pour lesquelles les largeurs du septum sont identiques et sont de 53 cm dans sa partie centrale et de 4 cm aux extrémités (figure IV.21).

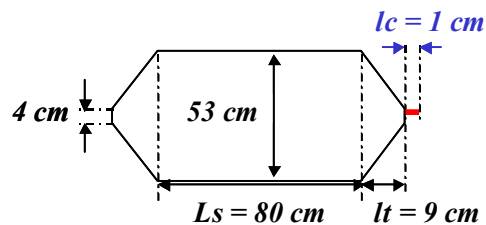


Figure IV.21: Dimensions des septum pour les trois simulations

Les différences entre les trois configurations résident dans la dimension $b2$. La première configuration, caractérisée par un espace $b2$ de 10 cm, ne respecte ni la pente recherchée ni l'impédance caractéristique de 50Ω . Pour une hauteur de 10 cm et une largeur de 53 cm, l'impédance caractéristique vaut 45Ω .

La seconde configuration respecte le critère de pente puisque $b2 = 11$ cm mais l'impédance caractéristique résultante est de 47.6Ω . Enfin, la dernière configuration, avec une largeur de 53 cm et un espace $b2$ de 12 cm, satisfait uniquement le critère d'impédance caractéristique qui est égale à 50Ω .

La figure IV.22 présente les résultats obtenus pour ces trois valeurs différentes de $b2$.

La courbe verte représente le résultat de simulation obtenu lorsque $b2$ vaut 10 cm, et qu'aucun des deux critères n'est vérifié. Pour la courbe rouge où $b2$ vaut 11 cm, Z_c est différente de

50 Ω mais que la pente est optimale. Enfin, la courbe bleue correspond à la configuration où b_2 vaut 12 cm. Ainsi, Z_c vaut 50 Ω mais la pente n'est pas optimale.

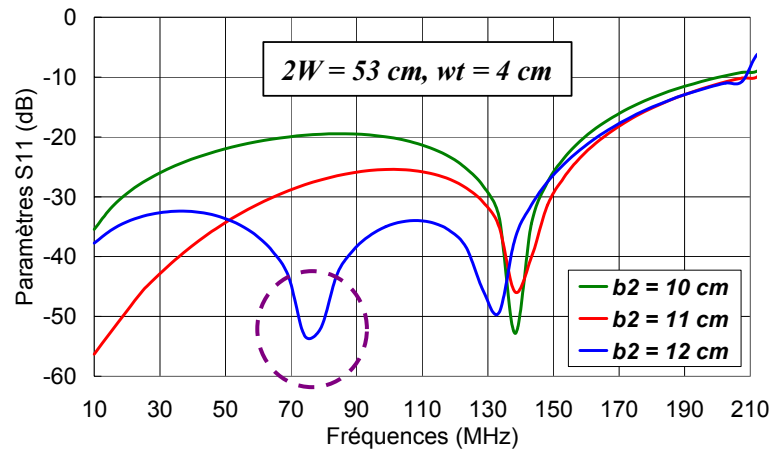


Figure IV.22: Résultats obtenus avec $2W = 53$ cm et $wt = 4$ cm pour trois valeurs différentes de b_2 .

Nous voyons que la courbe verte, où aucun des critères n'est respecté, est effectivement moins satisfaisante que les autres. Parmi ces trois résultats, le résultat le plus satisfaisant est celui donné par la courbe bleue qui reste inférieure à -20 dB jusqu'à 165 MHz. Celle-ci est obtenue en respectant les dimensions calculées par l'approche analytique pour que l'impédance caractéristique soit égale à 50 Ω , mais en négligeant le critère de pente optimale. La courbe rouge, pour laquelle seul le critère de pente est vérifié, offre un résultat intermédiaire.

Il semble donc que la priorité doit être donnée à l'impédance caractéristique. Toutefois, nous voyons qu'en garantissant une impédance caractéristique à 50 Ω , le niveau de réflexion est réduit en basses fréquences, mais la fréquence à laquelle le coefficient de réflexion atteint le niveau que nous nous sommes fixé de -20 dB, reste quasiment inchangée.

Nous observons également une nette modification du motif du paramètre de réflexion lorsque b_2 vaut 12 cm. En effet, pour les deux premières courbes ($b_2 = 10$ cm et 11 cm), nous obtenons une baisse du niveau de réflexion en intégrant la pente calculée, mais nous conservons une allure relativement similaire. En revanche, lorsque b_2 vaut 12 cm, un minima apparaît aux environs de 75 MHz.

Des mesures ont été réalisées, sur la cellule comportant un seul septum, afin de vérifier ces remarques. Nous avons mesuré le paramètre de réflexion à l'extrémité d'un septum ne vérifiant que la pente ($b_1 = 11$ cm et une largeur de 53 cm) puis à l'extrémité d'un septum ne respectant que le critère d'impédance caractéristique ($b_2 = 12$ cm et $2W = 53$ cm).

Une troisième mesure a été réalisée sur un septum satisfaisant les deux critères, soit un espace b_2 de 11 cm afin d'adopter la pente adéquate et une largeur de 50 cm donnant une impédance caractéristique de 50 Ω .

Pour les trois septa, la largeur aux extrémités est $wt = 4$ cm. Les trois résultats expérimentaux recueillis sont représentés figure II.8.

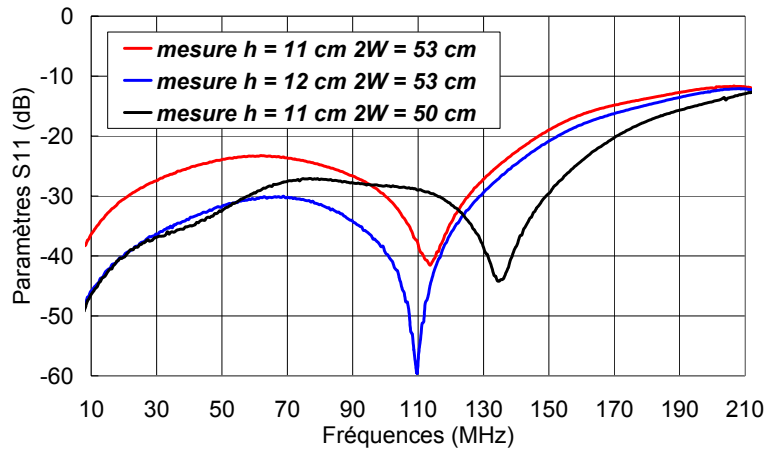


Figure IV.23: Résultats obtenus avec $2W = 53$ cm et $wt = 4$ cm pour trois valeurs différentes de $b2$.

La courbe noire représente le coefficient de réflexion mesuré en adoptant les dimensions vérifiant les deux critères d'optimisation. Celle-ci ne fournit pas le plus faible niveau de réflexion en basses fréquences mais permet de le maintenir inférieur à -20 dB sur la plus large bande de fréquences. Cette configuration est donc la plus satisfaisante au regard des objectifs à atteindre.

La courbe rouge qui correspond à la configuration qui respecte le critère de pente aux extrémités, présente à nouveau un résultat moins satisfaisant que la courbe obtenue en adoptant une impédance caractéristique de 50Ω et en négligeant la pente. Ainsi, la mesure confirme le fait qu'il faut privilégier l'adaptation sur 50Ω .

Cependant, pour les courbes rouges et bleues, les fréquences pour lesquelles les coefficients de réflexion atteignent -20 dB, sont identiques. Nous voyons qu'en pratique, c'est en réunissant les deux critères d'optimisation que l'on étend la bande de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion reste inférieur à -20 dB.

Nous notons que le minima observé lors de la simulation, autour de 75 MHz pour la configuration où $b2 = 12$ cm et $2W = 53$ cm (figure IV.22), n'apparaît pas dans les résultats expérimentaux obtenus pour les mêmes dimensions.

En réalité, cette différence provient très probablement des imprécisions dans le modèle réel, sur la longueur lc du petit câble de liaison situé entre l'extrémité du septum et l'âme du connecteur.

Des simulations ont été exécutées en maintenant les dimensions du septum ($2W = 53$ cm, $b2 = 12$ cm et $wt = 4$ cm) et en faisant légèrement varier la longueur de ce câble. La longueur de la section plane de la transition lt a été adaptée de sorte que la somme des longueurs ($lt + lc$) reste égale à 10 cm.

Les résultats des simulations pour plusieurs valeurs de lc sont exposés figure II.10. Sur cette figure, le paramètre S de réflexion mesuré pour cette même configuration est également présenté.

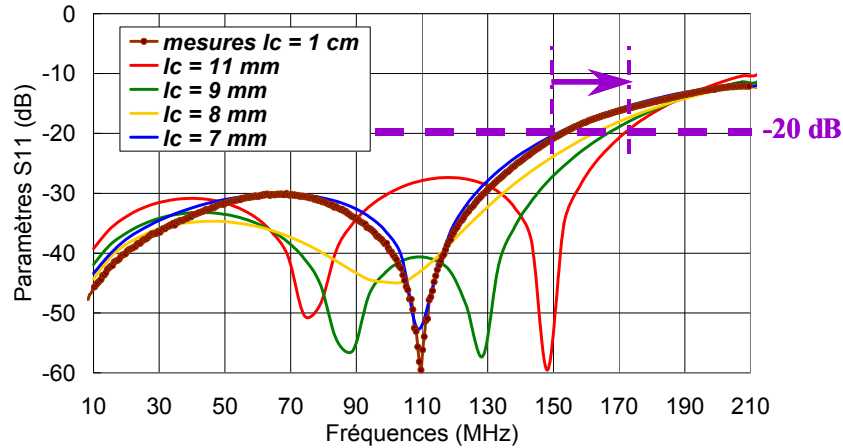


Figure IV.24: Paramètre S11 pour $2W = 53$ cm, $b2 = 12$ cm et $wt = 4$ cm et pour différentes valeurs de lc

Les quatre simulations ont été effectués pour lc égale à 7 mm, 8 mm, 9 mm et 11 mm. Ces résultats mettent parfaitement bien en évidence l'impact d'une légère variation de la longueur du câble sur le motif du paramètre de réflexion en basses fréquences. Nous voyons en particulier, que le paramètre de réflexion mesuré s'accorde parfaitement bien avec celui obtenu par simulation lorsque lc vaut 7 mm. Ainsi, sachant qu'il est particulièrement difficile d'être précis au niveau des connections, les imprécisions pouvant exister en ces points peuvent parfaitement expliquer les différences observées entre la simulation et la mesure.

Ces courbes montrent également que la fréquence à laquelle le coefficient de réflexion atteint -20 dB augmente avec la longueur lc du câble de liaison. Ceci peut éventuellement être exploité pour étendre la gamme de fréquences d'utilisation.

V. OPTIMISATION DE LA CELLULE TEM 3D COMPLETE

V.1. Impédance caractéristique de la cellule TEM 3D à six septa

L'intégration des autres septa au sein de la cellule modifie considérablement la géométrie de la section transversale à un septum donnée. En conséquence, nous pouvons penser que ceci modifie également l'impédance caractéristique de la structure [DEN-5].

Toutefois, le problème a été abordé de la même manière, en l'assimilant à l'étude d'une ligne de longueur infinie de section transversale correspondant à la coupe transversale de la cellule TEM 3D. La section transversale aux septa x et x' est représentée sur la figure V.1.

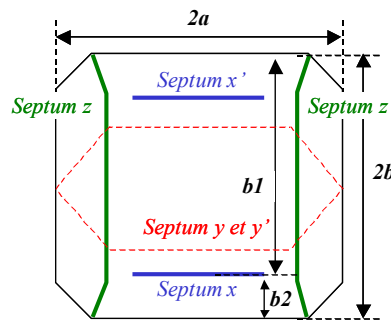


Figure V.1: Section transversale aux septa x et x'

En se référant au septum x , cette figure montre que les septa y et y' n'interviennent pas dans les dimensions de sa section transversale. Ainsi, seules les présences des septa x' , z et z' doivent être considérés dans l'étude de la ligne.

Nous avons identifié les différentes capacités associées au septum x , en prenant pour hypothèse que les autres septa agissent telle une modification de la géométrie du conducteur extérieur et non comme des conducteurs intérieurs (figure V.1).

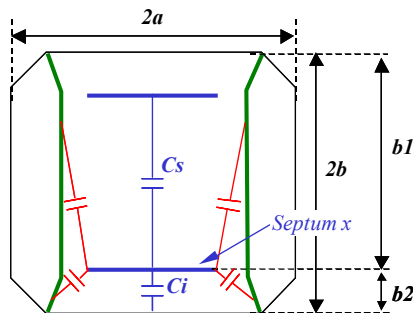


Figure V.2 : Capacités intervenant dans la section transversale au septum x

Deux capacités parallèles et quatre capacités de bord peuvent être identifiées. La capacité parallèle inférieure C_i est relative à l'espace b_2 entre le septum et la paroi inférieure telle que dans la structure à un seul septum. En revanche, la capacité parallèle supérieure C_s n'est plus relative à l'espace b_1 mais à la distance entre les septa x et x' . De même, les capacités de bord ne sont plus liées aux espaces compris entre les bords du septum et les parois latérales de la cavité mais aux distances entre les bords du septum x et les septa z et z' .

Ceci permet d'assimiler la section étudiée à une section dont le conducteur central correspond au septum x et dont le conducteur extérieur est constitué par le contour métallique formé par

les septa latéraux z et z' , le septum supérieur x' et par la paroi inférieure de la cavité [DEN-4] [DEN-5]. Cette section équivalente est illustrée figure V.3.

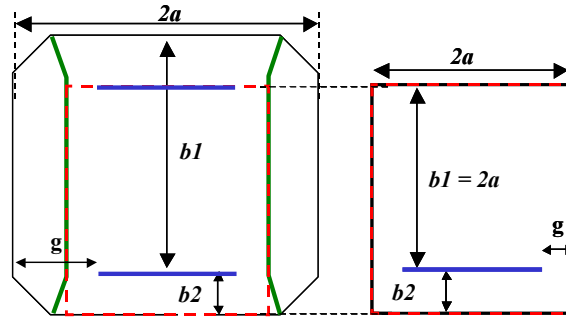


Figure V.3 : Section équivalente étudiée x

Les expressions analytiques d'origine de chacune des capacités ont été appliquées à cette nouvelle section. Cette nouvelle section est caractérisée par une largeur $2a$ correspondant à la distance entre deux septa opposés, à l'espace g entre les bords du septum x et les septa latéraux, à la distance $b2$ entre le septum x et la paroi inférieure et à l'espace $b1$ compris entre les septa x et x' dont la valeur est identique à la dimension $2a$.

L'impédance caractéristique est exprimée de la même façon que pour la cellule à un septum (Eq. V.1.1) :

$$Z_0 \cong \frac{376.62}{\left[\frac{2W}{b1} + \frac{2W}{b2} + 2 \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \coth \frac{\pi g}{2 b1} \right) + 2 \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \coth \frac{\pi (g)}{2 b2} \right) \right]} \quad \text{Eq. V.1.1}$$

Cependant, dans cette expression, les appellations $b1$ et g définissent de nouvelles grandeurs pouvant être exprimées en fonction de la largeur $2W$ du septum et de l'espace $b2$.

$$g = a - (W + b2) = 0.5 - (W + b2) \quad \text{Eq. V.1.2} \quad b1 = 2a - 2b2 = 1 - 2b2 \quad \text{Eq. V.1.3}$$

A partir de la formule Eq. V.1.1, nous avons tracé la courbe des valeurs $2W$ à adopter en fonction des valeurs de l'espace $b2$, pour conserver une impédance caractéristique de 50Ω . Cette courbe est présentée sur le graphique IV.7. Sur ce graphique, nous avons également reporté la courbe obtenue à partir de l'équation Eq. IV.1.2 correspondant à la présence d'un seul septum dans la cavité.

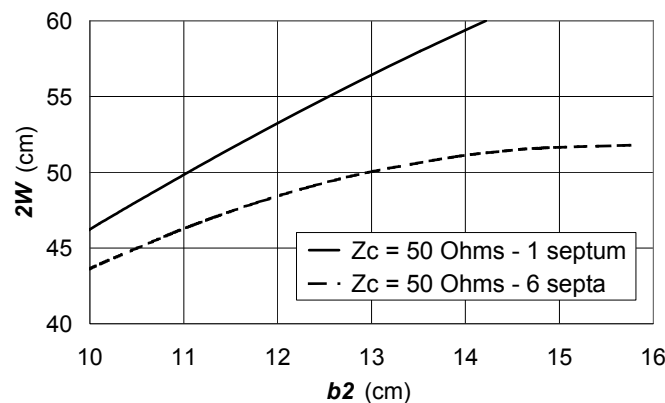


Figure V.4 : $2W$ en fonction de $b2$ pour conserver $Zc = 50 \Omega$ en considérant un ou six septa dans la cellule

Nous obtenons que pour une valeur constante de l'espace $b2$, lorsque tous les septa sont introduits, la largeur du septum doit être réduite pour maintenir une impédance de 50Ω . De plus, en intégrant les six septa, l'évolution de la largeur $2W$ en fonction de l'espace $b2$ est modifiée. En particulier, la courbe prend l'allure d'une asymptote. Nous avons vu que pour une valeur de $b2$ supérieure à 16 cm, quelle que soit la largeur du septum, l'impédance caractéristique ne peut atteindre 50Ω . La valeur de $b2$ doit donc être comprise en 10 cm et 16 cm.

Toutefois, si nous souhaitons conserver une hauteur $b2 = 11$ cm, la largeur du septum doit être environ 50 cm lorsque celui-ci est seul et environ 47 cm lorsque tous les septa sont dans la cavité.

V.2. Validation des critères employés pour optimiser la cellule TEM 3D à six septa par la simulation.

La dernière dimension devant être déterminée est la largeur wl aux extrémités du septum, qui n'intervient pas dans la section transversale de la cellule. Cette valeur a été fixée à l'aide de la simulation. Plusieurs simulations ont été réalisées en faisant varier uniquement la valeur de wl . Au vu des critères recherchés, nous avons obtenu que la valeur de 2 cm était la plus appropriée pour ce paramètre. Les résultats de simulation figurent en annexe 8.

Ainsi, toutes les simulations suivantes sont effectuées pour une valeur de wl égale à 2 cm.

Dans un premier temps, nous avons souhaité connaître l'impact de la présence des cinq septa supplémentaires sur niveau de réflexion. Pour cela, nous avons maintenu les dimensions calculées pour la cellule à un septum ($2W = 50$ cm et $b2 = 11$ cm) tout en insérant les septa complémentaires dans le modèle. Les six septa possèdent des dimensions identiques spécifiées sur la figure V.5.

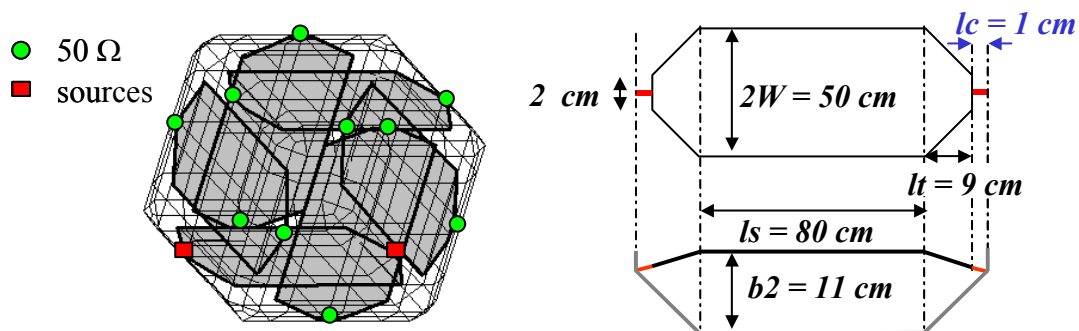


Figure V.5: Modèle de simulation de la cellule TEM 3D avec six septa.

La simulation sur le modèle complet a été réalisée en plaçant des générateurs aux deux extrémités du septum inférieur tandis que les autres septa ont été chargés sur 50Ω aux deux extrémités.

Les paramètres de réflexion obtenus à l'une des extrémités du septum inférieur lorsque celui-ci est seul dans la cavité (courbe rouge) et lorsque que les cinq autres septa sont dans la cavité (courbe bleue) sont reportés sur la figure V.6.

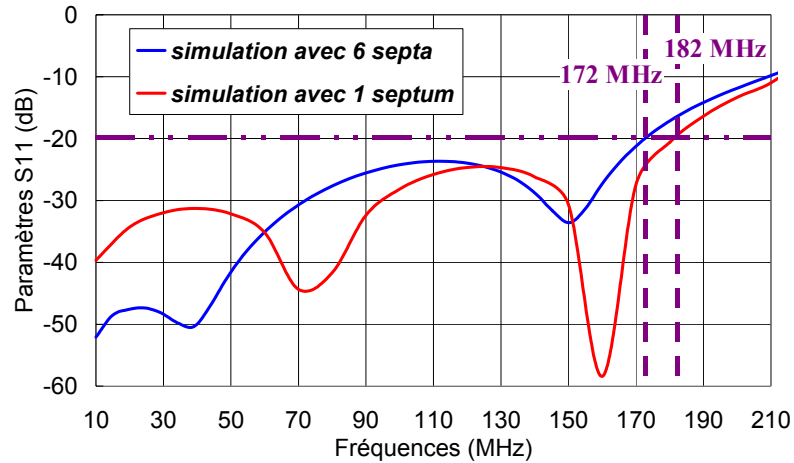


Figure V.6: Modèle de simulation de la cellule TEM 3D avec six septa.

En dessous de 60 MHz, le niveau de réflexion obtenu en présence des six septa est plus faible. En revanche au-delà de 60 MHz, le coefficient de réflexion avec les six septa devient plus élevé. En particulier, il atteint le niveau -20 dB dès 172 MHz, alors que nous maintenons un niveau inférieur à -20 dB jusqu'à 182 MHz avec le modèle comportant un seul septum. Vu les objectifs recherchés, l'intégration des six septa sans modifier leurs dimensions, engendre donc une dégradation du coefficient de réflexion.

Le prototype réel intégrant les six septa de dimensions $2W = 50$ cm, $wt = 2$ cm et $b2 = 11$ cm a été réalisé. Nous avons donc confronté les résultats de simulation obtenus avec le modèle à six septa, aux douze paramètres S mesurés au niveau des douze ports. Sur la figure II.15 apparaissent les douze paramètres S de réflexion mesurés et le paramètre S de réflexion obtenu par simulation à un des douze ports.

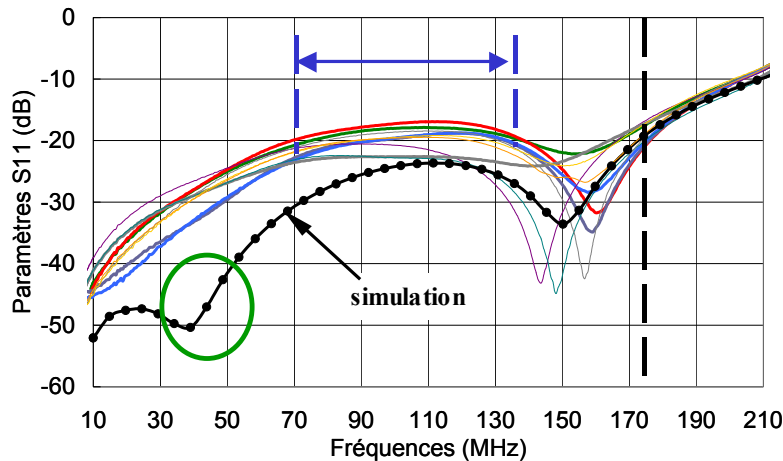


Figure V.7: Confrontation entre les résultats de simulation et de mesure sur la cellule TEM 3D avec six septa.

Nous notons à nouveau, qu'un minimum apparaît dans les résultats de simulation aux environs de 40 MHz, et que ce minima n'est pas apparent dans les résultats expérimentaux. Ce problème a déjà été observé auparavant et a été associé aux imprécisions de dimensions dans le modèle réel, au niveau du câble de liaison entre l'extrémité du septum et l'âme du connecteur. En conséquence, nous observons un motif différent entre la simulation et la mesure. Nous constatons également que la simulation du niveau de réflexion sous estime légèrement les réflexions obtenues en pratique. D'ailleurs, certains paramètres dépassent

légèrement la limite fixée à -20 dB entre 70 MHz et 135 MHz. En revanche, en s'attachant à la fréquence à laquelle les coefficients de réflexion passent définitivement la limite des -20 dB, l'estimation donnée par la simulation est relativement satisfaisante.

Nous avons effectué une nouvelle simulation avec le modèle à six septa en utilisant les dimensions adaptées à cellule complète à six septa. Les dimensions doivent être $2W = 47$ cm si $b2 = 11$ cm. La largeur w aux extrémités a été maintenue à 2 cm. Ainsi, seule la largeur $2W$ de la partie centrale des septa est modifiée.

Les résultats de simulation recueillis avec ces nouvelles dimensions sont présentés en figure II.16. Sur ce graphe, le paramètre S de réflexion obtenu avec les précédentes dimensions ($2W = 50$ cm et $b2 = 11$ cm) est également représenté (courbe bleue).

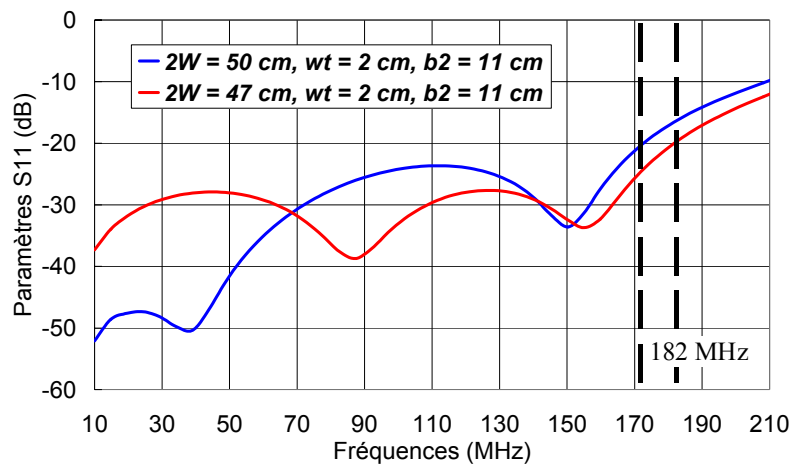


Figure V.8: Résultats de simulation sur la cellule TEM 3D avec six septa.

L'utilisation des dimensions déterminées à l'aide de la section équivalente, entraîne une hausse du niveau de réflexion dans les plus basses fréquences. Cependant, à ces fréquences, son niveau reste bien inférieur à -20 dB. Cette augmentation n'est donc pas primordiale. En contre partie, à partir de 70 MHz, cette nouvelle configuration permet de réduire le niveau de réflexion et de repousser la fréquence limite où le niveau de réflexion dépasse -20 dB. Nous retrouvons alors un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB sur une bande de fréquences de largeur identique à celle que nous avons avant d'insérer tous les septa.

L'intérêt majeur de ces observations repose sur le fait que la démarche adoptée pour prendre en compte les six septa permet effectivement d'aboutir à une amélioration de l'adaptation. Or, cette méthode qui consiste à considérer une section équivalente puis à suivre une démarche identique à celle utilisée pour une ligne coaxiale particulière, constitue une approche relativement simple.

Pourtant, cette méthode ne garantit pas l'obtention directe des dimensions optimales puisque certaines approximations ont été faites. En particulier, nous avons négligé les angles spécifiques de la cellule et nous avons repris les approximations effectuées dans les travaux d'origine des cellules TEM. Ces approximations reposent sur le fait que :

- la structure a été étudiée telle une ligne de longueur infinie,
- les capacités entre les bords du septum et les parois horizontales ont été négligées
- et les expressions des capacités de bord sont des expressions approchées.

Cependant cette démarche nous a effectivement permis d'améliorer l'adaptation et, la pertinence des différents critères d'optimisation sur lesquels nous nous sommes fondés a pu être vérifiée par simulation. De plus, les valeurs obtenues sont tout à fait convenables puisqu'un septum de 47 cm de largeur, placé à 11.1 cm des parois, nous permet de conserver un espace d'essai intéressant et un espacement raisonnable entre chacun des septa. Nous avons alors défini une première règle de construction de cellule TEM 3D.

Toutefois, les dimensions calculées doivent être confrontées aux conditions limites de validité des expressions analytiques.

Les différentes limites de validité peuvent avoir des significations différentes. Certaines sont des limites associées aux approximations mathématiques effectuées pour obtenir des expressions approchées. D'autres définissent les limites dimensionnelles à partir desquelles certains phénomènes électromagnétiques peuvent être négligés ou non.

D'une part, en raison des approximations faites pour obtenir une expression approchée des capacités de bord, Tippet et Chang ont formulé une condition sur les dimensions extérieures de la cellule, telle que $a/b \geq 1$.

Selon les dernières dimensions obtenues, cette condition est respectée pour le volume compris sous le septum mais non pour celui placé au-dessus du septum. Cependant, cette limite n'a été formulé que dans les travaux de Tippet et Chang. En effet, les mêmes expressions analytiques ont été exploitées dans d'autres études développées précédemment sans que cette condition n'apparaisse. Ainsi, il reste à vérifier si le non-respect de cette condition fausse totalement les résultats ou engendre seulement une perte de précision.

D'autre part, une seconde condition sur le rapport W/b doit être vérifiée pour éviter qu'un phénomène d'interaction entre les deux bords du septum vienne modifier la distribution des lignes de champ. Nous avons retenu que ce rapport doit être supérieur ou égal à 0,35.

Dans notre cas, le rapport W/b vaut 0,3 pour la section supérieure au septum et 2,11 pour la partie inférieure. La condition est donc parfaitement respectée pour la partie inférieure mais pas pour la partie supérieure. Les dimensions peuvent être revues pour que cette condition soit respectée. Dans ce cas, le critère de pente optimale devra être abandonné.

Ces aspects doivent d'être vérifiés, en gardant à l'esprit que notre objectif est de maintenir un niveau de réflexion inférieur à -20 dB sur la plus large gamme de fréquences possible et non d'obtenir une impédance caractéristique de 50Ω avec une parfaite précision.

V.3. Comparaison entre le niveau de réflexion obtenue en cellule TEM 3D et en cellule TEM conventionnelle.

A travers ces mesures et ces simulations, nous avons vérifié que la méthode exploitée mène effectivement à une réduction des réflexions aux extrémités des septa. En particulier, les premières dimensions de septa déterminées uniquement à l'aide de la simulation, procurent un niveau de réflexion qui excède légèrement la limite des -20 dB en basses fréquences et qui franchit définitivement cette limite à partir de 150 MHz. Désormais, à l'issue de l'approche analytique, nous conservons un niveau de réflexion inférieur à -20 dB jusqu'à 182 MHz.

Afin de disposer d'une référence du niveau de réflexion pouvant être obtenu sur une structure parfaitement optimisée, nous avons mesuré les paramètres de réflexion obtenus aux extrémités d'une cellule TEM conventionnelle.

La cellule TEM utilisée est une cellule pouvant fonctionner jusqu'à 375 MHz. Ces mesures de paramètres S ont donc été réalisées pour les fréquences inférieures à 370 MHz.

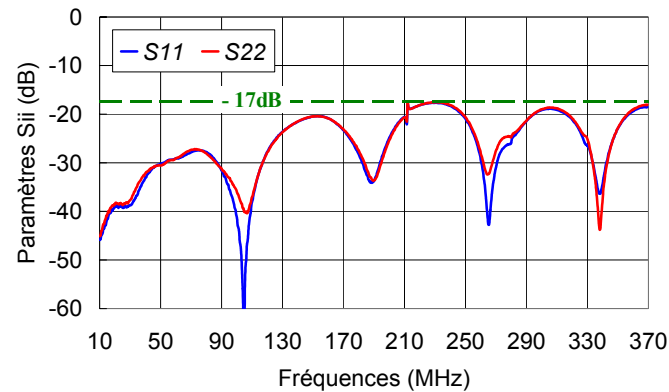


Figure V.9: Paramètres S de réflexion mesurés aux deux extrémités d'une cellule TEM.

Nous remarquons que les niveaux de réflexion mesurés aux extrémités du septum en cellule TEM sur sa bande de fréquences d'utilisation sont comparables aux niveaux de réflexion obtenus aux extrémités des septa en cellule TEM 3D. Les niveaux de réflexion restent majoritairement inférieurs à -20 dB. Toutefois, à certaines fréquences cette limite est légèrement excédée et les maxima de réflexion peuvent atteindre $-17,6$ dB.

VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons rappelé que les travaux effectués pour déterminer l'expression d'impédance caractéristique des cellules TEM conventionnelles présentent beaucoup d'analogies avec les études effectuées antérieurement sur les lignes coaxiales. L'exploitation de ces résultats nécessite de vérifier un certain nombre de conditions géométriques mais n'impose aucune condition de symétrie sur la structure étudiée. Nous avons d'ailleurs pu noter, au cours de notre recherche bibliographique, que ces méthodes avaient également été appliquées pour déterminer l'impédance caractéristique de lignes coaxiales dont le conducteur central était décentré [CHE-1].

Ce travail bibliographique nous a également permis de comprendre quels sont les phénomènes électromagnétiques qui régissent la distribution des lignes de champs au sein de ce type de structure. Nous avons pu comprendre l'influence de certains paramètres et retrouver les conditions géométriques devant être respectées pour garantir la validité des méthodes.

En adaptant ces travaux au cas de la cellule TEM 3D, nous obtenons une expression de l'impédance caractéristique fonction des dimensions de la cellule et du septum. Cette étape a permis de retrouver les configurations permettant d'obtenir une impédance caractéristique de 50Ω dans la partie centrale de la cellule, si toutefois la validité de cette formule est vérifiée.

Sur des considérations géométriques, nous avons ensuite déterminé une règle à adopter au niveau des transitions des septa pour optimiser l'adaptation entre les sorties et les parties centrales des septa. Ainsi, en associant ce nouveau critère aux travaux effectués sur l'impédance caractéristique, nous avons abouti à une configuration unique donnant des dimensions tout à fait cohérentes à nos attentes en terme de volume d'essai.

La présence des six septa dans l'expression de l'impédance caractéristique a également été considérée.

La pertinence des différents critères sur lesquels nous nous sommes fondés pour améliorer l'adaptation, a pu être vérifiée par simulation. Ainsi, ces différents critères permettent de mettre en œuvre une première règle pour dimensionner une cellule TEM 3D.

En revanche, la configuration à laquelle nous avons abouti, ne permet pas de respecter intégralement les limites de validité exprimées au cours des études effectuées sur les cellule TEM conventionnelles. Cependant, nous avons remarqué que certaines limites doivent être principalement respectées dans le cas où une valeur très précise de l'impédance caractéristique est recherchée. Dans notre cas, étant donné la complexité de la structure, il semble difficile d'obtenir une parfaite adaptation sur toute la longueur de la cellule à l'aide d'une démarche purement analytique. Néanmoins, cette approche autorise toutefois l'obtention de niveaux de réflexion tout à fait convenables aux différentes entrées de la cellule. En particulier, nous avons constaté que du point de vue de l'adaptation des septa, une cellule TEM 3D conçue convenablement, peut fournir des performances similaires à une cellule TEM conventionnelle.

CHAPITRE III

EXPLOITATION DE LA CELLULE TEM 3D POUR DES TESTS D'IMMUNITE ET DE RAYONNEMENT EN BASSES FREQUENCES

I. INTRODUCTION

Au cours de l'étude développée dans le chapitre précédent destinée à déterminer les dimensions adéquates des septa, nous avons constaté que la première fréquence de résonance de notre prototype apparaît aux alentours de 216 MHz. Cette première fréquence de résonance constitue la fréquence limite supérieure pour l'exploitation du principe TEM tridimensionnelle. En effet, d'une part, à partir de cette fréquence, nous observons de fortes augmentations des niveaux de réflexion à chaque extrémité des septa, d'autre part, dès que la cavité entre en résonance nous ne sommes plus dans le cas d'ondes TEM propagées.

Dans ce nouveau chapitre, nous allons étudier l'utilisation de la cellule TEM 3D pour les tests d'immunité et de rayonnement. Cependant, nous nous positionnerons systématiquement à des fréquences inférieures à la première fréquence de résonance.

La première partie traitera de l'utilisation de la cellule TEM 3D en immunité. En nous appuyant sur la méthode employée en cellule TEM conventionnelle pour les tests d'immunité, nous adopterons une démarche critique visant à mettre en évidence l'hétérogénéité du champ engendrés au passage de la structure TEM conventionnelle à la structure TEM 3D. La distribution du champ électromagnétique au sein de la cellule TEM 3D en alimentant un septa sera caractérisée à partir de simulations puis de mesures de champ électrique. Nous proposerons une méthode de tests propre à la cellule TEM 3D permettant de corriger les différentes dérives observées. Nous évoquerons également les possibilités offertes par ce nouveau moyen d'essai pour enrichir l'éventail de contraintes imposées à l'équipement sous test.

En seconde partie de ce chapitre, nous expérimenterons la mesure de rayonnement au sein de la cellule TEM 3D cubique. Le spectre de puissance totale rayonnée d'un équipement sous test donné sera mesuré en cellule TEM conventionnelle afin de disposer d'un spectre de référence. Puis, en reproduisant la méthodologie de mesures employée en cellule TEM, le rayonnement de l'équipement sous test sera caractérisé en cellule TEM 3D. Nous décrirons le banc de mesures automatisé qui a été élaboré autour de la cellule TEM 3D. La reproductibilité entre les mesures pratiquées en cellule TEM et en cellule TEM 3D sera analysée.

A travers plusieurs séries de tests pratiquées dans les deux moyens d'essai, nous confronterons la répétabilité des mesures effectuées en cellule TEM 3D à celle obtenue en cellule TEM conventionnelle.

Dans cette partie, nous évoquerons également la mise en place d'une nouvelle méthode de mesures de rayonnement qui serait spécifique à la cellule TEM 3D et qui exploiterait les multiples informations pouvant être recueillies au sein de ce nouveau moyen d'essai en terme de rayonnement. Nous chercherons à mettre en évidence les avantages que pourrait apporter une telle méthode.

II. L'UTILISATION DE LA CELLULE TEM 3D EN IMMUNITE

II.1. La répartition du champ au sein de la cellule TEM 3D

La cellule TEM 3D cubique peut constituer un moyen d'essai intéressant pour effectuer des tests d'immunité. Cependant, nous ne pouvons adopter une méthodologie analogue à celle utilisée en cellule TEM sans étudier l'homogénéité du champ au sein de la cellule.

En effet, la répartition du champ au sein de la cellule est très dépendante des dimensions de la section transversale. Dans le cas d'une cellule TEM, le volume d'essai est situé entre le septum et la paroi inférieure de la cavité. La figure II.1 représente la section transversale d'une cellule TEM définie par une hauteur $2b$ et par une largeur $2a$, telles que $2a > 2b$.

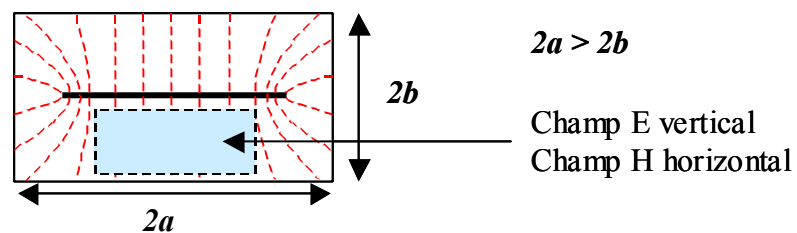


Figure II.1: Coupe transversale d'une cellule TEM et répartition des lignes de champ

Dans le cas de cette cellule, la distance entre le septum et cette paroi inférieure, qui est égale à b , est nettement plus petite que la distance $2a$ entre les deux parois latérales. Ainsi, dans l'espace situé sous le septum, les conditions aux limites sont principalement imposées par la présence du septum et de la paroi inférieure et l'action des parois latérales est très faible. Par conséquent, en cellule TEM, nous disposons d'un champ électrique vertical et d'un champ magnétique horizontal dans un volume relativement important par rapport aux dimensions de la cellule, comme l'illustre la figure II.1.

En contre partie, en cellule TEM 3D, le volume d'essai est situé au centre de la cavité. Dans cette zone, c'est la présence des septa et non des parois de la cavité qui régit essentiellement l'allure des lignes de champ. Or, en considérant la section transversale au septum supérieur de la cavité qui est représentée en figure II.2, nous constatons que les distances entre les septa horizontaux et les septa verticaux sont identiques ($2a = b1$).

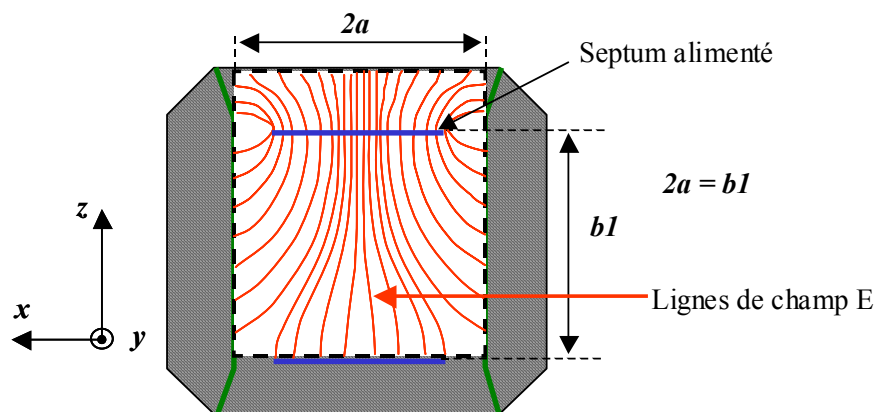


Figure II.2: Coupe transversale d'une cellule TEM 3D et répartition des lignes de champ

Nous voyons ainsi que si la puissance est injectée sur le septum supérieur, l'action des septa latéraux sur la répartition du champ électrique est nettement plus importante que l'action des parois latérales en cellule TEM. Ainsi, l'espace dans lequel le champ électrique est horizontal et le champ magnétique est vertical est fortement réduit.

De plus, en alimentant un seul septum, nous risquons d'observer une forte variation de champ électrique le long de l'axe z . Ainsi, l'amplitude du champ électrique ne peut être homogène suivant cet axe [KLI-8].

II.2. Caractérisation du champ au sein de la cellule TEM 3D en alimentant un septum

Pour illustrer les problèmes d'homogénéité du champ pouvant apparaître au sein de la cellule TEM en reproduisant la méthodologie employée en cellule TEM, nous avons effectué quelques simulations à 75 MHz. L'outil WIPL-D est également utilisé ici.

Dans le modèle de simulation, nous avons placé un générateur à l'une des sorties du septum supérieur tandis que les onze autres ports ont été chargés sur 50Ω .

Une puissance de 1W est injectée sur le septum supérieur à une fréquence de 75 MHz. Pour cette simulation, la largeur des septa ($2W$) est de 50 cm et l'espace entre les septa et les parois est de 11 cm ($b2$). Ces dimensions correspondent aux dimensions du prototype expérimental dont nous disposons.

Nous avons relevé l'amplitude du champ électrique dans la section transversale au septum supérieur. L'amplitude du champ électrique sur une surface de 40 x 40 cm située au centre de la cavité, est donnée figure II.3.

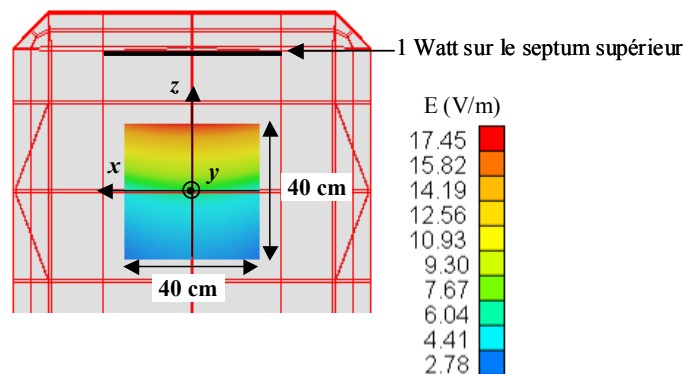


Figure II.3: Amplitude du champ électrique obtenue à 75 MHz

Cette figure illustre parfaitement l'importance de la variation de champ suivant l'axe z , puisque sur une distance de 40 cm, le champ électrique varie de 2,78 V/m à 17,45 V/m.

Pour illustrer le phénomène de divergence des lignes de champ généré par les septa latéraux, nous avons représenté figure II.4, la composante E_x du champ électrique obtenue par simulation, pour la même surface.

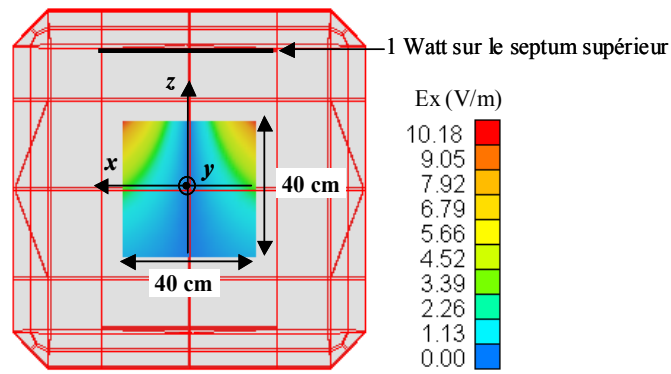


Figure II.4: Amplitude de la composante E_x du champ électrique obtenue à 75 MHz

En se déplaçant sur l'axe x , nous obtenons que la composante E_x n'est nulle qu'à proximité du point central de la cavité. Ceci signifie qu'en s'éloignant légèrement de ce point central, le champ électrique n'est plus vertical.

En revanche, dans la moitié inférieure de la surface étudiée, la composante E_x prend des valeurs très faibles. Néanmoins, dans cette partie, le champ total est également faible puisqu'il est compris entre 2,78 V/m et 4,41 V/m. Par conséquent, ceci ne signifie pas que les divergences sont réduites dans cette partie.

Des mesures de champ ont également été réalisées en injectant 1 W à l'entrée d'un des septa à 75 MHz. Pour la mesure, comme pour la simulation, la puissance est injectée sur un des ports tandis que les onze autres ports sont chargés sur 50 Ω .

Au cours de la mesure, nous avons souhaité contrôler précisément le niveau de puissance injectée sur le septum malgré les éventuels problèmes de réflexion pouvant exister à ses extrémités. Nous avons alors positionné un coupleur sur le port d'alimentation de la cellule permettant de prélever une partie de la puissance injectée. En mesurant à l'aide d'un wattmètre la puissance relevée au niveau du coupleur, la puissance en sortie du générateur a pu être ajustée pour garantir qu'une puissance d'1 W alimentait le septum.

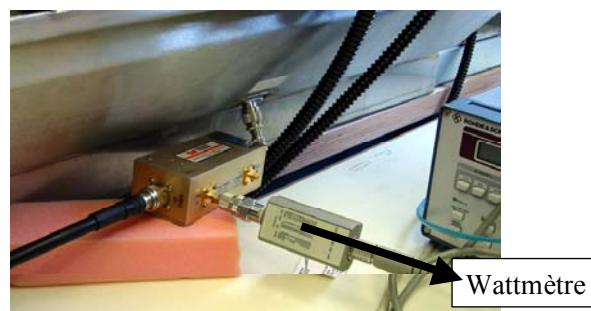


Figure II.5: Photographie du coupleur placé sur le port d'alimentation de la cellule

D'une part, nous avons recueilli la composante E_z du champ électrique en se déplaçant le long de l'axe $0z$ orthogonal au septum alimenté, afin d'observer le gradient de champ. D'autre part, nous avons collecté la composante E_x du champ électrique en se déplaçant le long de l'axe $0x$ qui est parallèle au plan du septum alimenté et orthogonal à l'axe du septum. Cette composante permet d'observer les divergences des lignes de champ engendrées par la présence des parois latérales. La configuration de mesure et la position des axes sont décrites sur la figure II.6.

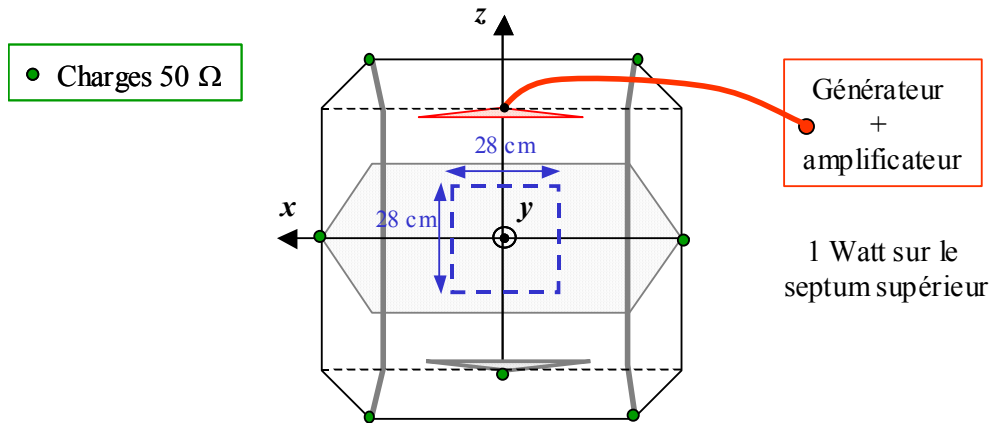


Figure II.6: Représentation de la configuration étudiée

Le champ électrique au sein de la cellule est mesuré à l'aide d'une sonde de champ triaxiale HI-4422 (Figure II.7). Cette sonde couvre la gamme de fréquences 10 kHz – 1 GHz et offre une précision de 0,5 dB selon les informations du constructeur.

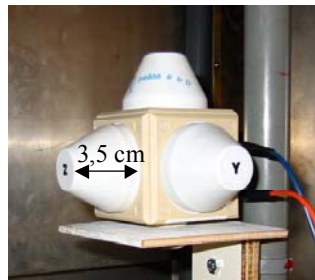


Figure II.7: Photographie de la sonde tri axiale HI-4422

En orientant de manière adéquate les trois axes de la sonde selon les axes $0x$, $0y$ et $0z$, les données mesurées individuellement par chacun des axes de la sonde correspondent aux trois composantes E_x , E_y et E_z du champ électrique.

Les valeurs de la composante E_z mesurées en neuf points le long de l'axe $0z$ sur une distance de 28 cm (entre $z = -14$ cm et $z = 14$ cm) sont données sur le graphe II.8. Sur ce graphe, sont également reportées les valeurs de cette composante E_z obtenues pour ces neuf positions par simulation.

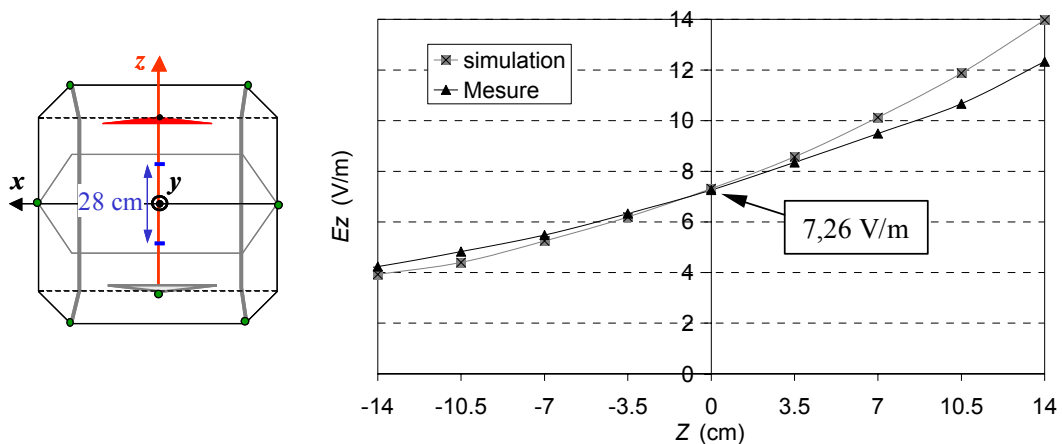


Figure II.8: Mesure et simulation de la composante E_z du champ électrique à 75 MHz

Nous observons une bonne correspondance entre les valeurs de la composante E_z obtenues expérimentalement et par la simulation. L'écart entre les valeurs expérimentales et numériques atteint au maximum 2 V/m en se plaçant à 14 cm du centre vers le septum alimenté.

Ces résultats mettent en évidence l'importance du gradient de champ au sein de la cellule. En effet, sur une distance de 28 cm, la composante du champ électrique orthogonale au septum alimenté évolue d'une valeur de 4 V/m à une valeur de 12 V/m.

Pour illustrer la divergence des lignes de champ associée aux conditions aux limites que constituent les septa latéraux, les valeurs de la composante E_x ont été mesurées pour neuf points sur une distance de 28 cm le long de l'axe Ox . Les valeurs de cette composante E_x obtenues par simulation pour les mêmes positions, sont également reportées sur le graphe II.9.

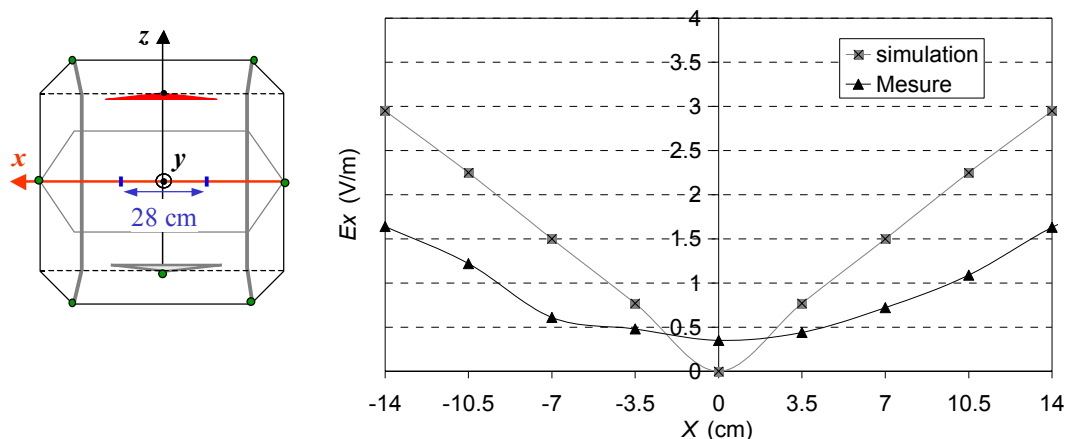


Figure II.9: Mesure et simulation de la composante E_x du champ électrique à 75 MHz

Pour cette composante, nous obtenons un écart plus important entre la mesure et la simulation. D'une part en $x = 0$, la composante E_x est nulle en simulation mais pas en pratique. Cependant, la mesure est réalisée à l'aide d'une sonde de champ triaxiale, dont les axes ont une longueur de 3,5 cm. Ainsi, la sonde de champ ne permet pas de mesurer le champ localisé en un point unique. Or, nous voyons d'après les résultats de simulation, qu'en théorie cette composante est parfaitement nulle uniquement au point $x = 0$ suivant cet axe. D'autre part, pour les deux positions extrêmes où $x = -14$ cm et $x = 14$ cm, nous mesurons une composante E_x de 1,6 V/m pour une valeur de 2,9 V/m obtenue par simulation. En première approche, on peut penser que la divergence des lignes de champ associée aux conditions aux limites imposées par la présence des deux septa latéraux, est moins prononcées en pratique qu'en simulation. Cependant, ceci dépend également de l'évolution de la composante E_z suivant cet axe Ox .

En effet, si la composante E_z conserve une valeur proche de sa valeur obtenue au centre (7,26 V/m) en s'approchant des parois, la divergence des lignes de champ aux points extrêmes $x = -14$ cm et $x = 14$ cm s'avère effectivement peu prononcée. En revanche, si la valeur de la composante E_z décroît fortement en approchant les parois latérales et atteint un ordre de grandeur proche de la valeur de E_x aux points $x = -14$ cm et $x = 14$ cm, ceci signifie que la divergence des lignes de champ est importante et que l'homogénéité du champ est médiocre selon cet axe.

Nous avons donc également observée l'évolution de la composante E_z suivant l'axe Ox . Les valeurs de cette composante obtenue par la mesure et la simulation figurent sur le graphe II.10.

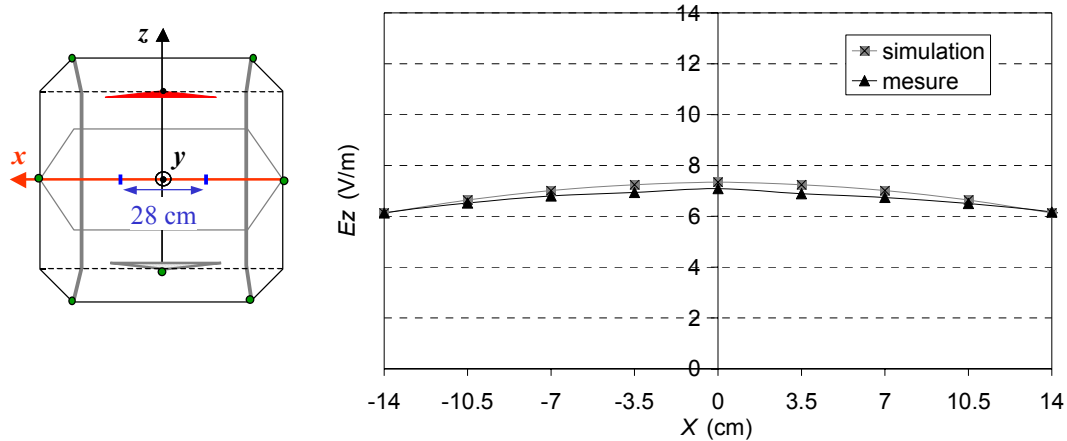


Figure II.10: Mesure et simulation de la composante E_z du champ électrique à 75 MHz

Nous notons que les résultats expérimentaux pour la composante E_z suivant cet axe $0x$, sont en très bon accord avec ceux obtenus par la simulation. Il apparaît également que sur une distance de 28 cm, la valeur de la composante E_z varie relativement peu. Ceci montre alors que suivant cet axe, nous conservons une bonne homogénéité du champ.

En revanche, suivant l'axe $0z$ orthogonal au septum, nous avons constaté un gradient de champ relativement important qui doit être corrigé pour disposer d'un volume d'essai convenable dans lequel le champ est homogène. Un moyen de corriger ce problème de gradient de champ est d'alimenter deux septa opposés en opposition de phase. Pour aborder ce principe, nous ne raisonnons que sur le champ électrique.

II.3. L'utilisation de plusieurs septa pour les test d'immunité

Dans le cas où plusieurs septa sont alimentés, le champ recueilli dans la cellule est la somme des champs générés par les différents septa. Par conséquent, pour améliorer l'uniformité du champ au sein de la cavité, nous pouvons chercher à exploiter la somme des champs rayonnés par plusieurs septa alimentés.

En particulier, en alimentant les deux septa supérieur et inférieur en opposition de phase, ces deux septa génèrent des champs complémentaires qui permettent d'obtenir un niveau relativement stable selon l'axe $0z$. En effet, alors que le septum supérieur engendre un champ d'amplitude croissante selon l'axe z , le septum inférieur engendre un champ d'amplitude décroissante suivant cet axe. Ainsi, le champ électrique résultant de la somme de ces deux champs peut conserver une amplitude relativement invariante suivant l'axe z .

De plus, les champs électriques respectifs à chacun des septa alimentés, obéissent également aux conditions aux limites imposées par les septa latéraux. Ces champs possèdent donc des composantes E_x d'amplitude croissante en s'approchant des septa latéraux. Cependant, si les deux septa sont alimentés en opposition de phase, les composantes E_x de leurs champs électriques respectifs, sont de sens opposés. Ceci peut permettre d'annuler ou de réduire la composante E_x du champ résultant et de limiter les divergences de lignes de champs au centre de la cellule.

Des simulations ont été réalisées afin d'illustrer ces principes. Les septa supérieur et inférieur ont été alimentés en opposition de phase sur des puissances identiques de 0,5 W à une

fréquence de 75 MHz. La carte du champ électrique **total** obtenu dans le plan transversal aux deux septa et pour une surface de 40 x 40cm est donnée sur la figure II.11.

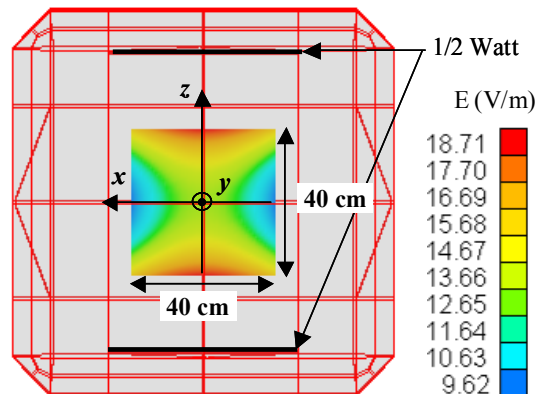


Figure II.11: Amplitude du champ électrique obtenue à 75 MHz

Nous notons que sur une distance de 40 cm, en se déplaçant le long de l'axe z , l'amplitude du champ électrique varie entre 13,66 V/m et 18,71 V/m, soit un écart d'environ 2,7dB. Nous obtenons une nette amélioration suivant cet axe puisqu'en alimentant un seul septum, cette amplitude varie de 2,78 V/m à 17,45 V/m et que l'écart était alors de 16 dB.

En considérant la surface totale de 40 cm par 40 cm, le champ électrique peut varier entre 9,62 V/m et 18,71 V/m. Ce qui constitue un écart de 5,80 dB. Néanmoins, en se limitant à une surface de 20 cm par 20 cm, nous pouvons conserver un champ compris entre 11,64 V/m et 14,67 V/m. Dans ce cas, nous maintenons un écart inférieur à 2 dB sur toute la surface.

Nous pouvons également constater l'impact de cette double alimentation sur les divergences de champ, en observant la composante E_x du champ électrique sur la figure II.12.

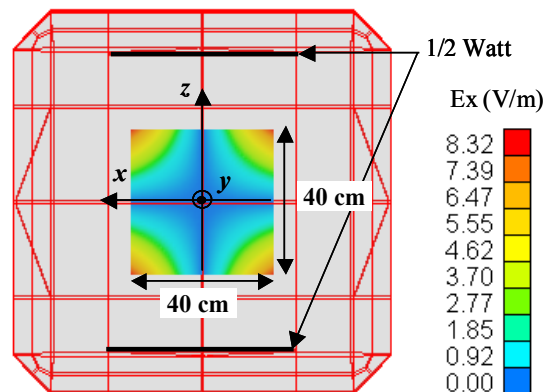


Figure II.12 : Amplitude de la composante E_x du champ électrique obtenue à 75 MHz

Nous notons qu'en longeant l'axe x , la composante E_x du champ électrique conserve une valeur nulle. Nous voyons également que nous disposons d'une surface autour du point central où cette composante reste nulle ou très faible. En effet, dans une surface de 20 cm par 20 cm, la composante E_x conserve une valeur inférieure à 0,92 V/m.

Afin de compléter cette étude, une simulation donnant la carte du champ **total** dans une coupe longitudinale aux septa alimentés, a été exécutée. Ceci permet d'observer la variation du champ électrique suivant l'axe y (figure II.13).

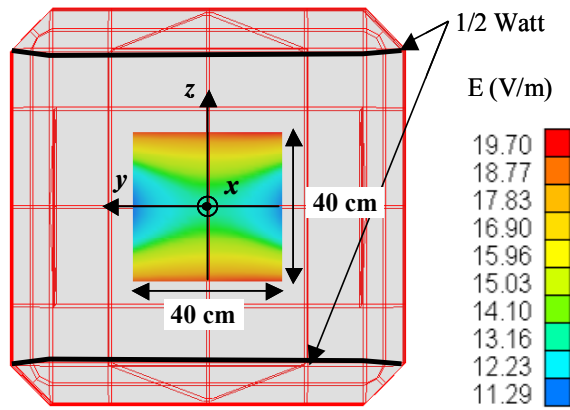


Figure II.13 : Amplitude du champ électrique obtenue à 75 MHz dans le plan (y, z)

En se déplaçant le long de l'axe y longitudinal aux deux septa alimentés, l'amplitude du champ varie entre 11,3 V/m et 13,2 V/m sur une distance de 40 cm. Ceci correspond à un écart de 1,3 dB. Ce plan offre la meilleure uniformité de champ électrique selon la simulation.

Des mesures de champ à l'intérieur de la cellule ont également été réalisées en alimentant deux septa en opposition de phase à 75 MHz. Pour cela, nous avons placé un coupleur à la sortie du générateur (figure II.14).

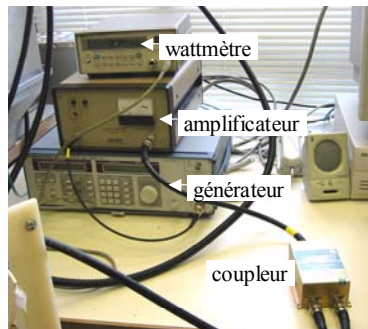


Figure II.14: Photographie du coupleur placé à la sortie du générateur

En sortie du coupleur, deux câbles de longueur différentes ont été connectés de sorte qu'aux extrémités des deux câbles les signaux obtenus soient en opposition de phase. Le déphasage entre les deux signaux alimentant les extrémités des deux septa, est contrôlé à l'aide d'un oscilloscope. La configuration adoptée est schématisée sur les figures II.15 et II.16.

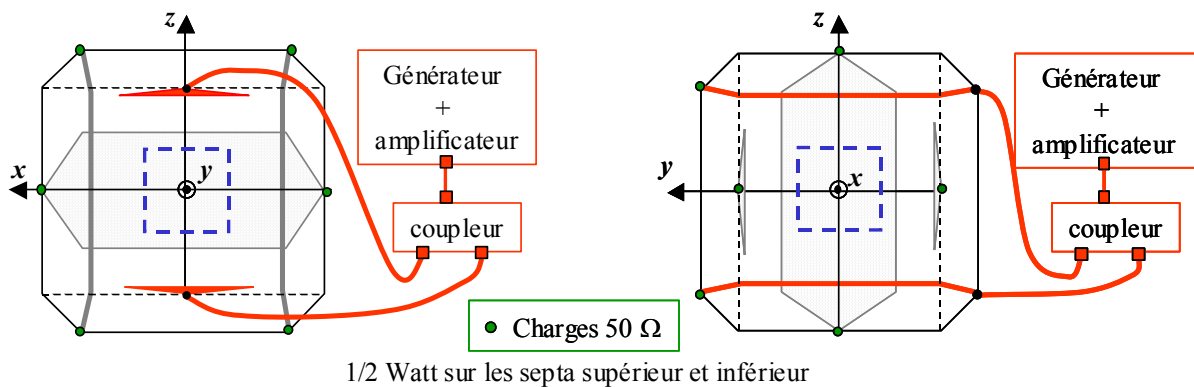


Figure II.15: Représentation du protocole de mesures en coupe transversale aux deux septa alimentés

Figure II.16: Représentation du protocole de mesures en coupe longitudinale aux deux septa alimentés

Les deux câbles ont été connectés sur deux septa opposés dans la cellule, par le biais de deux ports situés du même côté, comme le montre la représentation longitudinale figure II.16. Des puissances de $\frac{1}{2} W$ ont été injectées dans chacun des septa.

Nous avons ensuite mesuré les composantes du champ électrique en déplaçant la sonde de champ le long des trois axes centraux. Les valeurs de ces composantes ont été comparées aux résultats obtenus en alimentant un seul septum à 75 MHz pour une puissance de 1 W.

Les valeurs de la composante E_z pour différentes positions sur l'axe z (entre $z = -14$ cm et $z = 14$ cm), dans les cas où un et deux septa sont alimentés, sont données sur la figure II.17.

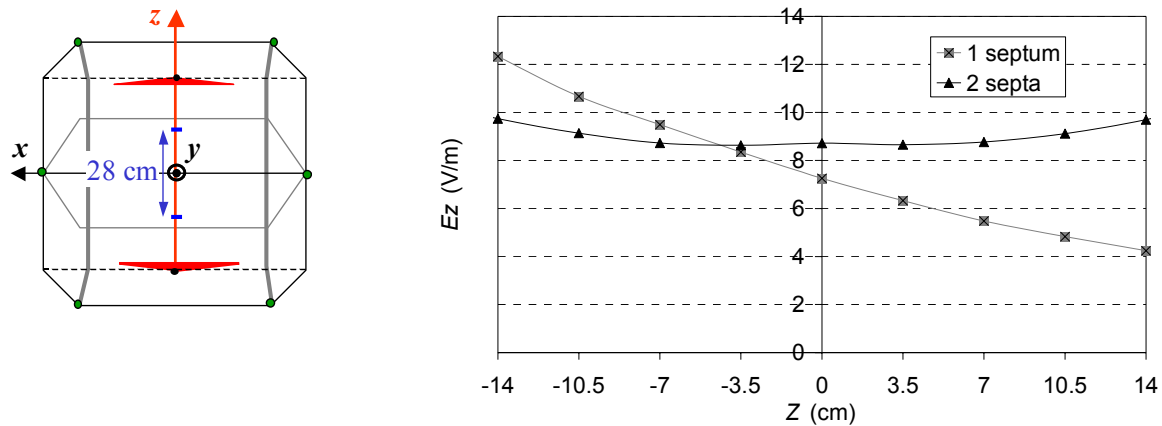


Figure II.17: Composante E_z mesurée en alimentant un septum et deux septa en opposition de phase à 75 MHz

Nous observons à nouveau que la variation observée le long de l'axe oz sur la composante orthogonale au septum alimenté, est fortement atténuée en employant une double alimentation répartie sur deux septa. En effet, en alimentant un seul septum, nous avons obtenu une composante E_z pouvant varier entre 4 V/m et 12 V/m sur une distance de 28 cm. Or, en alimentant deux septa en opposition de phases, nous conservons une composante E_z comprise entre 8,7 V/m et 9,7 V/m sur une distance identique. La variation est alors inférieure à 1 dB.

Nous avons également recueilli la composante E_x en déplaçant la sonde le long de l'axe ox transversal au septum afin d'observer l'impact de cette double alimentation sur la divergence des lignes de champ. Les valeurs obtenues sur une distance de 28 cm sont confrontées à celles mesurées en alimentant un seul septum sur la figure II.18.

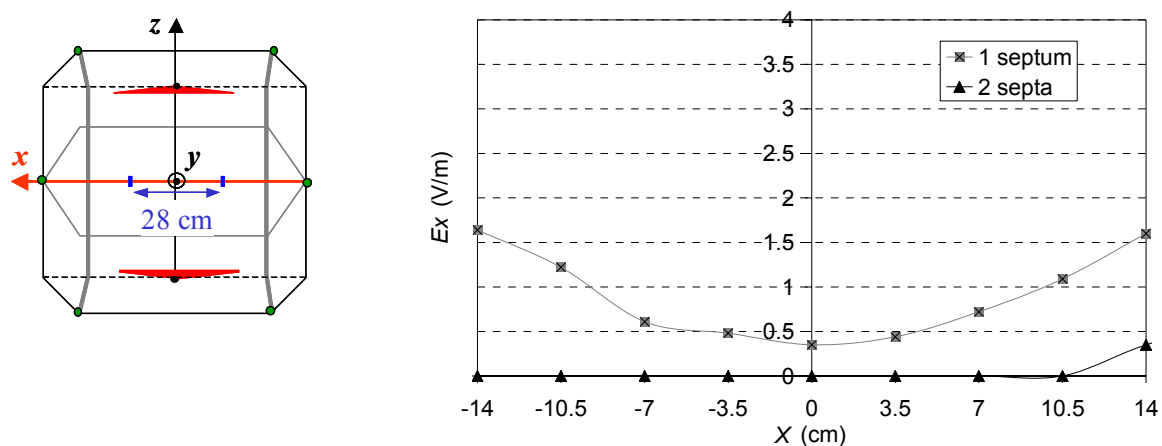


Figure II.18: Composante E_x mesurée en alimentant un septum et deux septa en opposition de phase à 75 MHz

Cette fois, bien que la sonde ne permette pas de collecter la valeur du champ localisé en un point, nous recueillons une composante parfaitement nulle sur la quasi-totalité de la distance testée. Ceci signifie que pour les différentes positions testées l'axe $0x$ de la sonde est totalement immergé dans un champ caractérisé par une composante nulle suivant cet axe.

Ainsi, en alimentant les deux septa en opposition de phase, les divergences des lignes de champ provoquées par la présence des septa latéraux s'avèrent corrigées.

Nous avons également contrôlé que suivant cet axe $0x$, la composante orthogonale aux deux septa conserve une bonne homogénéité. Les résultats figurent sur le graphe II.19.

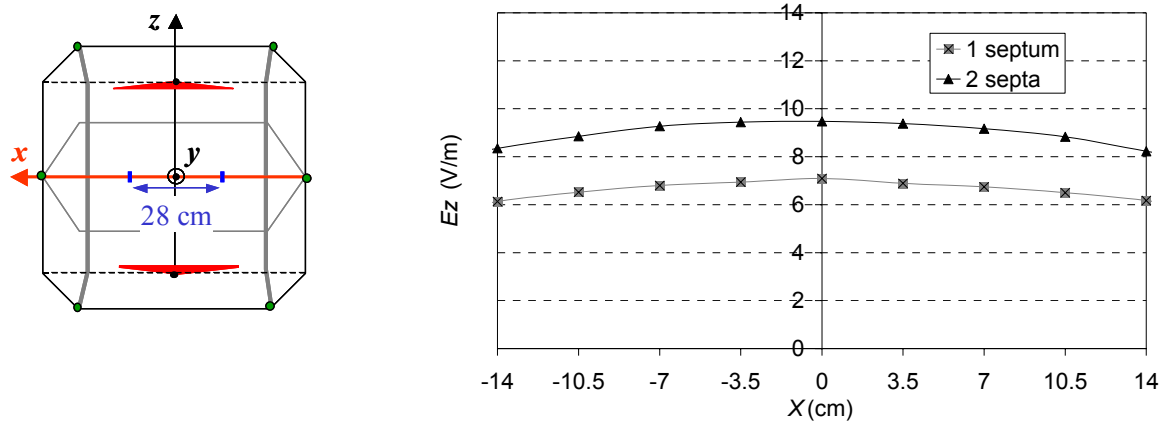


Figure II.19: Composante E_z mesurée en alimentant un septum et deux septa en opposition de phase à 75 MHz

La variation de cette composante suivant l'axe $0x$ est identique à la variation relevée en alimentant un seul septum. Cependant, cette fois son amplitude est plus élevée. Nous conservons ainsi une bonne homogénéité suivant cet axe.

Nous avons complété cette caractérisation du champ électrique au sein de la cellule, en effectuant une série de mesures de la composante E_z en déplaçant la sonde le long de l'axe $0y$ longitudinal aux deux septa alimentés.

Les valeurs de cette composante mesurées le long de l'axe longitudinale en appliquant une alimentation unique sur un septum et une double alimentation sur les deux septa opposés sont données figure II.20.

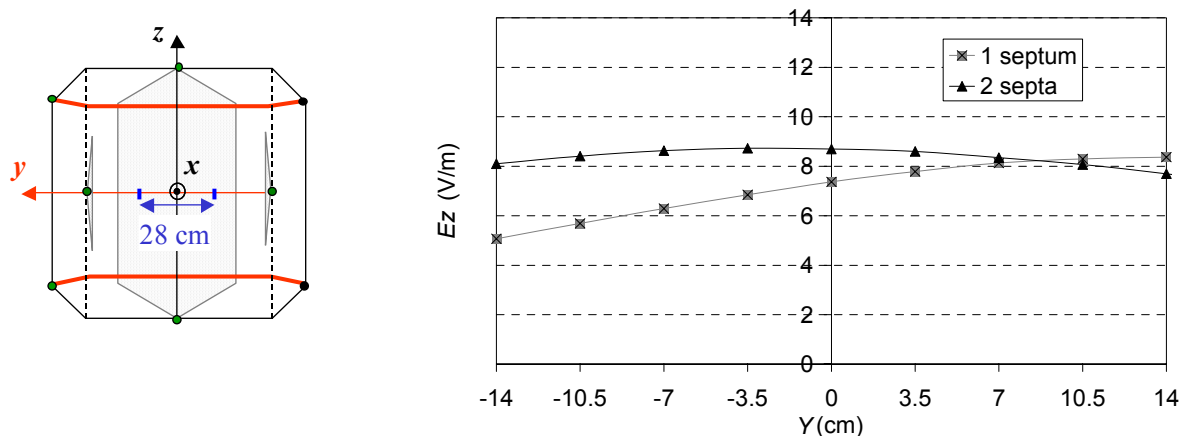


Figure II.20: Composante E_z mesurée en alimentant un septum et deux septa en opposition de phase à 75 MHz.

Nous constatons qu'en alimentant un seul septum, la valeur de cette composante n'est pas homogène le long de l'axe longitudinal au septum. En revanche, l'homogénéité est rétablie également suivant cet axe en employant une double alimentation.

Ainsi, tous ces résultats montrent que les dérives associées à la géométrie de la cellule TEM 3D, peuvent être fortement corrigées en maîtrisant l'alimentation de plusieurs septa. Néanmoins, ceci a pu être mis en évidence en effectuant des mesures de champ à fréquence fixe où le déphasage est aisément contrôlable. En revanche, pour exploiter la cellule TEM pour effectuer des tests d'immunité, le déphasage doit être contrôlé sur une large gamme de fréquences. Ainsi, l'utilisation de cette cellule en immunité nécessite le développement d'un banc de mesures automatisé permettant d'ajuster le déphasage entre les signaux générés sur les deux septa en fonction de la fréquence appliquée.

Par ailleurs, le principe d'alimentation de plusieurs septa en simultané, peut également être exploité pour élaborer de nouvelles approches de tests non réalisables en cellule TEM conventionnelle. En particulier, une des applications envisagées est de contrôler la polarisation du champ électrique pour effectuer un brassage de phase. Ceci permettrait de tester un équipement pour un grand nombre d'incidences du champ sans modifier sa position. Néanmoins, cette étude ne sera pas développée dans ce mémoire de thèse.

III. LES TESTS DE RAYONNEMENT EN CELLULE TEM 3D

Nous avons obtenu que pour des questions d'uniformité du champ au sein de la cellule, la méthodologie de mesures employée en cellule TEM pour les tests d'immunité, ne pouvait être reproduite en cellule TEM 3D. En revanche, les mesures de rayonnement au sein d'une cellule TEM 3D peuvent être pratiquées selon la même méthode que celle employée au sein d'une cellule TEM conventionnelle.

La démarche suivie en cellule TEM a été décrite dans le premier chapitre. Celle-ci consiste à calculer le spectre de rayonnement d'un équipement sous test à partir des six tensions mesurées aux ports de la cellule en orientant successivement l'EST selon trois orientations orthogonales. Ceci peut être reproduit en cellule TEM 3D en utilisant uniquement trois septa orthogonaux sur les six septa que comporte la cellule. Cependant, une méthode de mesure reposant sur l'utilisation des six septa pourrait être établie ultérieurement.

III.1. Mesures de la puissance totale rayonnée en cellule TEM et TEM 3D

III.1.a. Mesures du spectre de puissance rayonnée d'un EST en cellule TEM

Nous avons mesuré le spectre de rayonnement d'un équipement sous test au sein d'une cellule TEM conventionnelle afin d'avoir un spectre de référence permettant d'étudier la reproductibilité des mesures effectuées en cellule TEM 3D [DEN-6].

L'équipement sous test utilisé est une carte électronique industrielle de 12 cm par 16 cm exploitée pour le comptage de véhicules. Des photographies de cette carte sous ses deux faces sont données figure III.1.

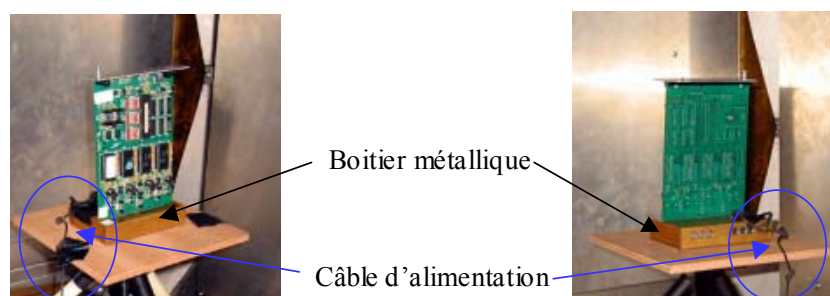


Figure III.1: Carte électronique utilisée comme EST au sein de la cellule TEM

Cette carte électronique est emboîtée dans un support métallique. Ce support est un boîtier métallique qui contient les fonctions d'alimentation de la carte (convertisseurs optiques et filtres) et assure le blindage de ces fonctions pour éviter que leur rayonnement n'interfère dans les mesures. Un câble d'alimentation relie ce boîtier à une source d'alimentation située à l'extérieur de la cellule.

Pour les mesures de rayonnement, cette carte a été placée successivement dans trois positions orthogonales au sein de la cellule TEM, comme l'illustre la figure III.2.

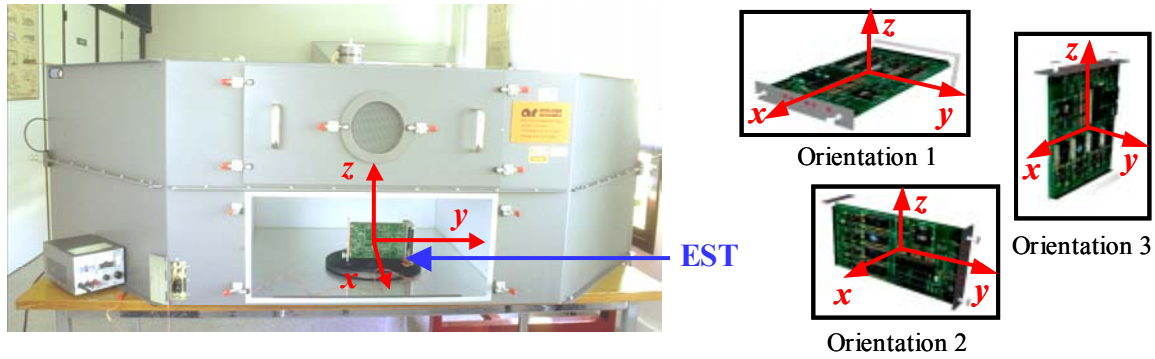


Figure III.2: Orientations de l'EST au sein de la cellule TEM

Pour chacune des trois positions, les tensions induites aux deux ports *a* et *b* de la cellule TEM ont été mesurées. La puissance totale rayonnée a été calculée à partir de l'expression suivante introduite au chapitre I:

$$P_t = \frac{80 \pi^2}{\lambda^2 e_0^2 Z_c} \sum_{i=1}^{i=3} (V_{ai}^2 + V_{bi}^2) \quad \text{Eq. III.1.1}$$

où : Z_c est l'impédance caractéristique de la cellule TEM, V_{ai} et V_{bi} sont les tensions mesurées aux deux ports de la cellule pour les trois positions de l'EST et e_0 est le champ électrique au centre de la cellule pour une puissance injectée de 1 W sur le septum. Pour la cellule utilisée, présentée précédemment dans le chapitre I, le champ normalisé e_0 vaut 24,4 V/m.

Dans un premier temps, nous avons effectué deux séries de mesures successives afin d'observer la répétabilité des mesures effectuées en cellule TEM. Pour ces mesures, nous avons positionné successivement la carte selon les trois orientations décrites figure III.2 et pour chaque position nous avons effectué deux acquisitions successives des spectres de tensions aux extrémités du septum. Ainsi, pour les deux séries de mesures, les trois positions de la carte testées étaient parfaitement identiques.

Dans la mesure où la carte électronique utilisée rayonne principalement entre 50 MHz et 100 MHz, toutes les mesures ont été effectuées sur cette gamme de fréquences. De plus, l'analyseur de spectre qui permet d'acquérir les spectres de tensions a systématiquement été configuré avec un temps de balayage de 100 ms par division et une résolution de 10 kHz. Les spectres de rayonnement recueillis à l'issue de ces deux tests sont donnés figure III.3.

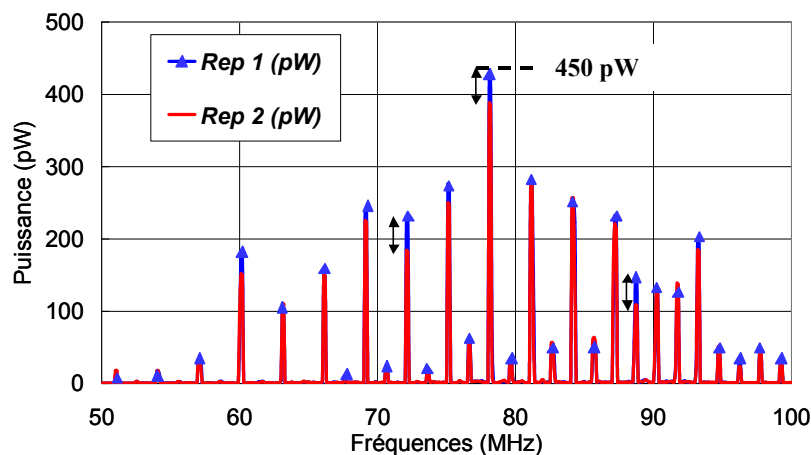


Figure III.3: Spectres de puissance totale rayonnée mesurés en cellule TEM

Nous constatons que bien que la carte n'ait pas été déplacée entre les deux séries de mesures, des petites distinctions apparaissent sur certaines raies. Ceci signifie que deux spectres de tensions recueillis à quelques secondes d'intervalle, sans toucher à la configuration de mesures, peuvent être légèrement différents. Ces différences sont relativement faibles mais elles mettent en évidence que certains écarts ne relèvent pas systématiquement de la position de l'équipement.

Nous avons également réalisé des mesures en ressortant la carte de la cellule entre chaque acquisition afin d'observer l'impact des éventuelles imprécisions de positionnement. En pratique, nous avons placé la carte dans les trois positions orthogonales et collecté les deux spectres à chaque extrémité du septum pour les trois positions. Puis, nous sommes revenu à la position de départ et nous avons renouvelé la démarche. Ainsi, la carte a été repositionnée entre chaque série de tests.

Pour toutes ces mesures, le câble d'alimentation de la carte a été accolé à la paroi inférieure de la cellule TEM. En effet, le câble d'alimentation peut propager des perturbations de l'extérieur vers l'intérieur de la cellule. Le câble doit donc être accolé au plan masse inférieur de la cellule afin de minimiser son couplage avec le septum.

Les résultats sont présentés sur la figure III.4. Sur cette figure, le spectre intitulé « rep1 » est celui présenté sur la figure III.3 sous la même appellation. Les deux autres spectres (rep3 et rep 4), donnent les résultats de deux autres séries de tests obtenus en repositionnant la carte au sein de la cellule.

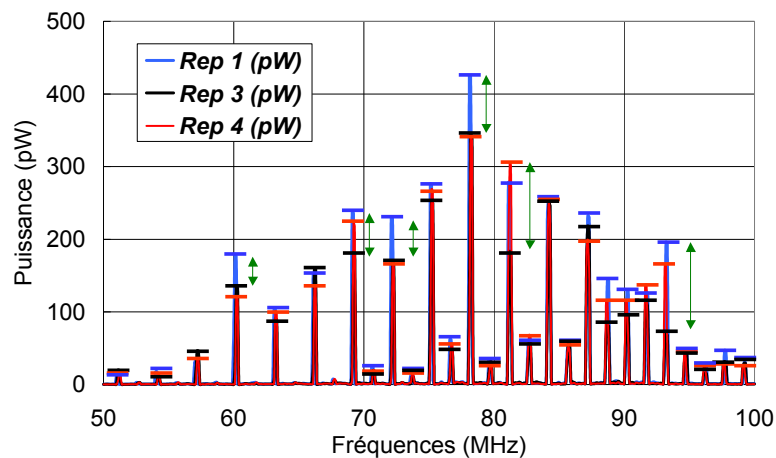


Figure III.4: Spectres de puissance totale rayonnée mesurés en cellule TEM

Nous voyons qu'il peut apparaître des écarts relativement importants sur les maxima de certaines raies entre deux séries de mesures. Ainsi, pour qu'une bonne répétabilité soit obtenue en cellule TEM des précautions doivent être prises quant aux positionnements de l'équipement et du câble d'alimentation de la carte. De plus, le temps de balayage et la bande de résolution de l'analyseur peuvent également intervenir sur les résultats obtenus. La configuration de l'analyseur de spectre doit être identique pour toutes les mesures.

Ces spectres de puissance rayonnée seront pris pour référence afin de les comparer aux résultats obtenus en cellule TEM 3D.

III.1.b. Protocole de mesures de puissances rayonnées en cellule TEM 3D

En cellule TEM 3D, pour reproduire une démarche analogue à celle utilisée en cellule TEM, nous devons recueillir les tensions induites sur uniquement trois des six septa que comporte la cellule. Cette fois, il n'est pas nécessaire de modifier la position de la carte. Les trois septa utilisés, qui doivent être orthogonaux entre eux, dépendent de l'orientation qui est donnée à l'objet testé.

Les spectres de tensions induites sur les six ports des trois septa utilisés doivent être collectés successivement. L'analyseur de spectre doit donc être alternativement connecté sur les six ports tandis que les autres ports de la cellule sont chargés sur 50Ω . La puissance totale rayonnée de l'EST peut être obtenue à partir de la relation (Eq. III.1.1) utilisée en cellule TEM, à condition de prendre en compte la nouvelle valeur du champ normalisé e_θ . En effet, ce paramètre est relatif aux dimensions de la cavité. La valeur de e_θ , a été obtenue au cours des mesures de champ présentées dans le paragraphe II.2 de ce chapitre (figure II.8). Nous avons constaté qu'en injectant une puissance de 1 Watt à l'une des extrémité d'un septum, la valeur de la composante orthogonale au septum du champ électrique, au centre de la cavité vaut 7,26 V/m. Nous avons également obtenu cette valeur par simulation.

Ainsi, bien qu'il ne faille pas modifier la position de l'EST, la mesure de puissance totale rayonnée en cellule TEM 3D, requiert tout de même un certain temps puisqu'il est nécessaire de raccorder successivement l'analyseur de spectre à six des douze ports de la cavité. Dès lors, pour optimiser le principe, nous avons développé un banc de mesures automatisé.

Ce banc de mesures repose sur l'utilisation d'un réseau de onze commutateurs, présenté figure III.5, contrôlé à l'aide d'un logiciel développé sous l'environnement Labview. Les commutateurs possèdent deux états « 1 » et « 0 » qui permettent de raccorder successivement et automatiquement l'analyseur de spectre aux douze ports de la cellule tandis que les autres ports sont chargés sur 50Ω via le réseau de commutateurs (figure III.6).

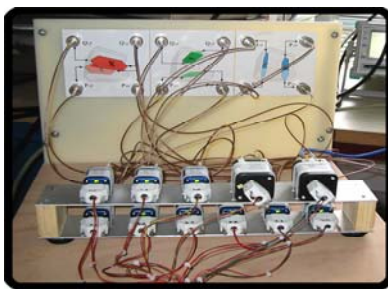


Figure III.5: Système de commutateurs

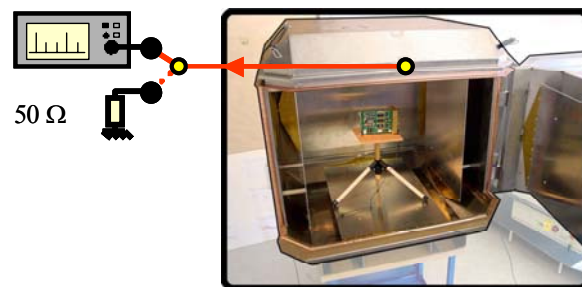


Figure III.6: Principe de fonctionnement

Pour récupérer six spectres de tensions sur six ports de la cellule, le réseau de commutateurs doit prendre six configurations différentes. Chaque configuration correspond à une combinaison spécifique d'états « 1 » et « 0 » des onze commutateurs.

Le logiciel développé pour piloter le réseau de commutateurs, permet également de contrôler l'analyseur de spectre et assure le rapatriement des données de l'analyseur vers l'ordinateur entre chaque configuration prise par le réseau de commutateurs. En outre, une fonction supplémentaire a été élaborée dans ce logiciel pour calculer automatiquement le spectre de

puissance totale rayonnée à partir des six spectres de tensions mesurés aux six extrémités des septa. L'interface du logiciel est présentée figure III.7.

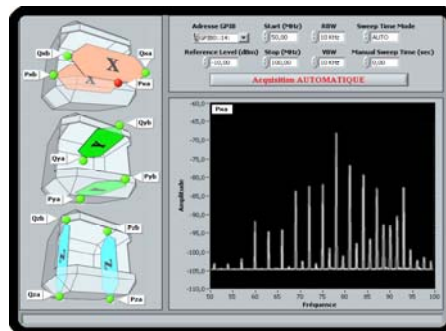


Figure III.7: Interface du logiciel développé sous Labview.

Les mesures présentées dans la partie suivante ont été réalisées à l'aide de ce banc de mesures.

III.1.c. Mesures de puissances rayonnées en cellule TEM 3D et reproductibilité entre les mesures effectuées en cellules TEM et TEM 3D

Dans un premier temps, nous avons donné à la carte électronique une orientation arbitraire telle que son plan est parallèle au plan (x, z) . Sa face équipée de composants s'avère donc orientée vers la porte de la cavité. Ceci est représenté figure III.8.

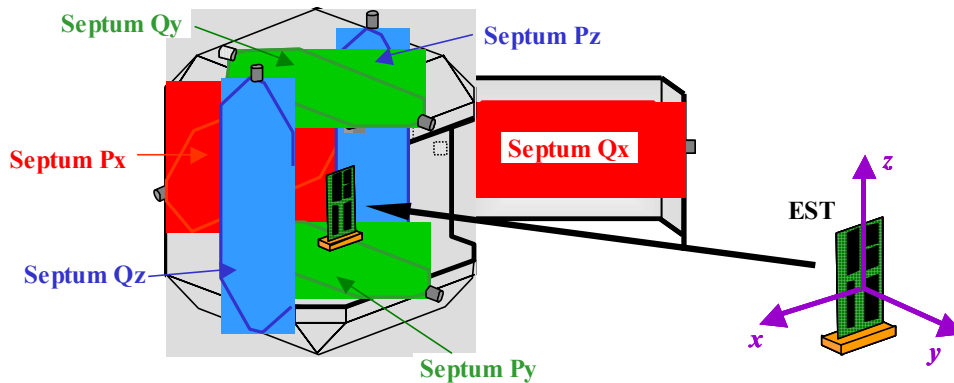


Figure III.8: Configuration adoptée pour la mesure de puissance rayonnée au sein de la cellule TEM 3D

Pour reproduire à l'identique les trois configurations testées au sein de la cellule TEM, nous devons mesurer les tensions induites aux extrémités des trois septa repérés par les appellations Q_x , Q_y et Q_z sur la figure III.8. La puissance totale rayonnée de l'EST est calculée à partir de la relation (Eq. III.1.1) en introduisant la nouvelle valeur du champ normalisé e_0 de 7,26 V/m, caractérisant la cellule TEM 3D.

Pour observer la répétabilité obtenue en cellule TEM 3D, trois mesures du spectre de puissance totale rayonnée de la carte ont été réalisées suivant cette démarche. Entre chaque mesure, la carte a été extraite de la cavité puis repositionnée. Les spectres recueillis à l'issue de ces trois mesures sont présentés figure III.9. A titre de référence, les trois spectres collectés en

cellule TEM en repositionnant la carte au sein de la cellule entre chaque série de mesures, sont présentés sur la figure III.10.

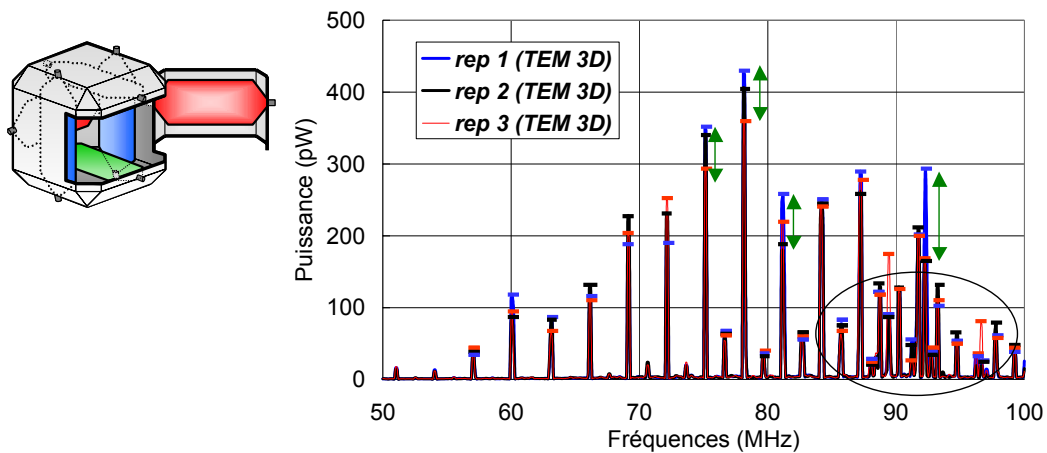


Figure III.9: Spectres de puissance totale rayonnée mesurés en cellule TEM 3D

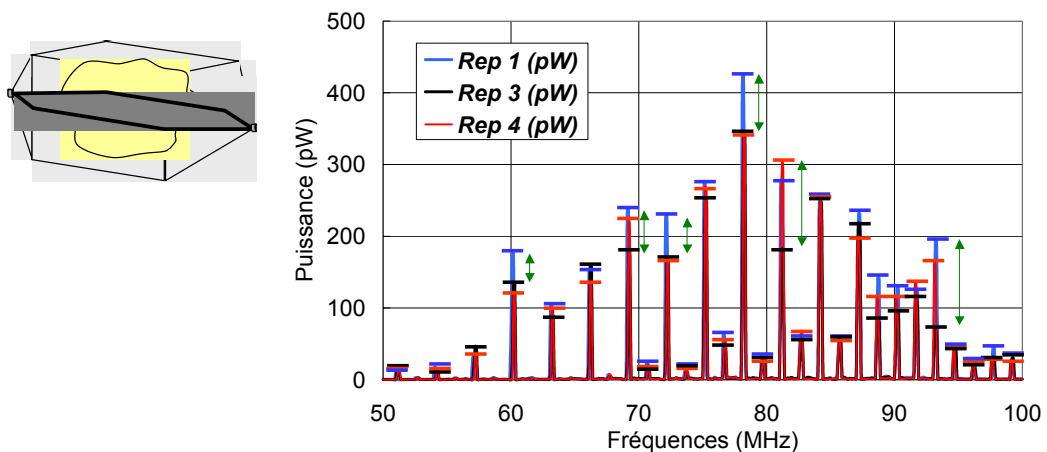


Figure III.10: Spectres de puissance totale rayonnée mesurés en cellule TEM

Ces résultats montrent une reproductibilité relativement satisfaisante entre les mesures pratiquées dans les deux cellules. Nous notons quelques décalages sur certains pics. Cependant ceux-ci sont en règle générale, du même ordre que ceux observés entre les différentes séries de tests effectués en cellule TEM.

Toutefois, des raies supplémentaires apparaissent sur les résultats obtenus en cellule TEM 3D aux alentours de 90 MHz. Celles-ci peuvent provenir du bruit qui pénètre dans la cellule via le câble d'alimentation. En effet, les perturbations en bande FM sont situées autour de cette fréquence et contrairement aux mesures effectuées en cellule TEM, en cellule TEM 3D le câble d'alimentation ne peut être physiquement accolé aux parois de la cavité. Par conséquent, celui-ci traverse inévitablement le volume d'essai et passe à proximité de certains septa.

Les perturbations conduites par le câble peuvent alors se soustraire ou s'ajouter au rayonnement de l'équipement et fausser le spectre de puissance rayonnée de l'EST.

Le câble d'alimentation utilisé dans cette partie et dans la partie suivante, ne possède pas les propriétés de blindage des câbles classiquement utilisés pour les tests effectués en cellule TEM. Néanmoins, celui-ci a été sciemment utilisé afin de mettre en évidence l'impact du bruit conduit ainsi que la possibilité de s'affranchir de son influence par l'emploi de septa particuliers.

III.2. Impact du bruit sur les mesures pratiquées en cellule TEM 3D

III.2.a. Origine du bruit et mesures du bruit sur les différents septa

L'ouverture qui permet le passage du câble d'alimentation de la carte est située dans le coin inférieur gauche sur la face avant de la cellule comme l'illustre la figure III.11.

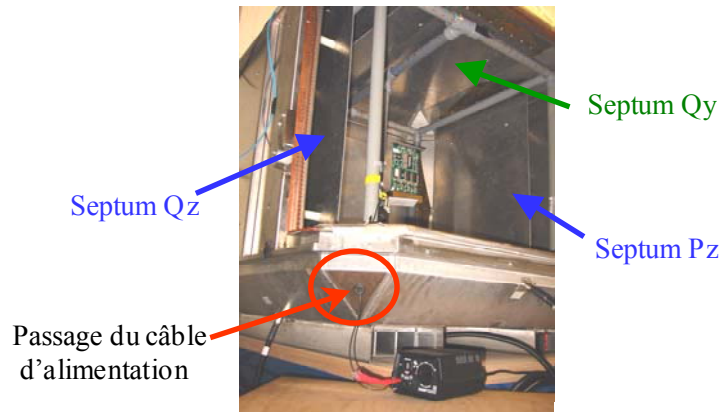


Figure III.11: Passage du câble d'alimentation de la carte en cellule TEM 3D.

Par conséquent, parmi les septa que nous avons utilisés pour déterminer le spectre de rayonnement de la carte, le passage du câble se fait principalement à proximité des septa **Qx**, et **Qz**. En revanche, le câble est relativement éloigné du septum **Qy**. Par conséquent, si le bruit intervient dans les résultats, celui-ci agit probablement par le biais du couplage entre le câble d'alimentation et les septa **Qx** et **Qz**. Nous avons alors effectué des mesures de bruit sur les septa en positionnant la carte au sein de la cellule sans qu'elle ne soit alimentée. Le bruit mesuré aux extrémités de ces trois septa a ensuite été comparé aux tensions mesurées lorsque l'équipement sous test est alimenté.

Sur la figure III.12, nous avons représenté le bruit mesuré aux deux extrémités du septum **Qy** (**Qya-bruit** et **Qyb-bruit**) ainsi que les tensions mesurées à ses deux extrémités lorsque la carte est alimentée. Les tensions sont données en $\text{dB}\mu\text{V}$ entre 80 MHz et 100 MHz. Nous nous sommes placés sur cette gamme de fréquences où le bruit est particulièrement élevé en raison des émissions sur la bande FM.

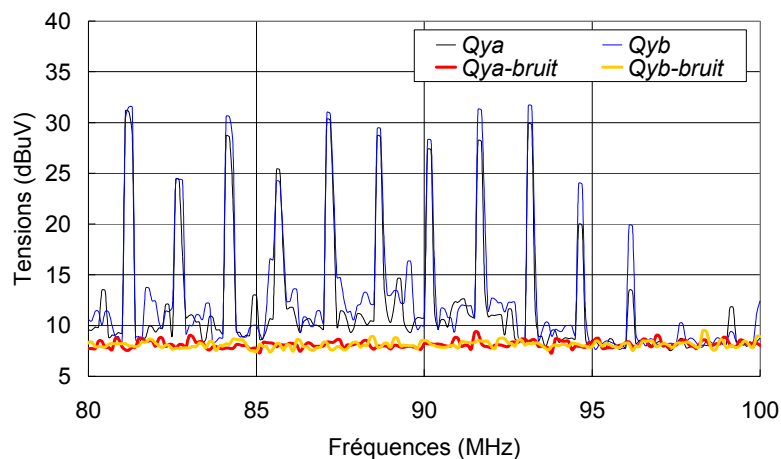


Figure III.12: Tensions mesurées aux extrémités du septum **Qy** en alimentant ou non l'EST

A ces fréquences, le bruit mesuré sur ce septum s'avère insignifiant. Ainsi, le septum **Qy** est visiblement suffisamment éloigné du câble puisque le bruit conduit par le câble n'apparaît pas dans les tensions recueillies à ses extrémités.

La figure III.13 rapporte le bruit mesuré aux extrémités du septum **Qz** (*Qza-bruit* et *Qzb-bruit*) et les tensions mesurées à ces deux extrémités lorsque la carte est alimentée.

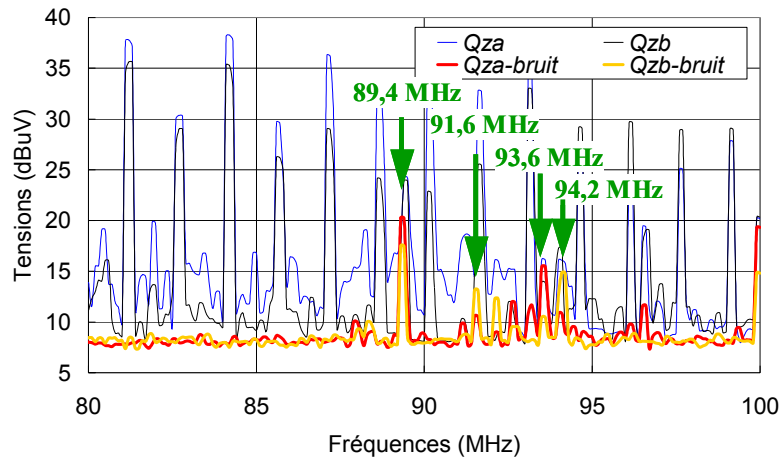


Figure III.13: Tensions mesurées aux extrémités du septum **Qz** en alimentant ou non l'EST

Cette fois, des raies de bruit d'amplitudes comparables aux tensions collectées en alimentant la carte, sont mesurées aux extrémités du septum **Qz**. Nous constatons également, que certaines de ces raies apparaissent à des fréquences semblables aux fréquences des signaux rayonnés par l'équipement.

Par conséquent, en fonction de leurs phases, le bruit et le rayonnement de l'équipement peuvent éventuellement se soustraire ou s'additionner. Le spectre de puissance totale rayonnée de l'EST peut alors être modifié par la présence du bruit.

En observant la figure III.14, qui présente des résultats de mesures analogues pour le septum **Qx**, nous notons que la présence du bruit est fortement détectée par ce septum.

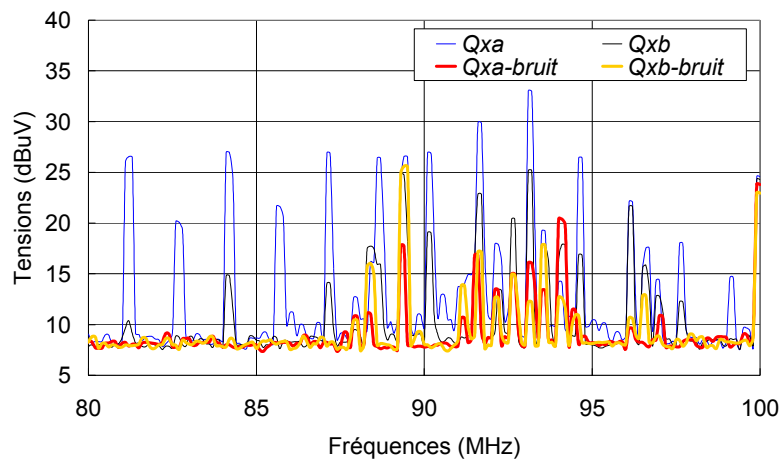


Figure III.14: Tensions mesurées aux extrémités du septum **Qx** en alimentant ou non l'EST

Sur cette figure, des raies de bruit d'amplitude relativement importante apparaissent. Néanmoins, c'est essentiellement la combinaison de phase de ces différents signaux qui définit l'impact du bruit sur le spectre de rayonnement mesuré.

Nous avons obtenu que le bruit est peu détectable aux extrémités du septum **Qy** en raison de l'éloignement de ce septum par rapport au câble. Nous pouvons donc penser qu'en effectuant des mesures de rayonnement à partir des tensions induites aux extrémités des trois septa **Qy**, **Px** et **Pz**, nous pouvons réduire l'impact du bruit sur le spectre de puissance collecté. En effet, ces trois septa sont orthogonaux entre eux et éloignés du câble d'alimentation. Dans ce cas, la position de l'équipement doit être fixé en fonction de ces trois septa.

III.2.b. Mesures de rayonnement en s'affranchissant de l'impact du bruit

Nous avons renouvelé les mesures de rayonnement mais nous avons fait pivoter la carte de 180° dans le plan (x, y) par rapport à sa position initiale. La face de la carte comportant les composants s'avère désormais orientée vers la paroi du fond de la cellule et non plus vers la porte. Une photographie de la carte dans cette nouvelle configuration est donnée figure III.15.

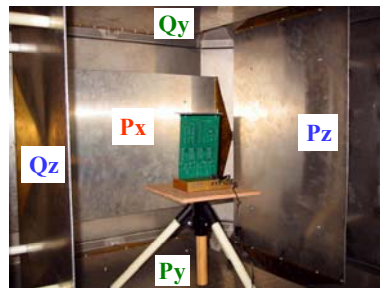


Figure III.15: Positions de la carte

Par rapport à la position initiale, la situation de la carte par rapport au septum **Qy** est identique. En revanche, les septa **Pz** et **Qz** se trouvent respectivement dans les situations des septa **Px** et **Qx** au cours des mesures précédente.

Les mesures ont été effectuées de la même manière mais le spectre de puissance rayonnée a été calculé à partir des spectres de tensions mesurés aux ports des septa **Qy**, **Px** et **Pz**. Trois tests ont été effectués en repositionnant la carte entre chacun des tests.

Les résultats obtenus pour ces trois séries de mesures sont présentés sur la figure III.16.

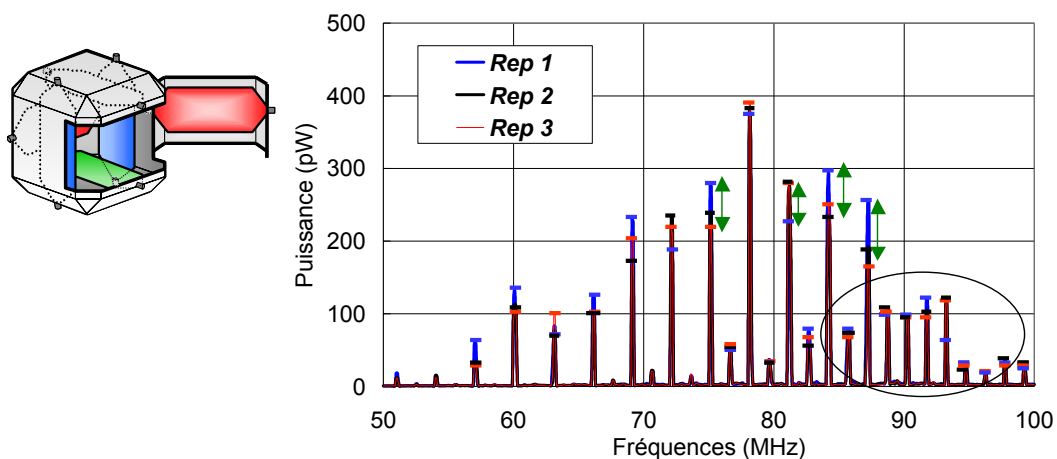


Figure III.16: Spectres calculés à partir des tensions mesurées sur les connecteurs des septa **Qy**, **Px** et **Pz**.

Nous ne constatons plus les raies supplémentaires présentes sur les spectres de rayonnement obtenus à partir des trois septa **Qx**, **Qy** et **Qz** aux alentours de 90 MHz. Ceci montre que ces raies supplémentaires provenaient effectivement du bruit conduit par le câble d'alimentation. Nous voyons alors qu'il est possible de s'affranchir de l'impact du bruit conduit par le câble en effectuant la mesure de rayonnement à partir des trois septa **Qy**, **Px** et **Pz**.

Nous obtenons toutefois quelques différences sur certaines raies entre les trois résultats. Cependant, ces différences sont du même ordre que celles relevées entre les trois résultats obtenus en cellule TEM. Dès lors, la répétabilité en cellule TEM 3D apparaît aussi satisfaisante qu'en cellule TEM conventionnelle.

Pour observer la reproductibilité entre les mesures effectuées en cellule TEM et en cellule TEM 3D, nous avons calculé les moyennes des trois spectres de rayonnement collectés dans les deux moyens d'essai en repositionnant la carte entre chaque série de tests. Les spectres de moyennes des trois résultats obtenus en cellule TEM et des trois résultats recueillis en cellule TEM 3D sont représentés sur la figure III.17.

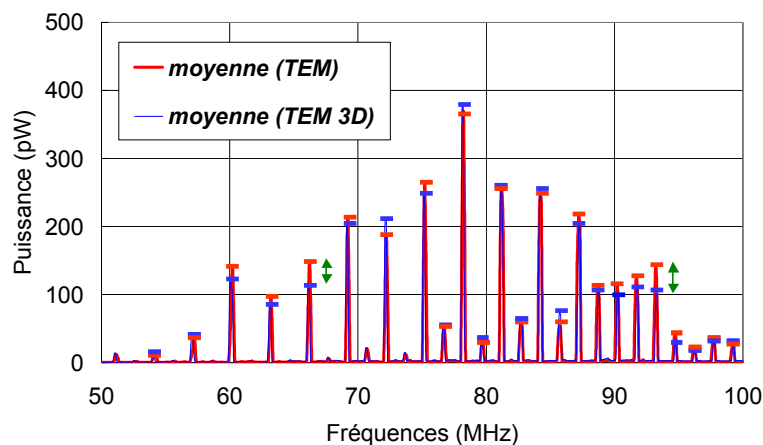


Figure III.17: Spectres moyens sur trois séries de mesures en cellules TEM et TEM 3D.

Les deux spectres moyens calculés à partir des trois séries de mesures réalisées en cellule TEM et cellule TEM 3D sont très similaires. Nous constatons uniquement quelques légères différences d'amplitude sur certaines raies.

Ainsi, en adoptant une méthode de mesures identique en cellule TEM et cellule TEM 3D, la moyenne des résultats collectés sur trois séries de mesures dans les deux cellules montre que nous obtenons une très bonne reproductibilité entre les mesures pratiquées dans les deux moyens d'essai. Néanmoins, ceci est vrai si des précautions sont prises pour éviter que le bruit conduit par le câble d'alimentation de l'EST n'intervienne dans les résultats.

A présent, nous pourrions envisager une nouvelle méthode de mesures spécifique à la cellule TEM 3D qui reposerait sur l'utilisation des six septa. En particulier, dans le cas où le diagramme de rayonnement de l'EST n'est pas symétrique, ceci pourrait permettre d'extraire le spectre de rayonnement le plus critique.

III.3. Intérêt d'une méthode de mesures spécifique à la cellule TEM 3D

Nous avons montré que le protocole de mesures employé en cellule TEM peut être adopté en cellule TEM 3D et que ceci aboutit à des résultats similaires en cellule TEM et en cellule TEM 3D. Toutefois, la présence des six septa dans la cellule TEM 3D peut permettre d'extraire des informations supplémentaires quant au rayonnement d'un EST. Néanmoins, ceci nécessite de mettre en place une démarche de mesures propre à la cellule TEM 3D.

L'utilisation des six septa pourrait par exemple, permettre de vérifier que les trois configurations prises en compte pour l'obtention du spectre de puissance rayonnée, sont effectivement les configurations les plus critiques en terme de niveau de rayonnement. En effet, le diagramme de rayonnement d'un équipement n'est pas systématiquement symétrique. Par conséquent, les trois septa choisis pour calculer le spectre de rayonnement de l'EST ne recueillent pas forcément les tensions les plus élevées.

A titre d'exemple, en positionnant la carte dans la cellule TEM 3D telle que les composants sont orientés vers la porte (figure III.18), les tensions induites sur les septa symétriquement opposés **Qz** et **Pz** ne sont pas automatiquement identiques.

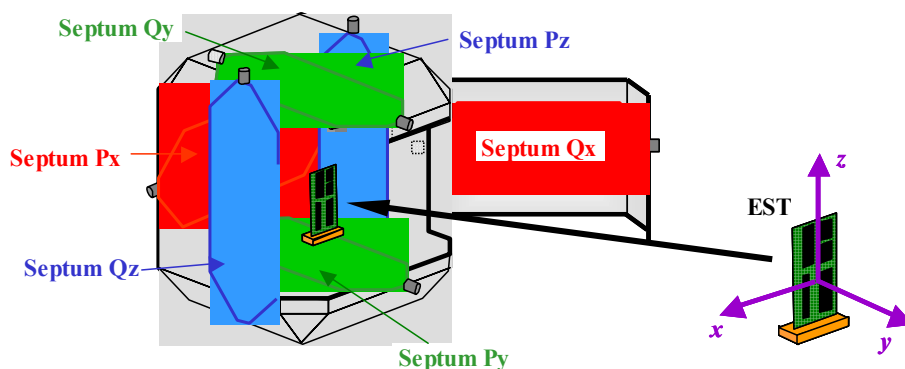


Figure III.18: Position arbitraire de la carte dans la cellule TEM 3D.

Pour extraire le spectre de rayonnement le plus critique, les tensions induites sur ces deux septa **Qz** et **Pz** devraient être comparées. D'ailleurs, pour un équipement sous test quelconque, nous devrions également confronter les tensions induites sur les septa **Py** et **Qy** ainsi que sur les septa **Px** et **Qx**. En cellule TEM, la vérification de ces aspects nécessiterait un temps relativement important puisqu'il faudrait positionner successivement l'EST dans six positions. En revanche, en cellule TEM 3D, la mesure étant totalement automatisée, l'acquisition des spectres sur les douze ports de la cellule est très rapide. La mesure des douze spectres de tensions requiert un temps d'environ 1 minute.

Néanmoins, dans l'état actuel de la cellule, il est impossible de tirer une conclusion sur le rayonnement de l'EST en comparant les spectres induits sur les différents septa symétriquement opposés. En effet, nous avons montré précédemment que les septa étaient plus ou moins sensibles au bruit conduit par le câble d'alimentation. Ainsi, les spectres de tensions recueillis sur certains septa reflètent le rayonnement de l'équipement et le bruit introduit dans la cellule, il faudra ultérieurement améliorer ce point.

Toutefois, en recueillant les tensions induites sur le septum **Pz** lorsque la carte est telle que ses composants sont orientés vers la porte de la cellule puis orientés vers le fond de la cellule, nous pouvons explorer si, dans ce cas précis, une mesure sur douze septa présente un intérêt.

Nous avons alors repéré les deux ports du septum Pz par les appellations Pza et Pzb . Un schéma simplifié de la cellule TEM 3D comportant uniquement le septum Pz est donné figure III.19. Ce schéma présente les ports respectifs correspondant à ces deux appellations.

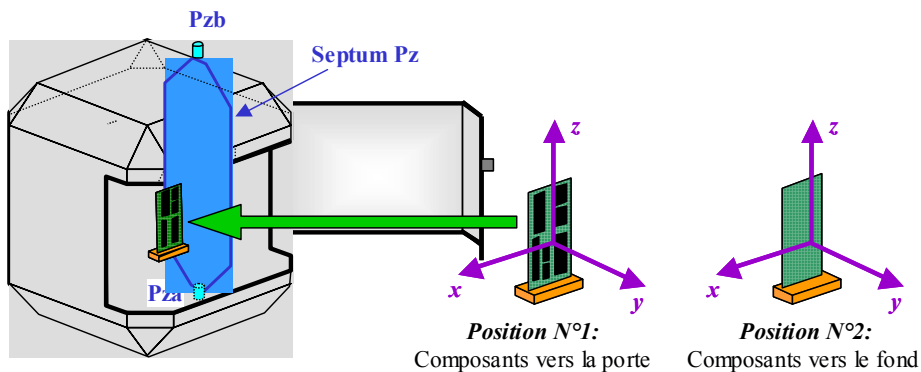


Figure III.19: Représentations des ports considérés et des positions de la carte testées.

Pour les deux positions de la carte présentées sur ce schéma, nous avons comparé les spectres de tensions recueillis sur ces deux ports. Les spectres mesurés sur les ports Pza et Pzb pour les deux positions de la carte sont donnés figures III.20 et III.21.

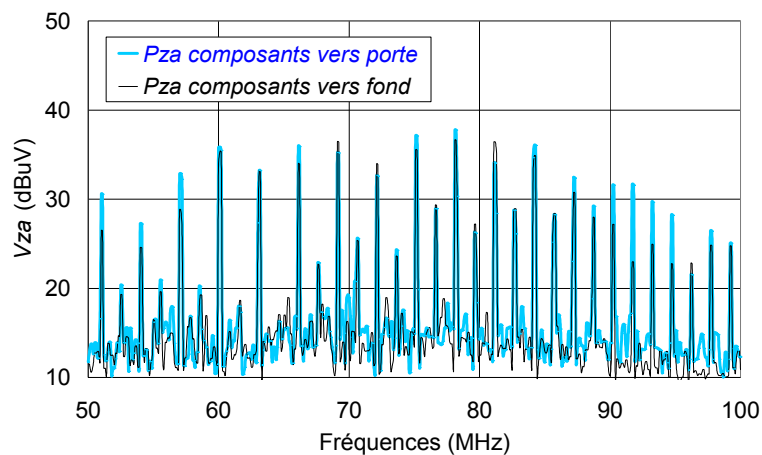


Figure III.20: Spectres de tensions mesurés sur le port Pza pour les deux positions de la carte.

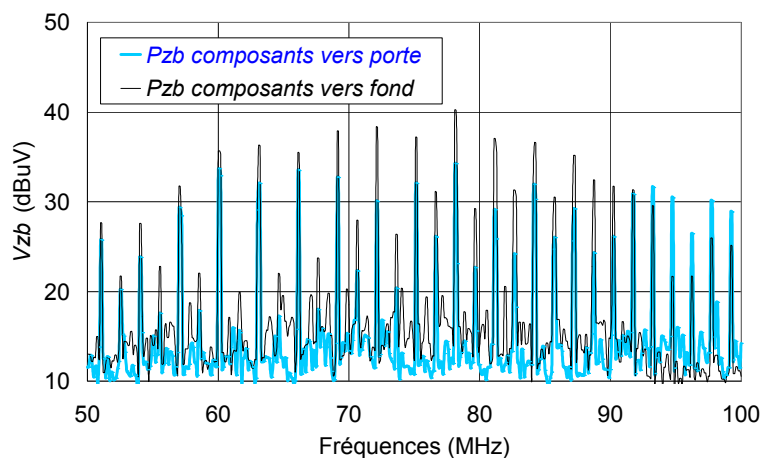


Figure III.21: Spectres de tensions mesurés sur le port Pzb pour les deux positions de la carte.

En dessous de 90 MHz, la tension recueillie sur le port **Pza** est globalement plus élevée lorsque les composants sont du côté de la porte. En revanche, la tension recueillie sur le port **Pzb** est majoritairement plus faible lorsque les composants sont vers la porte. Ainsi, la somme des deux spectres obtenus aux deux extrémités peut être relativement similaire pour les deux orientations de la carte en dessous de 90 MHz. En revanche, au-delà de cette fréquence de 90 MHz, nous voyons les deux spectres collectés sur les ports **Pza** et **Pzb** sont tous deux supérieurs dans le cas où les composants sont orientés vers la porte. Ainsi, dans ce cas, le choix de l'orientation donnée à la carte pour recueillir le spectre de rayonnement peut influencer sur le résultat final.

Pour observer ceci, nous avons calculé les tensions recueillies sur les deux ports dans une échelle linéaire (μV) et nous avons effectué la somme des deux spectres de tensions collectés aux deux extrémités du septum **Pz** pour les deux positions de la carte.

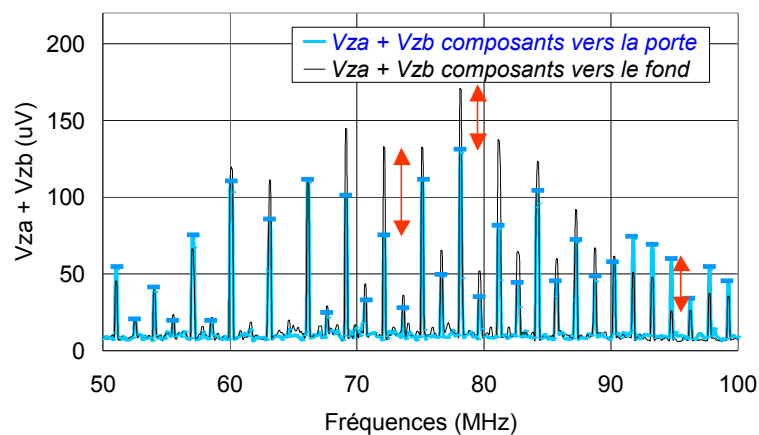


Figure III.22: Spectres de tensions mesurés sur le port **Pzb** pour les deux positions de la carte.

En dessous de 60 MHz, la somme des deux spectres de tensions varie très peu avec l'orientation de la carte. Par contre, au-delà de cette fréquence, des différences relativement importantes sont observées. Nous constatons en particulier, qu'entre 60 MHz et 90 MHz, les amplitudes recueillies sont globalement plus élevées lorsque les composants sont orientés vers la face arrière. Dans cette gamme de fréquences, les amplitudes maximales de certaines raies peuvent varier du simple au double selon l'orientation donnée à la carte.

Les mêmes observations peuvent être faites au-delà de 90 MHz, excepté que cette fois nous recueillons un spectre plus élevé en dirigeant la face comportant les composants vers la porte.

Dans ce cas, si nous devons prendre en compte un seul de ces deux spectres dans le calcul du spectre de puissance totale rayonnée, nous conserverions celui obtenu en orientant les composants vers le fond. En effet, c'est dans cette configuration que nous observons les raies d'amplitude maximale.

Néanmoins, ceci met en évidence, pour une position de l'EST, les raies les plus critiques dans les différentes fréquences, ne sont pas systématiquement détectables à partir de trois septa orthogonaux. Ainsi, une méthodologie reposant sur l'utilisation des six septa pourrait permettre de conserver les raies de plus forte amplitude en fonction de la fréquence.

IV. CONCLUSION

Dans ce troisième chapitre, nous avons traité de l'utilisation de la cellule TEM 3D pour déterminer les niveaux de sensibilité des équipements électroniques. Rapidement, nous avons montré que nous ne pouvions suivre une démarche analogue à celle utilisée en cellule TEM sans être confronté à d'importants problèmes d'homogénéité du champ. En effet, employer le principe utilisé en cellule TEM, consisterait à alimenter un seul des six septa. Dans ce cas nous avons constaté, aussi bien à travers des résultats de simulation que des résultats expérimentaux, que la distribution du champ au sein de la cellule est caractérisée par un gradient de champ relativement élevé dans une direction orthogonale au septum alimenté et par des lignes de champ électrique divergentes. Or, pour tester le niveau de susceptibilité d'un équipement, la polarisation et l'amplitude du champ électromagnétique auquel il est soumis doivent être parfaitement connus et constants dans tout le volume occupé par l'équipement.

Une méthode de test propre à la cellule TEM 3D a donc été proposée pour corriger ces différents problèmes. Cette méthode repose sur l'exploitation du champ résultant de l'alimentation de deux septa en opposition de phase. Les améliorations apportées par cette nouvelle approche sur l'homogénéité du champ, ont pu être mise en évidence par simulation puis vérifiées à travers des mesures de champ électrique.

Dès lors, en s'orientant vers l'exploitation du champ résultant en alimentant plusieurs septa, nous pouvons imaginer de nouvelles possibilités quant à l'utilisation de ce moyen d'essai. En particulier, nous avons évoqué l'utilisation de ce principe d'alimentation sur plusieurs septa pour contrôler la phase du champ généré dans le volume d'essai de la cellule. Dans ces conditions, ce nouveau moyen d'essai propose de nouvelles potentialités quant aux tests d'immunité en basses fréquences, où l'équipement testé peut être soumis à un champ d'incidence variable sans que sa position et son orientation ne soient modifiées.

Dans la suite, nous avons obtenu de premiers résultats globalement satisfaisants quant à l'utilisation de la cellule TEM 3D pour effectuer des mesures de rayonnement. En suivant, la méthodologie employée en cellule TEM, nous avons obtenu une répétabilité et une reproductibilité entre les mesures pratiquées en cellule TEM et cellule TEM 3D tout à fait satisfaisantes. De plus, l'automatisation des mesures permet de recueillir le spectre de rayonnement d'un EST de manière quasi-instantanée. Toutefois, nous avons constaté que le bruit pénètre à l'intérieur de la cellule via le câble d'alimentation de l'EST et que certains septa y sont fortement sensibles. Ainsi, dans l'état actuel de la cellule, pour s'assurer de la validité des résultats, nous sommes limités à l'utilisation de trois septa sur six.

Cependant, en envisageant une amélioration sur la cellule au niveau de la traversée du câble d'alimentation de l'équipement sous test, nous pourrions nous affranchir de ce problème de bruit et exploiter les informations recueillies sur les six septa. Pour cela, une traversée doit être installée sur le conducteur extérieur de la cellule. Il sera alors possible de connecter l'alimentation de l'EST sur cette traversée par le biais d'un câble blindée afin de dissiper le bruit sur les parois de la cellule et de réduire sa pénétration dans l'enceinte.

En développant une nouvelle méthodologie propre à la cellule TEM 3D, fondée sur la mesure des tensions induites sur les six septa, nous pourrions recueillir un spectre de rayonnement regroupant les raies de rayonnement les plus critiques émanant de toutes les faces de l'équipement sous test.

CHAPITRE IV

UTILISATION DU PRINCIPE TEM TRIDIMENSIONNEL AU SEIN D'UNE CHAMBRE REVERBERANTE A BRASSAGE DE MODES

I. INTRODUCTION

La Chambre Réverbérante à Brassage de Modes est le seul moyen d'essai qui permette a priori de tester un EST selon un grand nombre d'incidences de champ électromagnétique, sans modifier sa position. Cependant, l'utilisation des CRBM est limitée en basses fréquences. En revanche, en dessous de la première fréquence de résonance de la chambre, une onde TEM peut être propagée au sein d'une CRBM en disposant convenablement un septum à l'intérieur de la chambre. Cette propagation TEM pourrait être exploitée afin d'effectuer des tests de CEM selon les méthodes employées dans les cellules TEM conventionnelles. Nous pourrions d'une part, générer une onde TEM pour illuminer un EST et d'autre part, recueillir le spectre de rayonnement d'un EST en collectant les tensions induites aux extrémités du septum lorsque l'EST est alimenté. De plus, en disposant d'un triplet de septa au sein de la chambre, une caractérisation tridimensionnelle de l'équipement en basses fréquences, pourrait être obtenue sans nécessairement modifier l'orientation de l'EST.

Ce dernier chapitre, dual de l'approche présentée dans les deux précédents, traite de ce principe qui repose à la fois sur le concept de chambre hybride réverbérante/TEM et sur le concept TEM tridimensionnel. Il consiste à équiper une chambre réverbérante à brassage de modes classique, d'un système de trois septa qui permettrait d'exploiter la chambre en mode TEM tridimensionnelle dans les basses fréquences et en mode réverbérant dans les hautes fréquences. Toutefois, l'utilisation de ce principe TEM 3D pour des tests d'immunité en CRBM, passe en second plan. En effet, étant donné les dimensions des CRBM classiquement utilisées, une puissance importante devrait être injectée sur les septa pour générer un champ d'amplitude conséquente au sein de la cavité. Ainsi, la première étape consiste à étendre les gammes d'exploitation des CRBM vers les basses fréquences pour les tests de rayonnement.

Toutefois, le fonctionnement réverbérant de la chambre ne doit pas être affecté par la présence des septa. Dans ce chapitre, nous chercherons à isoler et à déterminer l'impact d'un septum fixé à une paroi de la cavité, sur les propriétés électromagnétiques d'une CRBM.

Dans une première partie, après avoir effectué une description précise de la CRBM sur laquelle nous avons travaillé, nous observerons de manière indirecte l'impact d'un septum sur les performances de la CRBM, à travers des mesures de coefficients de qualité et d'efficacité de brassage de la chambre décrits dans le chapitre I. Des mesures sont présentées pour différentes configurations de charges aux extrémités du septum. En effet, le septum possède deux connecteurs disposés à ses deux extrémités qui peuvent être chargés sur 50Ω ou bien court-circuités ou encore placés en circuit ouvert.

Cependant, les coefficients de qualité et d'efficacité de brassage qui retournent des informations sur la dissipation d'énergie dans la chambre et sur la capacité du brasseur à modifier les conditions aux limites, constituent des critères indirects des performances de la CRBM. Ces critères ne permettent pas d'observer finement l'impact du septum sur les différents modes de résonance en terme d'amplitude et de distribution du champ.

Par conséquent, dans la seconde partie, nous présenterons des mesures de champ électrique effectuées entre 40 MHz et 100 MHz. Ces mesures ont également été réalisées en modifiant la configuration de charges aux extrémités du septum. Ces résultats permettent d'observer l'impact de la présence d'un septum sur les premiers modes de la CRBM en fonction de sa configuration de charges.

Enfin, dans la dernière partie, nous recherchons une signature de la chambre qui permette de vérifier si les effets observés sur les premiers modes de résonance sont répercutés dans les plus hautes fréquences. La méthode que nous avons employée est inspirée de travaux effectués à l'ONERA [JUN-1]. Ces travaux sont fondés sur la confrontation entre le paramètre de réflexion d'un équipement donné, mesuré en chambre réverbérante à brassage de modes et en espace libre. Nous apporterons quelques détails sur ces travaux et nous verrons dans quelle mesure ceux-ci peuvent être exploités pour observer l'impact du septum sur les modes de résonance dans une large bande de fréquences.

II. DESCRIPTION DE LA CRBM UTILISEE ET DES CRITERES DE CARACTERISATION ETUDIES

II.1. Description de la CRBM utilisée

La chambre réverbérante à brassage de modes, sur laquelle nous avons travaillé, est une cavité métallique parallélépipédique dont les dimensions sont $a = 4.22$ m, $b = 3.72$ m et $d = 3.07$ m. Cette chambre réverbérante à brassage de modes est représentée figure 1.

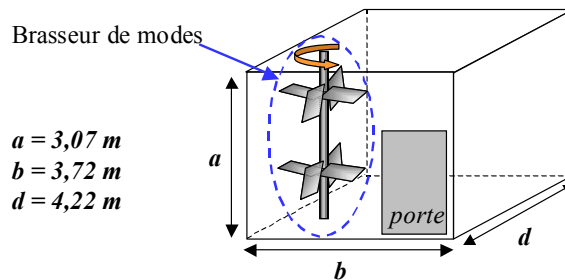


Figure II.1: Représentation du de la CRBM utilisée

Elle comporte un brasseur de modes supporté par un axe rotatif, lui-même fixé entre les parois supérieure et inférieure de la chambre. Ce brasseur de modes est constitué de deux groupes de quatre pales métalliques. Le mouvement rotatif du brasseur est assuré par un moteur pas à pas dont la résolution angulaire est de 1 degré. Sur une révolution complète, le brasseur peut donc marquer 360 positions différentes.

Cette chambre installée sur le site de l'UTAC, est typiquement un outil industriel pour les tests de CEM effectués sur les équipements électroniques embarqués sur véhicules. Cette chambre doit donc respecter un certain nombre de critères, en terme de performances, et la présence des septa ne doit pas affecter les propriétés de la chambre aux vues de ces critères. Les septa doivent permettre d'étendre les possibilités d'exploitation de la chambre pour des mesures de rayonnement vers les basses fréquences sans réduire les possibilités d'utilisation de la chambre dans les hautes fréquences. Dans un premier temps, nous avons cherché à comprendre l'influence que peuvent avoir les septa sur les propriétés électromagnétiques de la chambre.

II.2. Les propriétés électromagnétiques recherchées dans une CRBM

L'utilisation des CRBM pour les tests de CEM repose sur l'exploitation de leurs modes de résonances. Néanmoins, les fréquences auxquelles la chambre entre en résonance sont des valeurs discrètes. En considérant la chambre telle une cavité parfaitement parallélépipédique, les fréquences de résonance de la CRBM sont obtenues à l'aide de la relation suivante Eq. II.2.1, introduite au cours du premier chapitre:

$$f_{m,n,p} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} \quad \text{Eq. II.2.1}$$

où: a , b et d sont les dimensions de la chambre, ϵ et μ sont la permittivité et la perméabilité du milieu, et m , n et p sont des entiers définissant le mode présent dans la chambre.

Dans le cas où $a < b < d$, la première fréquence de résonance de la chambre réverbérante étudiée, correspond aux indices $m = 0$ et $n = p = 1$ et apparaît aux environs de 54 MHz.

L'utilisation d'un brasseur de modes permet de légèrement modifier les valeurs des fréquences de résonance de la cavité et d'obtenir ainsi un bon recouvrement des modes en fréquences dès lors que la densité de modes est suffisamment élevée.

Le facteur de cavité de la chambre intervient également sur le recouvrement des modes en fréquences. En effet, dans un cas purement théorique où la chambre posséderait un facteur de qualité infini, l'énergie provenant de l'excitation d'un mode donné (m, n, p) serait concentrée au sein de la chambre à la fréquence $f_{m,n,p}$.

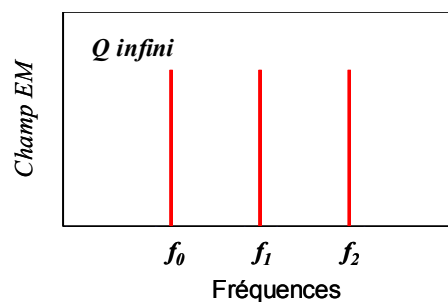


Figure II.2: Allure des modes de résonance pour un facteur Q infini

Sur la figure II.2, le champ résultant de l'excitation des modes, est schématisé par des raies discrètes. Ces raies correspondent à des maxima de champs obtenus au sein de la CRBM aux fréquences de résonances de la cavité. Dans ce cas théorique, où le coefficient de qualité est infini, l'amplitude de ces raies est également infinie.

En revanche, dans un cas pratique le coefficient de qualité prend une valeur finie plus ou moins élevée. Dans le cas d'une cavité vide, la valeur du coefficient de qualité dépend de la conductivité des matériaux des parois. Dès lors que la valeur du coefficient de qualité est finie, l'énergie provenant de l'excitation d'un mode (m, n, p) donné, n'est plus concentrée dans la chambre à une fréquence unique mais se répartie sur une petite gamme de fréquences $f_{m,n,p} \pm \Delta f_{m,n,p}$, centrée sur la fréquence $f_{m,n,p}$.

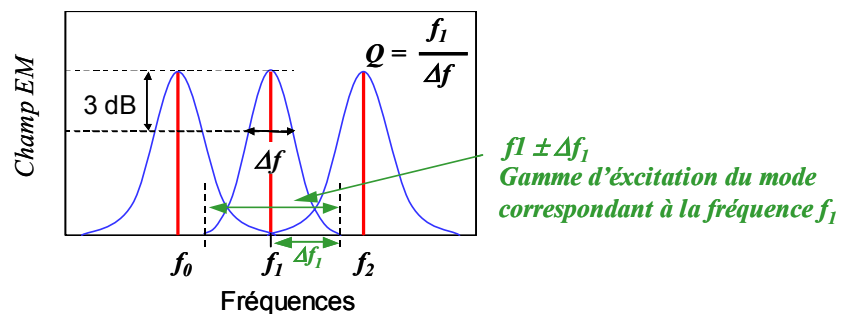


Figure II.3: Allure des modes de résonance pour un facteur Q fini

Le facteur de qualité de la chambre est directement lié à l'étendue des fréquences sur laquelle l'énergie naissant de l'excitation d'un mode est distribuée. En particulier, dès lors que le coefficient de qualité est suffisamment élevé ($Q > 100$), il peut être exprimé à partir du rapport entre la fréquence d'excitation centrale d'un mode spécifique et la bande passante à

-3 dB de ce mode, repérée par l'appellation Δf sur la figure II.3. Cette bande passante à -3 dB est la gamme de fréquence pour laquelle l'amplitude du champ résultant de l'excitation du mode considéré, conserve un écart inférieur à -3dB avec la valeur maximale du champ obtenue à la fréquence centrale.

$$Q_{m,n,p} = \frac{f_{m,n,p}}{\Delta f_{m,n,p}} \quad \text{Eq. II.2.2}$$

Ainsi, plus le coefficient de qualité de la chambre est faible, meilleur est le recouvrement des modes. En contre partie, en réduisant le coefficient de qualité, la valeur maximale du champ pour un mode donné se trouve atténuée. Le coefficient de qualité doit donc conserver une valeur suffisante pour obtenir un niveau de champ intéressant au sein de la cavité. C'est pourquoi, nous privilégions l'utilisation du brassage de modes pour atteindre un bon recouvrement des modes en fréquences.

Le brassage de modes devient efficace dès lors qu'une densité de modes suffisamment conséquente est atteinte. En effet, en modifiant la position du brasseur de modes, les valeurs des fréquences de résonance peuvent légèrement varier. Cependant, pour qu'un bon recouvrement soit obtenu, l'écart en fréquences entre deux modes de résonance successifs ne doit pas être supérieur à la variation pouvant être engendrée sur une fréquence de résonance à l'aide du brasseur de modes. C'est ainsi que la limite d'utilisation en basses fréquences est souvent définie en appliquant un facteur 6 ou 7 à la première fréquence de résonance. Dans notre cas, la fréquence minimale d'utilisation de la chambre doit se situer aux alentours de 350 MHz.

Il est donc essentiel de disposer d'un bon coefficient de qualité et d'un brassage de modes efficace pour garantir le bon fonctionnement de la chambre en hautes fréquences. Le coefficient de qualité et le coefficient d'efficacité de brassage décrits dans le chapitre I, doivent donc être vérifiés pour s'assurer que la présence des septa n'engendre aucune dégradation sur le fonctionnement de la chambre en hautes fréquences. Des mesures permettant de quantifier l'impact d'un septum sur ces deux coefficients ont été réalisées sur la chambre vide et sur la chambre en présence d'un septum.

III. IMPACT D'UN SEPTUM SUR LES COEFFICIENTS DE QUALITE ET D'EFFICACITE DE BRASSAGE

III.1. Dimensions et positions des septa

Pour étudier l'impact des septa sur les propriétés électromagnétiques de la CRBM, nous devons au préalable définir leurs dimensions et leurs positions au sein de la chambre. Pour cela, il est nécessaire de fixer certains critères prenant en compte les contraintes du problème. Les premières contraintes à considérer sont la présence de la porte et du brasseur au sein de la cavité. Elles réduisent les possibilités de disposition des septa dans la chambre. De plus, la nécessité de disposer du sol de la cavité dans son utilisation classique, ne permet pas d'y insérer six septa. Ainsi, contrairement à la cellule cubique TEM 3D où six septa sont utilisés, au sein de la CRBM le concept tridimensionnel ne pourra être exploité qu'avec trois septa.

Deux configurations sont envisageables pour disposer les trois septa dans la chambre. Ces deux configurations sont schématisées figure III.1.

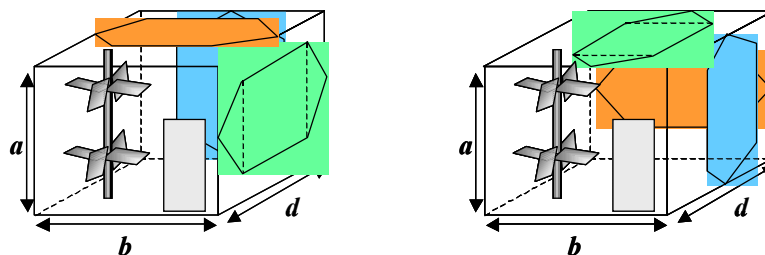


Figure III.1: Configurations possibles pour la disposition des trois septa au sein de la CRBM.

Toutefois, la configuration de droite sur la figure III.1, laisse peu de liberté quant aux dimensions du septum supérieur en raison de la position du brasseur. Nous nous sommes donc orientés vers la configuration représentée à gauche.

Pour dimensionner les septa, nous avons privilégié leur adaptation avec les équipements sur lesquels ils pourront être connectés [DEN-7]. Pour cela, nous nous sommes reportés à la méthode analytique, développée dans le chapitre II, pour exprimer l'impédance caractéristique du prototype de cellule TEM 3D cubique en fonction des dimensions des septa.

Nous avons donc considéré les sections transversales à chacun des septa et assimilé le problème à l'étude de lignes de longueur infinie dont les coupes transversales correspondent aux sections transversales aux trois septa. Cependant, vu que les géométries des sections transversales aux trois septa sont différentes, trois expressions d'impédances caractéristiques ont été obtenues. Chacune d'entre elles a permis de déterminer les dimensions d'un septum.

A titre d'exemple, la section transversale au septum fixé sur la face arrière de la cavité est présentée figure III.2.

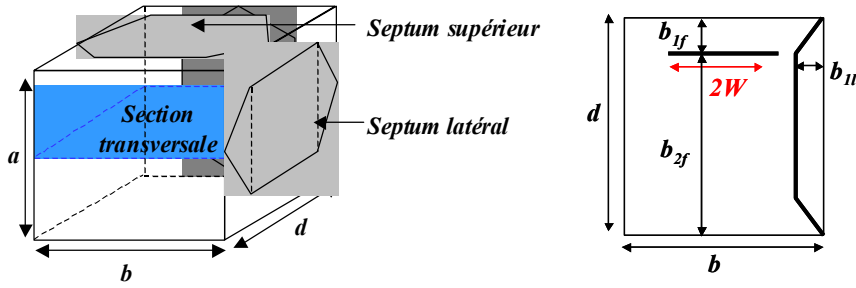


Figure III.2: Représentation de la section transversale au septum placé au fond de la CRBM.

Sur cette figure, nous constatons que le septum latéral est visible dans la coupe transversale au septum du fond. Le septum latéral doit donc être pris en compte dans l'expression de l'impédance caractéristique du septum fixé sur la face arrière de la chambre. Pour cela, nous avons adopté un principe identique à celui utilisé chapitre II sur la cellule TEM 3D à six septa, en considérant le septum latéral tel un élément du conducteur extérieur de la ligne.

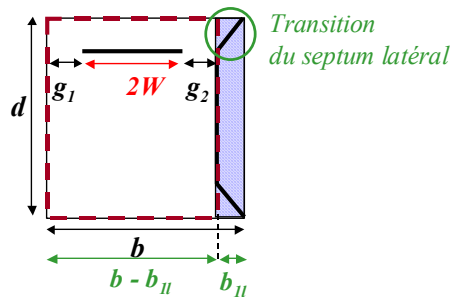


Figure III.3: Représentation de la section transversale au septum placé au fond de la CRBM.

Les transitions du septum latéral ont été négligées et nous avons considéré ce septum comme un décalage de la paroi latérale droite. Dans ce cas, la distance entre les deux parois latérales de la section à prendre en compte est $b - b_{11}$.

De plus, contrairement à l'étude effectuée sur le prototype cubique, il peut être intéressant de différencier les deux espaces g_1 et g_2 entre les bords du septum et les parois latérales de sa section transversale. Nous devons alors distinguer les expressions des capacités de bord de part et d'autre du septum.

Les différentes capacités intervenant dans l'expression de l'impédance caractéristique associée au septum placé sur la face arrière sont reportées sur la figure III.4.

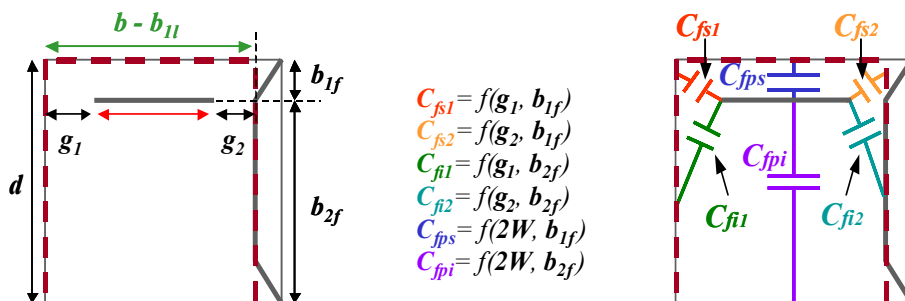


Figure III.4: Représentation de la section transversale au septum fixé sur la face arrière et des capacités intervenant dans l'expression d'impédance caractéristique

Six capacités sont exprimées par six relations analytiques différentes. Dès lors, en assimilant le problème à l'étude d'une ligne de transmission coaxiale infinie, l'impédance caractéristique peut être exprimée en fonction de la capacité linéique C_0 de la ligne de transmission :

$$Z_c = \frac{1}{v C_0} \quad \text{Eq. III.1.1}$$

où: C_0 est la somme des six capacités obtenues pour la section considérée.

En adoptant cette méthode successivement aux trois septa, nous avons pu déterminer des combinaisons de valeurs pour les différentes dimensions caractérisant les trois septa.

Pour extraire une configuration unique fixant les dimensions longitudinales et transversales des parties centrales (l_s et $2W$ sur la figure III.5) des trois septa, nous avons tenté d'exploiter le critère de pente optimale, utilisé pour la cellule TEM 3D, afin de définir les angles des transitions.

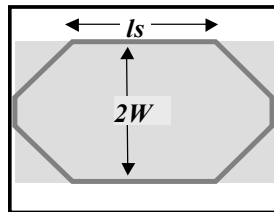


Figure III.5: Représentation d'un septum en vue de face

En se fondant sur ce critère de pente, pour conserver une longueur de septum raisonnable dans sa partie centrale l_s , l'espace entre le septum et la paroi à laquelle il est fixé (b_{lf} pour le septum du fond) doit être relativement faible. Cependant, dès lors que cet espace est petit, pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω , la largeur du septum $2W$ doit également être faible. Par conséquent, ce critère ne permet pas d'aboutir à un couple de dimensions (l_s et $2W$) convenables dans la partie centrale.

Cependant, cette étape a permis de mettre en évidence une condition limite supplémentaire quant à l'exploitation de l'expression d'impédance caractéristique. Nous avons pu constater que dans le cas où la longueur de la partie centrale du septum est relativement petite, l'expression d'impédance caractéristique développée n'est plus adaptée à la situation réelle. En effet, dans ce cas, la ligne ne peut plus être considérée comme une ligne de longueur infinie.

A l'issue de ces différents constats, nous nous sommes tournés vers de nouveaux critères. D'une part, nous avons souhaité disposer de trois septa pour lesquels les longueurs (l_s) et les largeurs ($2W$) des parties centrales étaient identiques (figure III.5). Nous avons également voulu que dans ces parties centrales la largeur soit égale à la longueur ($l_s = 2W$), de sorte que les parties centrales des trois septa définissent un cube au centre duquel pourra être disposé un équipement sous test.

D'autre part, les autres dimensions telles que les espaces entre les bords des septa et les parois, ont été calculées pour que l'EST puisse être placé à une même distance des centres des trois septa, tel que l'illustre la figure III.6. Nous avons obtenu une valeur de 1,8 m pour la largeur $2W$ et la longueur l_s de partie centrale, et ce pour les trois septa.

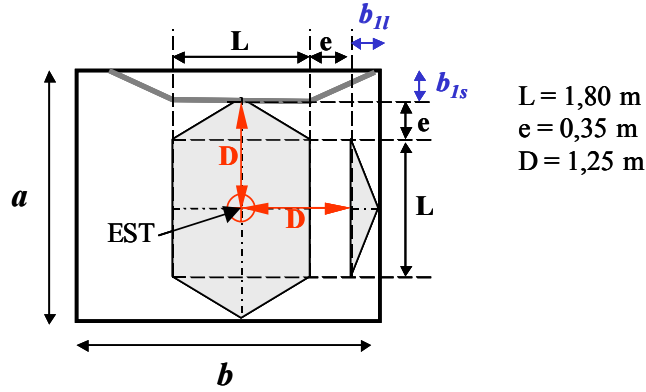


Figure III.6: Vue de face de la CRBM équipée des trois septa

Les distances entre les parois et les septa (b_{Is} et b_{II} sur la figure III.6) ont ensuite été déterminées en fonction de la largeur $2W$ et des espaces entre les bords des septa et leurs parois latérales, afin de conserver une impédance caractéristique de 50Ω , selon l'expression d'impédance caractéristique développée préalablement.

Dans un premier temps, nous avons cherché à observer l'impact d'un seul septum sur les propriétés électromagnétiques de la chambre. Ainsi, seul le septum latéral a été installé. Ses dimensions, obtenues selon la méthode décrite, sont données sur la figure III.7.

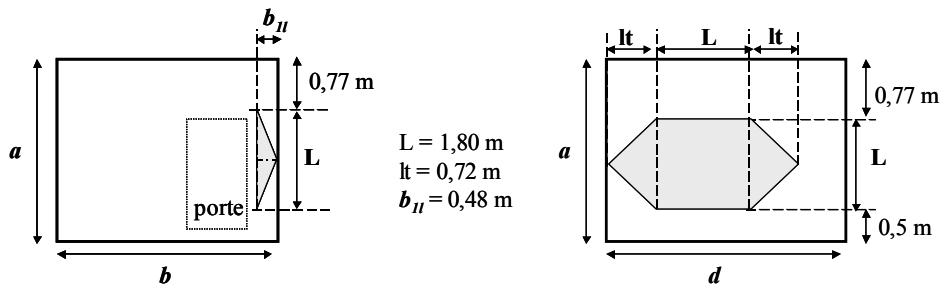


Figure III.7: Vue de face (gauche) et vue de côté (droite) de la CRBM équipée du septum latéral

Des connecteurs traversant les parois de la chambre sont placés aux extrémités du septum.

III.2. Influence du septum sur les valeurs des coefficients de qualité et d'efficacité de brassage

III.2.a. Protocole de mesures

Dans le premier chapitre, nous avons montré que les coefficients de qualité moyen et d'efficacité de brassage de la chambre, peuvent être obtenus en mesurant les paramètres S entre deux antennes placées dans la chambre (Eq. III.2.1 et Eq. III.2.2).

$$Q_{mes} = \frac{16 \pi^2 V}{\lambda^3} \cdot \left\langle \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \right\rangle \quad \text{Eq. III.2.1}$$

$$SR = \left. \frac{|S_{21MAX}|^2}{|S_{21MIN}|^2} \right|_{1 \text{ révolution}} \quad \text{Eq. III.2.2}$$

Les paramètres S entre deux antennes ont donc été mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux, pour 120 positions de brasseur sur une révolution. Ceci a été effectué sur la chambre sans septum puis en présence du septum [DEN-8].

L'équation III.2.1 montre que le coefficient de qualité moyen est obtenu en effectuant la moyenne des rapports entre la puissance transmise et la puissance reçue recueillis pour les 120 positions de brasseur.

En revanche, le coefficient d'efficacité de brassage, exprimé par l'équation Eq. III.2.2, est calculé à partir de deux valeurs spécifiques que sont les coefficients S_{21} maximum et minimum parmi les 120 paramètres S_{21} mesurés sur les 120 positions de brasseur.

En présence du septum, nous avons accompli quatre séries de mesures pour lesquelles les configurations de charges aux deux extrémités du septum sont différentes. Nous avons placé successivement sur les deux connecteurs situés aux extrémités du septum, 2 charges de 50Ω , 2 courts circuits, 2 circuits ouverts et enfin 1 court circuit à une extrémité et 1 circuit ouvert à l'autre extrémité (figure III.8). Ces configurations permettent, notamment en basses fréquences, de favoriser certains types de couplage en champ électrique ou magnétique.

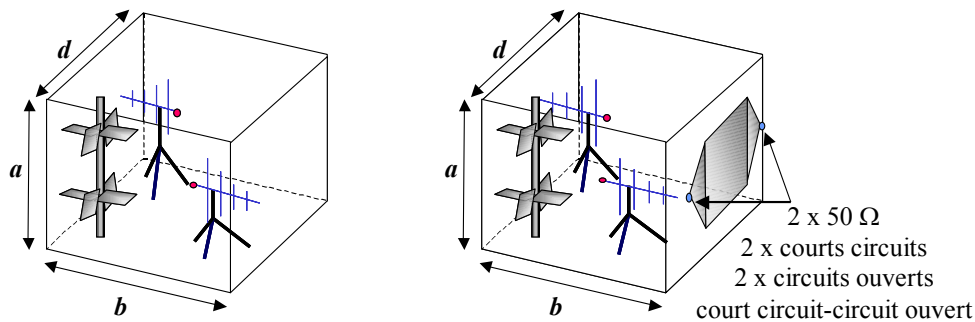


Figure III.8: Mesures des paramètres S entre deux antennes avec et sans septum.

Les mesures de paramètres S ont été effectuées entre deux antennes biconiques entre 50 MHz et 300 MHz, entre deux antennes logpériodiques entre 300 MHz et 1 GHz et entre deux antennes cornets entre 1 GHz et 3 GHz. Sur chacune des trois bandes de fréquences explorées, nous avons mesuré les paramètres S pour 801 fréquences.

III.2.b. Impact du septum sur le coefficient de qualité

- Mesures entre 1 GHz et 3 GHz : Antennes cornets

Entre 1 GHz - 3GHz, nous avons obtenu le coefficient de qualité moyen de la chambre à partir des paramètres S mesurés entre deux antennes cornets. Sur la figure III.9, sont représentés les quatre facteurs Q mesurés en présence du septum pour les quatre configurations de charges à ses extrémités. Ceci afin de vérifier si la configuration de charges agit sur le coefficient de qualité dans cette bande de fréquences.

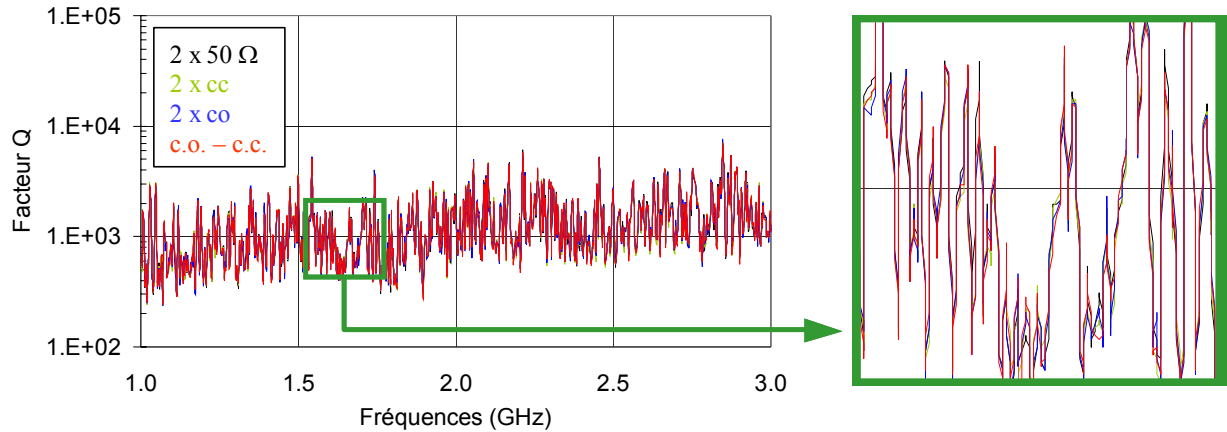


Figure III.9: Coefficients de qualité mesurés entre 1 GHz et 3 GHz pour quatre configurations de charges.

Nous constatons que les quatre courbes sont très similaires. Le coefficient de qualité moyen est donc inchangé quelle que soit la configuration de charges aux extrémités du septum.

Néanmoins, nous devons garder à l'esprit que ce coefficient est déterminé en effectuant la moyenne des rapports entre les puissances transmises et les puissances reçues pour 120 positions de brasseur. Par conséquent, il est probable que ces puissances varient légèrement pour certaines positions du brasseur en fonction de la configuration de charges, mais qu'elles deviennent indécélables en effectuant une moyenne sur un tour de brasseur.

Puisque dans cette gamme de fréquences, la configuration de charges n'agit pas significativement sur le coefficient de qualité moyen, un seul de ces quatre résultats est comparé au coefficient de qualité mesuré sans septum. Sur la figure III.10, sont reportés les coefficients de qualité moyens mesurés en présence du septum chargé sur 50Ω et pour la chambre démunie du septum.

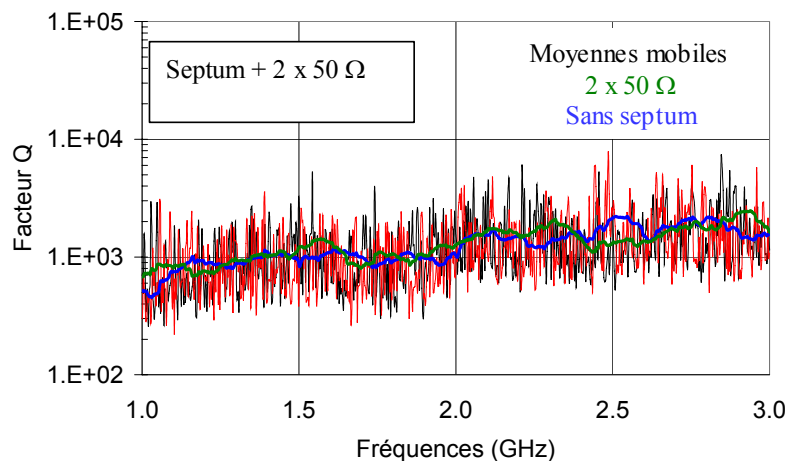


Figure III.10: Coefficients de qualité mesurés sans septum et avec septum chargé sur 50Ω .

Afin d'éclaircir la lecture, les moyennes mobiles calculées sur 40 points des deux résultats de mesures considérés, sont adjointes sur cette figure. Il apparaît que les deux coefficients de qualité mesurés avec et sans septum, ne sont pas parfaitement identiques mais possèdent des niveaux tout à fait comparables. La présence du septum n'introduit donc aucune dégradation décelable sur le coefficient de qualité moyen entre 1 GHz et 3 GHz.

- Mesures entre 300 MHz et 1 GHz : Antennes logpériodiques

Les mesures de coefficient de qualité entre 300 MHz et 1 GHz, ont été réalisées avec deux antennes logpériodiques. Les coefficients de qualité moyens mesurés en présence du septum pour les quatre configurations de charges décrites précédemment, sont représentés figure III.11.

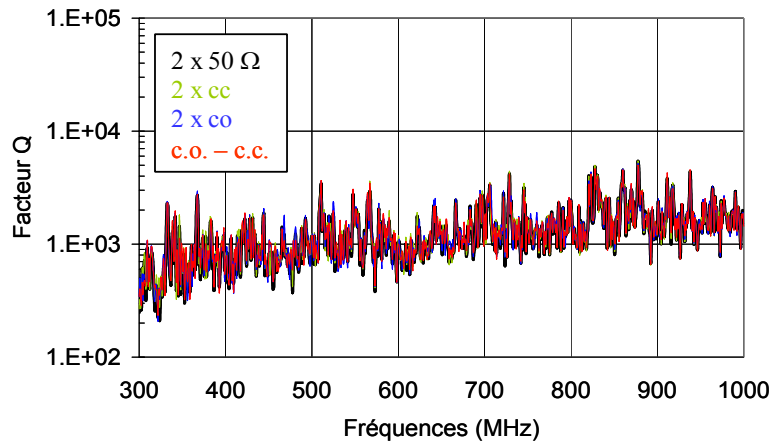


Figure III.11 : Coefficients de qualité mesurés entre 300 MHz et 1 GHz pour quatre configurations de charges.

Comme pour les résultats obtenus entre 1 GHz et 3 GHz, cette figure ne révèle aucune différence majeure entre les coefficients de qualité mesurés pour les différentes configurations de charges entre 300 MHz et 1 GHz.

En revanche, la figure III.12, où sont reportées les moyennes mobiles calculées sur 40 points des quatre résultats de mesures, laisse apparaître de légères différences dans les plus basses fréquences.

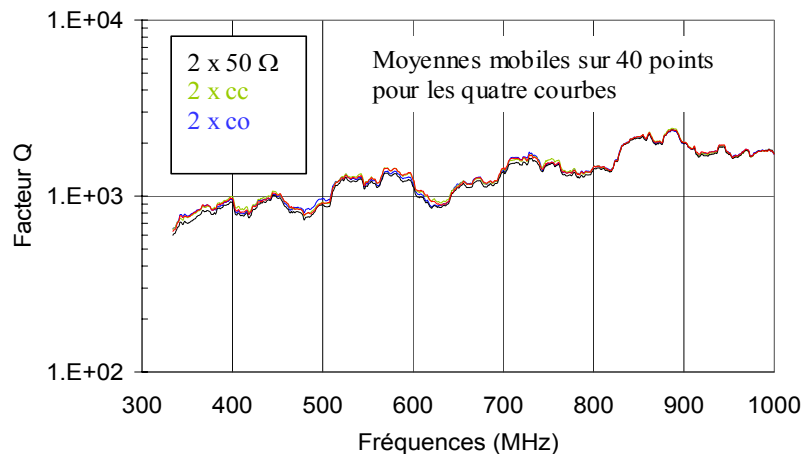


Figure III.12: Moyennes mobiles des facteurs Q mesurés pour quatre configurations de charges.

En effet, les quatre résultats qui sont parfaitement similaires au-delà de 800 MHz, présentent de faibles distinctions dans les plus basses fréquences. Ces différences sont particulièrement minimales mais elles permettent toutefois de constater que le coefficient de qualité moyen le plus faible est obtenu en plaçant deux charges de 50Ω aux deux extrémités du septum.

Le coefficient de qualité moyen mesuré sans septum a donc été confronté à celui mesuré en présence du septum chargé sur 50Ω , qui constitue la configuration la plus défavorable. Cette comparaison figure sur le graphe III.13.

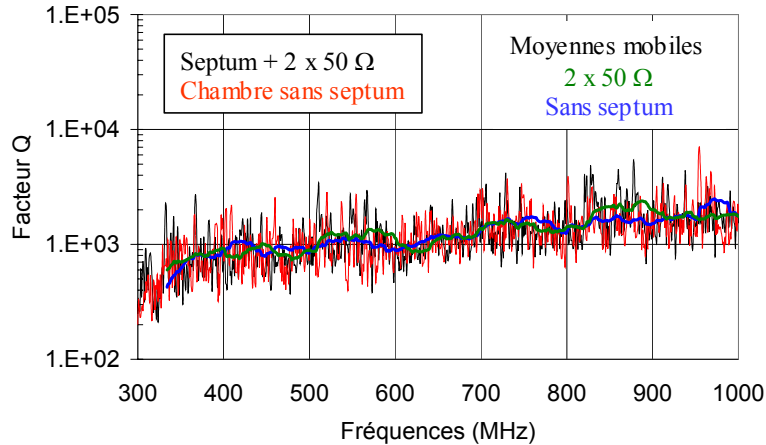


Figure III.13: Coefficients de qualité mesurés sans septum et avec septum chargé sur 50Ω .

Les coefficients de qualité obtenus sans septum et en présence du septum pour la configuration de charge la plus défavorable, possèdent des niveaux semblables. Ainsi, aucune dégradation n'est observée en terme de coefficient de qualité.

- Mesures entre 50 MHz et 300 MHz : Antennes biconiques

Pour des raisons de visibilité, dans cette gamme de fréquences, les valeurs brutes des coefficients de qualité moyens mesurés pour les quatre configurations de charges ne sont pas présentées. Les résultats des mesures pratiquées en présence du septum entre 50 MHz et 300 MHz avec les deux antennes biconiques, ont été directement reportés sous la forme de leur moyenne mobile calculée sur 40 points. Les courbes de moyennes mobiles obtenues pour les quatre configurations de charges utilisées jusqu'alors, sont présentées sur la figure III.14.

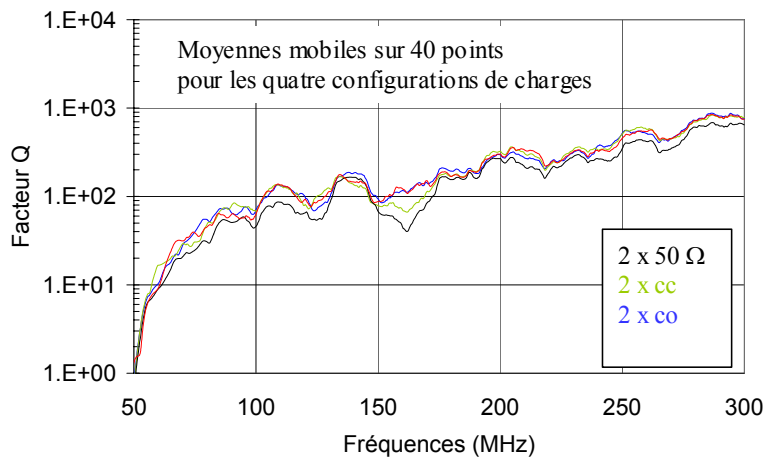


Figure III.14: Moyennes mobiles des facteurs Q mesurés pour quatre configurations de charges.

Cette fois, des différences plus marquées ressortent des coefficients de qualité recueillis pour les différentes configurations de charges. Parmi les quatre facteurs Q mesurés, celui obtenu en présence des charges apparaît à nouveau comme le plus faible. En effet, les charges constituent des sources de dissipation d'énergie d'autant plus importantes que la fréquence est basse.

Néanmoins, en comparant ce résultat obtenu en présence du septum chargé au coefficient qualité moyen mesuré en l'absence du septum, sur la figure III.15, nous ne constatons aucune véritable dégradation associée à la présence du septum chargé.

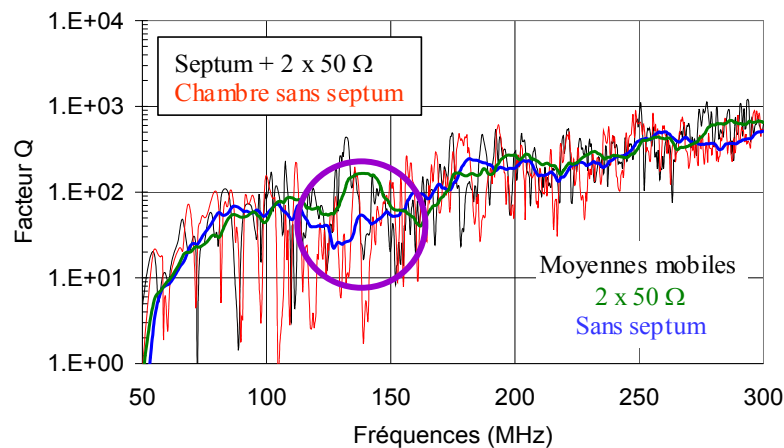


Figure III.15: Coefficients de qualité mesurés sans septum et avec septum chargé sur 50 Ω.

En revanche, nous distinguons une différence notable entre les deux coefficients aux environs de 140 MHz. En réalité, nous devons garder à l'esprit que dans ces fréquences basses, la densité de modes est relativement faible. Ainsi, un impact relativement important du septum sur un mode de résonance peut modifier significativement le coefficient de qualité [SIA-2].

Sur les trois gammes de fréquences explorées, nous n'avons pas constaté de détérioration du coefficient de qualité moyen en insérant le septum au sein de la cavité. De plus, dans les plus hautes fréquences, quelle que soit la configuration de charges adoptée aux extrémités du septum, le coefficient de qualité moyen est inchangé. En revanche, les résultats obtenus entre 300 MHz et 1 GHz, ont montré qu'en dessous de 800 MHz, de légères différences apparaissent entre les coefficients de qualité mesurés pour différentes configurations de charges.

Ces différences, qui sont apparues accentuées entre 50 MHz et 300 MHz, montrent qu'en dessous de 800 MHz, le septum et ses connexions modifient suffisamment l'environnement électromagnétique au sein de la chambre pour que ceci transparaissent dans le coefficient de qualité moyen.

III.2.c. Impact du septum sur le coefficient d'efficacité de brassage (SR)

Nous avons également calculé les coefficients d'efficacité de brassage obtenus à partir des paramètres S_{21} mesurés entre deux antennes, pour les quatre configurations de charges. Cependant, sur les figures qui suivent, les coefficients d'efficacité de brassage sont reportés sous forme de moyennes mobiles calculées sur 40 points. Les courbes originelles de ces coefficients pour les trois bandes de fréquences explorées figurent en annexe 9.

- Mesures entre 1 GHz et 3 GHz : Antennes cornets

Les moyennes mobiles des coefficients d'efficacité de brassage obtenus en présence du septum entre 1 GHz et 3 GHz pour les quatre configurations de charges, sont présentées en figure III.16.

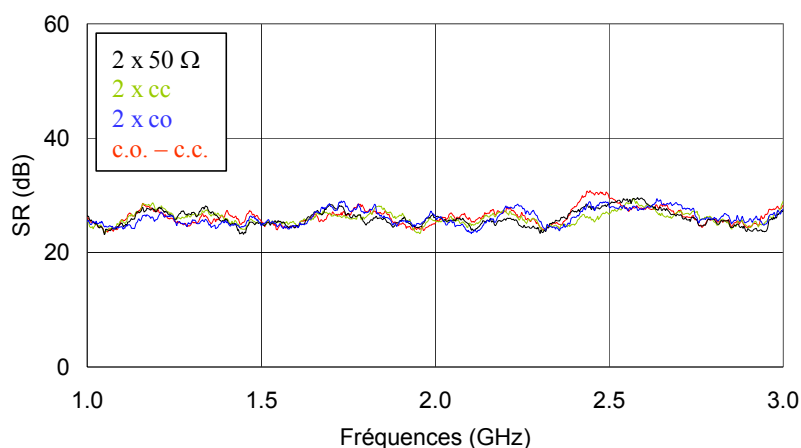


Figure III.16: SR mesurés entre 1 GHz et 3 GHz pour quatre configurations de charges.

Entre 1 GHz et 3 GHz, le coefficient d'efficacité de brassage varie légèrement selon le choix des connexions aux extrémités du septum. Ceci diffère du coefficient de qualité pour lequel la configuration de charge s'avère invisible dans cette gamme de fréquences.

En réalité, bien que les mesures d'efficacité de brassage soient effectuées sur 120 positions de brasseur, ce coefficient constitue en quelque sorte un paramètre déterministe. En effet, le coefficient d'efficacité de brassage est calculé à partir des puissances transmises maximum et minimum recueillies sur un tour de brasseur. Il reflète donc les puissances transmises relevées pour deux positions particulières du brasseur. Ainsi, une légère variation des puissances transmises maximum et minimum est directement répercutée sur la valeur du coefficient d'efficacité de brassage. Ceci diffère du coefficient de qualité, pour lequel une moyenne est effectuée entre les résultats recueillis sur les 120 positions de brasseur.

Néanmoins, les coefficients d'efficacité de brassage obtenus dans les quatre configurations sont comparables. Nous pouvons donc considérer qu'à ces fréquences, le coefficient d'efficacité de brassage reste inchangé quelle que soit la configuration de charges adoptée.

Le coefficient d'efficacité de brassage mesuré en présence du septum chargé sur 50Ω est confronté au coefficient d'efficacité de brassage obtenu en chambre vide sur la figure III.17.

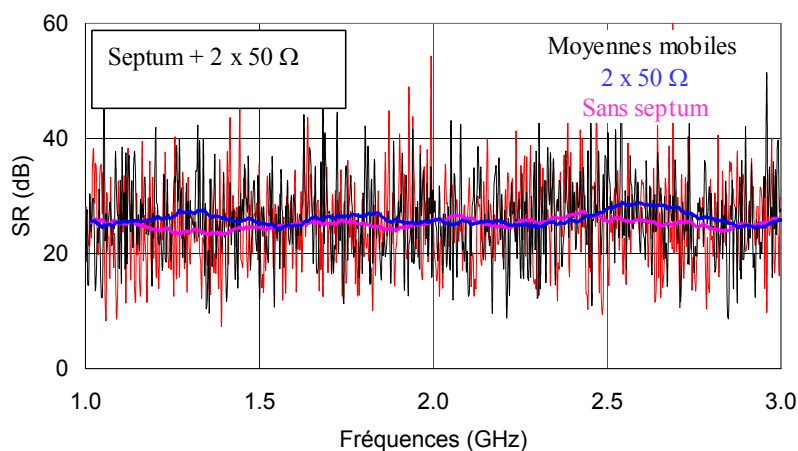


Figure III.17: SR mesurés sans septum et avec septum chargé sur 50Ω .

Ces résultats de mesures obtenus entre 1 GHz et 3 GHz, ne présentent pas de détérioration de l'efficacité de brassage associée à la présence du septum et de ses charges.

- Mesures entre 300 MHz et 1 GHz : Antennes logpériodiques

La figure III.18 présente les moyennes mobiles calculées sur 40 points des mesures réalisées entre 300 MHz et 1 GHz, en présence du septum, pour les quatre configurations de charges.

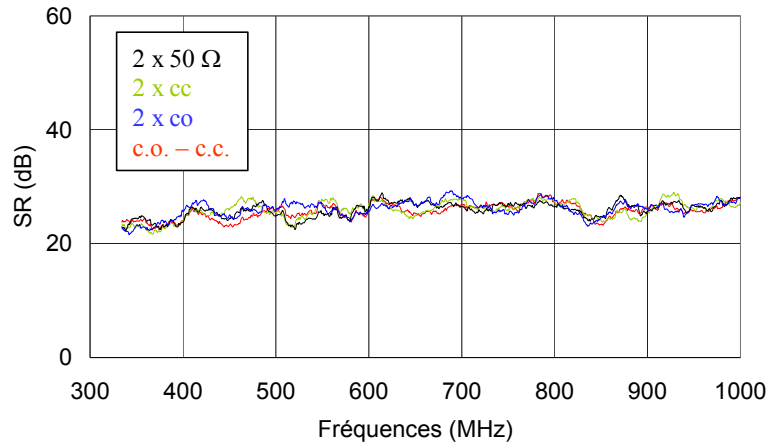


Figure III.18: Moyennes mobiles des SR mesurés pour quatre configurations de charges.

Dans cette gamme de fréquences, ces résultats font apparaître des phénomènes similaires à ceux constatés précédemment sur le coefficient de qualité.

En effet, les coefficients d'efficacité de brassage mesurés dans les quatre configurations de charges, sont légèrement plus distincts dans les plus basses fréquences.

En revanche, aucun des quatre coefficients n'est systématiquement plus faible que les autres. Ainsi, aucune des configurations n'apparaît particulièrement défavorable en terme d'efficacité de brassage. Un des quatre coefficients a donc été arbitrairement comparé au coefficient mesuré sur la chambre vide.

Le coefficient mesuré en chambre vide est comparé à celui recueilli dans la chambre équipée du septum chargé sur la figure III.19.

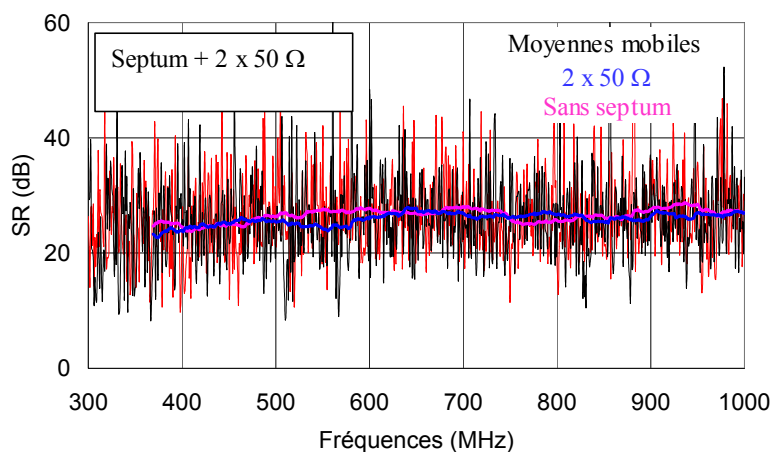


Figure III.19: SR mesurés sans septum et avec septum chargé sur 50 Ω.

A nouveau, ces résultats démontrent que le niveau d'efficacité de brassage n'est pas altéré par la présence du septum entre 300 MHz et 1 GHz.

- Mesures entre 50 MHz et 300 MHz : Antennes biconiques

Dans cette dernière gamme de fréquences, les résultats obtenus entre 50 MHz et 300 MHz pour les quatre configurations de charges, présentent davantage de différences (figure III.20).

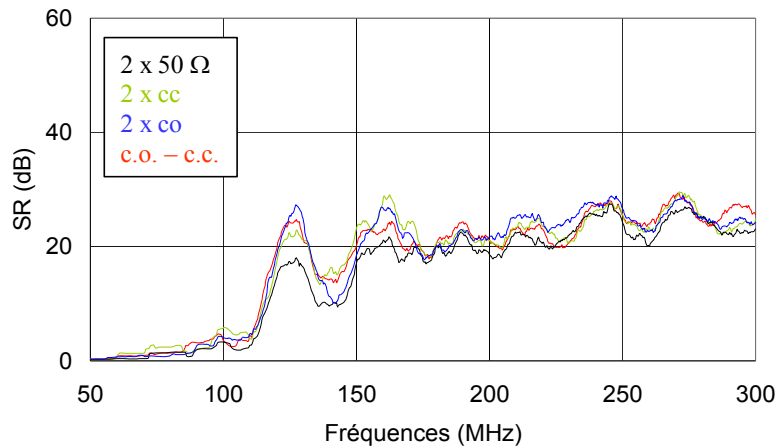


Figure III.20: Moyennes mobiles des SR mesurés pour quatre configurations de charges.

Sur cette bande de fréquences, l'amplitude du coefficient d'efficacité de brassage varie avec la configuration de charges aux extrémités du septum. De plus, le coefficient obtenu lorsque le septum est chargé sur 50 Ω, se distingue par un niveau plus faible que les autres sur toute la bande de fréquences explorée. Cette configuration constitue donc la plus défavorable en terme d'efficacité de brassage.

En comparant ce résultat à celui collecté sur la chambre sans septum sur la figure III.21, nous relevons un écart significatif entre les deux coefficients.

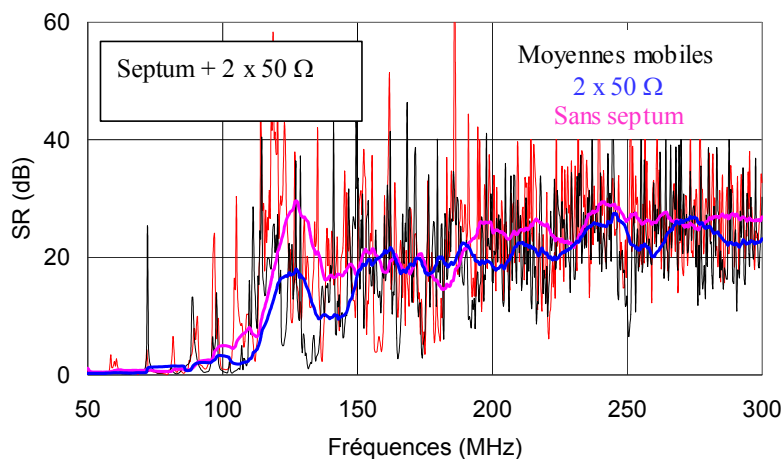


Figure III.21: SR mesurés sans septum et avec septum chargé sur 50 Ω.

Ce résultat montre que dans cette configuration de charges, l'insertion du septum se traduit par une diminution du coefficient d'efficacité de brassage. Néanmoins, les résultats présentés figure III.20, montrent que cette diminution du coefficient d'efficacité de brassage provient davantage de la présence des charges que de la présence du septum. Dès lors, il s'avère possible de s'affranchir de ce problème en choisissant une configuration de charges moins

pénalisante. En particulier, en configurant les extrémités du septum en circuit ouvert, nous maintenons un coefficient d'efficacité de brassage comparable à celui obtenu sans septum.

Les études effectuées sur les coefficients de qualité et d'efficacité de brassage ont montré que le septum n'engendre aucune dégradation ou modification manifeste selon ces deux critères. Ceci signifie que le septum n'introduit aucun couplage direct répercuté sur ces deux critères. En revanche, nous avons pu constater une diminution du coefficient d'efficacité de brassage entre 50 MHz et 300 MHz lorsque des charges sont disposées aux deux extrémités du septum. Par conséquent, pour ne pas affecter le bon fonctionnement de la chambre en mode réverbérant, il s'avère préférable de disposer des courts circuits ou des circuits ouverts aux extrémités du septum. Toutefois, ces remarques sont fondées sur une étude pratiquée en insérant un seul septum au sein de la cavité. Ces aspects devront donc être vérifiés en présence des trois septa.

Nous avons également constaté à travers les mesures de coefficient de qualité moyen, qu'au-dessus de 800 MHz, le coefficient de qualité était parfaitement invariant pour les quatre configurations de charges testées. En revanche, en dessous de 800 MHz, des différences sont apparues. Ceci montre qu'aux fréquences élevées, le septum et ses connexions sont invisibles aux travers de ces deux critères. Néanmoins, dans les plus basses fréquences, certaines caractéristiques électromagnétiques peuvent être modifiées par la présence du septum. Pour tenter de comprendre de quelle façon intervient le septum, nous avons souhaité approfondir cette étude à travers de nouveaux critères d'observations.

IV. IMPACT DU SEPTUM SUR LA CONFIGURATION DES PREMIERS MODES DE RESONANCE

Nous avons obtenu que la présence du septum et de ses connexions peut être détectée par l'intermédiaire de certains critères de caractérisation de la chambre aux fréquences inférieures à environ 800 MHz. Afin de comprendre de quelle façon le septum agit sur l'environnement électromagnétique présent au sein de la CRBM, nous avons réalisé des mesures de champ électrique en basses fréquences entre 40 MHz et 100 MHz [DEN-9].

En effectuant des mesures dans ces fréquences basses, nous pouvons distinguer les premiers modes de résonance de la cavité et observer l'impact du septum et de ses terminaisons à l'échelle d'un mode.

IV.1. Description et compréhension des mesures de champ électrique

Le champ électrique est mesuré à l'aide de la sonde tri axiale représentée sur la figure IV.1.

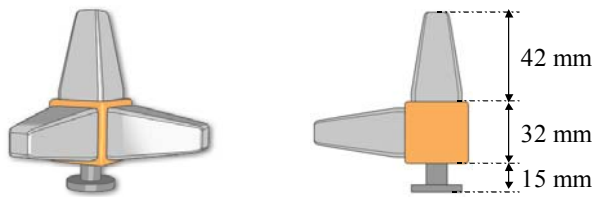


Figure IV.1: Sonde HI-6005

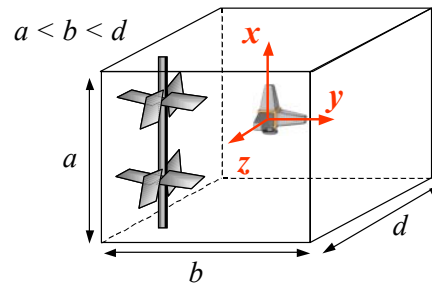


Figure IV.2: Position de la sonde

La sonde est placée au centre de la chambre et nous orientons l'axe x parallèlement à la plus petite arête de la chambre, l'axe y parallèlement à l'arête de longueur intermédiaire et l'axe z selon la plus grande arête. Ceci est illustré sur la figure IV.2.

Pour émettre au sein de la chambre, nous utilisons une antenne biconique positionnée dans un des angles de la chambre. A partir de cette antenne, en automatisant la mesure, nous avons émis entre 40 MHz et 100 MHz en prenant un pas de fréquences de 500 kHz. Le champ électrique est donc relevé tous les 500 kHz entre 40 MHz et 100 MHz.

Dans un premier temps, les composantes E_x , E_y et E_z du champ électrique au centre de la chambre, ont été mesurées en l'absence du septum. Puis, ces mesures ont été réitérées en présence du septum pour différentes configurations de charges à ses extrémités.

Selon l'expression théorique des fréquences de résonance de la cavité rappelée au début de ce chapitre (Eq. II.3.1), cette gamme de fréquences inclut les neuf premiers modes de résonances de la cavité. Leurs fréquences de résonance sont rappelées dans le tableau IV.1.

m	n	p	$f_{m,n,p}$ en MHz
0	1	1	54
1	0	1	60
1	1	0	63
1	1	1	73
0	1	2	82
1	0	2	86
0	2	1	88
1	2	0	94
1	1	2	95

Tableau IV.1 : Modes de résonance de la cavité entre 40 MHz et 100 MHz

Chaque mode de résonance est caractérisé par une distribution du champ spécifique au sein de la chambre. Cette distribution peut être connue à l'aide des valeurs des entiers m , n et p correspondant à chacun des modes.

Au chapitre I, nous avons montré que les modes pour lesquels un des entiers m , n et p est nul, sont caractérisés par une zone de concentration du champ de forme cylindrique. En revanche, si aucun des entiers n'est nul, les zones de concentration sont sphériques (Annexe 1). Par souci de compréhension, nous observerons principalement les modes où un des entiers est nul. Pour ces modes, les valeurs des deux entiers non nuls indiquent le nombre de zones de concentrations. Ainsi, si les trois entiers valent 0 ou 1, la distribution du champ est caractérisée par une unique zone de concentration de forme cylindrique passant par le centre de la cavité.

A titre d'exemple, la zone de concentration du champ électrique pour le premier mode ($0, 1, 1$) est représentée sur la figure IV.3. Ce premier mode, excité à 54 MHz, est caractérisé par un champ électrique polarisé suivant l'axe $0x$.

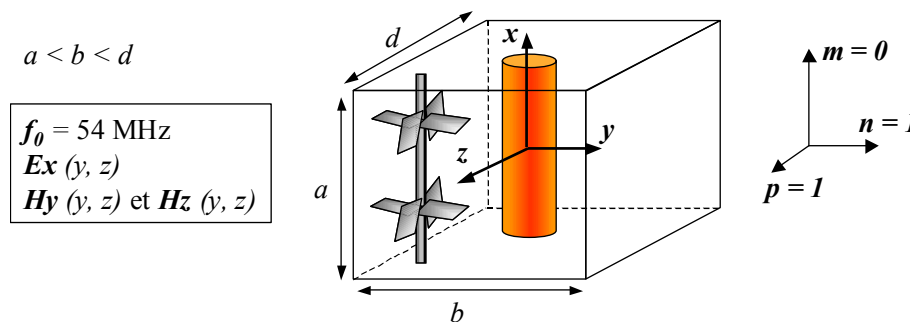


Figure IV.3: Zone de concentration du champ électrique pour le premier mode de résonance

L'entier m étant nul, en se déplaçant le long de l'axe x , aucune variation du champ n'est observée. En revanche, dans la mesure où n et p valent 1, en longeant les axes y et z , on rencontre une zone de champ maximal.

Dès lors qu'un des entiers vaut 2, le champ est concentré de part et d'autre des axes centraux. Ainsi, la position centrale correspond à une zone de champ faible. Ceci est illustré figure IV.4, qui représente la zone de concentration du champ électrique pour le mode ($0, 2, 1$).

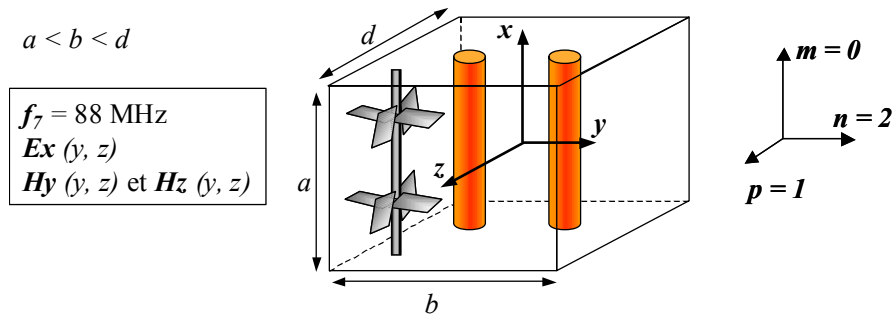


Figure IV.4: zone de concentration du champ électrique

Pour les trois premiers modes de la cavité, le champ électrique est principalement concentré dans un tube central. Celui-ci est centré sur l'axe x pour le premier mode, sur l'axe y pour le second mode et sur l'axe z pour le troisième mode (figure IV.5).

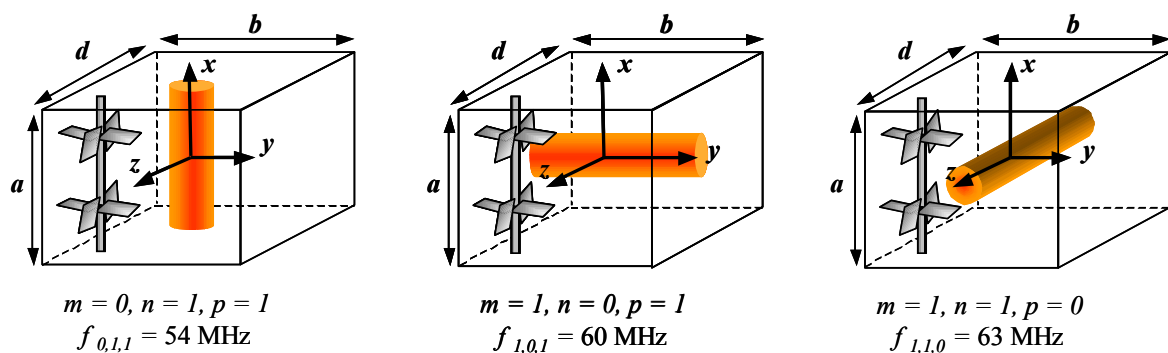


Figure IV.5: Zone de concentration du champ électrique pour les trois premiers modes de résonance

Dès lors, en positionnant la sonde au centre de la cavité, celle-ci sera plongée dans les zones de champ maximum aux trois premières fréquences de résonance.

La gamme de fréquences explorées inclut uniquement des modes de résonance pour lesquels les entiers m , n et p prennent des valeurs comprises entre 0 et 2. Ainsi, en maintenant la sonde au centre de la chambre, nous observons plus distinctement les trois premiers modes. C'est donc principalement sur ces trois modes que nous nous focaliserons pour étudier l'impact de la présence du septum.

IV.2. Mesure de champ électrique dans la chambre sans septum

Afin de discerner les différents modes, nous avons mesuré les composantes E_x , E_y et E_z du champ électrique et non le champ électrique total. En effet, la théorie développée chapitre I, permet de déterminer préalablement, la polarisation du champ pour ces trois modes. Nous savons que pour le premier mode, le champ électrique est orienté suivant l'axe $0x$, pour le second mode suivant l'axe $0y$ et pour le troisième mode suivant l'axe $0z$.

Les composantes de champ électrique mesurées au centre de la chambre sans septum, sont données sur la figure IV.6.

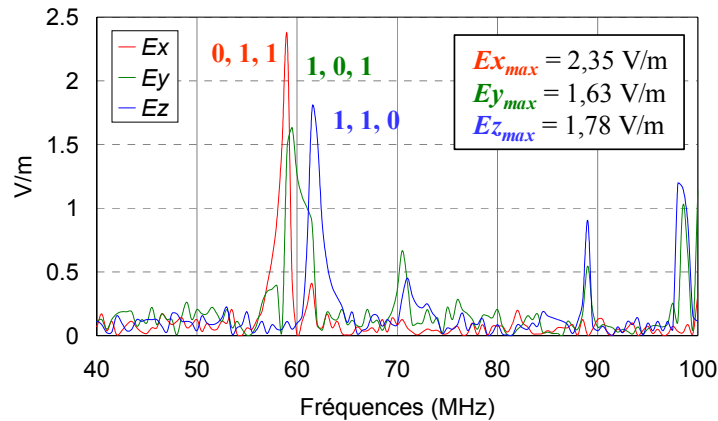


Figure IV.6: Composantes E_x , E_y et E_z mesurées au centre de la chambre sans septum.

Cette figure représente l'évolution des trois composantes E_x , E_y et E_z entre 40 MHz et 100 MHz. L'apparition du premier mode de résonance se traduit par une forte augmentation de l'amplitude de la composante E_x qui confirme que ce mode est caractérisé par un champ électrique polarisé suivant l'axe Ox . De même, les second et troisième modes se traduisent respectivement par des accroissements des composantes E_y et E_z . Les valeurs maximales atteintes par ces trois composantes ($E_{x_{max}}$, $E_{y_{max}}$, $E_{z_{max}}$) sont précisées sur le graphe IV.6. Ces valeurs seront comparées aux valeurs maximales atteintes en présence du septum.

Nous distinguons également certains modes d'ordre supérieur. En particulier, nous observons le mode (1, 1, 1) à 71 MHz, le mode (0, 2, 1) à 89 MHz et le mode (1, 1, 2) à 98 MHz. Pour ces trois modes, le champ est majoritairement concentré de part et d'autre de la sonde. Cependant, leurs amplitudes sont suffisamment élevées pour que l'on relève toutefois un champ résiduel en effectuant la mesure au centre de la chambre.

Il apparaît également, qu'en pratique, les fréquences de résonance de ces trois premiers modes ne sont pas parfaitement identiques aux valeurs estimées en théorie. Le premier mode est excité à 59 MHz au lieu de 54 MHz en théorie, le second à 59,5 MHz au lieu de 60 MHz et le troisième à 61,5 MHz au lieu de 63 MHz. Les décalages observés sur les second et troisième modes (0,8 % et 2,4 %) sont relativement faibles tandis que pour le premier mode, nous obtenons un écart non négligeable de 9,3 %.

En règle générale, les imperfections de la chambre peuvent justifier des légers décalages tels que ceux obtenus sur les secondes et troisièmes fréquences de résonance. Ces imperfections résident dans le fait que les dimensions peuvent être plus ou moins précises, les parois ne sont pas toujours parfaitement plates, la présence de la porte et des joints constitue une rupture dans l'enveloppe métallique et la présence du brasseur ne permet pas d'avoir une cavité parfaitement vide. En revanche, le décalage relevé sur le premier mode est relativement important et nécessite quelques explications.

Dans un premier temps, nous avons pensé que ceci pouvait provenir du brasseur de modes. Cependant, des mesures de champ réalisées pour différentes orientations du brasseur, ont montré que les fréquences de résonance restent inchangées quelle que soit la position du brasseur. Les pales du brasseur ne sont donc pas responsables de ce décalage. En revanche, quel que soit l'angle adopté par le brasseur, la position de son axe reste inchangée. Ainsi, l'axe du brasseur peut justifier ce décalage. Ceci a été vérifié par simulation.

Une cavité métallique de dimensions identiques à la CRBM sur laquelle nous avons travaillé, a été modélisée. Une façon d’observer par simulation, les valeurs des fréquences de résonance de la cavité, est de relever le paramètre S de transmission entre deux monopôles placés au sein de la cavité [KLI-9]. Ce paramètre S_{12} a été recueilli pour un modèle constitué uniquement de la cavité et de deux monopôles et pour un modèle comportant un axe métallique situé entre les parois supérieure et inférieure, représentant l’axe du brasseur. Les deux modèles de simulation sont représentés figure IV.7.

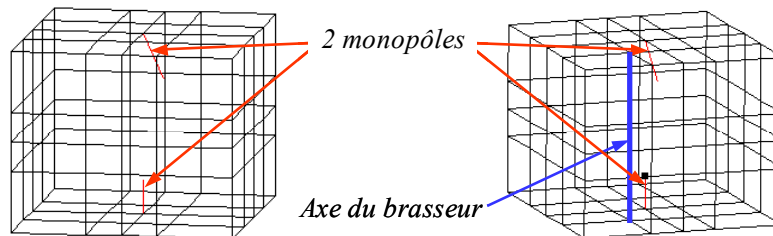


Figure IV.7: Modèles de simulation de la chambre sans brasseur (gauche) et avec l’axe du brasseur (droite)

Les bases des monopôles ont été placées aux centres des parois inférieure et supérieure de la chambre. Les monopôles sont donc situés dans la zone de concentration du premier mode de résonance. En revanche, leurs longueurs ont été fixées arbitrairement. Les paramètres de transmission S_{12} entre les deux monopôles, obtenus par simulation pour les deux configurations avec et sans axe entre 45 MHz et 65 MHz, sont représentés sur le graphe IV.8.

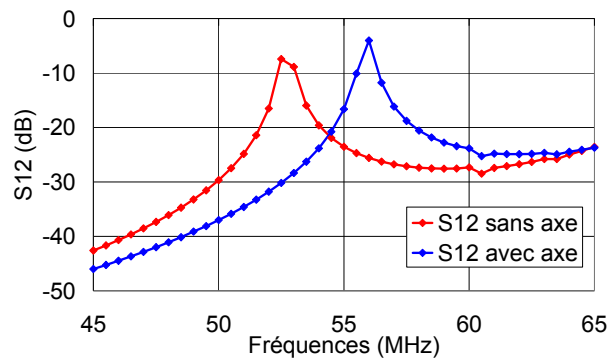


Figure IV.8: Paramètre S_{12} entre deux monopôles avec et sans l’axe du brasseur dans le modèle de simulation.

Un seul mode de résonance transparaît dans ce paramètre bien que les trois premiers modes soient situés dans cette gamme de fréquences. En effet, la position des deux monopôles dans la CRBM, ne permet pas de visualiser l’apparition des second et troisième modes.

Nous constatons qu’en insérant l’axe du brasseur, la fréquence à laquelle le premier mode est excitée est clairement décalée vers les hautes fréquences. Ceci justifie la différence constatée sur la fréquence d’excitation du premier mode entre la théorie et la mesure.

IV.3. Mesures de champ électrique en présence d'un septum

IV.3.a. Le septum est chargé sur 50 Ω à ses deux extrémités

Nous avons réitéré les mesures du champ au centre de la chambre en présence du septum. Dans un premier temps, les deux extrémités du septum ont été chargées sur 50 Ω. Les composantes E_x , E_y et E_z mesurées entre 40 MHz et 100 MHz, figurent sur le graphe IV.9.

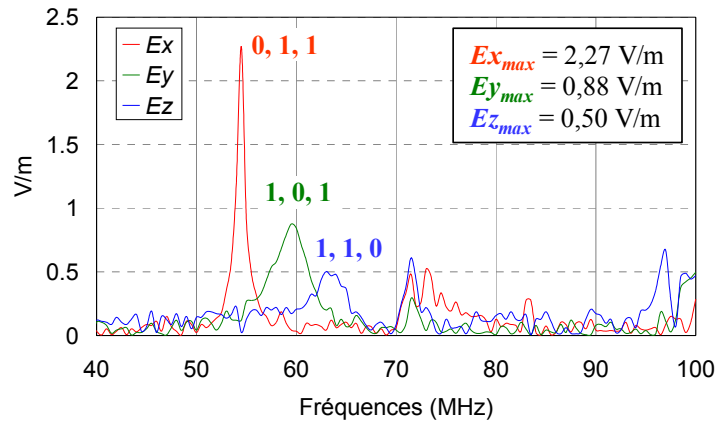


Figure IV.9: Composantes E_x , E_y et E_z mesurées au centre de la chambre avec le septum sur 50 Ω

En s'attachant uniquement aux trois premiers modes de résonance, nous constatons des modifications introduites par le septum. En particulier, nous notons des différences sur les amplitudes atteintes et sur les fréquences d'excitation. Le tableau IV.2 regroupe les fréquences auxquelles apparaissent les trois premiers modes avec et sans septum, ainsi que les valeurs maximales atteintes par les trois composantes E_x , E_y et E_z .

	sans septum	avec septum sur 50 Ω
	$f_{m,n,p}$ et E_x , E_y ou E_z maximal	$f_{m,n,p}$ et E_x , E_y ou E_z maximal
Mode (0, 1, 1)	59,00 MHz / $E_{x_{max}} = 2,35$ V/m	54,50 MHz / $E_{x_{max}} = 2,27$ V/m
Mode (1, 0, 1)	59,50 MHz / $E_{y_{max}} = 1,63$ V/m	59,50 MHz / $E_{y_{max}} = 0,88$ V/m
Mode (1, 1, 0)	61,50 MHz / $E_{z_{max}} = 1,78$ V/m	63,00 MHz / $E_{z_{max}} = 0,50$ V/m

Tableau IV.2 : Amplitudes et fréquences des trois premiers modes de résonance

En intégrant le septum, l'amplitude du premier mode est très peu modifiée. En revanche, sa fréquence d'excitation est plus faible. Ce mode est excité à 59 MHz en l'absence du septum et à 54,5 MHz en présence du septum. Ainsi, l'effet du septum sur ce mode, apparaît telle une augmentation virtuelle des dimensions de la chambre.

La fréquence d'excitation du second mode ne varie pas avec l'insertion du septum. En contre partie, son amplitude maximale qui passe de 1,63 V/m à 0,88 V/m, est fortement atténuée. Dès lors, pour ce mode, l'intégration du septum se traduit telle une diminution du coefficient de qualité de la chambre.

Quant au troisième mode, celui-ci voit son amplitude maximale fortement diminuée et sa fréquence d'excitation augmentée. Ainsi, la présence du septum agit sur ce mode comme une diminution des dimensions de la chambre et de son coefficient de qualité.

Sur ces résultats, nous observons aussi que certains des modes d'ordre supérieur observés en l'absence du septum, apparaissent également atténués. En particulier, le mode (0, 2, 1) excité à 89 MHz, n'apparaît plus dans ces nouvelles mesures. Ce mode est probablement fortement atténué puisque cette fois, la sonde n'observe aucun champ résiduel au centre de la chambre. En observant sa distribution théorique au sein de la chambre sur la figure IV.10, nous notons qu'à cette fréquence le champ se trouve partiellement concentré à proximité du septum.

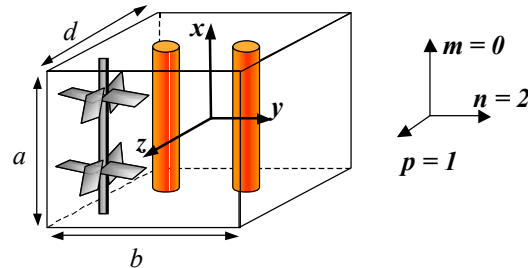


Figure IV.10: zone de concentration du champ électrique

Ainsi, le septum peut être situé dans la zone de concentration du champ. Dans ce cas, il impose de nouvelles conditions aux limites qui peuvent engendrer l'annulation de certaines composantes du champ électrique dans cette zone.

Cependant, ces différentes observations peuvent aussi bien provenir des charges que du septum. Ces mesures ont donc été renouvelées en modifiant la configuration des charges afin de distinguer l'impact du septum et l'impact des connexions.

IV.3.b. Impact de la configuration de charges sur le champ électrique

Pour ces nouvelles mesures, la même démarche a été employée mais les configurations de charges aux extrémités du septum ont été modifiées.

En premier lieu, les deux extrémités du septum ont été court-circuitées. Les composantes du champ électrique mesurées dans cette configuration sont présentées sur la figure IV.11.

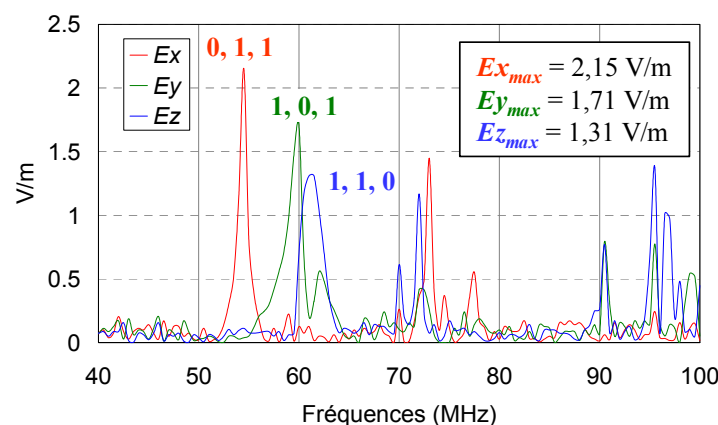


Figure IV.11: Composantes E_x , E_y et E_z mesurées en court-circuitant les deux extrémités du septum.

Le premier mode conserve les mêmes caractéristiques, que le septum soit court-circuité ou chargé sur 50Ω . La composante E_x conserve une amplitude maximale proche et sa fréquence d'excitation est inchangée (54,5 MHz). Par conséquent, ce mode de résonance s'avère sensible à la présence du septum puisque sa fréquence d'apparition est différente de la

fréquence relevée lors des mesures effectuées sans septum. Il semble en revanche peu sensible à la configuration de charge du septum.

En outre, le second mode semble fortement dépendant de la configuration de charge. En effet, en court-circuitant les deux extrémités du septum, l'amplitude maximale de ce mode ($E_{y_{max}} = 1,71 \text{ V/m}$) est quasiment identique à celle obtenue en l'absence du septum ($E_{y_{max}} = 1,63 \text{ V/m}$). Toutefois, son amplitude maximale est apparue nettement atténuée ($E_{y_{max}} = 0,88 \text{ V/m}$) en plaçant des charges de 50Ω aux extrémités du septum. De plus, pour ces deux configurations de charge, sa fréquence d'excitation reste inchangée par rapport à la fréquence relevée en l'absence du septum. Ainsi, ce second mode semble être davantage affecté par la présence des charges que par la présence du septum.

Le troisième mode apparaît affaibli en amplitude par rapport aux résultats obtenus sans septum, mais nettement moins qu'en présence des charges. Ceci signifie que pour ce mode l'énergie est principalement dissipée dans les charges lorsqu'elles sont présentes, mais que l'énergie est également partiellement dissipée dans le septum puisqu'en plaçant des courts circuits à chaque extrémité, un amortissement reste visible. De plus, sa fréquence d'excitation est abaissée en présence du septum chargé alors que cette fois, la fréquence d'excitation est analogue à celle obtenue sans septum (61,5 MHz). Selon la configuration de charge adoptée, ce mode peut varier en amplitude et en fréquence.

Nous notons également qu'en court-circuitant les ports du septum, la sonde réceptionne le champ résiduel de l'excitation de modes d'ordre supérieurs. En particulier, le mode (0, 2, 1) invisible en présence des charges, est à nouveau détecté (aux environs de 90 MHz). Ainsi, les modifications de couplage introduites par la présence des charges semblent principalement responsables de l'amortissement de ce mode.

Les décalages en fréquences engendrés par la présence du septum ne sont pas pénalisants pour le fonctionnement de la chambre puisque les fréquences d'excitation peuvent aussi bien être déplacées vers les basses fréquences que vers les hautes fréquences. En revanche, les amortissements observés sur les niveaux de champs sont susceptibles d'altérer les propriétés électromagnétiques de la chambre. Toutefois, ces amortissements peuvent varier ou être inexistant, en fonction de la configuration de charges adoptée.

Des mesures réalisées en plaçant les extrémités du septum en circuits ouverts ont montré que dans cette configuration, nous ne constatons aucun amortissement. Les résultats figurent sur le graphe IV.12.

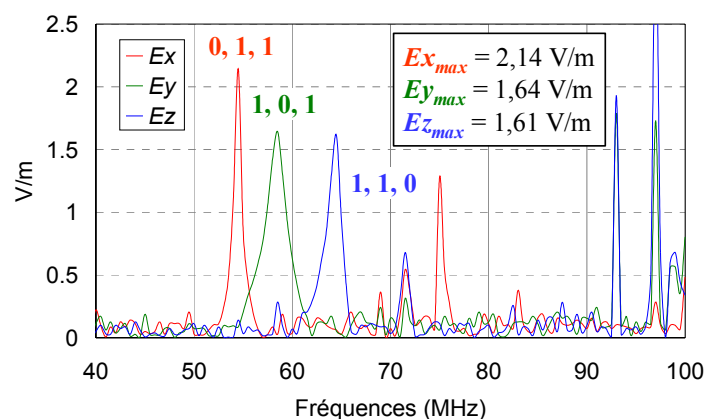


Figure IV.12: Composantes E_x , E_y et E_z mesurées avec les deux extrémités du septum en circuits ouvert.

En effet, les amplitudes maximales des trois premiers modes sont quasiment identiques aux valeurs maximales mesurées sans septum. Nous voyons également que les modes d'ordre supérieur apparaissent au moins aussi distinctement que dans les résultats de mesures obtenus en l'absence du septum.

Nous constatons une résonance relativement importante à 97 MHz. Cependant, celle-ci peut correspondre à un mode propre de la cavité ou à une résonance du septum. En effet, le septum étant en circuit ouvert à ses deux extrémités, il peut parfaitement entrer en résonance à certaines fréquences.

En revanche, cette fois les 3 premiers modes sont déplacés en fréquences. En comparaison avec les fréquences de résonance relevées sans le septum, les décalages recueillis sur les premier, deuxième et troisième modes sont respectivement de 7,65 %, 1,7 % et 4,9 %.

La dernière configuration testée est celle qui consiste à conserver une extrémité en circuit ouvert et à court-circuiter l'autre extrémité. Les composantes de champ électrique mesurées au centre de la chambre dans cette configuration sont données figure IV.13.

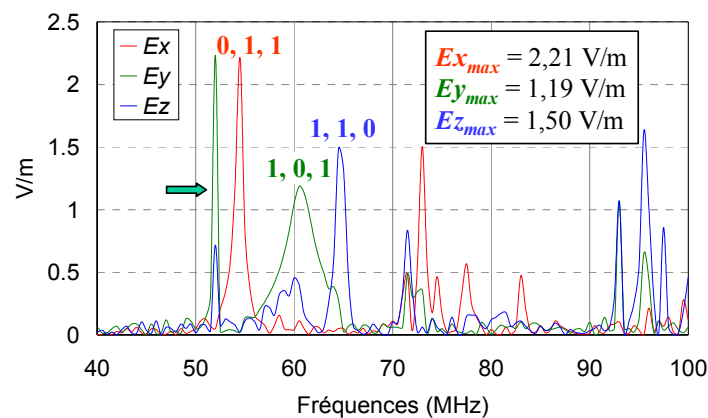


Figure IV.13: E_x , E_y et E_z mesurées avec un port du septum en circuit ouvert et un port en court circuit.

Cette fois, nous observons une résonance supplémentaire à 52 MHz, qui précède le premier mode de résonance de la cavité. Nous voyons que cette résonance est principalement caractérisée par une composante E_y . Nous pouvons penser que cette résonance ne correspond pas à un mode propre de la cavité mais qu'à cette fréquence le septum entre en résonance.

En effet, le septum étant connecté à la paroi à une extrémité et en circuit ouvert à l'autre extrémité, celui-ci peut se comporter comme une antenne qui résonne en $\lambda/4$. Néanmoins, il est difficile d'extraire une relation entre les dimensions du septum et la fréquence à laquelle le septum entre en résonance puisque le septum n'est pas un simple monopôle linéaire et que cette fréquence peut dépendre de sa longueur et de sa largeur.

La longueur du septum est d'environ 3,5 m, ce qui correspondrait à une première résonance en $\lambda/4$ possible à 21,5 MHz.

En résumé, nous avons obtenu qu'en modifiant la configuration de charge aux extrémités du septum, nous pouvons engendrer des variations en fréquence et en amplitude sur les modes propres de la cavité, et permettre au septum d'entrer en résonance à certaines fréquences.

Les amplitudes maximales et les fréquences d'apparition des trois premiers modes sans septum et en présence du septum pour différentes configurations de charges, sont répertoriées dans le tableau IV.3.

		<i>Mode (0, 1, 1)</i>		<i>Mode (1, 0, 1)</i>		<i>Mode (1, 1, 0)</i>	
		<i>$E_{x_{max}}$</i> (V/m)	<i>$f_{0,1,1}$</i> (MHz)	<i>$E_{y_{max}}$</i> (V/m)	<i>$f_{1,0,1}$</i> (MHz)	<i>$E_{z_{max}}$</i> (V/m)	<i>$f_{1,1,0}$</i> (MHz)
sans septum		2,35	59,0	1,63	59,5	1,78	61,5
Avec septum	2 x 50 Ω	2,27	54,5	0,88	59,5	0,50	63,0
	2 x c.c.	2,15	54,5	1,71	60,0	1,31	61,5
	2 x c.o.	2,14	54,5	1,64	58,5	1,61	64,5
	c.c. et c.o.	2,21	54,5	1,19	60,5	1,50	64,5

Tableau IV.3 : Amplitudes et fréquences des trois premiers modes de résonance

Nous voyons que pour une configuration de charges donnée, l'impact du septum n'est pas identique pour les différents modes de la chambre. En particulier, alors que les second et troisième modes peuvent être plus ou moins amortis selon la configuration de charges, le premier mode conserve systématiquement une amplitude du même ordre. Ainsi, ce mode qui est caractérisé par une polarisation de champ parallèle au plan du septum et perpendiculaire à son axe, est parfaitement insensible aux modifications des configurations de charges. De plus, en présence du septum sa fréquence d'excitation est abaissée en comparaison à sa fréquence d'excitation sans septum, mais est identique pour toutes les configurations de charges. En réalité, l'impact du septum et de ses connexions sur les modes de résonance semble être dépendant de sa position dans la CRBM par rapport à la distribution et à la polarisation du champ.

A travers les résultats obtenus, la configuration qui apparaît comme la moins pénalisante consiste à conserver les extrémités du septum en circuits ouverts. En effet, les valeurs regroupées dans le tableau IV.3, montrent que dans cette configuration, aucun des trois premiers modes n'est véritablement amorti.

Toutefois, ces observations ont été effectuées à l'aide de mesures effectuées en basses fréquences. A présent, nous aimerions savoir si les phénomènes observés sont répercutés en hautes fréquences. De plus, en pratique, en chambre réverbérante nous travaillons sur des données statistiques extraites des mesures effectuées pour plusieurs positions de brasseur. Il serait donc intéressant de savoir comment ces phénomènes interviennent sur un critère statistique. Ceci est renforcé par le fait qu'au-delà de 110 MHz, le brasseur commence à agir. Dès lors, pour les fréquences supérieures à 110 MHz, pour constater l'impact du septum sur un paramètre déterministe, la position du brasseur doit être prise en compte.

Pour ces différentes raisons, nous avons recherché une signature statistique de la chambre, dans laquelle les résonances de la cavité et du septum sont visibles.

V. IDENTIFICATION D'UNE SIGNATURE ELECTROMAGNETIQUE DE LA CHAMBRE

Pour extraire une signature statistique de la chambre permettant d'observer l'impact d'un septum sur les modes de la cavité sur une large bande de fréquences, nous nous sommes intéressés à une étude effectuée à l'ONERA [JUN-1] [FIA-1]. Cette étude est fondée sur la comparaison entre le paramètre S de réflexion d'un EST, mesuré en espace libre et en CRBM.

De nombreuses expérimentations effectuées à l'ONERA ont montré qu'en moyenne, sur un tour de brasseur, le coefficient de réflexion de n'importe quel objet mesuré en CRBM est identique au coefficient de réflexion mesuré en espace libre dès lors que la fréquence est suffisamment élevée pour que le fonctionnement de la CRBM soit correct. Ce phénomène peut être expliqué en employant le modèle des ondes planes de Hill [HIL-3] [FIA-1] qui consiste à considérer le champ présent au sein d'une CRBM telle une superposition d'un très grand nombre d'onde planes aléatoires.

Dans les gammes de fréquences où apparaissent les premiers modes de résonance de la chambre, l'environnement électromagnétique de la chambre est caractérisé par des polarisations de champ privilégiées. Dans ce cas, le champ électromagnétique au sein de la chambre peut être représenté par un nombre fini d'ondes planes superposées. Ainsi, des couplages privilégiés existent entre un EST positionné dans la chambre et le champ environnant, et ceci se traduit dans le paramètre de réflexion de l'EST mesuré en CRBM.

En revanche, dès lors que les fréquences deviennent suffisamment élevées, l'environnement électromagnétique de la chambre est caractérisé par un champ statistiquement isotrope. Dans ce cas, le champ est représenté par une somme quasi infinie d'ondes planes de polarisations aléatoires. Dès lors, aucun couplage privilégié ne transparaît dans la mesure du paramètre de réflexion d'un EST placé au sein de la chambre. Les différents couplages entre l'EST et chacune des ondes planes se superposent et ceci se traduit par une faible modification du paramètre de réflexion de l'EST.

Ainsi, la confrontation entre les paramètres de réflexion d'un objet mesurés en espace libre et en chambre réverbérante pourrait constituer un moyen de contrôler si une CRBM fonctionne correctement ou d'observer sa fréquence limite inférieure d'utilisation.

Jusqu'alors, cette étude a été effectuée dans des gammes de fréquences où le fonctionnement réverbérant était largement établi. Nous avons donc renouvelé ces expérimentations aux fréquences intermédiaires où la chambre devient exploitable. L'objectif étant d'observer l'évolution de ces paramètres lorsque le brassage de modes devient efficace et la densité de modes suffisante. Nous avons effectivement constaté que plus la fréquence est basse, plus l'accord entre les paramètres S mesurés dans les deux environnements se dégrade. Ces résultats sont présentés dans la suite de ce chapitre. Ainsi, dans les plus basses fréquences, le paramètre S de réflexion mesuré en CRBM ne correspond plus aux caractéristiques intrinsèques de l'équipement.

A partir de cette observation, nous nous sommes interrogés sur la signification du paramètre S de réflexion d'un équipement, en l'occurrence une antenne, mesuré en CRBM en basses fréquences. En particulier, nous avons pensé que si celui-ci ne retourne aucune information sur l'équipement, il peut cependant offrir des informations sur l'environnement dans lequel l'équipement est plongé.

V.1. Comparaison entre des paramètres S de réflexion mesurés en CRBM et en espace libre

V.1.a. Description de la démarche expérimentale

La démarche expérimentale utilisée présente deux étapes représentées sur les figures V.1 et V.2. D'une part, elle consiste à placer un objet (antennes, boîtier...) dans la chambre réverbérante puis à relever sur un tour de brasseur son paramètre S de réflexion moyen. Puis, d'autre part, elle consiste à mesurer le paramètre S de réflexion de cet objet dans les conditions d'espace libre.

Les mesures en conditions d'espace libre ont été réalisées en chambre anéchoïque. Dans notre étude, les objets testés sont des antennes cornets entre 1 GHz et 3 GHz et des antennes logpériodiques entre 300 MHz et 1 GHz.

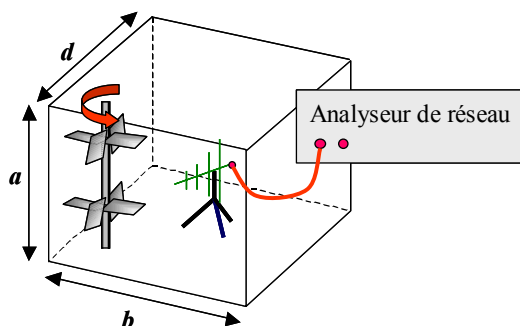


Figure V.1: Procédure expérimentale en CRBM.

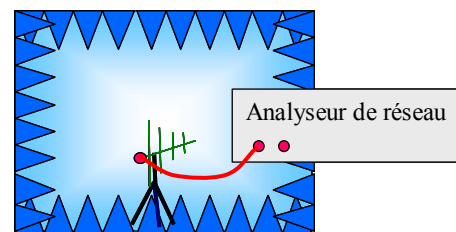


Figure V.2: Procédure expérimentale en chambre anéchoïque.

En pratique, en chambre réverbérante, les paramètres S ont été mesurés pour 120 positions différentes du brasseur et pour 801 fréquences par bande de fréquences explorées pour chacune des positions du brasseur. Puis, pour chacune des 801 fréquences, les moyennes des 120 paramètres S_{11} de réflexion mesurés sur les 120 positions de brasseur ont été calculées. Ces différents paramètres ont été mesurés avec et sans la présence d'un septum.

V.1.b. Comparaison dans les hautes fréquences

Pour cette partie, nous avons utilisé une antenne cornet couvrant la bande de fréquences 1 GHz - 3 GHz. Les mesures en chambre réverbérante ont été effectuées sur la chambre sans septum puis équipée du septum afin de vérifier si l'impact de sa présence peut être mesuré au travers de ce paramètre de réflexion. Nous avons placé des charges de 50Ω à chaque extrémité du septum, ce qui constitue la configuration la plus défavorable d'emploi selon les différents critères observés jusqu'alors.

Sur les figures V.3 et V.4, les courbes noires représentent le paramètre de réflexion S_{11} du cornet mesuré en chambre anéchoïque. Les courbes grises représentent les paramètres de réflexion S_{11} moyen sur un tour de brasseur du cornet, mesurés dans la CRBM de l'UTAC sans septum puis équipée du septum.

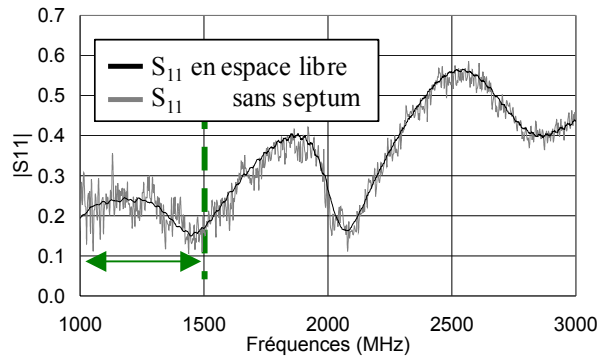


Figure V.3: S_{11} mesuré dans la CRBM sans septum et en chambre anéchoïque

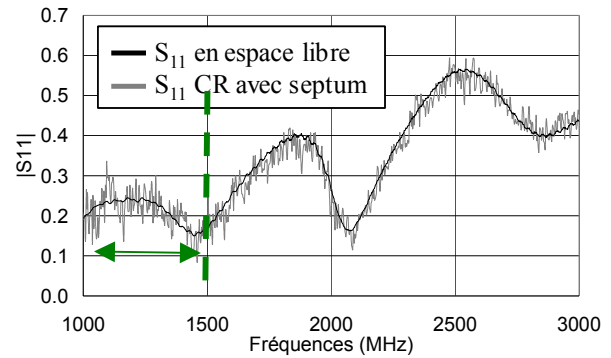


Figure V.4: S_{11} mesuré dans la CRBM avec septum et en chambre anéchoïque

Ces résultats révèlent une bonne correspondance entre les coefficients de réflexion du cornet mesuré en espace libre et mesuré en CRBM. En effet, nous voyons que sur toute la bande de fréquences les deux paramètres mesurés dans les deux situations évoluent de manière identique.

Cependant, le paramètre mesuré en CRBM est caractérisé par des petites fluctuations autour de son allure générale, qui s'atténuent vers les fréquences les plus élevées. Ces fluctuations sont particulièrement visibles entre 1 GHz et 1,5 GHz. Ces petites variations caractérisent le couplage entre l'antenne et le champ présent dans la chambre réverbérante. L'atténuation de ces variations vers les plus hautes fréquences, illustre le fait que plus la fréquence est élevée plus le champ électromagnétique approche une distribution isotrope. En effet, en reprenant le modèle de Hill, si l'environnement est parfaitement isotrope, le champ électromagnétique peut être représenté par une somme infinie d'ondes planes de polarisations aléatoires. Alors, les impacts des multiples couplages entre l'antenne et chacune des ondes planes sur le coefficient de réflexion de l'antenne se superposent et s'annulent mutuellement.

Cette propriété de la chambre ne semble pas affectée par la présence du septum puisqu'en comparant les figures V.3 et V.4, nous n'observons pas de différences particulières engendrées par le septum.

V.1.c. Comparaison aux fréquences intermédiaires

Les mesures présentées dans le paragraphe précédent ont été renouvelées entre 300 MHz et 1 GHz sur une antenne log-périodique couvrant cette gamme de fréquences. Cette antenne a préalablement été caractérisée en chambre anéchoïque. Nous avons ensuite collecté ses paramètres de réflexion S_{11} en CRBM pour 120 positions de brasseur et effectué la moyenne des 120 paramètres S_{11} .

Les figures V.5 et V.6 illustrent les résultats obtenus. Sur ces figures, apparaît en noir le paramètre S_{11} mesuré en espace libre. Les courbes grises représentent les paramètres S_{11} moyens sur un tour de brasseur pour la chambre sans septum (figure V.5) et équipée du septum (figure V.6).

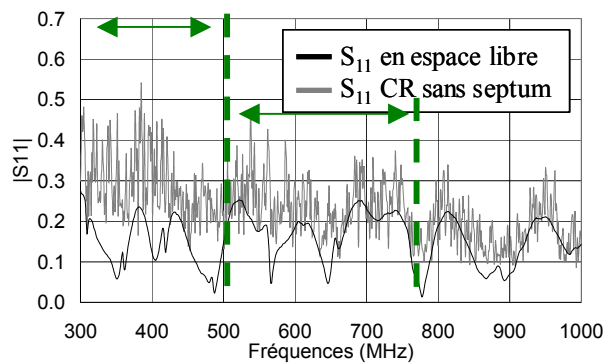


Figure V.5: S_{11} mesuré dans la CRBM sans septum et en chambre anéchoïque

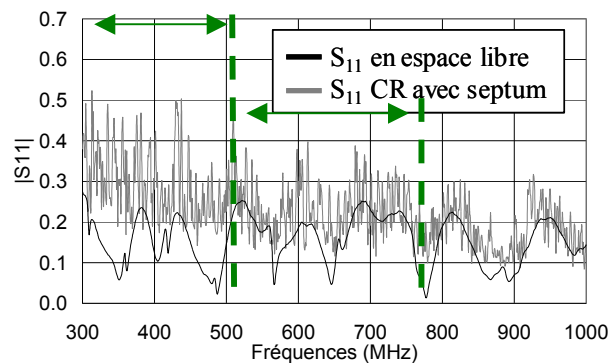


Figure V.6: S_{11} mesuré dans la CRBM avec septum et en chambre anéchoïque

Entre 300 MHz et 500 MHz, pour les deux situations, le niveau du paramètre de réflexion mesuré en CRBM est systématiquement supérieur au niveau du paramètre de réflexion mesuré en espace libre. Nous différencions ensuite une deuxième bande de fréquences pour laquelle les niveaux de réflexion mesurés dans les deux situations deviennent comparables mais les motifs des paramètres recueillis en espace libre ne sont pas reconnaissables dans les résultats obtenus en CRBM. Enfin, à partir de 750 MHz environ, les niveaux des paramètres S mesurés en espace libre et en chambre réverbérante sont identiques et les motifs des paramètres de réflexion recueillis dans les deux environnements deviennent similaires.

Néanmoins, pour distinguer cette convergence entre les deux paramètres mesurés en espace libre et en CRBM phénomènes dans ces fréquences intermédiaires, il est nécessaire d'utiliser une antenne adaptée dans la gamme de fréquences étudiée. Dans ce cas précis, nous définissons une antenne adaptée comme une antenne possédant un coefficient de réflexion en espace libre inférieur à 0,3 (soit -10 dB) dans la gamme de fréquences considérée.

En effet, en plaçant l'antenne en CRBM, en basses fréquences nous recueillons un paramètre de réflexion de niveau supérieur à celui obtenu en espace libre. Cependant, si l'antenne n'est pas adaptée, son niveau de réflexion est élevé aussi bien en espace libre qu'en CRBM. Ainsi, dès les plus basses fréquences, les paramètres recueillis dans les deux milieux présentent des niveaux similaires et il devient impossible d'observer une éventuelle convergence entre les deux mesures.

Concernant l'impact du septum, nous voyons que celui-ci n'entraîne aucune modification flagrante. Les observations extraites des mesures sans septum restent valides après l'intégration du septum et pour les mêmes gammes de fréquences. Ainsi, aucun phénomène ne semble repoussé vers des fréquences plus élevées par l'adjonction du septum.

Excepté le fait que le septum n'engendre aucune modification selon ce critère, l'aspect qui nous paraît intéressant est de déterminer la signification du paramètre de réflexion de l'antenne mesuré en CRBM en basses fréquences. En effet, celui-ci ne reflète pas les caractéristiques intrinsèques de l'antenne puisque le coefficient de réflexion mesuré diffère de celui obtenu en espace libre. En revanche, il peut constituer une signature de l'environnement électromagnétique auquel l'antenne est soumise. Ceci a pu être mis en évidence à travers des confrontations entre les mesures de champ électrique et des mesures de paramètres S effectuées dans les fréquences inférieures.

V.2. Etude des paramètres S de réflexion mesurés en CRBM en basses fréquences

V.2.a. Significations du paramètre de réflexion mesuré en CRBM en basses fréquences

Dans la gamme de fréquences 40 MHz - 300 MHz, deux antennes biconiques ont été utilisées [DEN-9]. Ces deux antennes seront distinguées par les appellations *bic1* et *bic2* dans cette section. Sur la figure V.7, les coefficients de réflexion de ces deux antennes, mesurés en espace libre, mettent en évidence leurs différences de performances en terme d'adaptation.

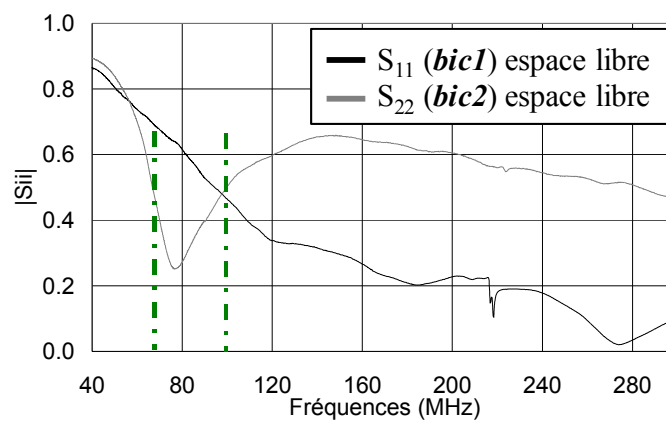


Figure V.7 : Paramètres S de réflexion des deux antennes biconiques mesurés en chambre anéchoïque

En effet, l'antenne *bic1* présente une bonne adaptation au-delà de 100 MHz où son coefficient de réflexion devient inférieur à 0,5. En revanche, l'antenne *bic2* est relativement peu adaptée dans cette bande de fréquences, excepté entre 65 MHz et 100 MHz.

Toutefois, nous verrons dans les résultats qui suivent, qu'en mesurant les coefficients de réflexion moyens sur un tour de brasseur de ces deux antennes au sein d'une CRBM entre 40 MHz et 300 MHz, nous relevons d'importantes similitudes entre les deux coefficients recueillis. Pour mettre parfaitement en évidence ces similitudes, nous avons relevé les paramètres de réflexion des deux antennes en les plaçant successivement au sein de la chambre sans septum dans une position identique.

La figure V.8 donne une représentation en vue de dessus, de la configuration d'expérimentation.

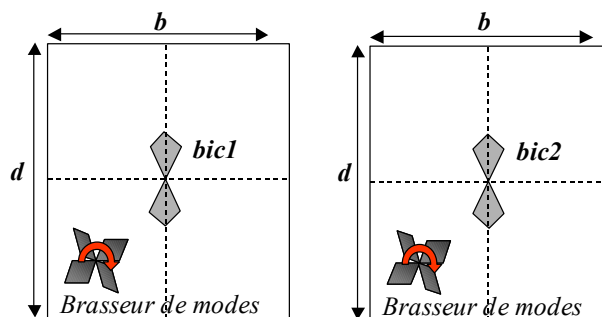


Figure V.8 : Configuration adoptée pour les mesures des paramètres S de réflexion des deux antennes.

Les paramètres de réflexion moyens sur un tour de brasseur de chaque antenne dans cette configuration, sont reportés sur le graphe V.9.

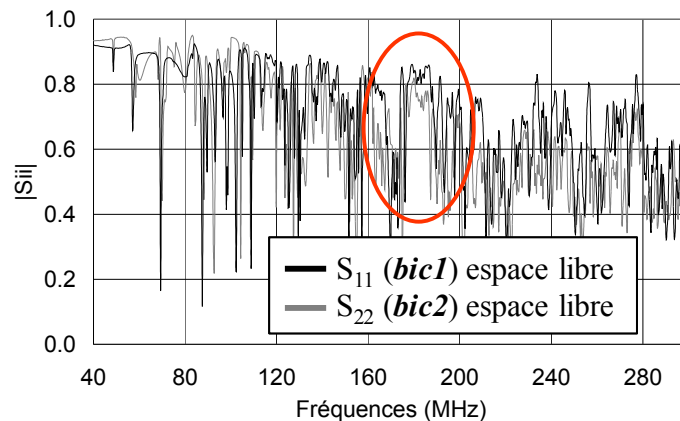


Figure V.9 : Paramètres de réflexion des deux antennes placées au centre de la CRBM.

Les deux paramètres mesurés sont très proches en allure et en amplitude bien que les mesures effectuées en espace libre dans cette gamme de fréquences aient montré que les paramètres de réflexion des deux antennes sont très différents. A certaines fréquences, nous constatons de véritables similarités entre les deux paramètres telle que celle repérée par le cercle rouge.

Ainsi, en basses fréquences, les paramètres S mesurés en CRBM s'avèrent être fortement dépendants de l'environnement dans lequel est placée l'antenne et les caractéristiques intrinsèques des antennes semblent être modifiées par l'environnement.

Il semble alors que le paramètre mesuré retourne une information sur l'environnement électromagnétique au point de mesure, relativement indépendante des caractéristiques intrinsèques de l'antenne utilisée.

En observant les moyennes mobiles calculées sur 40 points de ces deux paramètres (figure V.10), nous obtenons deux courbes évoluant d'une manière très similaire mais présentant des amplitudes légèrement différentes pour les fréquences supérieures à 120 MHz.

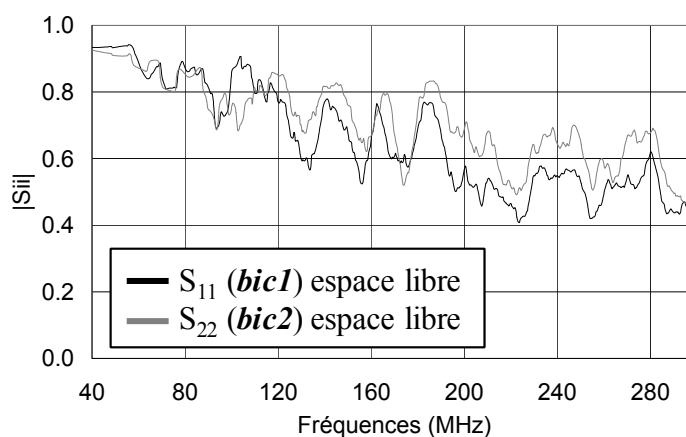


Figure V.10 : Moyennes mobiles sur 40 points des paramètres S de réflexion moyens des deux antennes.

Cette différence constante, traduit probablement le fait que l'adaptation de l'antenne *bic1* est nettement meilleure que celle de l'antenne *bic2* au-delà de 120 MHz. En revanche, dans les très basses fréquences, en dessous de 100 MHz, la différence entre les niveaux d'adaptation des deux antennes ne transparaît pas dans les résultats.

Ces résultats laissent penser que dans cette gamme de fréquences, ce type de mesure offre une signature de l'environnement électromagnétique au point de mesures puisque les paramètres recueillis sont très proches bien qu'en espace libre les deux antennes présentent des caractéristiques très distinctes.

De plus, nous cherchons à déterminer l'impact du septum sur les modes de résonance à travers la lecture d'un critère statistique, ceci afin de s'affranchir de l'impact que peut avoir la position du brasseur sur les phénomènes observés. Or, ce critère constitue bien une valeur statistique dans le sens où il est calculé à partir d'un certain nombre de mesures réalisées pour plusieurs positions du brasseur.

Dans la mesure où en dessous de 110 MHz, le brasseur n'engendre aucune modifications sur les modes, nous disposons d'une signature statistique uniquement au-delà de 110 MHz. Ceci n'a toutefois aucune importance dans l'étude que nous souhaitons effectuer puisqu'en dessous de cette fréquence, l'impact du septum est indépendant de la position du brasseur.

V.2.b. Confrontation entre les paramètres S de réflexion et le champ électrique mesurés en basses fréquences

Dans cette section, nous cherchons à déterminer si la présence du septum est détectable dans le paramètre de réflexion moyen d'une antenne, mesuré en CRBM, en basses fréquences. Pour cela, nous avons confronté des paramètres de réflexion moyens mesurés entre 40 MHz et 100 MHz en CRBM sans septum puis en présence du septum. Les configurations de charges aux extrémités du septum ont été modifiées afin de vérifier si l'impact du septum sur le paramètre de réflexion varie avec la configuration de charges adoptée tel que nous l'avons constaté lors des mesures de champ électrique.

En premier lieu, nous avons reporté sur le graphe V.14, les paramètres de réflexion moyens des deux antennes mesurés en espace libre et au centre de la CRBM entre 40 MHz et 100 MHz.

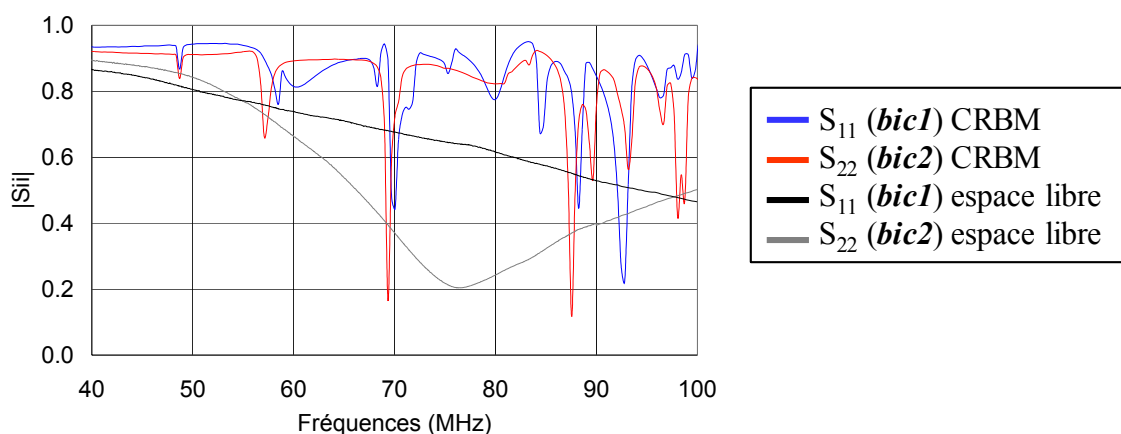


Figure V.11 : Paramètres de réflexion des deux antennes placées au centre de la CRBM.

Nous obtenons que sur cette gamme de fréquences relativement étroites, des motifs très similaires en CRBM. De plus, les paramètres mesurés en CRBM, n'ont aucune correspondance avec ceux obtenus en espace libre. Pour confronter les mesures de champ aux paramètres de réflexion, nous avons utilisé l'antenne *bic1*.

Afin de vérifier si les impacts observés sur le champ électrique en fonction des configurations de charge, étaient répercutés sur le paramètre de réflexion de l'antenne, le coefficient de réflexion de l'antenne *bic1* placée au centre de la chambre, a également été mesuré en présence du septum pour différentes configurations de charges.

Sur la figure V.15, le coefficient de réflexion moyen mesuré dans la chambre sans septum est reporté et représenté par la courbe noire. Les autres coefficients de réflexion moyens ont été obtenus en présence du septum. La courbe rouge représente le coefficient mesuré en plaçant deux charges de 50Ω à chaque port du septum, la courbe bleue est obtenue en court-circuitant une extrémité et en maintenant l'autre extrémité en circuit ouvert et la courbe jaune correspond au coefficient mesuré en court-circuitant les deux ports du septum.

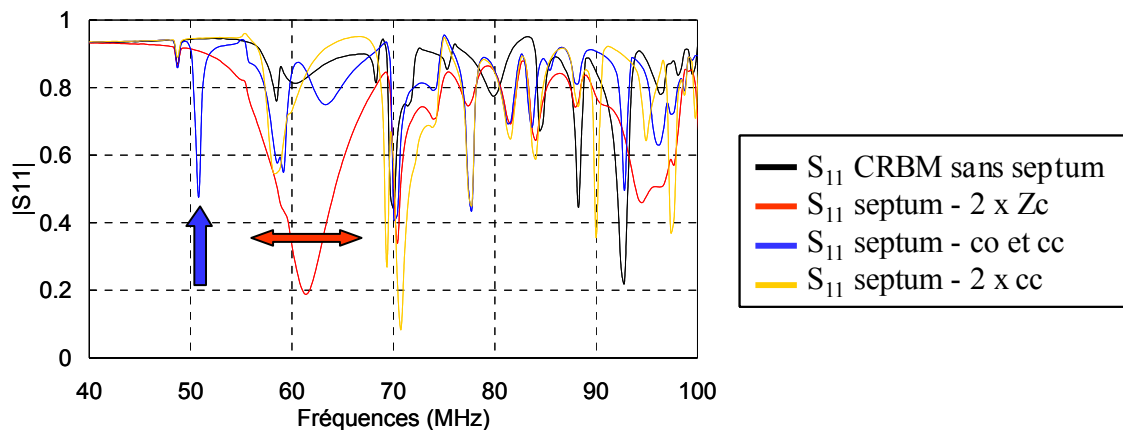


Figure V.12: Paramètre de réflexion de l'antenne *bic1* sans septum et avec septum pour différentes configurations de charges

Ces résultats mettent en évidence que, cette fois, la présence du septum modifie considérablement le paramètre de réflexion de l'antenne mesuré. Ils démontrent également que l'impact observé dépend de la configuration de charge adoptée.

L'excitation des différents modes de résonance semble se traduire par des diminutions brutales du coefficient de réflexion de l'antenne. Il est cependant très difficile d'extraire une règle générale quant à leurs impacts. En effet, l'impact de chaque mode peut probablement varier en fonction de l'orientation de l'antenne par rapport à la polarisation du champ.

Néanmoins, nous observons certains phénomènes pouvant être rapprochés des phénomènes relevés sur les mesures de champ.

En particulier, à 52 MHz la courbe bleue décrit une brusque diminution du niveau de réflexion qui ne transparait pas dans les autres courbes. Cette courbe bleue correspond aux résultats obtenus en plaçant un court circuit à une extrémité du septum et en laissant l'autre extrémité en circuit ouvert. Or, à travers les mesures de champ effectuées dans cette configuration de charges, nous avons constaté l'apparition d'une résonance supplémentaire à cette fréquence. Celle-ci avait été attribuée à une mise en résonance du septum. Il semble que les résonances supplémentaires associée au septum soient ainsi détectées par le paramètre de réflexion de l'antenne.

De plus, nous voyons que le paramètre de réflexion mesuré en présence des deux charges de 50Ω se différencie considérablement des autres coefficients aux alentours de 60 MHz. En effet, autour de cette fréquence, il présente un niveau de réflexion fortement affaibli sur une bande de fréquences relativement large. Dans cette configuration de charges, les mesures de

champ ont également montré que les modes situés autour de cette fréquence (modes (1, 0, 1) et (1, 1, 0), étaient profondément amortis en amplitude et présentaient une bande d'excitation élargie.

Ainsi, dans la mesure où l'impact du septum sur le champ électrique est transcrit dans le paramètre de réflexion de l'antenne, ce paramètre de réflexion peut permettre de déterminer la bande de fréquence sur laquelle la configuration de charge et le septum influent sur la distribution du champ dans la cavité.

Nous avons donc confronté les paramètres S de réflexion moyens de l'antenne *bic1* sur une plus large gamme de fréquences, collectés pour différentes configurations de charges.

Les résultats suivants présentés en figure V.15, correspondent aux paramètres de réflexion de l'antenne biconique mesurés pour les trois configurations de charges présentées précédemment entre 40 MHz et 300 MHz.

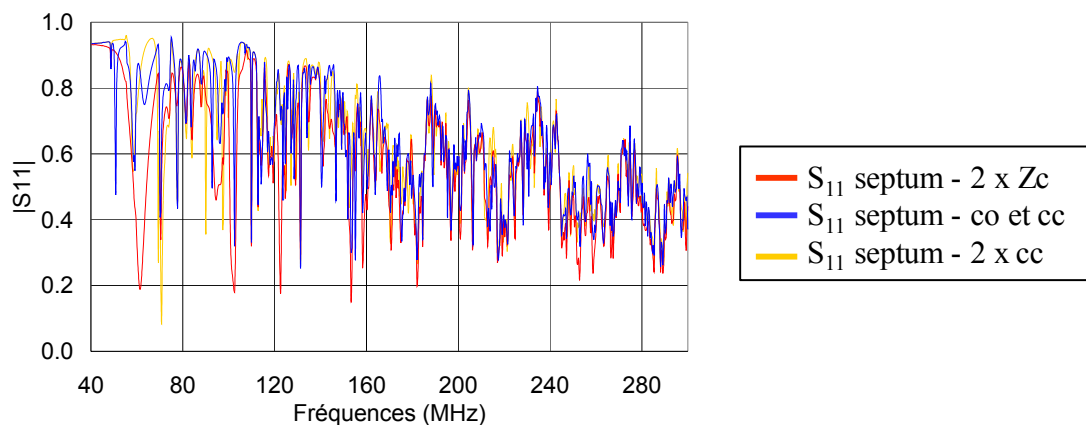


Figure V.13: Paramètre de réflexion de l'antenne *bic1* sans septum et avec septum pour différentes configurations de charges

Sur ce graphe, nous notons que les divergences observées entre les trois paramètres de réflexion dans la bande 40 MHz – 100 MHz sont considérablement réduites au-delà de 160 MHz.

En effet, dans les plus basses fréquences les trois paramètres S décrivent des motifs parfaitement distincts alors que dans les plus hautes fréquences les trois paramètres S convergent vers des motifs similaires quelle que soit la configuration de charges adoptée.

Ceci signifie qu'au-delà de 160 MHz, les résonances supplémentaires associées au septum lorsqu'il est maintenu en circuit ouvert à une extrémité, deviennent statistiquement invisibles ainsi que les phénomènes d'atténuations constatés sur certains modes lorsque le septum est chargé sur 50Ω . La correspondance observée pour les fréquences supérieures à 160 MHz entre les trois paramètres S est encore plus évidente en observant les moyennes mobiles sur 40 points de chacun des paramètres, représentées sur la figure V.14.

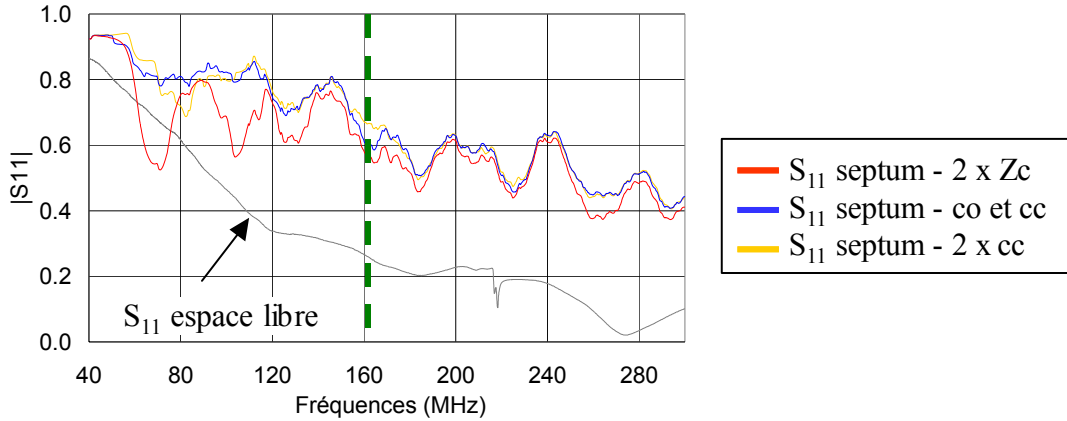


Figure V.14: Moyennes mobiles sur 40 points des paramètres S_{11} moyens pour trois configurations de charges.

Cette figure montre bien que les trois paramètres S deviennent très similaires au-delà de 160 MHz. Nous constatons cependant que celui obtenu en connectant deux charges de 50Ω aux extrémités du septum présentent un niveau légèrement inférieur aux deux autres. Ceci signifie que la présence des charges ne modifie pas véritablement la répartition du champ au sein de la CRBM au-dessus de 160 MHz, mais constitue cependant une source de dissipation d'énergie supplémentaire. Ainsi, au-delà de 160 MHz, certaines résonances sont probablement atténuées en amplitude en raison de la présence des charges, tel que nous l'avons observé sur certains modes dans les mesures de champs effectuées entre 40 MHz et 100 MHz.

Hormis, cette légère atténuation provenant des charges, il semble que statistiquement, au-delà de 160 MHz, la répartition du champ au sein de la cavité soit parfaitement indépendante du choix des connexions aux extrémités du septum. En revanche, ceci ne garantit pas que le septum n'intervienne pas sur la répartition du champ d'une manière indépendante de ses terminaisons.

Pour vérifier ce point, sur la figure V.18, les trois courbes de moyennes mobiles des paramètres S mesurés pour les trois configurations de charges sont confrontées à la moyenne mobile du paramètre de réflexion de l'antenne *bic1* mesuré sans septum.

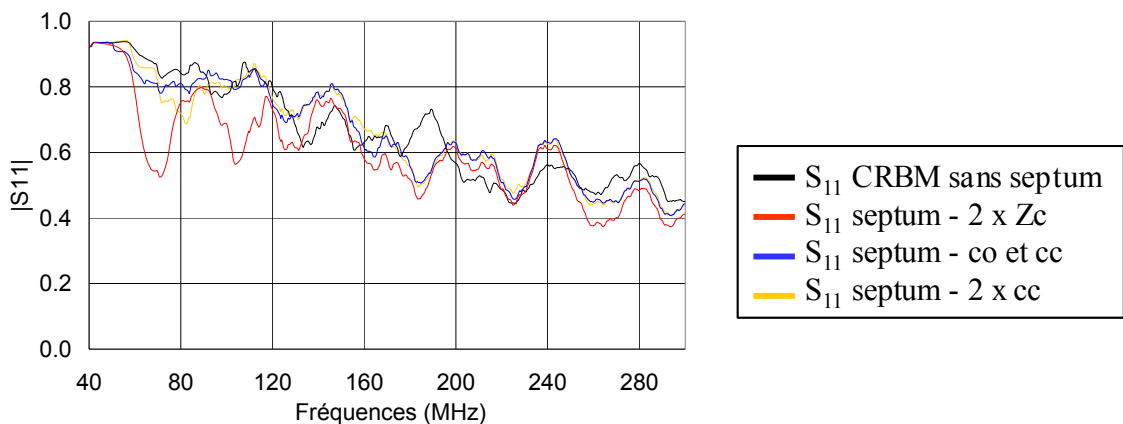


Figure V.15: Moyennes mobiles sur 40 points des paramètres S de réflexion moyens pour trois configurations de charges et pour la CRBM sans septum.

Nous constatons que le motif décrit par le paramètre S mesuré sans septum n'est pas analogue à ceux obtenus en présence du septum. Nous pouvons penser, qu'à partir d'environ 160 MHz, le choix des connexions aux deux extrémités du septum (excepté les charges) n'a statistiquement aucun impact sur l'environnement électromagnétique au centre de la chambre. En revanche, le fait que le paramètre obtenu sans septum présente des caractéristiques différentes des trois paramètres recueillis en présence du septum, montre que le septum intervient sur la distribution du champ mais d'une manière indépendante de sa configuration de charges.

En effet, le septum modifie probablement les conditions aux limites et ceci transparaît dans le paramètre de réflexion de l'antenne. Dès lors, des études complémentaires devront être réalisées afin de comprendre, par exemple quel peut être l'impact des nouvelles conditions aux limites associées au septum sur le volume d'essai au sein de la chambre.

VI. CONCLUSION

Avec l'objectif d'exploiter le principe TEM 3D pour des mesures de rayonnement, au sein d'une CRBM, nous avons souhaité déterminer quel était l'impact de la présence d'un septum sur les propriétés électromagnétiques de la chambre. Ceci afin d'étendre les possibilités d'exploitation des CRBM vers les basses fréquences sans altérer les propriétés électromagnétiques de la cavité cultivées dans les hautes fréquences.

A travers des critères indirects tels que le coefficient de qualité moyen et le coefficient d'efficacité de brassage, aucune véritable dégradation des performances de la chambre engendrée par le septum n'a pu être constatée. Hormis dans les fréquences inférieures à 300 MHz, où le coefficient d'efficacité de brassage peut être quelque peu affecté dans le cas où des charges de 50Ω sont placées aux deux extrémités du septum. Toutefois, ces fréquences sont inférieures à la limite basse d'utilisation de la chambre.

Ces constatations reposent sur les résultats obtenus en insérant un seul septum dans la cavité. Sachant que trois septa sont nécessaires à l'exploitation du principe TEM 3D, nous pourrions définitivement conclure lorsque les mesures auront été réitérées en présence des trois septa.

Les mesures de champ électrique sans septum et en présence du septum pour différentes configurations de charges, nous ont fourni des éléments de compréhension sur la façon dont le septum intervient sur la distribution du champ pour différents modes de résonances. Sa présence peut se traduire par une modification des fréquences d'excitation ou par une atténuation en amplitude. En particulier, nous avons obtenu que l'impact du septum en fonction de la configuration de charges pouvait être très différent. De plus, pour une configuration donnée, l'effet observé sur différents modes n'est pas systématiquement identique. Il apparaît que l'action du septum et de ses terminaisons sur un mode donné, est liée à la polarisation du champ par rapport à la position du septum. Ceci pourra être vérifié en réitérant ces mesures de champs, en présence d'un autre septum afin de voir si l'impact observé sur un mode avec ce septum est transposé sur un autre mode en présence d'un autre septum positionné et orienté différemment. Il sera également intéressant d'observer comment se traduit les actions simultanées de trois septa sur un mode.

De plus, nous avons remarqué que l'action du septum sur le premier mode de résonance se traduisait par une diminution de sa fréquence d'excitation sans aucune atténuation de son amplitude, ceci quelle que soit la configuration de charge adoptée. Par conséquent, pour ce mode, l'effet observé semble principalement associés aux nouvelles conditions aux limites imposées par le septum. Dans l'utilisation classique des chambres réverbérantes, il serait intéressant de savoir comment cette modification des conditions aux limites peut permettre de déplacer la fréquence d'excitation d'un mode, en particulier vers les basses fréquences. D'ailleurs, nous avons également montré que la présence de l'axe du brasseur engendrait un décalage de 9,3 % sur la fréquence de résonance du premier mode.

Dans la dernière partie, nous avons mis en évidence que le paramètre de réflexion d'une antenne mesuré en basses fréquences peut constituer une signature statistique de l'environnement électromagnétique au point de mesure. Cette signature a permis de mettre en évidence que dès lors que la fréquence était suffisamment élevée (environ 160 MHz), certains phénomènes associés à des configurations de charges spécifiques devenaient statistiquement invisibles. En revanche, il a également été constaté qu'au-delà de ces fréquences, le septum conservait un impact sur la distribution du champ mais indépendant de sa configuration de charges.

CONCLUSION GENERALE

Ce travail de thèse qui porte sur l'exploration et l'optimisation d'une nouvelle méthode de tests brevetée par l'INRETS en mai 2000, constitue la première thèse engagée sur ce sujet. L'objectif affiché par ce travail est double. D'une part, il s'agit d'étudier dans quelle mesure le concept TEM tridimensionnel peut être exploité convenablement et quelles sont les nouvelles opportunités offertes par ce principe en basses fréquences. D'autre part, il consiste à explorer si ce fonctionnement peut être exploité au sein d'une cavité fonctionnant en mode réverbérant dans les hautes fréquences. Ces deux voies de recherches sont explorées afin de tenter de disposer d'un moyen d'essai couvrant une très large gamme de fréquences.

Dans une première étape, le fonctionnement TEM tridimensionnel a été étudiée au sein d'une cellule cubique spécifiquement construite pour l'optimisation de principe. Lors de ce travail, nous avons recherché une loi de dimensionnement des septa à l'intérieur de la cellule TEM 3D cubique en se fixant pour objectif de conserver un niveau de réflexion inférieur à -20 dB sur la plus large gamme de fréquences possibles. Pour réduire ce niveau de réflexion la première étape était donc d'améliorer l'adaptation entre les équipements extérieurs (analyseurs de spectres ou générateurs) et la ligne de transmission constituée par la cellule et les septa.

Une expression de l'impédance caractéristique de la cellule TEM 3D a été obtenue en adaptant les travaux effectués sur les cellules TEM conventionnelles au cas de la cellule TEM 3D. En effet, nous avons pu constater qu'aucune condition de symétrie au sein de la cellule n'était nécessaire pour suivre la démarche de base employée en cellule TEM. Dans le cas d'une structure asymétrique, la même méthode peut être utilisée sous réserve de distinguer les caractéristiques linéiques de la ligne pour les sections situées de part et d'autre des septa. Dans un premier temps, nous avons considéré la présence d'un seul septum et nous avons obtenu une expression de l'impédance caractéristique de la cellule fonction de ses dimensions. Ceci a permis de définir des combinaisons de dimensions offrant une impédance caractéristique de 50Ω d'après la relation obtenue. Puis, sur des considérations géométriques de la coupe longitudinale du septum, nous avons extrait une combinaison unique.

Aucune modification de l'expression d'impédance caractéristique n'a été effectuée pour prendre en compte la présence des six septa. Nous avons considéré la section transversale à un des septa lorsque les six septa sont dans la cavité et nous avons défini une section coaxiale équivalente.

Cette section équivalente est caractérisée par un conducteur central qui est le septum considéré et par un conducteur extérieur composé des parois de la cellule et des autres septa. L'expression d'impédance caractéristique obtenue a alors été appliquée à cette section équivalente pour déterminer les dimensions adéquates de la cellule comportant les six septa.

La pertinence des différents critères sur lesquels repose la méthode employée a pu être vérifiée. En effet, la prise en compte successive de chaque critère dans la détermination des dimensions s'est traduit par une amélioration de l'adaptation face à l'objectif que nous nous sommes fixé de conserver un niveau de réflexion inférieur à -20 dB sur une large gamme de fréquences. Nous avons d'ailleurs abouti à un résultat tout à fait satisfaisant, puisque nous maintenons un niveau de réflexion inférieur à -20 dB jusqu'à 180 MHz alors que le premier mode de résonance de la cavité est excité à 216 MHz.

Toutefois, cette méthode repose sur certaines approximations. Ainsi, nous pouvons penser que l'adaptation pourrait être améliorée davantage.

De plus, pour réduire les défauts en terme de transmission, il est nécessaire d'étudier le mode de connexion entre les extrémités des septa et les connecteurs extérieurs. En effet, jusqu'alors nous avons arbitrairement intercalé des petits câbles de 1 cm entre les extrémités des septa et

les âmes des douze connecteurs. Ces liaisons constituent des discontinuités le long de la ligne de transmission.

Les possibilités offertes par la cellule TEM 3D cubique pour les tests d'immunité et de rayonnement ont ensuite été étudiées.

La caractérisation de l'environnement électromagnétique présent au sein de la cavité en alimentant un seul septum, a révélé d'importantes variations du champ électromagnétique en amplitude et en polarisation dans le volume interne de la cellule. En revanche, nous avons montré qu'en alimentant deux septa opposés en opposition de phase, ces variations étaient fortement corrigées. Des mesures de champ électrique effectuées suivant les trois axes centraux du prototype cubique de 1 m de côté, ont permis de constater que dans un volume de 28 cm x 28 cm x 28 cm situé au centre de la cellule, la polarisation du champ est quasi invariante. De plus, sur une distance de 28 cm suivant l'axe orthogonal au deux septa, la variation sur l'amplitude du champ électrique est inférieure à 1 dB.

Ces mesures ont cependant été effectuées à une fréquence fixe de 75 MHz. A cette fréquence, le déphasage entre les signaux alimentant les deux septa a été obtenu en employant des longueurs de câbles adéquates. Toutefois, si nous envisageons d'effectuer des tests d'immunité au sein de la cellule, il s'avère nécessaire d'effectuer un balayage en fréquence. Ainsi, un moyen d'asservir le déphasage entre les signaux alimentant les deux septa en fonction de la fréquence, doit être élaboré.

Cette étape est en cours de développement. Plusieurs méthodes peuvent être employées. Celles que nous mettons en oeuvre consiste à utiliser un générateur contrôlable par ordinateur, comportant deux sorties pouvant être déphasées entre elles. Le déphasage entre les deux signaux est relevé à l'aide d'un oscilloscope aux extrémités des deux septa que nous souhaitons alimenter. La valeur du déphasage est acquise par l'ordinateur, qui renvoie la commande nécessaire au générateur afin d'obtenir deux signaux en parfaite opposition de phase sur les deux septa.

Les tests en rayonnement ont montré une bonne répétabilité des mesures effectuées en cellules TEM conventionnelle et en cellule TEM 3D, si toutefois des précautions sont prises pour s'affranchir de l'impact du bruit conduit par les câbles d'alimentation reliant l'EST à la source d'alimentation située à l'extérieur de la cellule à l'EST. Ainsi, le bruit présent à l'extérieur de la cavité est conduit par le câble d'alimentation et pénètre dans l'enceinte. Nous avons obtenu que le couplage entre le bruit et certains septa est favorisé en raison de la trajectoire du câble. Ainsi, la mesure de rayonnement doit donc être effectuée à partir des signaux recueillis sur les trois septa les plus éloignés du câble.

Cet aspect doit cependant être amélioré. Pour cela, une traversée doit être installée sur le conducteur extérieur de la cellule. Il sera alors possible de connecter l'alimentation sur cette traversée par le biais d'un câble blindée afin de la découpler.

A l'issue de cette étape, nous serons dans la mesure de calculer efficacement le spectre de rayonnement d'un EST à partir des spectres mesurés sur les six septa. Ce spectre pourrait véritablement regrouper les raies les plus critiques en fonction de la fréquence. L'étude de la répétabilité des mesures en fonction de l'orientation donnée à l'EST sera alors possible.

En cellule TEM nous utilisons des orientations repérables pour s'assurer que les trois positions testées sont effectivement orthogonales entre elles et qu'une caractérisation tridimensionnelle de l'objet sous test est effectuée. En revanche, en cellule TEM 3D, la présence des six septa permet, en théorie, d'effectuer une caractérisation selon trois plans de couplage orthogonaux entre eux quelle que soit l'orientation donnée à l'EST. Il serait alors intéressant de vérifier si l'orientation de l'équipement influe sur les résultats finaux.

Néanmoins, pour effectuer cette étude, il s'avère nécessaire de s'affranchir du bruit. En effet, tant que le bruit pénètre dans l'enceinte, il est impossible de garantir qu'une quelconque variation provient de la méthodologie de mesure. De nombreuses études en perspectives s'inscrivent dans la poursuite du travail décrit dans ce second chapitre.

Dans le dernier chapitre, afin d'étendre l'utilisation de la chambre vers les basses fréquences, nous avons abordé l'utilisation du principe TEM 3D au sein d'une CRBM. La première étape, traitée dans ce mémoire, consiste à s'assurer que la présence d'un septum ne dégrade pas les propriétés électromagnétiques de la chambre sur lesquelles repose son utilisation courante.

En premier lieu, nous avons caractérisé l'influence de la présence d'un seul septum sur les propriétés électromagnétique de la CRBM à travers des critères indirects tels que les coefficients de qualité et d'efficacité de brassage. Les différentes mesures effectuées sans septum puis en présence du septum, pour diverses configurations de charges, n'ont révélé aucune détérioration des propriétés de la chambre détectables à travers ces critères.

Des mesures de champ électrique, ont ensuite été réalisés afin d'observer l'impact du septum sur la configuration des modes au sein de la chambre. Ces mesures, effectuées entre 40 MHz et 100 MHz, ont permis d'observer l'impact du septum à l'échelle d'un mode.

D'une part, nous avons pu constater que le septum pouvait introduire des décalages sur les fréquences d'apparition de certains modes. Toutefois, nous avons noté que certaines fréquences d'excitation sont déplacées vers les basses fréquences. Par conséquent, ceci ne peut nuire au fonctionnement de la chambre puisque le septum n'intervient pas telle une réduction des dimensions de la chambre sur l'ensemble des modes.

D'autre part, des diminutions de l'amplitude maximale du champ au sein de la chambre pour certains modes, ont également été constaté en présence du septum. Nous avons constaté, que ces phénomènes étaient plus ou moins importants selon la configuration de charges aux extrémités du septum. En particulier, en maintenant les extrémités du septum en circuit ouvert, aucun amortissement n'a pu être détecté.

Par la suite, nous avons identifié une signature de la chambre dans laquelle ces phénomènes observés à l'échelle d'un mode se retrouvent. Cette signature, fondée sur la mesure du paramètre de réflexion d'une antenne, a permis de montrer qu'au-delà de 160 MHz, l'impact de la configuration de charges aux extrémités du septum sur la configuration des modes, devenait statistiquement invisible. Néanmoins, nous avons également pu constater qu'au-dessus de cette fréquence, le septum agit sur l'environnement électromagnétique au sein de la chambre mais de façon indépendante de sa configuration de charges.

Dans cette gamme de fréquences où l'action du septum devient indépendante de sa configuration de charges, les modifications observées résultent probablement des nouvelles conditions aux limites adjointes par la présence du septum. Ce type de modification peut éventuellement agir sur des caractéristiques tel que le volume d'essais. Des tests complémentaires s'avèrent nécessaires pour évaluer l'influence de la présence du septum sur le volume d'essais.

Les différentes manipulations présentées dans le quatrième chapitre, devront être étendues aux trois septa, nécessaires à l'utilisation du principe TEM 3D. En particulier, il est apparu que l'impact du septum sur un mode semble dépendre de la position du septum par rapport à la polarisation du champ. Pour cette raison, nous avons vu que l'impact du septum sur les trois premiers modes s'avère différent. Il serait alors intéressant de constater comment se traduisent les actions cumulées de trois septa orthogonaux sur un mode de résonance.

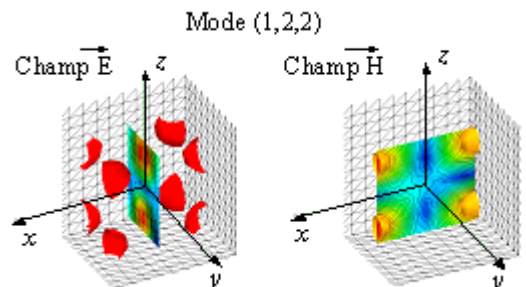
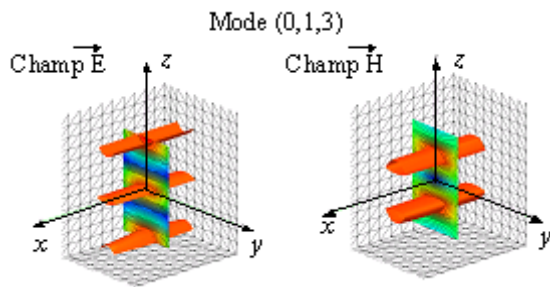
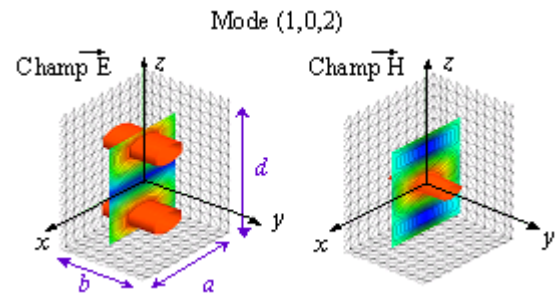
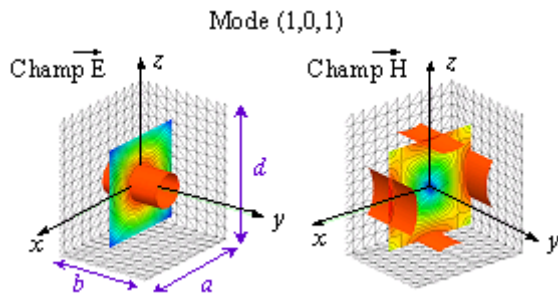
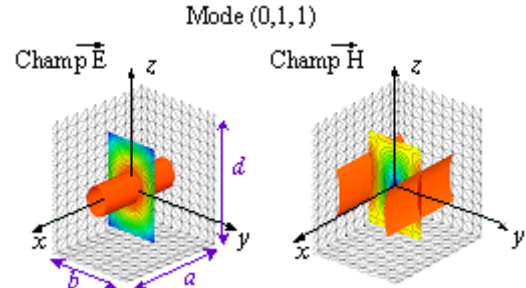
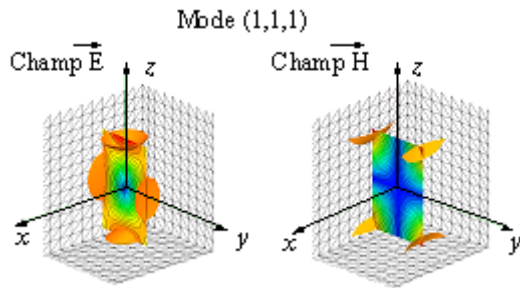
La suite des travaux consistera à étudier l'utilisation de ce triplet de septa pour recueillir le spectre de rayonnement d'un EST. Nous étudierons en particulier, comment se traduit

l'utilisation d'une cavité de grandes dimensions sur ce type de mesures et comment intervient la structure parallélépipédique. Il sera également intéressant d'observer l'impact des premiers modes sur le rayonnement mesuré.

Ces deux derniers chapitres, que nous avons souhaité présenter de façon duale, ont donc considéré pour l'un le développement d'une cellule TEM 3D symétrique que nous avons optimisé pour l'utilisation en basses fréquences et, pour l'autre une CRBM existante, étendue à une cellule TEM mono-septum pour le moment, afin de tenter de mettre en évidence une dégradation des performances de la CRBM. Ces deux voies de recherche présentent, à l'issue de ce travail, de considérables perspectives d'études et d'applications.

ANNEXES

Annexe 1 : Représentation de la répartition des champs électrique et magnétique pour différents modes de résonance

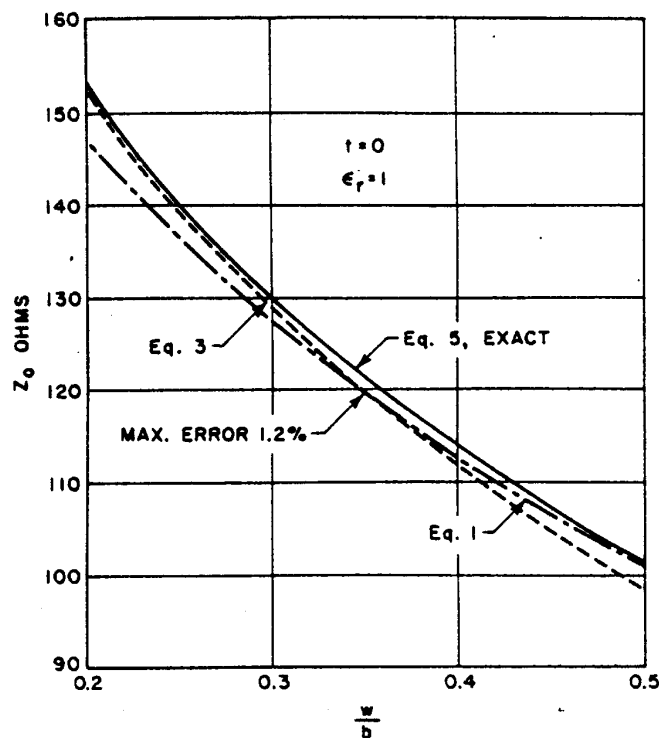


Annexe 2 : Comparaisons entre les résultats obtenus à l'aide d'expressions approchées et exacte d'impédance caractéristique

Référence : [COH-1]

Résultats obtenus avec les deux formules approchées et la formule exacte pour $t = 0$

Eq.1 Expression approchée	$Z_0 = \frac{94.15}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot \left[\frac{2w}{2b(1-t/2b)} + \frac{C_{fh}}{0.0885 \cdot \epsilon_r} \right]}$
Eq.3 Expression approchée	$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \ln \left(\frac{8b}{\pi \times w} \right)$
Eq.5 Expression exacte	$Z_0 = \frac{30 \pi \cdot K(k)}{K(k')}$



Annexe 3 : Application de la transformée conforme a la section transversale d'une cellule TEM

Référence : [TIP-1]

Utilisation de la transformée conforme pour le calcul de l'impédance caractéristique d'une cellule TEM conventionnelle.

La cellule TEM est étudiée telle une ligne de transmission coaxiale de section rectangulaire.

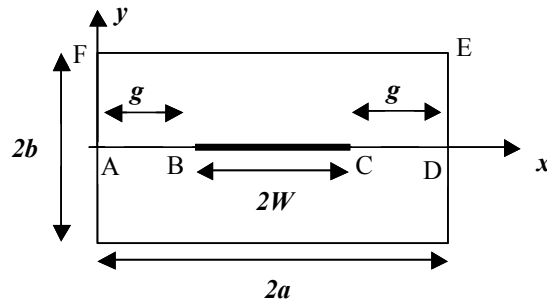


Figure 1: Coupe transversale d'une cellule TEM.

Ainsi, son impédance caractéristique peut être exprimée en fonction de sa capacité linéique C_0 .

$$Z_0 = \frac{1}{v C_0} \quad (1) \quad \text{où} \quad v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \quad (2)$$

Cette capacité linéique peut être obtenue en utilisant la méthode de la transformée conforme, qui permet d'aboutir à structure équivalente dont l'expression de la capacité est connue.

La figure 1 montre que la ligne de transmission constituée par la cellule TEM est parfaitement symétrique de part et d'autre du septum. Ainsi, seule la capacité CI de la partie supérieure de la cellule est calculée. La capacité totale est obtenue en multipliant CI par deux dans la mesure où les deux espaces situés de part et d'autre du septum constituent deux capacités en parallèle.

La région ADEF est représentée dans le demi-espace complexe t à l'aide de la transformation de Schwartz-Christoffel :

$$mz = \int_0^t \frac{dt}{\sqrt{4t(1-t)(1-k^2t)}} \quad (3)$$

Ou bien par :

$$t = sn^2(mz, k) \quad (4)$$

Où sn est une fonction elliptique Jacobienne du module k :

$$m = \frac{K(k')}{b} \quad (5) \quad \text{et} \quad z = x + iy \quad (6)$$

$K(k)$ et $K(k')$ sont des intégrales elliptiques complètes de k et k' et :

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (7)$$

Le module k peut être déterminé à l'aide de la condition :

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{2a}{b} \quad (8)$$

La figure 2 présente la représentation de la région ADEF de la coupe transversale de la cellule TEM dans le demi-plan t , obtenue à l'aide de la relation (4).

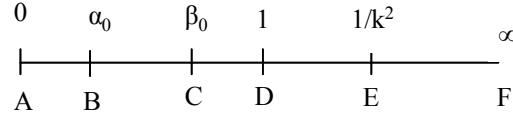


Figure 2: Plan complexe t .

Les expressions de α_0 et β_0 sont obtenues à partir de l'équation (4) et de la fonction elliptique Identité:

$$\alpha_0 = sn^2 mg = sn^2 \xi \quad (9) \quad \beta_0 = sn^2 m(2a - g) = \frac{cn^2 \xi}{dn^2 \xi} \quad (10)$$

avec $\xi = mg \quad (11)$

où: cn et dn sont également des fonctions Jacobiennes elliptiques dépendant de k .

Une transformation intermédiaire est appliquée pour passer de la représentation dans le plan t à celle dans le plan u . Cette transformation est définie par l'expression suivante (12):

$$u = \frac{\beta_0}{t} \left[\frac{t - \alpha_0}{\beta_0 - \alpha_0} \right] \quad (12)$$

La représentation dans le plan u est donnée par la figure 3.

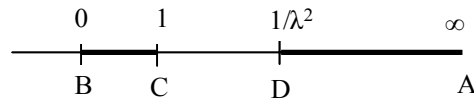


Figure 3: représentation dans le plan complexe u .

λ est obtenu en utilisant l'expression (12) et en substituant t par la valeur 1.

$$\frac{1}{\lambda^2} = \beta_0 \left[\frac{1 - \alpha_0}{\beta_0 - \alpha_0} \right] \quad (13)$$

En remplaçant α_0 et β_0 par leurs expressions respectives (9) et (10), l'équation (13) devient :

$$\lambda^2 = \frac{cn^2 \xi - sn^2 \xi}{cn^2 \xi (1 - sn^2 \xi)} \quad (14)$$

A l'aide de la fonction elliptique Identité, l'expression (14) devient :

$$\lambda^2 = 1 - k'^2 \left(\frac{sn \xi}{cn \xi} \right)^4 \quad (15)$$

Où le module complémentaire λ' est défini ainsi :

$$\lambda' = \sqrt{(1 - \lambda^2)} \quad (16)$$

D'après les expressions (15) et (16), λ' peut être formulé ainsi :

$$\lambda' = k'^2 \left(\frac{sn \xi}{cn \xi} \right)^2 \quad (17)$$

Une dernière transformation est effectuée pour passer de la représentation dans le plan complexe u à la représentation dans le plan complexe w . Cette transformation est définie par :

$$u = sn^2(w, \lambda) \quad (18)$$

La représentation dans le plan w est représentée sur la figure 4.

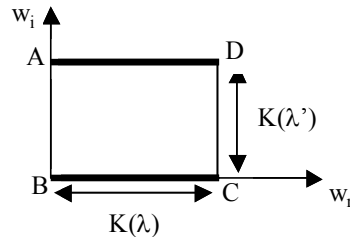


Figure 4: Représentation de la section équivalente dans le plan complexe w .

La représentation obtenue en figure 4, montre que la capacité de la ligne de transmission peut être exprimée comme la capacité entre deux conducteurs plans parallèles (19).

$$C = \frac{\varepsilon_0 A_0}{d} \quad (19)$$

Où A_0 est l'aire de la section transversale, d est l'espace entre les deux plaques et ε_0 est la permittivité de l'air. Ainsi, en substituant A_0 et d par leurs expressions, nous obtenons :

$$\frac{C}{\varepsilon_0} = \frac{K(\lambda)}{K(\lambda')} \quad (20)$$

Dans cette expression, C correspond à la capacité linéique pour la partie supérieure de la section transversale de la cellule TEM. La capacité linéique de l'ensemble de la section est le double de l'expression (20).

$$\frac{C_0}{\varepsilon_0} = 2 \frac{K(\lambda)}{K(\lambda')} \quad (21)$$

Ainsi, d'après les expressions (1) et (21), l'impédance caractéristique devient :

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2} \frac{K(\lambda)'}{K(\lambda)} \quad (22) \quad \text{où:} \quad \eta_0 = \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \quad (23)$$

Cette expression constitue une expression exacte de l'impédance caractéristique très complexe. une expression approchée fonction des dimensions de la cellule TEM et ne nécessitant l'utilisation de fonctions spécifiques, a donc été recherchée.

Expression approchée de l'impédance caractéristique.

Dans les équations (8), (21) et (22), le rapport entre les intégrales elliptiques complètes est exprimé en utilisant l'approximation suivante :

$$\frac{K(\delta)}{K(\delta')} \cong \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{\delta}}{1 - \sqrt{\delta}} \right) \quad (\delta^2 > 1/2) \quad (24)$$

Ainsi :

$$\frac{2a}{b} \cong \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) \quad (k^2 > 1/2) \quad (25)$$

soit,

$$\frac{C_0}{\varepsilon_0} \cong \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{\lambda}}{1 - \sqrt{\lambda}} \right) \quad (\lambda^2 > 1/2) \quad (26)$$

Les expressions (25) et (26) peuvent aussi s'écrire sous les formes suivantes :

$$\frac{4a}{b} \cong \frac{2}{\pi} \ln \left(2 (1 + \sqrt{k})^2 (1 + k) \right) - \frac{2}{\pi} \ln (1 - k^2) \quad (27)$$

$$\frac{C_0}{\varepsilon_0} \cong \frac{2}{\pi} \ln \left(2 (1 + \sqrt{\lambda})^2 (1 + \lambda) \right) - \frac{2}{\pi} \ln (1 - \lambda^2) \quad (28)$$

En soustrayant terme à terme ces deux expressions et en utilisant les définitions (7) et (16) de k' et λ' , l'équation (29) est obtenue :

$$\frac{C_0}{\varepsilon_0} - \frac{4a}{b} \cong \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{k'^2}{\lambda'^2} \right) + \frac{2}{\pi} \ln \left\{ \left(\frac{1 + \sqrt{\lambda}}{1 + \sqrt{k}} \right)^2 \left(\frac{1 + \lambda}{1 + k} \right) \right\} \quad (29)$$

Puis en insérant l'expression (17) de λ' , (29) devient :

$$\frac{C_0}{\varepsilon_0} \cong 4 \left[\frac{a}{b} + \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{cn \xi}{sn \xi} \right) \right] + \frac{2}{\pi} \ln \left\{ \left(\frac{1 + \sqrt{\lambda}}{1 + \sqrt{k}} \right)^2 \left(\frac{1 + \lambda}{1 + k} \right) \right\} \quad (30)$$

Néanmoins, l'approximation (25) est applicable tant que $k^2 > 1/2$, ce qui est équivalent à $b/2a < 1$. En imposant la condition plus restreinte $b/a < 1$, cette fois-ci la condition sur k devient : $k^2 > 0.97$

Par conséquent, si la dernière condition sur les dimensions a et b est respectée, k peut être considéré comme très proche de 1. Dans ce cas, l'expression (30) peut être simplifiée en utilisant les approximations suivantes :

$$cn \xi \cong coth \xi \quad sn \xi \cong th \xi \quad \text{et} \quad \xi = \frac{\pi g}{2b}$$

L'équation (30) peut alors s'écrire ainsi :

$$\frac{C_0}{\varepsilon_0} \cong 4 \left[\frac{a}{b} - \frac{2}{\pi} \ln \left(\sinh \frac{\pi g}{2b} \right) \right] - \frac{\Delta C}{\varepsilon_0} \quad (31)$$

Où:

$$\frac{\Delta C}{\varepsilon_0} = \frac{2}{\pi} \ln \left\{ \left(\frac{1 + \sqrt{\lambda}}{1 + \sqrt{k}} \right)^2 \left(\frac{1 + \lambda}{1 + k} \right) \right\} \quad (32)$$

A l'aide de l'identité suivante (33), l'expression (31) peut être formulée différemment (34).

$$\sinh(x) = \frac{e^x}{1 + \coth(x)} \quad (33)$$

$$\frac{C_0}{\varepsilon_0} \cong 4 \left[\underbrace{\frac{w}{b} + \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \coth \frac{\pi g}{2b} \right)}_A \right] - \frac{\Delta C}{\varepsilon_0} \quad (34)$$

Cette forme permet d'identifier facilement les différents termes de l'expression. Le premier terme « A » correspond à la capacité entre le septum et les parois horizontales du conducteur externe et le second terme « B » à la capacité équivalente entre les bords du septum et les parois verticales de la cavité.

Quant au terme $\Delta C / \varepsilon_0$, il est interprété comme une prise en compte de l'interaction entre les deux bords du septum.

L'expression (32) montre que tant que k est proche de 1, $\Delta C / \varepsilon_0$ est négligeable si λ est proche de 1 (ou λ' proche de 0).

De plus, d'après la formule (17), λ' peut être exprimé ainsi :

$$\lambda' = k'^2 \sinh^4 \left(\frac{\pi g}{2b} \right) \quad (35)$$

Ainsi, si l'espace g entre le septum et les parois verticales est très petit, λ' est toujours très inférieur à 1. D'autre part, dans les cas où l'espace g est important, l'expression (35) peut se réduire à cette formule :

$$\lambda' = e^{-2\pi(w/b)} \quad (36)$$

Ainsi, λ' est considéré suffisamment petit pour négliger ΔC si $(w/b) > 1/2$.

D'autre part, dans l'équation (26) la restriction $\lambda'^2 > 1/2$ est équivalente à dire $\lambda'^2 < 1/2$. Or si en utilisant (36), cette condition est vérifiée si :

$$\frac{w}{b} \geq \frac{1}{2\pi} \times \ln 2 \cong 0.1 \quad (37)$$

Par conséquent, tant que $0.1 < w/b < 0.5$, ΔC ne peut être négligée et doit être calculée à l'aide des équations (32) et (36) en considérant k proche de 1. Mais pour les cas où le rapport w/b est supérieur à 0.5, l'impédance caractéristique peut-être calculée à partir de l'expression suivante :

$$Z_0 \cong \frac{\eta_0}{4 \left[\frac{a}{b} - \frac{2}{\pi} \ln \left(\sinh \frac{\pi g}{2b} \right) \right]} \quad (38)$$

Annexe 4 : Impact de la capacité équivalente d'interaction entre les deux bords du septum (ΔC)

Référence : [TIP-1]

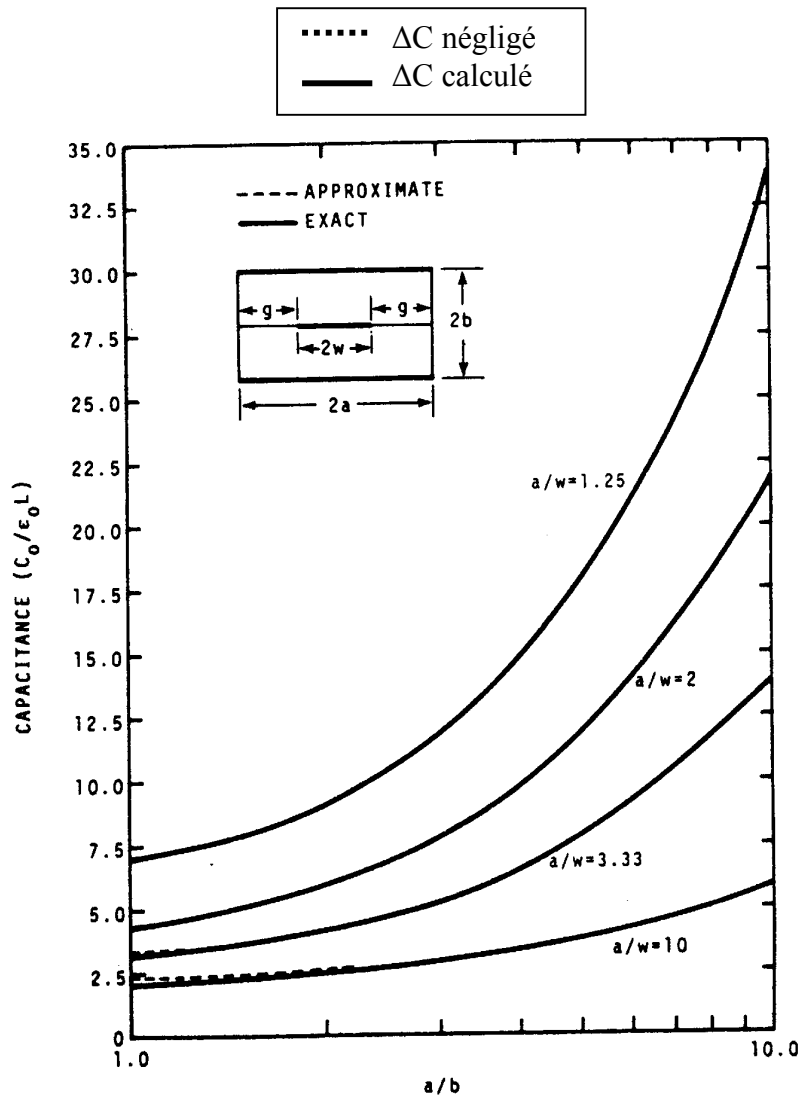


Fig. 5. Capacitance of a rectangular-coaxial-strip transmission line.

Annexe 5 : Paramètres S de couplage entre les différents septa obtenus par simulation et par la mesure

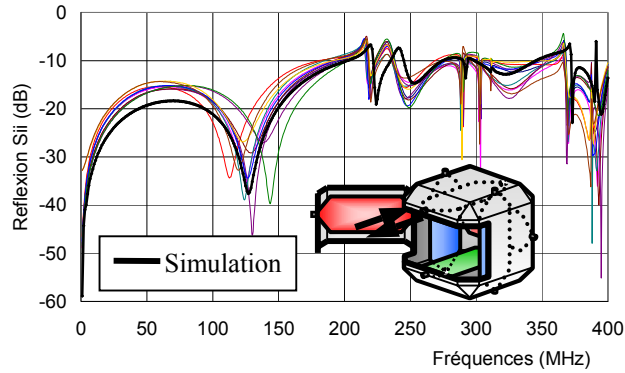


Figure. 1 : Paramètres S de réflexion mesurés et simulés

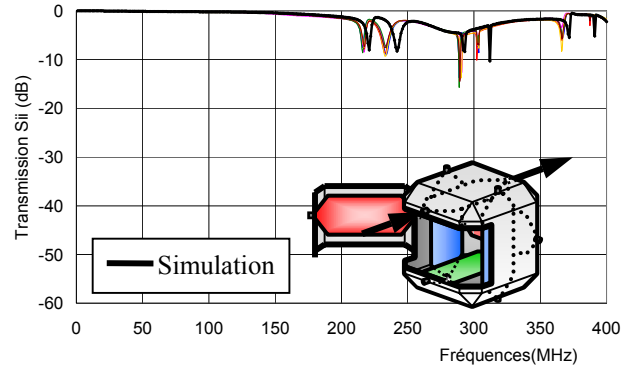


Figure. 2 : Paramètres S de transmission mesurés et simulés

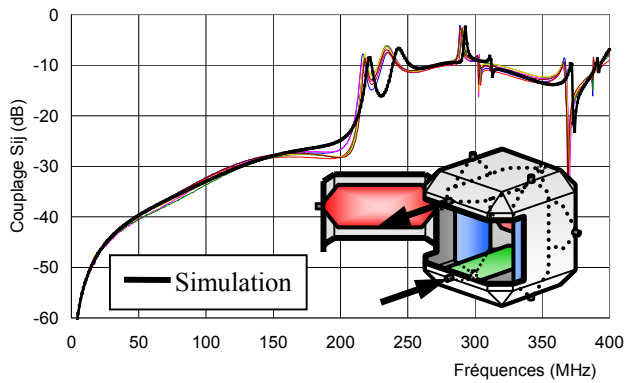


Figure. 3 : Paramètres S de couplage mesurés et simulés entre deux septa parallèles

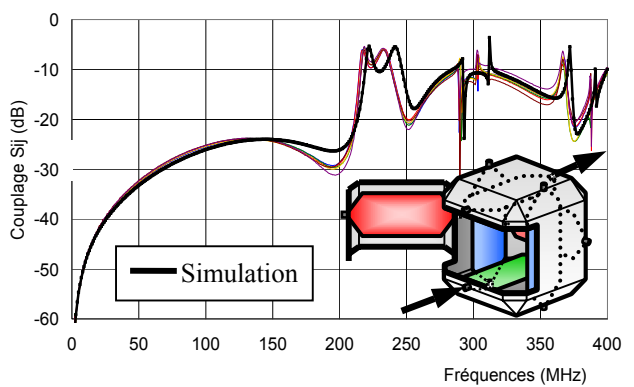


Figure. 4 : Paramètres S de couplage mesurés et simulés entre deux septa parallèles

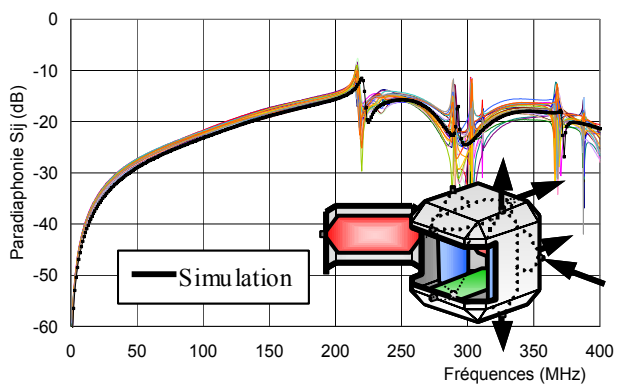


Figure. 5 : Paramètres S de couplage mesurés et simulés entre deux septa perpendiculaires

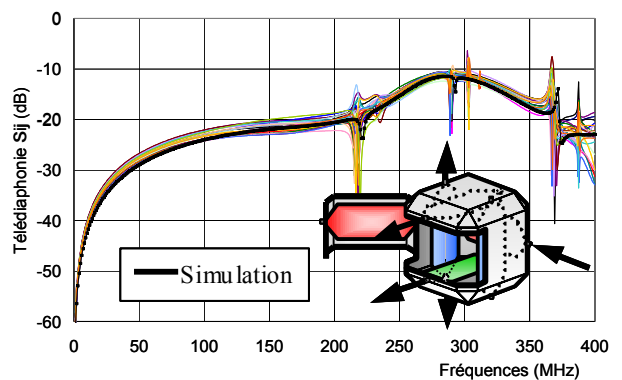


Figure. 6 : Paramètres S de couplage mesurés et simulés entre deux septa perpendiculaires

Annexe 6 :

Calcul de la hauteur b_2 pour que la droite I_2J_2 soit perpendiculaire au plan de la partie transitoire

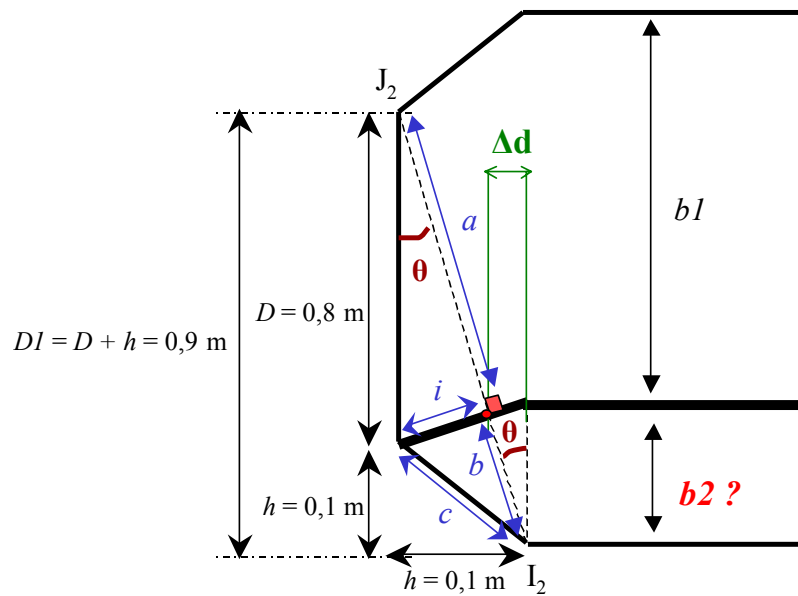


Figure 1: Représentation de la partie transitoire d'un septum

On cherche à calculer la valeur adéquate de b_2 pour que la droite I_2J_2 soit orthogonale au plan de la transition.

D'après la figure 1, nous voyons que :

$$a^2 + i^2 = D^2 \quad (1) \quad \text{et} \quad b^2 + i^2 = c^2 \quad (2)$$

$$\text{D'où :} \quad i^2 = D^2 - a^2 = c^2 - b^2 \quad (3)$$

$$\text{De plus,} \quad (a + b)^2 = h^2 + D^2 \quad (4)$$

Ainsi à partir des expressions (3) et (4), nous obtenons l'expression de b suivante :

$$b = \sqrt{h^2 + D^2} - a \quad (5)$$

En substituant b par son expression (5) dans l'équation (3), nous obtenons l'expression de a :

$$a = \frac{D^2 - c^2 + (h^2 + D^2)}{2\sqrt{h^2 + D^2}} \quad (6)$$

Sachant que « c » et « $D1$ » s'expriment ainsi :

$$c^2 = 2h^2 \quad (7) \quad D1 = D + h \quad (8)$$

nous obtenons une expression de a en fonction de D et h :

$$a = \frac{D^2 + (D - h)}{\sqrt{2h^2 + D^2 + 2(D - h)}} \quad (9)$$

De même, en substituant D_1 et a par leurs expressions (8) et (9) dans l'équation (5), b peut s'écrire ainsi :

$$b = \frac{2 h^2 + 2 (D h) + c^2}{2 \sqrt{2 h^2 + D^2 + 2 (D h)}} \quad (10)$$

D'autre part, $\cos \theta = \frac{b}{b_2} = \frac{a}{D}$ (11)

D'où, $b_2 = \frac{b \times D}{a}$ (12)

On remplace a et b par leurs expressions respectives (9) et (10) dans (12) :

$$b_2 = \frac{2 h^2 + D \cdot h}{D + h} \quad (13)$$

Alors, b_1 peut s'exprimer ainsi :

$$b_1 = l - b_2 = \frac{D + h - 2 h^2 - D h}{D + h} \quad (19)$$

A.N. : $D = 0,8 \text{ m}$, $h = 0,1 \text{ m}$ d'où $b_1 = 0,889 \text{ m}$ et $b_2 = 0,111 \text{ m}$

Cependant, sur la figure 1, nous notons que sur une petite distance Δd , l'homogénéité ne semble pas être conservée. En réalité dans le cas où $b_2 = 11,1 \text{ cm}$, l'homogénéité est bien conservée sur toute la longueur du septum. Ceci est démontré en annexe 7.

Annexe 7 : Démonstration géométrique de la convergence des droites (ba) , (EJ_α) et (FI_α) en un point unique

Les angles de la cellule sont tronqués sur 10 cm dans les directions verticale et horizontale. L'angle obtenu entre la paroi extérieure au niveau des angles est donc de 45° par rapport à un axe horizontal (figure 1).

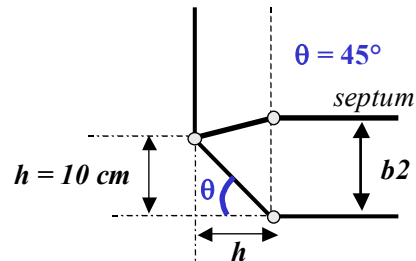


Figure 1: Représentation d'un angle de la cellule TEM 3D cubique

Nous partons du principe que la pente de la transition est telle que les trois droites (BA) , (EJ_α) et (FI_α) sont sécantes au point Y .

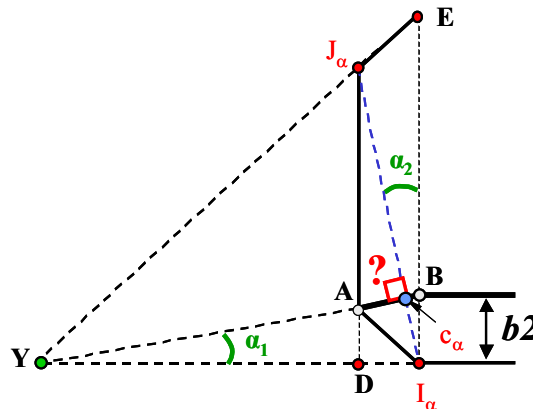


Figure 2: Représentation de la section transitoire en vue de profil

Nous allons montrer que dans cette condition les angles α_1 et α_2 sont identiques et que par conséquent les droites (AB) et $(I_\alpha J_\alpha)$ sont orthogonales entre elles. Sur la figure 3, nous avons reporté toutes les appellations utilisées.

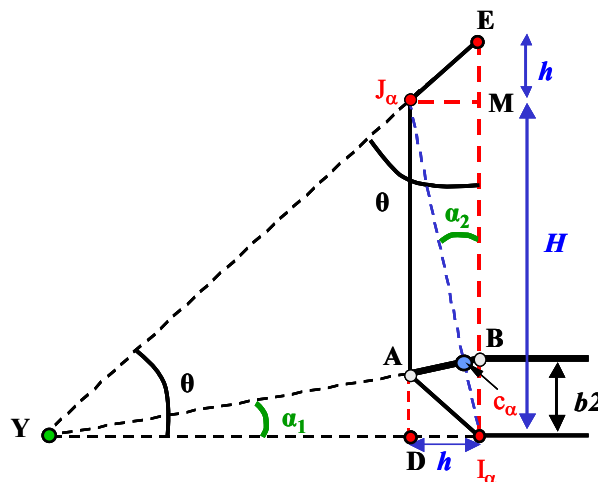


Figure 3: Représentation de la section transitoire en vue de profil

Sur cette figure, nous voyons que les angles appelés θ , correspondent à l'angle que font les coins de la cavité. Leur valeur est donc de 45° . Par conséquent, les segments YI_α et EI_α sont de mêmes longueurs. Sachant que :

$$DI_\alpha = EM = h$$

Alors,

$$YD = I_\alpha M = H$$

Or,

$$\tan \alpha_1 = \frac{AD}{YD} = \frac{h}{H} \quad \text{et} \quad \tan \alpha_2 = \frac{J_\alpha M}{I_\alpha M} = \frac{h}{H}$$

Ainsi,

$$\alpha_1 = \alpha_2$$

Ce qui montre que les droites (AB) et $(I_\alpha J_\alpha)$ sont orthogonales entre elles.

Ainsi, après le point c_α , les droites perpendiculaires à la transition au niveau du segment Δd , coupent trois droites sécantes en un point unique Y . Le rapport k entre les dimensions des parties supérieure et inférieure des sections transversales est donc conservé sur ce segment Δd .

Annexe 8 : Impact de la largeur wt des septa aux extrémités sur les paramètres de réflexion

Des résultats des simulations ont montré que la valeur de wt agit sur les coefficients de réflexion aux extrémités du septum. Sa valeur doit donc être déterminée.

Dès lors qu'un seul paramètre varie, le logiciel de simulation constitue un outil très efficace pour observer son influence. La valeur de wt a donc été déterminée à l'aide de la simulation. Plusieurs simulations sur le modèle à un septum optimisé ($2W = 50$ cm et $b2 = 11$ cm) ont été exécutées, en modifiant la valeur de wt . Tous les résultats sont reportés sur la figure 1.

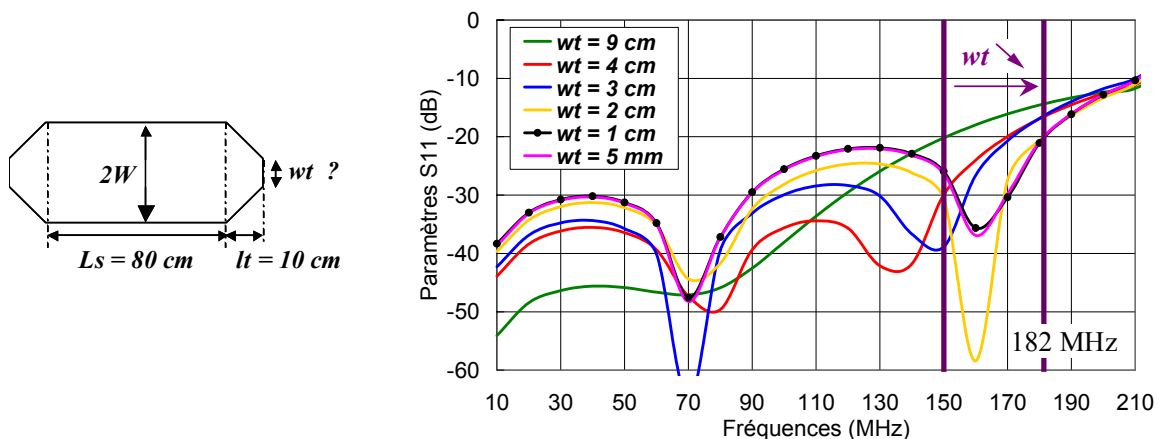


Figure 1: Résultats obtenus avec les valeurs optimales de W et $b2$ pour différentes valeurs de wt .

Ces courbes indiquent que lorsque wt décroît, la fréquence à laquelle le coefficient de réflexion atteint -20 dB augmente. Toutefois, pour les trois plus petites valeurs de wt (2 cm, 1 cm et 5 mm), cette fréquence limite est identique (182 MHz). Ainsi, lorsque la valeur de wt devient très petite, les résultats de simulation convergent vers un motif unique : les coefficients obtenus pour $wt = 0.5$ cm et $wt = 1$ cm sont identiques.

Pour les plus grandes valeurs de wt , le coefficient de réflexion est plus faible dans les basses fréquences, mais croît plus rapidement dans l'échelle des fréquences. Ainsi, les plus petites valeurs de wt sont plus appropriées vu que l'objectif est de conserver un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB sur une large bande de fréquences. En particulier, en choisissant une valeur inférieure à 2 cm pour wt , nous conserverons un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB jusqu'à 182 MHz. Pour les simulations suivantes, nous retiendrons la valeur de 2 cm pour le paramètre wt .

Annexe 9 : Coefficients d'efficacité de brassage sans et avec septum pour différentes configurations de charges

- Entre 1 GHz et 3 GHz : Deux antennes cornets

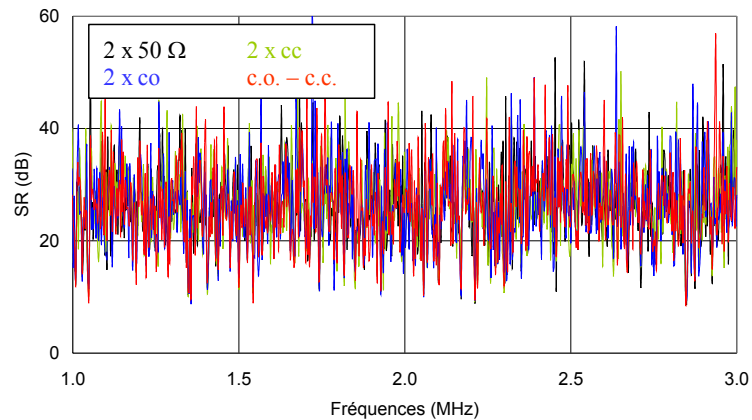


Figure 1 : SR mesuré en présence du septum pour quatre configurations de charges.

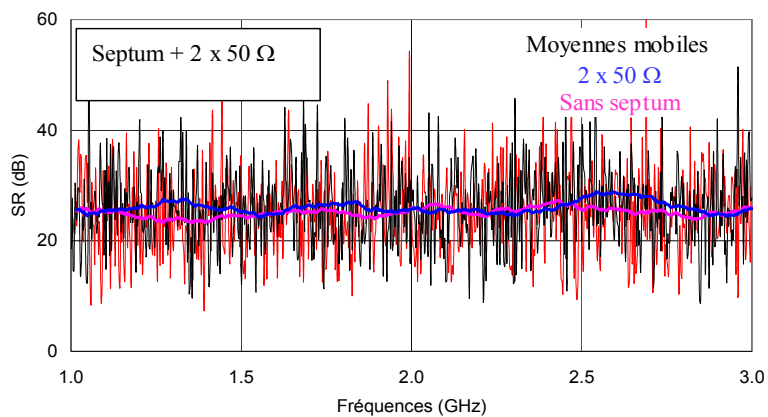


Figure 2 : SR mesuré dans la chambre sans septum et en présence du septum chargé sur 50Ω à ses extrémités.

- Entre 300 MHz et 1 GHz : Deux antennes logpériodiques

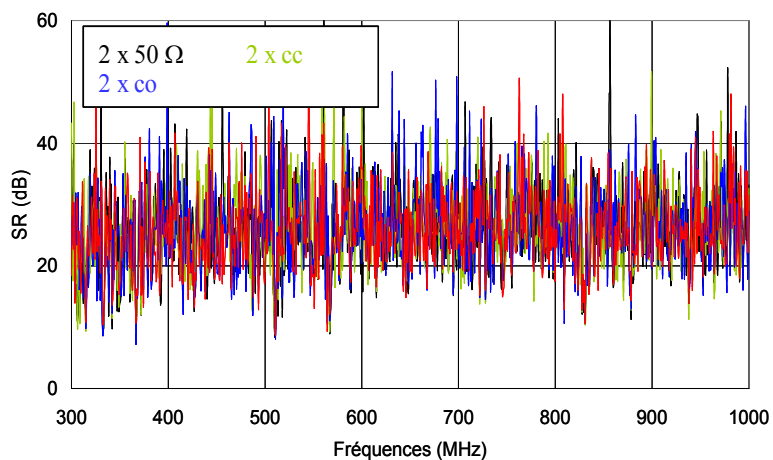


Figure 3 : SR mesuré en présence du septum pour quatre configurations de charges.

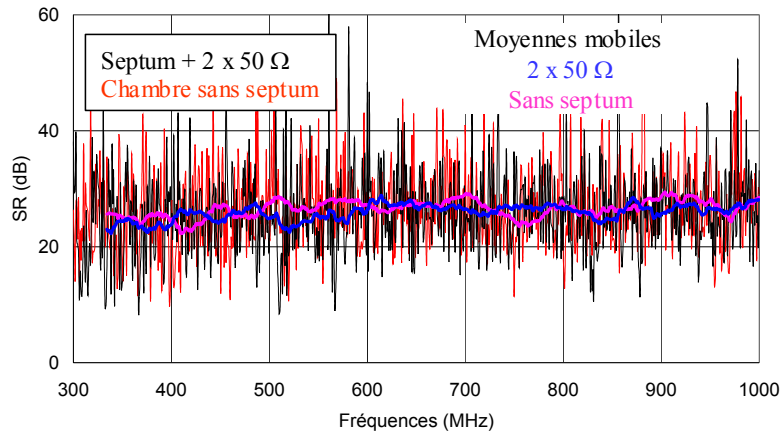


Figure 4 : SR mesuré dans la chambre sans septum et en présence du septum chargé sur 50Ω à ses extrémités.

- Entre 50 MHz et 300 MHz : Deux antennes biconiques

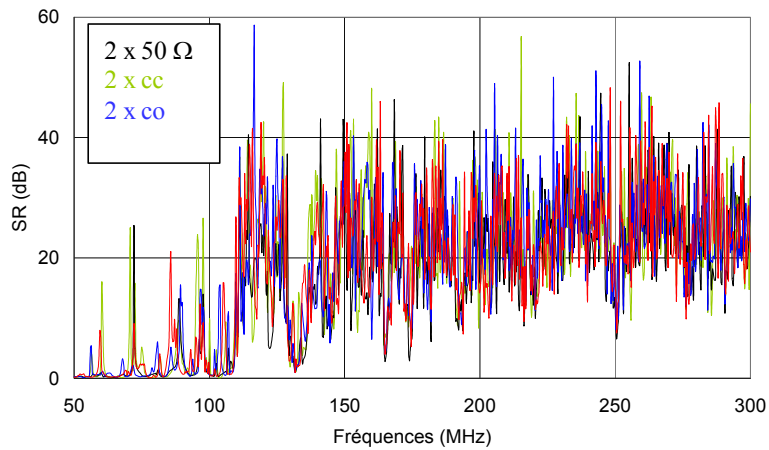


Figure 5 : SR mesuré en présence du septum pour quatre configurations de charges.

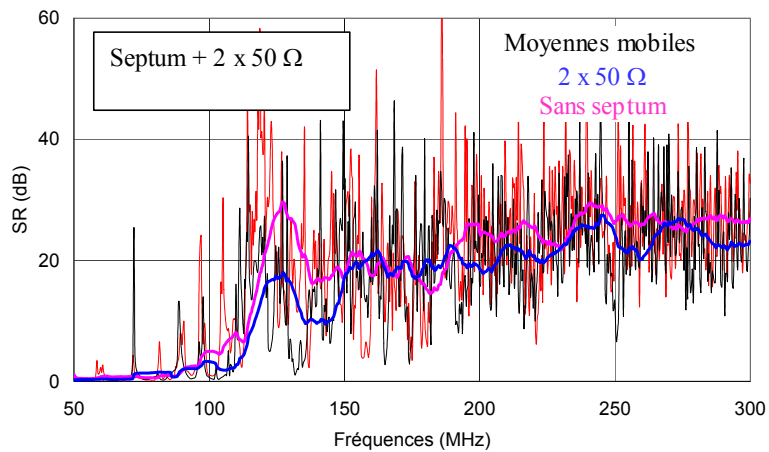


Figure 6 : SR mesuré dans la chambre sans septum et en présence du septum chargé sur 50Ω à ses extrémités.

REFERENCES

- [KLI-1] M. Klingler, J. Rioult & J.P. Ghys : Dispositif d'essai en compatibilité électromagnétique, Brevet FR 00 06193, 16 Mai 2000.
- [HED-1] M. Hedebaut, V. Deniau & J. Rioult : Enjeux de la CEM dans les transports terrestres, Réunion du groupe thématique 6 du GDR Ondes, ONERA, Paris, 30 Septembre 2002.
- [KLI-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, Montréal, August 13-17, 2001.
- [CRA-1] M. L. CRAWFORD : Generation of Standard EM Fields Using TEM Transmission Cells, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-16, n° 4, 189-195, November 1974.
- [STR-1] I. Streenivasiah, D.C. Chang & M. T. Ma : Characterization of Electrically small Radiating Sources by Tests Inside a Transmission Line Cell, National Bureau of Standards, Report N°TN-1017, February 1980.
- [STR-2] I. Streenivasiah, D.C. Chang & M. T. Ma : A Method of Determining the Emission and Susceptibility Levels of Electrically small Objects Using a TEM Cell, National Bureau of Standards, Technical Note 1040, April 1981.
- [MA-1] M. T. Ma & G. H. Koepke: A Method to Quantify the Radiation Characteristics of an Unknown Interference Source, National Bureau of Standards, Technical Note 1059, October 1982.
- [MUS-1] L. Musso: Evaluation des propriétés d'une chambre réverbérante à brassage de modes pour effectuer des tests en immunité rayonnée dans le contexte industriel automobile, Thèse soutenue à l'école polytechnique de Turin, février 2003.
- [WAR-1] D. Warin: Exploitation de l'environnement électromagnétique généré dans une chambre réverbérante à brassage de modes, Thèse soutenue à l'Université des Sciences et Technologie de Lille, Janvier 1996.
- [LIU-1] B. H. Liu et D.C. Chang : Eigenmodes and the Composite quality Factor of a Reverberating Chamber, National Bureau of Standards, Technical Note 1066, August 1983.
- [DEM-1] B. Demoulin, M. Klingler, V. Deniau & S. Egot : Etude prospective pour l'application des chambres réverbérantes à brassage de modes aux tests de compatibilité électromagnétique rencontrés dans les transports terrestres, Rapport de Projet GRRT, 1er décembre 2000, 70 pages.
- [SIA-1] C. Si-Ahmed : Contribution à l'étude du coefficient de qualité dans une chambre réverbérante à brassage de modes, Thèse soutenue à l'Université des Sciences et Technologie de Lille, mars 2001.
- [HIL-1] D. A. Hill : Electromagnetic Theory of Reverberating Chambers, NIST Technical Note 1506, December 1998.
- [HIL-2] D. A. Hill, M. T. Ma, A. R. Ondrejka, B. F. Riddle, M.L. Crawford & R. T. Johnk : Aperture Excitation of Electrically Large, Lossy Cavities, IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, n° 36, 69-177, 1994.
- [HIL-3] D. A. Hill : A reflection coefficient derivation for the Q of a Reverberating Chamber, IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, n° 38, 591-592, 1996.
- [MUS-2] L. Musso, J. Bossé, V. Berat & F. G. Canavero : Critical Study of Calibration Techniques for a Reverberation Chamber, 14th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich, 659-662, February 2001
- [CRA-2] M. L. Crawford & B. F. Riddle : A proposed TEM Driven Mode Stirred Reverberating Chamber for Large System Radiated EMC/V Testing, 10 kHz – 40 GHz, 9ème International Zurich Symposium on EMC, Zurich, March 1991.

- [CRA-3] M. L. Crawford, M. T. Ma, J. M. Ladbury & B. F. Riddle : Measurement and Evaluation of a TEM/Reverberating Chamber, NIST Technical Note 1342, July 1990.
- [KLI-4] M. Klingler, V. Deniau, S. Egot, B. Demoulin & S. Ficheux : Extension des propriétés des chambres réverbérantes à brassage de modes vers les basses fréquences, 6ème salon International des Laboratoires d'Essais, ASTELAB 2001, Paris, Mars 2001.
- [KLI-5] M. Klingler, V. Deniau, S. Egot, B. Demoulin & S. Ficheux : Chambres réverbérantes à brassage de modes : Extension vers les basses fréquences, revue Essais Industriels, janvier 2002.
- [DEN-1] V. Deniau, M. Klingler & B. Demoulin : Characterisation of Cubic Three-Dimensional TEM Cells, Telecom 2001 et 2^{ème} JFMMA, Casablanca, Octobre 2001.
- [KLI-6] M. Klingler, V. Deniau, S. Egot, B. Demoulin & S. Ficheux : Extension des propriétés des chambres réverbérantes à brassage de modes vers les basses fréquences, Colloque International TELECOM'2001 & 2ème JFMMA, Casablanca, octobre 2001.
- [EGO-1] S. Egot : Caractérisation d'une cellule TEM 3D par comparaison avec les moyens d'essai existant en CEM, Rapport de stage ingénieur – INRETS / RE - 01 - 701 - FR, Janvier 2001.
- [KLI-7] M. Klingler, V. Deniau, J. Rioult, B. Demoulin & T.K. Sarkar (Syracuse Univ. USA) : Design of a Three-Dimensional TEM cell for Radiated Power Measurements, 2002 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, San Antonio, Texas, June 2002.
- [DEN-2] V. Deniau : Recherche des caractéristiques optimales d'un nouveau moyen d'essais électromagnétique appliqué aux tests d'équipements électroniques embarqués sur véhicules, Rencontres annuelles avec les doctorants de l'INRETS-LEOST, janvier 2001.
- [DEN-3] V. Deniau : Détermination des dimensions optimales des septa dans une cellule TEM-3D, Rapport annuel d'activité n° ISBN INRETS/RA-01-728-FR, décembre 2001.
- [MOT-1] K. Motohisa : Electromagnetic-Field Distortion Due to a Conducting Rectangular Cylinder in a Transverse Electromagnetic Cell, IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, 24(3), 294-301, August 1982.
- [BAR-1] R. M. Barrett : Etched Sheets Serve as Microwave Components, Electronics, vol. 25, 114-118, June 1952.
- [COH-1] S. B. Cohn : Characteristic Impedance of the Shielded-Strip Transmission Line, IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-2, 52-57, July 1954.
- [FLA-1] C. Flammer : Equivalent Radii of Thin Cylindrical Antennas with Arbitrary Cross Sections, Stanford Res. Inst. Tech. Rep., March 1950.
- [MAR-1] N. Marcuvitz : Waveguide Handbook, Mc Craw-Hill Book Co., Inc., New York, 263-265, 1951.
- [WHO-1] W. B. Wholey & W. N. Eldred : A New Type of Slotted Line Section, Proc. I.R.E., vol. 38, 244-248, March 1950.
- [OBE-1] F. Oberhettinger & W. Magnus : Anwendung der Elliptischen Functionen in Physic und Technik, Springer 1949.
- [CHE-1] T. S. Chen : Determination of the Capacitance, Inductance, and Characteristic Impedance of Rectangular Lines, IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-8, 510-519, September 1960.

- [COH-2] S. B. Cohn : Shielded Coupled Transmission Line, IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-3, 28-38, October 1955.
- [TIP-1] J. C. Tippet & D. C. Chang : Radiation Characteristics of Dipole Sources Located Inside a Rectangular, Coaxial Transmission Line, NBSIR 75-829, January 1976.
- [KOL-1] B.M. Kolundzija, J.S. Ognjanovic & T.K. Sarkar, WIPL-D : Electromagnetic modeling of composite metallic and dielectric structure, Software and User manual”, Boston, Artech House, 2000.
- [KLI-8] M. Klingler, V. Deniau, S. Egot, B. Demoulin & T. Sarkar : Measuring Radiation of Small Electronic Equipment in Three-Dimensional TEM Cells, 10th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging (EPEP 2001), Cambridge, Massachusetts, October 2001.
- [DEN-4] V. Deniau, J. Rioult, M. Klingler, B. Demoulin & T.K. Sarkar : Theoretical Simulation of Electromagnetic Behaviour of a Three-Dimensional TEM Cell Functioning in Resonance, 27th General Assembly of the International Union of Radio Science, Maastricht, The Netherlands, August 2002.
- [DEN-5] V. Deniau, M. Klingler & B. Demoulin : Research of the Optimal Dimensions and Position of the Plates in a 3D-TEM Cell, 5th International Symposium on Electromagnetic Compatibility “EMC Europe 2002”, Sorrento, september 2002.
- [DEN-6] V. Deniau, J. Rioult, M. Heddebaut & B. Demoulin : Radiated Power Measurements of Electronic Equipments in Three-Dimensional TEM Cells and in Conventional TEM Cells, EMC Compo 2002, Toulouse, Novembre 2002
- [JUN-1] I. Junqua, F. Issac, C. Fiachetti : Relation entre écarts types des paramètres [S] d’un équipement dans une CRBM, 11^o Colloque International de Compatibilité Electromagnétique, Grenoble, Mars 2002.
- [DEN-7] V. Deniau, R. Perrot, M. Heddebaut, B. Demoulin & J. Rioult : Extension de l’utilisation d’une chambre réverbérante à brassage de modes en basses fréquences et en mode TEM, 7^{ème} salon International des Laboratoires d’Essais, ASTELAB 2003, Paris, Mars 2003.
- [DEN-8] V. Deniau : Etude de l’impact d’un septum sur les propriétés électromagnétiques d’une chambre réverbérante à brassage de modes, Rapport annuel d’activité n^o ISRN INRETS/RA-02-732-FR, décembre 2002.
- [SIA-2] C. Si-Ahmed, L. Kone, B. Demoulin : Radiation pattern effect due to the antennas performing measurements in mode stirred reverberation chamber, 4th International Symposium on Electromagnetic Compatibility “EMC Europe 2000”, Brugge, september 2000.
- [DEN-9] V. Deniau, J. Rioult, M. Heddebaut, B. Demoulin & M. Klingler : Comparison between Reflection S-Parameters Measurements in Reverberating Chamber and in Free space at Lower frequencies, 15th International Zurich Symposium & Technical Exhibition on EMC, Zurich, February 2003.
- [KLI-9] M. Klingler, V. Deniau, L. Koné, B. Demoulin & B. Kolundzija : Characterization of Direct Electromagnetic Coupling Occurring in the Vicinity of the Lower Modes in Reverberation Chambers, 14th International Zurich Symposium & Technical Exhibition on EMC, Zurich, February 2001.
- [FIA-1] C. Fiachetti : Modèles du champ électromagnétique aléatoires pour le calcul du couplage sur un équipement électronique en chambre réverbérante à brassage de modes et validation expérimentale, Thèse soutenue à l’Université de Limoges, novembre 2002.
- [HIL-3] D. A. Hill : Plane Wave Integral representation for field in Reverberating Chambers, IEEE EMC, 40 (3), 209-217, August 1998.