



**HAL**  
open science

# Compatibilité Electromagnétique de satellites de télécommunication constitués de cavités couplées

Guillaume Alberto

► **To cite this version:**

Guillaume Alberto. Compatibilité Electromagnétique de satellites de télécommunication constitués de cavités couplées. Electromagnétisme. Université de Limoges, 2021. Français. NNT : 2021LIMO0040 . tel-03327846

**HAL Id: tel-03327846**

**<https://theses.hal.science/tel-03327846v1>**

Submitted on 27 Aug 2021

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

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

## Université de Limoges

**ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques,  
Informatique (SISMI)**

**Laboratoire XLIM**

Thèse pour obtenir le grade de  
Docteur de l'Université de Limoges

Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par  
**Guillaume ALBERTO**

Le 12 juillet 2021

**Compatibilité Electromagnétique de satellites de télécommunication  
constitués de cavités couplées**

Thèse dirigée par Alain REINEIX et Guillaume ANDRIEU

JURY :

Président du jury

M. Cyril DECROZE, Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs

Mme. Elodie RICHALOT, Professeur, Université Gustave EIFFEL

M. Sébastien LALLECHERE, Maître de Conférences - HDR, Université Clermont Auvergne

Examineurs

M. Guillaume ANDRIEU, Maître de Conférences - HDR, Université de Limoges

M. Henri BLONDEAUX, Ingénieur CEM, Thales Alenia Space

M. Cyril DECROZE, Professeur, Université de Limoges

M. Alain REINEIX, Directeur de Recherche CNRS, XLIM

# Citation

*“La connaissance s'acquiert par l'expérience tout le reste n'est que de l'information”*

*Albert EINSTEIN*

# REMERCIEMENTS

Cette thèse a été effectuée dans le cadre d'une collaboration entre l'entreprise THALES ALENIA SPACE située à Toulouse et l'institut de recherche XLIM de l'Université de Limoges dont j'ai intégré l'équipe CEM et Diffraction de l'axe Systèmes RF.

Je tiens tout d'abord à adresser mes plus sincères remerciements à mon directeur de thèse Alain REINEIX ainsi qu'à mon encadrant et co-directeur de thèse Guillaume ANDRIEU. En effet, ils m'ont fait confiance en me proposant ce sujet de thèse. Ils ont su se montrer patient quand il le fallait et m'ont bien encadré dans la réalisation de ces travaux de thèse. Je leur suis très reconnaissant pour ces raisons et d'autres encore.

Je tiens également à remercier tous les membres du jury et en particulier mes deux rapporteurs Mme. Elodie RICHALOT ainsi que M. Sébastien LALLECHERE pour leur lecture minutieuse de mon manuscrit de thèse. Leurs remarques m'ont aussi permis de réfléchir au problème sous d'autres aspects très intéressants me rappelant que chacun ne voit pas toujours le problème à traiter de la même façon.

Je tiens aussi à remercier les différentes personnes m'ayant aidé tout au long de mon parcours, que ce soient les collègues de l'équipe CEM tels que Paul, Ayoub, Nicolas, ou encore les encadrants tels que François TORRES et Christophe GUIFFAUT. De même, je remercie les personnes de l'atelier mécanique qui m'ont aidé à réaliser ma maquette ainsi qu'à effectuer les modifications nécessaires. Je remercie aussi Nadine pour m'avoir aidé à gérer tous les documents administratifs lors de ma thèse.

Je remercie tendrement tous mes proches qui m'ont soutenu lors de ces 4 années, en particulier ma famille, mes parents et mes frères, qui m'ont toujours soutenu malgré les difficultés rencontrées. Puis, je remercie mes amis qui se reconnaîtront, aussi bien ceux qui sont venus à Limoges avec moi, ceux qui sont restés à la Réunion et ceux que j'ai rencontrés en cours de route notamment en école d'ingénieur et au Handball. Je remercie enfin Eiichiro Oda pour avoir réussi à m'aérer l'esprit en dehors du travail de façon régulière.

## Table des matières

<b>REMERCIEMENTS .....</b>	<b>3</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>6</b>
I.    Besoin Télécom .....	6
II.   Généralité sur les satellites .....	7
III.  Phénomènes CEM dans les satellites .....	10
IV.  Objectifs de la thèse .....	12
<b>CHAPITRE 1 : MODELE ANALYTIQUE BASE SUR LE PRINCIPE DE POWER BALANCE.....</b>	<b>14</b>
I.    Illustration générale d'équilibrage d'énergie via un système à deux cavités couplées .....	14
II.   Généralisation à un système à N cavités couplées .....	16
III.  Prise en compte des ouvertures .....	17
III.1.  Cas des ouvertures inter-cavités .....	18
III.2.  Cas des ouvertures vers l'extérieur .....	20
IV.   Définition d'un intervalle de confiance .....	21
V.    Conclusion.....	23
<b>CHAPITRE 2 : FACTEUR DE QUALITE .....</b>	<b>24</b>
I.    Approche théorique .....	24
II.   Exemple numérique .....	26
III.  Approche expérimentale.....	27
III.1.  Méthode fréquentielle .....	27
III.2.  Méthode temporelle .....	31
III.3.  Comparaison des méthodes .....	32
IV.   Conclusion .....	36
<b>CHAPITRE 3 : APPLICATION EXPERIMENTALE ET COMPARAISON AU MODELE POWER BALANCE</b>	<b>37</b>
I.    Détermination expérimentale du champ Electrique moyen .....	37
I.1.   Méthode directe .....	37
I.2.   Méthode indirecte .....	38
I.3.   Validation de la méthode indirecte .....	40
I.4.   Vérification de la condition de surdimensionnement d'une cavité .....	43
II.   Résultats.....	48
II.1.  Système à 4 cavités.....	48
II.2.  Système à 5 cavités.....	56
III.  Conclusion .....	60
<b>CHAPITRE 4 : SIMULATION D'UN SYSTEME DE CAVITES COUPLEES VIA UN CODE 3D (OU FULL-WAVE) .....</b>	<b>61</b>
I.    Introduction .....	61

II.	Les méthodes de simulation electromagnetique 3D.....	61
III.	Méthode FDTD .....	62
IV.	Caractéristiques générales des simulations.....	64
V.	Prise en compte des pertes dans un système multi-cavités.....	67
VI.	Modélisation 3D de la maquette à 4 cavités.....	72
VII.	Conclusion .....	76
<b>CHAPITRE 5 : ANALYSE PARAMETRIQUE SUR UN SATELLITE REEL .....</b>		<b>78</b>
I.	Présentation du satellite de télécommunication .....	78
II.	Etude preliminaire .....	80
III.	Cas sans ouvertures vers l'extérieur – Satellite fermé.....	83
III.1.	Injection dans une seule cavité .....	83
III.2.	Prise en compte de contributions internes .....	85
IV.	Satellite ouvert sur l'extérieur.....	86
IV.1.	Injection dans une seule cavité .....	86
IV.2.	Prise en compte de contributions externes .....	88
IV.3.	Influence des ouvertures inter-cavités.....	89
V.	Conclusion.....	92
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>		<b>93</b>
<b>Bibliographie.....</b>		<b>95</b>
<b>Publications relatives à ce travail.....</b>		<b>100</b>
<b>ANNEXE 1 : CODE MATLAB DU MODELE POWER BALANCE .....</b>		<b>101</b>

# INTRODUCTION GENERALE

## I. BESOIN TELECOM

Depuis de nombreuses années, les progrès technologiques n'ont cessé d'augmenter facilitant l'accès à des dispositifs de télécommunications au plus grand nombre. De plus, les utilisateurs demandent de plus en plus de ressources par exemple avec le développement des plateformes de streaming, l'essor que connaît l'e-sport, ainsi que les nouvelles fonctionnalités des smartphones. Cette demande mondiale correspond à différents types de besoins tels que la téléphonie, les télécommunications, la géolocalisation avec le GPS, l'observation de la terre etc.

Pour répondre à cette demande croissante, de nombreux satellites sont déployés dans l'espace, allant du nano-satellite aux satellites de télécommunication. Les nano-satellites présentent l'avantage d'être très petits (quelques dizaines de centimètres de côté) et très légers (de 1 à 10 kg). Ils permettent néanmoins la réalisation de missions simples d'observation et de mesure de l'environnement. Les satellites de télécommunication quant à eux, présentent de nombreux avantages :

- Liaisons grandes distances.
- Grande capacité de trafic, haut débit de transmission de données.
- Couverture réalisable partout dans le monde.
- Communications téléphoniques simplifiées.
- Coût des communications téléphoniques indépendant de la distance entre les deux utilisateurs.

Parmi les grands enjeux actuels du domaine, on peut citer l'instauration d'une couverture téléphonique mondiale ainsi que l'accès à l'internet à très haut débit pour tous.

La charge utile des satellites était composée jusqu'à ces dernières années d'une seule cavité. On parle alors de topologie mono-cavité dans laquelle sont placés l'ensemble des équipements (fixés aux parois) nécessaires à la réalisation de la mission souhaitée.

Avec l'arrivée massive de nouveaux besoins, la quantité ainsi que la complexité des équipements ont beaucoup augmentés. Afin de gérer au mieux ces besoins, la topologie des satellites a été modifiée avec l'apparition de topologies plus complexes, dites multi-cavités comme le montre la Figure 1. Cette nouvelle topologie permet une augmentation du nombre d'équipements insérés dans la charge utile. En effet, le nombre de parois ayant augmenté, la surface potentielle pouvant accueillir les équipements a elle aussi augmenté.

Toutefois, d'un point de vue de l'analyse de la compatibilité électromagnétique (CEM), cette nouvelle topologie ne présente pas que des avantages car la prédiction du champ électromagnétique dans chaque sous-cavité devient plus complexe à effectuer car celle-ci dépend par exemple de la surface de chaque ouverture inter-cavité et des pertes intrinsèques à chaque cavité.

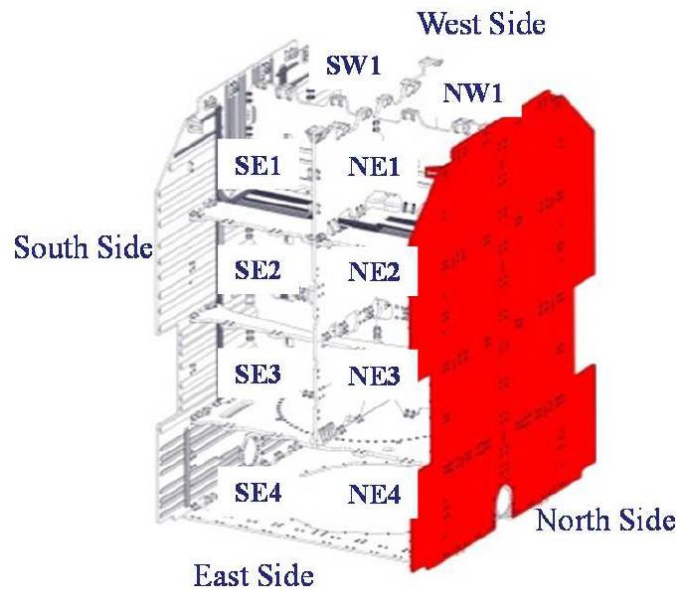


Figure 1 : Schéma d'une charge utile de satellite multi-compartmentée

## II. GENERALITE SUR LES SATELLITES

Les satellites ont pour objectif d'effectuer un relais entre deux stations. Ces stations sont soit deux stations terrestres, soit deux satellites (cas des constellations de satellites) ou encore un satellite et une station terrestre. La Figure 2 présente un exemple de liaison montante (de la station terrestre au satellite) et descendante (du satellite à la station terrestre) [1].

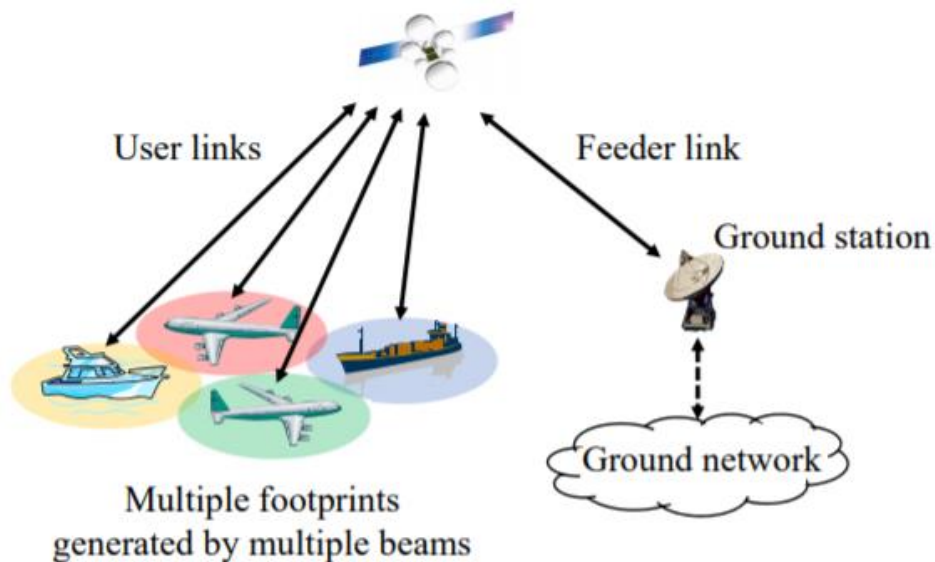


Figure 2 : Schéma d'une liaison entre un satellite et ses utilisateurs

Les satellites se composent toujours de deux parties distinctes. La première est appelée « plateforme » et la seconde correspond à la « charge utile ».



## Introduction générale

La plateforme est la partie du satellite faite pour supporter une ou plusieurs charges utiles. Elle répond aux différents besoins énergétiques du satellite à l'aide d'une batterie et d'un générateur solaire. La plateforme assure aussi les contrôles suivants au sein du satellite veillant ainsi au bon fonctionnement de la charge utile :

- Contrôle thermique : permet d'éviter la détérioration du matériel en raison des fortes variations de températures ;
- Contrôle d'altitude et d'orbite grâce au module SCAO (pour « Système de Commande d'Altitude et d'Orbite»). Ce module permet d'assurer avec une précision de 0.1 à 0.2° le pointage des antennes sur les sites terrestres intéressés ;
- Les différentes fonctions de télémétrie « TM », télécommande « TC », localisation « LOC ». Ces fonctions assurent le bon fonctionnement du satellite en transmettant des informations en temps réel en permanence à une station de contrôle terrestre.

Les plateformes doivent ainsi toujours assurer globalement la même fonction qui est de subvenir aux besoins de la charge utile et s'assurer de son bon fonctionnement. C'est ainsi que, de par leur nature, les plateformes sont toutes sensiblement les mêmes d'un satellite à un autre. Il suffit d'une adaptation minimale afin de pouvoir réutiliser la même plateforme pour un autre satellite. On peut néanmoins noter que deux architectures sont globalement utilisées selon si le satellite est prévu sur une orbite basse ou en position géostationnaire.

La charge utile s'occupe exclusivement de l'échange d'informations avec les autres stations (terrestres ou spatiales) afin d'assurer la mission du satellite sur un temps défini. Ce sont le type et la durée de la mission qui déterminent la configuration et les performances de la charge utile du satellite. Son but est ainsi d'assurer une bonne réception des signaux émis et de les retransmettre sans dégradation. Pour cela, la charge utile doit limiter au maximum les signaux indésirables et amplifier les signaux utiles en évitant le plus de distorsion et de bruit possible.

L'UIT (Union Internationale des Télécommunications) a défini une table de fréquence, illustré par le Tableau 1, permettant de classer toutes les bandes de fréquence [2].

Désignation	Gamme de fréquences de l'UIT	Fonctionnalité
Bande L	1 à 2 GHz	Communication mobile, GPS
Bande S	2 à 4 GHz	Communication mobile
Bande C	4 à 8 GHz	Services fixes (transmission de données, VSAT, ...)
Bande X	8 à 12 GHz	Application militaire
Bande Ku	12 à 18 GHz	TV directe, radiodiffusion
Bande K	18 à 26 GHz	Radiodiffusion et multimédia
Bande Ka	26 à 40 GHz	Multimédia
Bande V	40 à 75 GHz	Faisceaux hertziens
Bande W	75 à 110 GHz	Communication entre satellite

Tableau 1 : Liste des bandes de fréquences utilisées et leur utilisation.

De plus en plus, le satellite reçoit et émet des informations à des fréquences différentes. Pour cela, après avoir amplifié le signal traité, il est transposé aux fréquences d'émission. Cette opération permet d'avoir deux bandes de fréquence distinctes entre la réception et l'émission du satellite. Ce découplage fréquentiel apporte ainsi une protection CEM supplémentaire. Le fait de travailler à des fréquences plus élevées permet également d'augmenter le débit d'informations.

Les satellites ont tous une ou plusieurs missions à effectuer, par exemple l'observation continue de la terre pour la prédiction météorologique. C'est la nature des différentes missions à effectuer qui imposent les caractéristiques des satellites que ce soit sur les performances de la charge utile ou celles de la plateforme. En effet, selon le type de mission, le satellite pourra être mis sur différentes orbites, ou encore, fonctionner sur différentes bandes de fréquence.

Trois types d'orbites sont utilisées :

- Les orbites basses : de 500 à 2000 kilomètres de la terre. Elles permettent de bénéficier d'un bilan de liaison avantageux ainsi qu'une meilleure résolution pour les missions d'observation.
- Les orbites inclinées : trajectoires elliptiques dont l'apogée est toujours au-dessus du même point géographique. Elles sont peu utilisées, mais servent pour les zones de latitudes élevées.
- Les satellites géostationnaires : à 36 000 kilomètres de la terre. Ces satellites sont très utilisés, notamment pour les télécommunications. Ils survolent en permanence le même point de la Terre et ne demandent donc pas de poursuite du satellite pour les stations terrestres fixes. De plus, chaque satellite géostationnaire a une vision large de la terre, soit environ 42% du globe terrestre. Ces satellites ne sont pas adaptés pour les régions de latitudes très élevées (au-delà de 81°) telles que les zones polaires par exemple. Enfin, ces satellites doivent pallier à d'importantes pertes sur la propagation des signaux (notamment liées aux très fortes distances).

Afin d'effectuer leur mission, les satellites sont équipés d'antennes directement reliées à la charge utile du satellite. Du fait de l'environnement spatial et des très longues distances entre les stations, elles se doivent d'être directives, d'avoir un fort gain, et des lobes secondaires très faibles ce qui permet de diminuer les signaux parasites sur d'autres zones du satellite.

Ces antennes sont utilisées pour couvrir une zone sur la surface terrestre. Il existe deux types de couvertures : les zones de couverture larges (ou « global beams ») réalisées à l'aide d'antennes peu directives et les zones de couverture ponctuelles (ou « spot beams ») réalisées à l'aide d'antennes beaucoup plus directives.

En plus des contraintes liées aux missions des satellites, ces dernières doivent prendre en compte l'environnement atypique qu'est l'espace. En effet, il faut prendre en compte le fait que le satellite

## Introduction générale

est soumis à de nombreuses forces extérieures lorsqu'il est propulsé dans l'espace jusqu'à se trouver en orbite où il est alors soumis à d'autres conditions environnementales.

Le satellite doit ainsi faire face à des contraintes mécaniques. En effet, il est soumis à de fortes contraintes en vibration, notamment lors du décollage jusqu'à sa mise en orbite. Celles-ci peuvent détériorer les composants ou les antennes.

Il faut aussi faire attention au changement de pression environnante. En effet, le passage de la pression atmosphérique à la pression nulle peut entraîner des décharges électrostatiques venant détériorer les équipements de la charge utile du satellite.

D'importantes contraintes thermiques sont aussi à prendre en compte lors de la conception des satellites. En effet, le satellite subit d'importantes variations de température durant la journée, suivant qu'il est illuminé ou non par le soleil par exemple. Ces variations sont bien évidemment néfastes aux équipements électroniques de la charge utile. Il est donc impératif de prévoir un contrôle thermique suffisant à bord du satellite afin de conserver l'efficacité des équipements.

Il faut aussi prévoir une protection électrique. En effet, la constitution de la magnétosphère favorise la création de décharges électrostatiques sur les équipements électroniques de la charge utile. Il faut donc rechercher une bonne équipotentialité afin de minimiser les risques de dégradation liés à l'apparition de décharges électrostatiques.

Enfin, et cela constitue l'objectif principal de cette thèse, il faut étudier les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) au sein de la charge utile lié à la présence de signaux parasites se couplant sur les équipements ou sur les câbles les reliant entre eux.

## **III.PHENOMENES CEM DANS LES SATELLITES**

D'un point de vue CEM, il est important de pouvoir identifier les différentes sources perturbatrices afin de pouvoir s'en protéger. En effet, ces éléments perturbateurs peuvent apparaître sur toute la chaîne de transmission. Pour différentes raisons déjà mentionnées, les satellites sont amenés à fonctionner sur des bandes de fréquences beaucoup plus larges qu'auparavant. De plus, de fortes puissances embarquées sont présentes dans les charges utiles afin de compenser les fortes atténuations des signaux lors de la propagation. On retient un ordre de grandeur d'environ 200 dB de perte entre le signal amplifié émis et le signal atténué reçu. Pour ces deux raisons notamment, les problèmes de CEM sont beaucoup plus critiques pour les équipements que par le passé.

Il existe trois types de parasitage propres aux équipements à l'intérieur du satellite :

- le brouillage des équipements sensibles situés dans les cavités du satellite par les antennes d'émission ;

## Introduction générale

- le brouillage des antennes de réception par la forte puissance des équipements constituant la charge utile ;
- le brouillage des équipements sensibles par la forte puissance d'autres équipements proches.

Les problèmes CEM les plus courants sont la dégradation de la réponse dans la bande de fréquence des répéteurs (équipement électronique fonctionnant en réception et en émission), la dégradation des signaux transitant entre capteurs et unité centrale du sous-système de contrôle d'altitude et enfin la perte des télécommandes ou télémesures du satellite. On peut également observer une augmentation du bruit thermique à l'entrée des récepteurs, l'apparition de couplages diaphoniques entre canaux, l'accroissement du bruit de phase et donc des perturbations sur la phase des signaux envoyés.

Les équipements internes au satellite sont tous susceptibles d'émettre un champ EM néfaste aux autres équipements du satellite. L'ensemble de ces champs EM rayonnés représente les contributions internes du satellite. En général, les contributions internes sont évaluées en prenant en compte le rayonnement de chaque équipement par des mesures de champ ou par les données fournies par le constructeur.

Les contributions externes représentent les perturbations liées aux équipements qui se situent à l'extérieur du satellite, par conséquent les antennes. Ces antennes sont souvent des antennes à réflecteurs. Il est donc très fréquent qu'une partie des ondes émises par les antennes soit réfléchi sur les parois externes du satellite. Ces émissions rayonnées non souhaitées représentées sur la Figure 3 sont en parties atténuées par les parois du satellite. Cependant, au vu de la forte puissance de ces signaux, on ne peut négliger cette contribution externe. On obtient ainsi une puissance résiduelle au sein du satellite. Cette puissance engendre un champ électromagnétique dans les cavités proches des antennes utilisées pouvant perturber les équipements électriques constituant la charge utile.

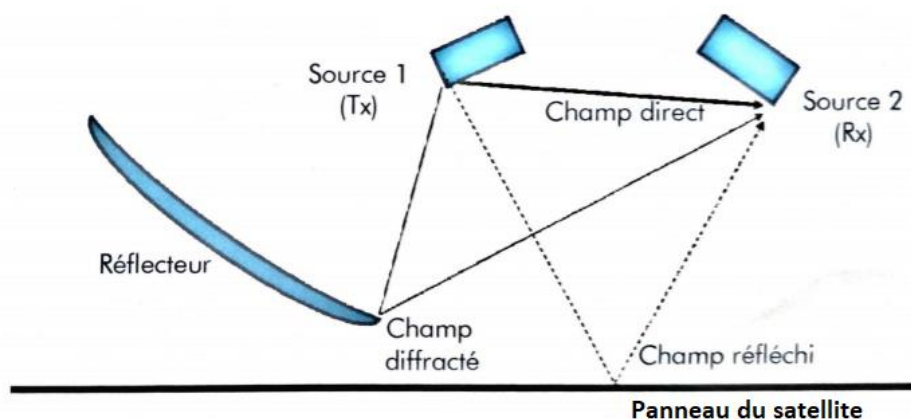


Figure 3 : Rayonnement parasite sur les parois du satellite

Il est fondamental de pouvoir quantifier à la fois les contributions internes et externes du satellite. L'évaluation de ces contributions permet de dimensionner les protections des équipements.

## IV. OBJECTIFS DE LA THESE

Cette thèse réalisée en collaboration entre l'équipe CEM du laboratoire XLIM basée à Limoges et la société Thalès Alénia Space basée à Toulouse, porte donc sur l'étude des cavités couplées dans un satellite de télécommunication.

Comme cela a été dit précédemment, de nombreuses sources de perturbations peuvent être présentes dans le satellite, aussi bien en raison des contributions internes qu'externes. Cependant, malgré la présence de ces perturbations, tous les équipements du satellite doivent fonctionner correctement.

Il est possible d'ajouter des protections électromagnétiques pour diminuer la sensibilité des équipements au champ EM extérieur ou pour diminuer les émissions rayonnées par chaque équipement. Néanmoins, rajouter des protections CEM (blindages ou autres) entraîne une augmentation du poids du satellite, ce qui vient augmenter le coût du lancement du satellite. C'est pourquoi il est primordial de dimensionner au mieux ces protections.

L'objectif de ce travail de thèse est donc d'être capable de prédire le niveau de champ électromagnétique dans chacune des cavités d'un système multi-cavités. Ce travail sera effectué en prenant en compte les hypothèses suivantes :

- chaque cavité du satellite est considérée comme surdimensionnée par rapport à la longueur d'onde. Ainsi, le champ électromagnétique peut être considéré comme isotrope (l'environnement électromagnétique peut être représenté par la somme d'un grand nombre d'ondes planes d'orientation, d'amplitude et de polarisation aléatoires) et homogène (les propriétés statistiques du champ sont indépendantes de la position à l'intérieur de la cavité). En pratique, pour définir à partir de quelle fréquence la cavité est considérée comme surdimensionnée par rapport aux longueurs d'onde, on calcule la fréquence  $f_0$  du mode fondamental de la cavité et on considère que cette dernière est surdimensionnée pour toutes les fréquences supérieures à 5 ou  $7f_0$ .
- les ouvertures inter-cavités sont considérées comme électriquement larges. Ainsi, les transferts d'énergie électromagnétique à travers ces ouvertures ne dépendent que de la surface totale de chaque ouverture et non de sa forme.

Ces deux hypothèses sont considérées comme réalistes dans le domaine spatial aux fréquences d'intérêt de ce type d'études.

Le premier chapitre de ce document est consacré à la présentation d'un modèle analytique basé sur la méthode dite de « Power Balance ». Cette méthode nécessite la connaissance du facteur de qualité de chaque cavité pour déterminer le niveau moyen du champ électromagnétique dans chaque cavité.

Le deuxième chapitre traite de la mesure du facteur de qualité de différentes cavités d'un système de cavités couplées. Deux approches sont présentées, une approche fréquentielle et une approche temporelle.

## Introduction générale

Le troisième chapitre est consacré à la mise en application du modèle analytique sur une maquette contenant quatre cavités. Cette structure est aussi traitée dans le cas où la maquette est insérée dans une chambre réverbérante à brassage de modes.

Le quatrième chapitre présente une approche innovante permettant la simulation d'une telle structure via le logiciel de simulation 3D TEMSI-FD développé au laboratoire XLIM utilisant la méthode FDTD. La détermination du champ électromagnétique par la simulation permet ainsi d'apporter une vérification supplémentaire au modèle ainsi qu'à la mesure, mais aussi de traiter des cas non réalisables en mesure.

Enfin, le dernier chapitre présente l'application du modèle sur un satellite de télécommunication. Pour cela, nous détaillons dans un premier temps la configuration réelle du satellite. A partir de cette configuration, une étude paramétrique est ensuite effectuée en faisant varier les deux paramètres de cette étude, à savoir, le facteur de qualité des cavités et la surface des ouvertures inter-cavités ou vers l'extérieur. On se place ainsi dans la situation des industriels du secteur où les informations sont souvent parcellaires.

# CHAPITRE 1 : MODELE ANALYTIQUE BASE SUR LE PRINCIPE DE POWER BALANCE

Ce premier chapitre est dédié à la présentation du modèle Power Balance (ou « équilibrage harmonique ») qui permet de calculer la répartition du champ électromagnétique moyen dans chaque cavité d'un système de cavités couplées et surdimensionnées par rapport à la longueur d'onde.

## I. ILLUSTRATION GENERALE D'EQUILIBRAGE D'ENERGIE VIA UN SYSTEME A DEUX CAVITES COUPLEES

Dans un système de cavités couplées, deux méthodes analytiques ont été proposées dans la littérature afin de déterminer le champ électromagnétique moyen de façon analytique. Ce sont les méthodes de Power Balance (PWB) [3], [4], [5], [7], [8], [9], [10] et de Random Coupling Model (RCM) [11], [12], [13], [14].

Ces méthodes analytiques présentent l'avantage de résoudre rapidement le problème sans nécessiter le maillage complet de la structure, comme cela est nécessaire pour des méthodes de type « full-wave » telles que la méthode des moments [15], la méthode des éléments finis [16] ou encore celle des différences finies dans le domaine temporel [17]. En effet, ces méthodes engendrent des temps de calculs très longs notamment lorsque la taille des systèmes étudiés devient grande par rapport à la longueur d'onde.

Ainsi, dans ce manuscrit, la méthode analytique sur laquelle nous avons choisi de faire reposer nos travaux est basée sur le principe de Power Balance. Elle permet d'établir la relation à l'équilibre (c'est-à-dire lorsque le système atteint le régime établi) entre les puissances fournies par différentes sources placées dans une ou plusieurs cavités et celles dissipées dans les différentes cavités couplées. La méthode PWB permet de calculer simplement la densité de puissance (et donc au champ électromagnétique moyen) dans chaque cavité du système.

Le principe d'équilibrage de l'énergie est présenté dans un premier temps dans le cas d'un système simple de deux cavités couplées par une ouverture comme illustré sur la Figure 4. On considère qu'une puissance  $P_t$  est injectée uniquement dans la première cavité via une antenne d'émission. On note  $P_{d1}$  et  $P_{d2}$  les puissances respectivement dissipées par effet joule sur les parois des cavités 1 et 2.

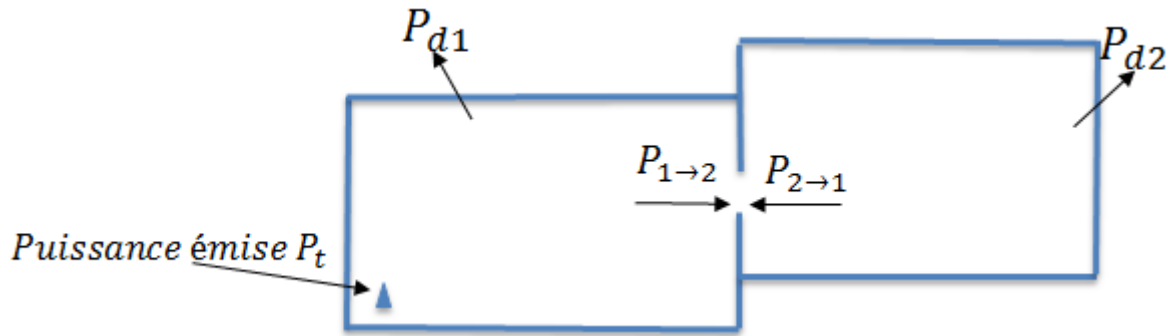


Figure 4 : Exemple simple d'un système à 2 cavités couplées par une ouverture

A l'équilibre, la puissance entrante dans chaque cavité est égale à la puissance sortante dans chaque cavité. On peut donc écrire les deux relations suivantes découlant de ce bilan de puissance :

$$P_t - P_{d1} - P_{1 \rightarrow 2} + P_{2 \rightarrow 1} = 0 \quad \text{Pour la cavité 1} \quad (1)$$

$$P_{1 \rightarrow 2} - P_{2 \rightarrow 1} - P_{d2} = 0 \quad \text{Pour la cavité 2} \quad (2)$$

avec  $P_{1 \rightarrow 2}$  et  $P_{2 \rightarrow 1}$  les puissances transitant respectivement de la cavité 1 à la cavité 2 et inversement via l'ouverture présente entre les deux cavités.

Le signe + traduit ici la puissance entrant dans la cavité 1 et qui vient donc s'ajouter à la puissance injectée  $P_t$ . Inversement, les signes - traduisent les puissances sortantes de chaque cavité permettant le respect de l'équilibre des puissances dans le système.

En additionnant les deux équations du système ci-dessus, on obtient :

$$-P_t + P_{d1} + P_{d2} = 0 \quad (3)$$

A l'équilibre, la puissance émise dans la première cavité est donc égale à la somme des puissances dissipées dans chacune des cavités.

Les puissances exprimées dans les équations (1) et (2) peuvent être reliées aux densités volumiques d'énergie moyenne  $W$  dans chaque cavité de la façon suivante :

$$\Lambda_1 W_1 + \Lambda_{12} W_1 - \Lambda_{21} W_2 = P_t \quad \text{Pour la cavité 1} \quad (4)$$

$$\Lambda_2 W_2 + \Lambda_{21} W_2 - \Lambda_{12} W_1 = 0 \quad \text{Pour la cavité 2} \quad (5)$$

avec

- $\Lambda_i$  : le coefficient de perte intrinsèque à la cavité  $i$  lié aux pertes par effet Joule sur les parois de la cavité et éventuellement aux pertes dues à une ouverture vers l'extérieur ;
- $\Lambda_{ij}$  : le coefficient de couplage lié à l'ouverture présente entre les cavités  $i$  et  $j$ .

Ces deux derniers coefficients sont donnés par les formules suivantes [10] :



$$\Lambda_i = \frac{\omega \cdot V_i}{Q_i} \quad (6)$$

$$\Lambda_{ij} = \frac{1}{2} \cdot c \cdot \langle \sigma_{i,j} \rangle \quad (7)$$

où :

- $\Lambda_{ij}$  et  $\Lambda_i$  s'expriment en  $m^3/s$
- $V_i$  est le volume de la cavité i
- c est la vitesse de la lumière dans le vide
- $Q_i$  est le facteur de qualité (présenté dans le chapitre 2) de la cavité i
- $\langle \sigma_{i,j} \rangle$  représente la section d'absorption moyenne (entre les cavités i et j) et s'exprime en  $m^2$ . Cette grandeur est définie dans la partie III de ce chapitre.

Les puissances dissipées  $P_{di}$  dans les parois des cavités d'indice i correspondent ainsi au produit du coefficient  $\Lambda_i$  et de la densité d'énergie volumique W dans la cavité d'indice i.

Les puissances transitant entre les cavités  $P_{1 \rightarrow 2}$  et  $P_{2 \rightarrow 1}$  sont, quant-à-elles, les produits  $\Lambda_{12}W_1$  et réciproquement  $\Lambda_{21}W_2$ . Ces produits traduisent la densité d'énergie présente dans chaque cavité en raison de la transmission de la puissance d'une cavité à l'autre via l'ouverture.

On peut finalement déduire des équations (4) et (5) le système matriciel suivant :

$$\begin{pmatrix} \Lambda_1 + \Lambda_{12} & -\Lambda_{21} \\ -\Lambda_{12} & \Lambda_2 + \Lambda_{21} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} W_1 \\ W_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_1 \\ P_2 \end{pmatrix} \quad (8)$$

où :

- $W_i$  est la densité volumique d'énergie dans la cavité d'indice i.
- $P_i$  est la puissance injectée dans la cavité i

On peut ainsi l'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$[\Lambda] * [W] = [P] \quad (9)$$

Le vecteur [W] est ici l'inconnue du problème.

Pour résoudre l'équation matricielle (9), il faut donc inverser la matrice  $[\Lambda]$ . On obtient ainsi la densité d'énergie W dans chaque cavité après multiplication avec le vecteur puissance :

$$[W] = [\Lambda]^{-1} * [P] \quad (10)$$

## II. GENERALISATION A UN SYSTEME A N CAVITES COUPLEES

Le raisonnement vu précédemment pour un système à deux cavités peut être utilisé sur un système complexe à n cavités connectées entre elles par des ouvertures tel qu'illustré par la Figure 5.

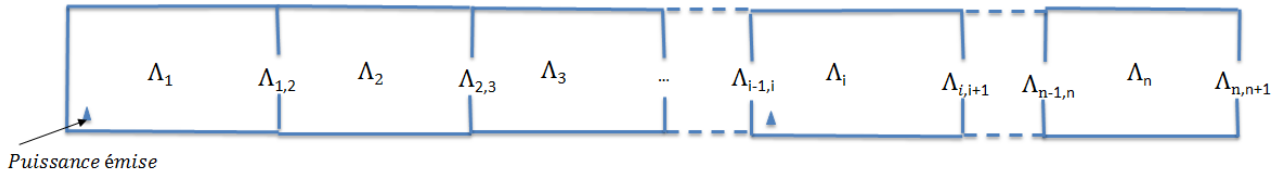


Figure 5 : Exemple d'un système à n cavités

Afin de déterminer la densité d'énergie moyenne dans chacune de ces cavités, on construit le système matriciel suivant [10] à partir des équations d'équilibre (1) et (2) généralisées au cas à N cavités :

$$\begin{pmatrix} \Lambda_1 + \Lambda_{1,2} & -\Lambda_{2,1} & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ -\Lambda_{1,2} & \Lambda_2 + \Lambda_{2,1} + \Lambda_{2,3} & -\Lambda_{3,2} & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \ddots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & -\Lambda_{i-1,i} & \Lambda_i + \Lambda_{i,i-1} + \Lambda_{i,i+1} & -\Lambda_{i,i+1} & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & -\Lambda_{n-1,n} & \Lambda_n + \Lambda_{n,n-1} + \Lambda_{n,n+1} \end{pmatrix}^* \begin{pmatrix} W_1 \\ W_2 \\ W_3 \\ \vdots \\ W_{n-1} \\ W_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ \vdots \\ P_{n-1} \\ P_n \end{pmatrix} \quad (11)$$

Dans la matrice  $[\Lambda]$ , les termes nuls indiquent une absence de couplage entre les cavités  $i$  et  $j$ . Il n'y a donc pas d'ouverture entre les 2 cavités concernées.

Le champ électrique total moyen au carré  $\langle |E_T|^2 \rangle$  est directement lié à la densité d'énergie à l'aide de la formule suivante [18] :

$$\langle |E_T|^2 \rangle = \frac{W}{\epsilon_0} \quad (12)$$

où  $\epsilon_0$  est la permittivité du vide.

### III. PRISE EN COMPTE DES OUVERTURES

Dans le cadre de l'étude réalisée au cours de cette thèse, la prise en compte correcte de l'effet des ouvertures présentes entre les différentes cavités du système servant principalement au passage des câbles d'une cavité à l'autre est fondamentale. En effet, ces ouvertures induisent un transfert de puissance entre les différentes cavités [3], [20], [21], [22], [23], [24], [25], [26].

Des ouvertures vers l'extérieur peuvent également être présentes. Celles-ci permettent de créer un effet de dépressurisation (appelé « venting » dans l'industrie spatiale). Elles permettent aussi le passage des câbles qui alimentent les antennes.

Ces deux types d'ouvertures sont traités de façon différente comme expliqué dans les sous-sections suivantes.

### III.1. Cas des ouvertures inter-cavités

Le couplage entre deux cavités est déterminé par la formule (7) [20]. Dans cette formule intervient la section moyenne d'absorption  $\langle \sigma \rangle$ , une grandeur homogène à une surface et qui s'exprime donc en  $m^2$ . Elle représente le ratio entre la puissance transmise à travers une ouverture et la densité surfacique de puissance moyenne des ondes planes incidentes. En effet, les ondes électromagnétiques qui se propagent à travers les ouvertures peuvent être assimilées à des ondes planes. Celles-ci arrivent sur la surface d'ouverture avec un angle d'incidence noté  $\theta_i$  comme le montre la Figure 6. La section d'absorption moyenne est donc calculée après intégration sur l'ensemble des angles d'incidence situé d'un même côté de l'ouverture, soit sur un angle solide de  $2\pi$  stéradians.

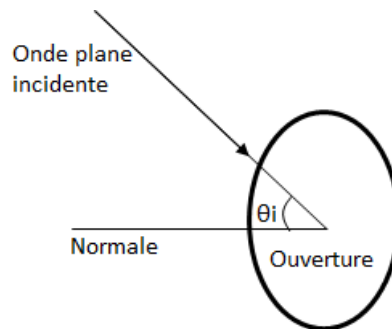


Figure 6 : Couplage d'une onde plane progressive sur une ouverture de forme quelconque

De nombreuses études sur la section d'absorption moyenne ont été menées pour tous types d'ouverture. Une synthèse des principaux résultats a été présentée dans la thèse d'I. Junqua [3]. Le calcul de la section d'absorption moyenne  $\langle \sigma_{i,j} \rangle$  entre deux cavités dépend de la forme de l'ouverture (et donc de sa surface) ainsi que de la fréquence à laquelle s'effectue l'étude.

Il existe deux bandes de fréquences distinctes en fonction du rapport entre la dimension de l'ouverture et de la longueur d'onde. En effet, la fréquence de coupure  $f_c$  d'une ouverture est définie comme la fréquence limite séparant une ouverture électriquement petite ( $f < f_c$ ) d'une ouverture électriquement large ( $f > f_c$ ). La fréquence de coupure est dépendante des dimensions et de la forme de l'ouverture. Il existe ainsi une formule différente pour chaque type d'ouvertures, [3], [20].

A titre d'exemple, la fréquence de coupure d'une ouverture circulaire se calcule de la façon suivante [20] :

$$f_c = \frac{1,29c}{2\pi r} \quad (13)$$

où  $r$  est le rayon de l'ouverture circulaire.

Dans le cas d'une ouverture électriquement petite, le champ diffracté par l'ouverture peut être approximé par le rayonnement d'un dipôle de moment électrique  $\vec{P}_e$  et d'un dipôle de moment magnétique  $\vec{P}_m$  [18]. Il est possible de donner une expression des moments de ces dipôles en fonction d'un produit de deux facteurs. Le premier ne dépend que de la source et est égale à la valeur des champs de court-circuit au centre de l'ouverture. Le second est un facteur qui ne dépend que de la géométrie de l'ouverture. Ce dernier facteur est la polarisabilité (électrique ou magnétique) de l'ouverture. Ils sont donnés par les formules suivantes :

$$\vec{P}_e = 2 \cdot \epsilon \cdot \alpha_e \cdot \vec{E}_{cc} \quad (14)$$

$$\vec{P}_m = -2 \cdot \alpha_m \cdot \vec{H}_{cc} \quad (15)$$

où  $\alpha_e$  et  $\alpha_m$  sont les tenseurs de polarisabilité,  $\vec{E}_{cc}$  et  $\vec{H}_{cc}$  sont les champs électriques et magnétiques de l'ouverture court-circuitée.

Dans le cas d'une cavité surdimensionnée, afin d'avoir la puissance rayonnée par l'ouverture, on fait la somme des contributions du dipôle électrique et du dipôle magnétique pour toute incidence et polarisation de l'onde plane. Dans la pratique cela revient à faire une intégrale des champs EM sur  $4\pi$ . Ainsi, dans le cas d'ouvertures circulaires électriquement petites ( $f < f_c$ ), la section d'absorption se calcule ainsi [20] :

$$\langle \sigma_{i,j} \rangle = \frac{16 \cdot k^4 \cdot r^6}{9\pi} \quad (16)$$

où k est le nombre d'onde :  $k = \frac{\omega}{c}$

Dans le cas où l'ouverture est électriquement large, ( $f > f_c$ ), la section d'absorption moyenne ne dépend que de l'aire de la surface de l'ouverture notée A. On a ainsi :

$$\langle \sigma_{i,j} \rangle = \frac{1}{2} A \quad (17)$$

De manière générale, la section d'absorption moyenne d'une ouverture électriquement large est égale à la moitié de la surface et ne dépend plus de la forme particulière de l'ouverture. Cette relation sera donc utilisée tout au long de ce manuscrit.

Dans le cas des satellites de télécommunication, les ouvertures mesurent généralement une dizaine de centimètres. Compte tenu des fréquences mises en jeu (généralement supérieures à 17 GHz), on suppose donc dans ce manuscrit que les ouvertures présentes dans les satellites peuvent toutes être assimilées à des ouvertures électriquement larges. La pénétration du champ électrique à travers l'ouverture est alors maximale et dépend uniquement de la surface de l'ouverture.

La Figure 7 illustre la section d'absorption d'une ouverture circulaire de 5 cm de diamètre. Sur cette figure, on distingue clairement le passage d'une ouverture électriquement petite où la section d'absorption croît à une ouverture électriquement large où la section d'absorption est constante. La jonction entre les deux formules s'opère à la fréquence de coupure de 2,5 GHz.

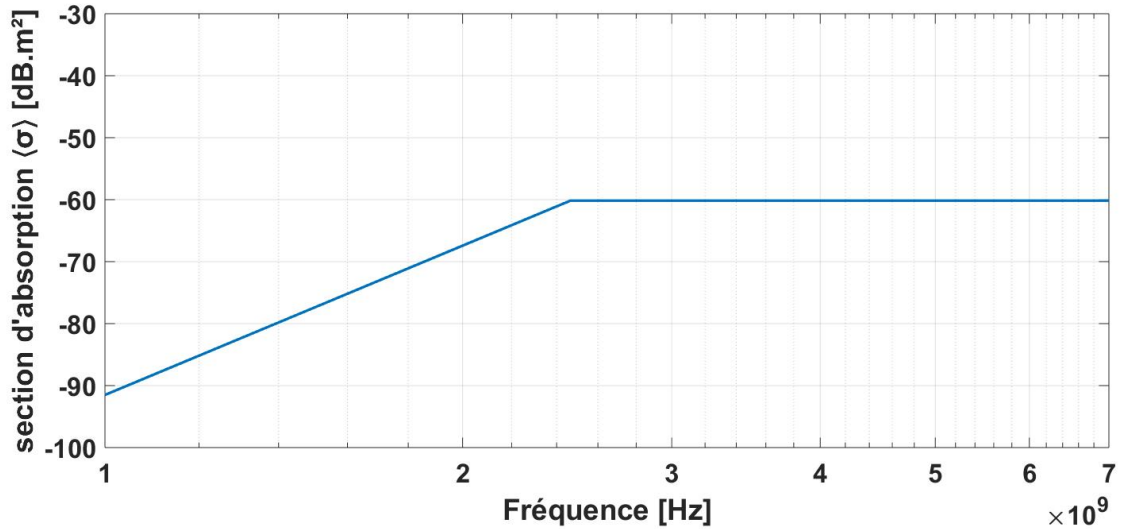


Figure 7 : Section d'absorption d'une ouverture circulaire de 5 cm de diamètre

### III.2. Cas des ouvertures vers l'extérieur

Le cas des ouvertures vers l'extérieur peut être traité de deux façons différentes. Afin d'illustrer le problème, on considère le système à quatre cavités décrit sur la Figure 8.

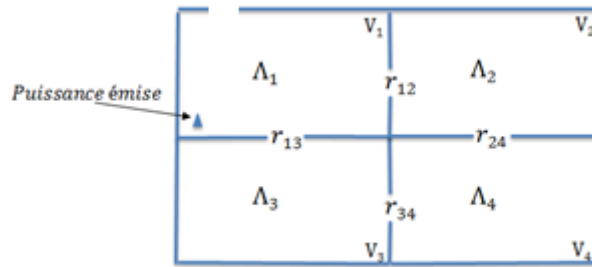


Figure 8 : Système de quatre cavités couplées dont la cavité 1 comprend une ouverture vers l'extérieur

Dans un premier temps, il est possible de prendre en compte l'ouverture vers l'extérieur en rajoutant directement le terme  $\Lambda_{1,ext}$  dans la matrice  $[\Lambda]$ . On obtient ainsi l'équation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} \Lambda_1 + \Lambda_{1,2} + \Lambda_{1,3} + \Lambda_{1,ext} & -\Lambda_{2,1} & -\Lambda_{3,1} & 0 \\ -\Lambda_{1,2} & \Lambda_2 + \Lambda_{2,1} + \Lambda_{2,4} & 0 & -\Lambda_{4,2} \\ -\Lambda_{1,3} & 0 & \Lambda_3 + \Lambda_{3,1} + \Lambda_{3,4} & -\Lambda_{4,3} \\ 0 & -\Lambda_{2,4} & -\Lambda_{3,4} & \Lambda_4 + \Lambda_{4,2} + \Lambda_{4,3} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} W_1 \\ W_2 \\ W_3 \\ W_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (18)$$

Ce terme traduit les pertes dans la cavité 1 engendrées par l'ouverture. Elles se calculent de la même manière que les couplages inter-cavités par les ouvertures, c'est-à-dire à l'aide de la formule (7). La puissance sortante via l'ouverture externe est considérée comme perdue vis-à-vis du système étudié.

La deuxième façon de prendre en compte une ouverture vers l'extérieur est de l'inclure directement dans le facteur de qualité Q de la cavité contenant une ouverture vers l'extérieur (soit par le calcul théorique en prenant les formules associées, soit par la mesure directe du facteur de qualité de la cavité avec l'ouverture vers l'extérieur). Le coefficient  $\Lambda_1$  augmente dans ce cas étant donné qu'il comporte les pertes dans les parois ainsi que celles liées à l'ouverture.

Il faut bien entendu veiller à ne pas compter deux fois les pertes via l'ouverture.

#### **IV. DEFINITION D'UN INTERVALLE DE CONFIANCE**

Le modèle Power Balance est généralement utilisé afin de calculer la densité de puissance moyenne ou le champ électrique total moyen dans un ensemble de cavités couplées. Cependant, le champ électrique, qu'il soit mesuré ou simulé fluctue spatialement dans une cavité, qu'elle soit surdimensionnée ou non.

Le but de cette partie est donc de proposer un niveau d'analyse supplémentaire en proposant en plus de la valeur moyenne un intervalle de confiance regroupant 90 % des valeurs qui seraient mesurées ou simulées, pour une valeur moyenne donnée.

Dans notre étude, l'intervalle de confiance dépend des lois de distributions du champ dans une cavité surdimensionnée. Le Tableau 2 montre les lois de distribution observées pour chacune des grandeurs considérées [27], [28] (où  $E_R$  et  $E_T$  correspondent respectivement aux composantes cartésiennes du champ électrique et au champ total) :

<b>Grandeur</b>	<b>Loi statistique</b>
Re( $E_R$ ), Im( $E_R$ )	Loi normale
$ E_R $	Loi du $\chi$ à 2 degrés de liberté (ou loi de Rayleigh)
$ E_T $	Loi du $\chi$ à 6 degrés de liberté
Puissance (recueillie sur une antenne)	Loi du $\chi^2$ à 6 degrés de liberté (ou loi exponentielle)

Tableau 2 : Lois de distribution du champ dans une cavité surdimensionnée

La fonction de répartition théorique, aussi appelée CDF pour « cumulative density function », du champ électrique total moyen  $|E_T|$  suit une loi de  $\chi$  à 6 degrés de liberté s'écrit ainsi :

$$F(|E_T|) = 1 - e^{-\frac{|E_T|^2}{2\sigma^2}} \left[ 1 + \frac{|E_T|^2}{2\sigma^2} \left( 1 + \frac{|E_T|^2}{4\sigma^2} \right) \right], \quad (19)$$

avec  $\sigma$  l'écart type de la variable aléatoire (ici, le champ électrique total). L'écart type du champ électrique total est ainsi lié à la moyenne de ce dernier [27], [28] :

$$\langle |E_T| \rangle = \frac{15}{16} \sigma \sqrt{2\pi}, \quad (20)$$

Le champ électrique total moyen calculé par le modèle Power Balance permet alors de tracer la fonction de répartition du champ électrique total tel qu'illustré sur la Figure 9 pour un champ électrique total moyen de 6,5 V/m.

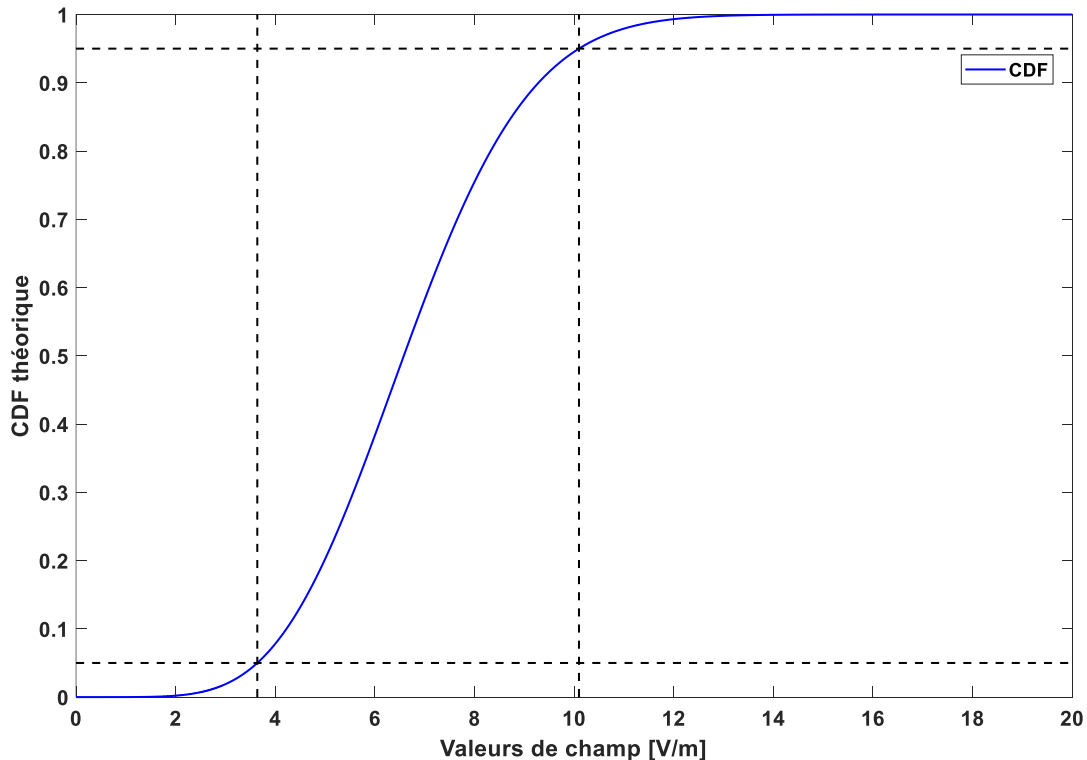


Figure 9 : Fonction de répartition du champ électrique total

On retient finalement que la borne supérieure correspond au niveau de champ électrique total moyen exprimé en dB auquel on ajoute 3,6 dB, ce qui revient à multiplier le niveau de champ par 1,5 environ en linéaire. De même, la borne inférieure correspond au niveau de champ électrique total moyen auquel on retranche 5,3 dB, ce qui revient à multiplier par 0,54 le niveau de champ en linéaire.

L'idée est donc de vérifier que le champ total moyen mesuré et/ou simulé en plusieurs points d'une cavité donnée est bien compris dans l'intervalle de confiance calculé à partir des résultats obtenus via le modèle de Power Balance.

## **V. CONCLUSION**

Ce premier chapitre décrit le modèle analytique de Power Balance permettant la détermination du champ électromagnétique dans chaque cavité d'un système multi-compartimenté couplé par des ouvertures. Ce modèle sera appliqué, tout au long de ce manuscrit de thèse dans le cas d'ouvertures électriquement larges, ce qui correspond au cas industriel qui nous intéresse.

La précision d'un modèle de type Power Balance nécessite la connaissance précise du facteur de qualité de chaque cavité du système. Ce point fondamental fait donc l'objet du prochain chapitre.



# CHAPITRE 2 : FACTEUR DE QUALITE

Il a été vu dans le chapitre précédent que le facteur de qualité  $Q$  (aussi appelé coefficient de qualité, ou encore facteur de qualité composite) est un paramètre d'entrée indispensable à la détermination analytique du champ électrique moyen dans un système de cavités couplées à l'aide de la méthode Power Balance. En effet, le facteur de qualité intervient dans le calcul des pertes intrinsèques aux cavités présentes dans la matrice  $[\Lambda]$ . Ce chapitre présente les principales questions soulevées par la détermination du facteur de qualité de chaque cavité d'un système multi-cavités.

## I. APPROCHE THEORIQUE

Le facteur de qualité est une grandeur qui permet de quantifier la capacité d'une cavité à emmagasiner de l'énergie. Il est par exemple utilisé pour caractériser des chambres réverbérantes à brassage de modes (appelées CRBM), qui sont des cavités spécialement construites pour effectuer des tests de susceptibilité rayonnée sur des équipements dans un environnement avec de forts niveaux de champ. La génération de champs électriques de grande amplitude dépend directement du facteur de qualité. Il constitue donc un des paramètres fondamentaux des cavités surdimensionnées. On le définit comme étant le rapport de l'énergie emmagasinée  $U$  sur la puissance dissipée  $P_d$  dans une cavité [18] :

$$Q = 2\pi f \frac{U}{P_d} \quad (21)$$

Le facteur de qualité, qui est une grandeur sans dimension, dépend directement de la dissipation de puissance moyenne dans une cavité. La formule générale de ce facteur  $Q$  s'écrit de la manière suivante [18] :

$$Q_1 = \frac{\omega_0 [W_E]}{[P_d]} \quad (22)$$

où

- $\omega_0$  est la pulsation considérée
- $[W_E]$ , la densité d'énergie moyenne dans la cavité
- $[P_d]$  la puissance moyenne dissipée.

D'un point de vue théorique, la puissance dissipée peut être décomposée en trois types de dissipation dans le cas général [29], chaque type de dissipation donnant lieu à un facteur de qualité. Le facteur de qualité total  $Q_{\text{total}}$  s'écrit ainsi de la façon suivante [18] :

$$\frac{1}{Q_{\text{total}}} = \frac{1}{Q_1} + \frac{N}{Q_2} + \frac{M}{Q_3} \quad (23)$$

## CHAPITRE 2 : Facteur de qualité

où :

- $Q_1$  correspond au coefficient de qualité lié aux pertes métalliques dans les parois,
- $Q_2$  correspond au coefficient de qualité lié aux pertes dans les antennes,
- $N$  le nombre d'antennes utilisées,
- $Q_3$  correspond au coefficient de qualité lié aux dissipations par  $M$  ouvertures vers l'extérieur.

On comprend donc que le terme  $Q_i$  le plus faible est celui qui impacte le plus le facteur de qualité total de la cavité, qui sera de toute façon inférieur.

$Q_1$ , le coefficient de qualité associé aux pertes métalliques dans les parois, lié donc à la conductivité du matériau s'exprime ainsi [18] dans le cas d'une cavité aux parois métalliques :

$$Q_1 = \frac{3V}{2S\delta} \text{ avec } \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_r\mu_0\sigma}} \quad (24)$$

où :

- $\delta$  est l'épaisseur de peau
- $\omega$  la pulsation
- $S$  la surface interne totale de la cavité
- $V$  le volume
- $\mu_r$  la perméabilité du matériau
- $\mu_0$  la perméabilité du vide
- $\sigma$  la conductivité du matériau

Le facteur  $Q_1$  varie donc selon la racine carrée de la fréquence.

Dans le cadre de l'application satellite, ce terme peut prendre en compte les pertes métalliques liées aux boîtiers des équipements ou toute autre surface métallique présente dans la cavité.

$Q_2$ , le coefficient de qualité associé à la puissance dissipée dans les antennes présentes dans la cavité est défini par [18] :

$$Q_2 = 16\pi^2 \frac{V}{\lambda_0^3} \quad (25)$$

où  $V$  est le volume de la cavité et  $\lambda_0$  la longueur d'onde.

Cette formule est valable dans le cas d'une antenne adaptée et sans perte. Elle ne dépend donc pas du type d'antenne utilisée. Dans le cas d'une antenne non adaptée, il faut diviser ce coefficient par le facteur de désadaptation  $m$  que l'on peut relier directement au coefficient de réflexion de l'antenne  $S_{11}$  :

$$m = (1 - \langle |S_{11}| \rangle^2) \quad (26)$$

## CHAPITRE 2 : Facteur de qualité

Une antenne sans perte n'existant pas dans la réalité, il faut aussi en théorie prendre en compte l'efficacité de l'antenne notée  $\eta_x$ .

On obtient finalement le coefficient  $Q_2$  suivant :

$$Q_2 = \frac{16\pi^2}{m\eta_x} \frac{V}{\lambda_0^3} \quad (27)$$

Pour diverses raisons, telle que le « venting » qui permet la dépressurisation du satellite par exemple, les cavités d'un satellite comportent de nombreuses ouvertures, notamment vers l'extérieur. Ces ouvertures viennent rajouter des pertes, diminuant ainsi le facteur de qualité global de chaque cavité du système.

Il est possible de prendre en compte ces pertes via  $Q_3$ , le coefficient de qualité associé à la dissipation de puissance à travers une ouverture. Il se calcule à l'aide de la formule [18] :

$$Q_3 = \frac{4\pi V}{\lambda \langle \sigma \rangle} \quad (28)$$

où  $\langle \sigma \rangle$  est la section d'absorption moyenne de l'ouverture.

## **II. EXEMPLE NUMERIQUE**

Pour l'étude théorique du facteur de qualité d'une cavité, on considère une cavité métallique ayant les mêmes dimensions que la chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) du laboratoire XLIM présenté sur la Figure 10, à savoir 3,75 m de longueur, 2,45m de largeur et 2,46m de hauteur et contenant une ouverture circulaire de 5 cm de diamètre pour le passage des câbles. On obtient ainsi le facteur de qualité  $Q$  illustré par la Figure 11.



Figure 10 : Photo de la CRBM XLIM

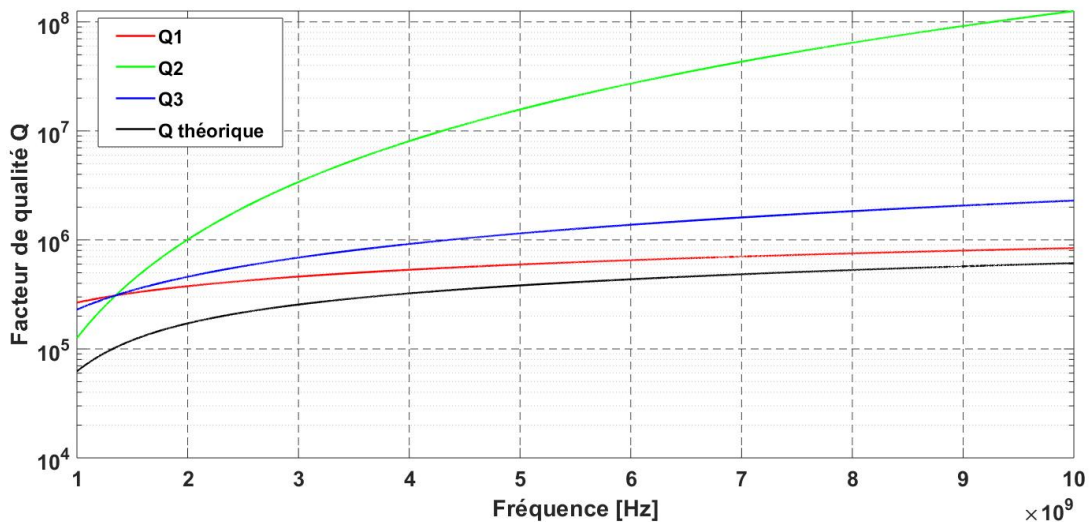


Figure 11 : Facteur de qualité théorique de la CRBM XLIM en aluminium à l'intérieur de laquelle serait placée une antenne

On voit sur la Figure 11 que le facteur de qualité associé aux pertes dans l'antenne prédomine en BF (jusqu'à 1,4 GHz dans le cas présenté), puis, le facteur de qualité associé aux pertes dans les parois prédomine. Néanmoins les pertes par l'ouverture ne sont pas négligeables bien que l'ouverture soit de faible taille par rapport à la longueur d'onde sur la bande d'analyse.

Nous avons vu tout au long de cette partie comment calculer le facteur de qualité Q théorique d'une cavité comprenant ou non une ouverture vers l'extérieur. Dans la sous-section suivante de ce chapitre, nous allons voir comment déterminer cette valeur par la mesure et pourquoi il est préférable de considérer la valeur mesurée par rapport à la valeur théorique.

### III. APPROCHE EXPERIMENTALE

Deux familles de méthodes sont utilisées pour mesurer le facteur de qualité d'une cavité à l'aide de la mesure des paramètres S : une méthode fréquentielle, qui est la plus fréquemment utilisée notamment dans le cas particulier des CRBM, et une méthode temporelle.

Ces deux méthodes, basées sur la mesure de paramètres S entre antennes insérées dans la cavité à caractériser, sont d'abord présentées puis comparées entre elles.

#### III.1. Méthode fréquentielle

La méthode fréquentielle, traditionnellement utilisée pour l'étude des CRBM, est généralement basée sur l'étude du paramètre  $S_{21}$  entre 2 antennes (une première placée en émission et une seconde en réception). Cette méthode requiert toutefois la mesure du paramètre S pour différentes conditions de brassage, par exemple différentes positions du brasseur de modes.

Nous avons vu précédemment que chaque antenne insérée dans la cavité apporte des pertes supplémentaires. Pour éviter cet ajout, il est intéressant de ne mesurer le coefficient de qualité Q

## CHAPITRE 2 : Facteur de qualité

d'une cavité brassée en utilisant qu'une seule antenne via la mesure du seul paramètre  $S_{11}$  à l'aide de la formule suivante [33], [34] :

$$Q_{1\text{ant}} = \langle |S_{11} - \langle S_{11} \rangle|^2 \rangle \frac{Z_0 \omega \epsilon V}{(\lambda^2/4)(1 - \langle |S_{11}|^2 \rangle) \eta_x^2} \quad (39)$$

où  $\langle . \rangle$  signifie que l'on calcule la moyenne sur l'ensemble des positions de brassage

- $Z_0$  est l'impédance du vide
- $\omega$  la pulsation de l'onde
- $\epsilon$  la permittivité du vide
- $V$  le volume
- $\lambda$  la longueur d'onde
- $\eta_x$  l'efficacité des antennes.

A titre d'exemple, on présente donc le facteur de qualité  $Q$ -de la CRBM XLIM à vide dans un premier temps puis « chargée » par l'insertion d'un « bloc absorbant ». L'absorbant présenté sur la Figure 12 a un volume représentant moins de 1 % du volume de la CRBM.

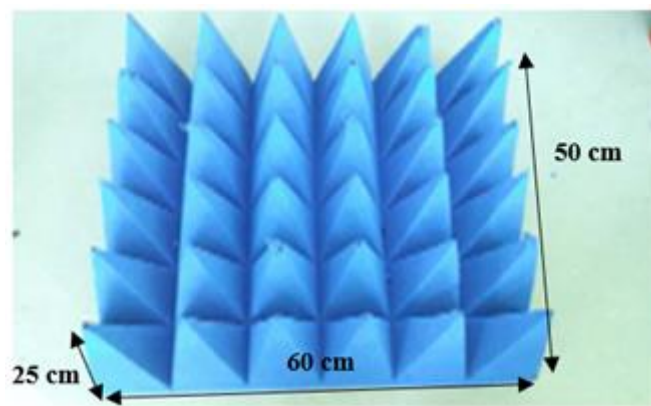


Figure 12 : Présentation du « bloc absorbant » inséré dans la CRBM

Les Figure 13 et Figure 14 illustrent les deux mesures de paramètres  $S_{11}$  de 3 GHz à 9 GHz pour 50 positions du brasseur de modes.

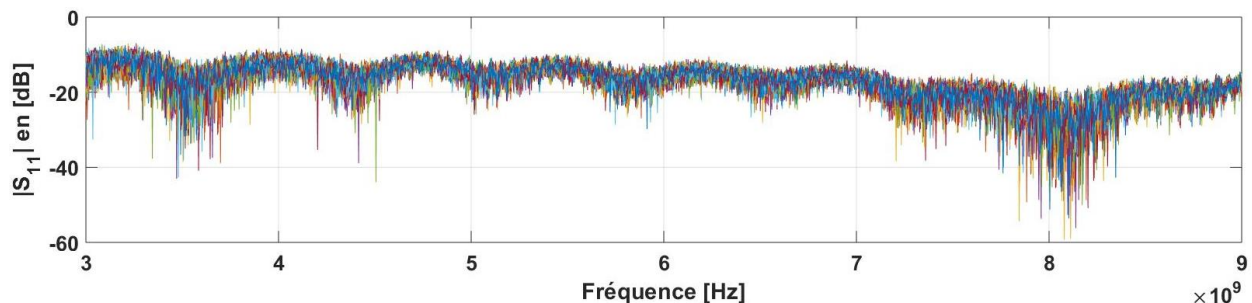


Figure 13 : Paramètre  $S_{11}$  mesuré de 3 à 9 GHz dans la CRBM à vide pour 50 positions de brassage

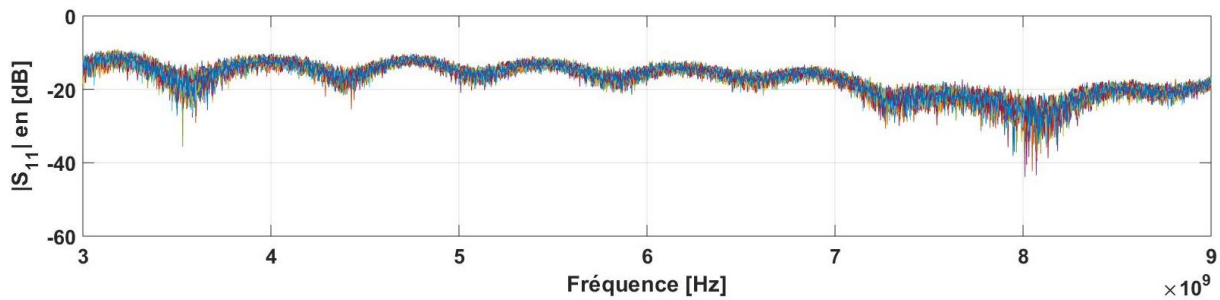


Figure 14 : Paramètre  $S_{11}$  mesuré de 3 à 9 GHz de la CRBM chargée pour 50 positions de brassage

Bien que la tendance soit la même, on voit clairement que la présence du bloc absorbant a pour effet de limiter les variations autour de la valeur moyenne. En effet, les mêmes modes de propagation sont excités dans la CRBM mais ces derniers ont une amplitude plus faible lorsque la CRBM est chargée.

La Figure 15 quant à elle, présente les facteurs de qualité associés à ces mesures obtenus en appliquant la formule (30). La différence entre les 2 facteurs de qualité obtenus correspond à l'effet des pertes liées à l'absorbant inséré dans la CRBM.

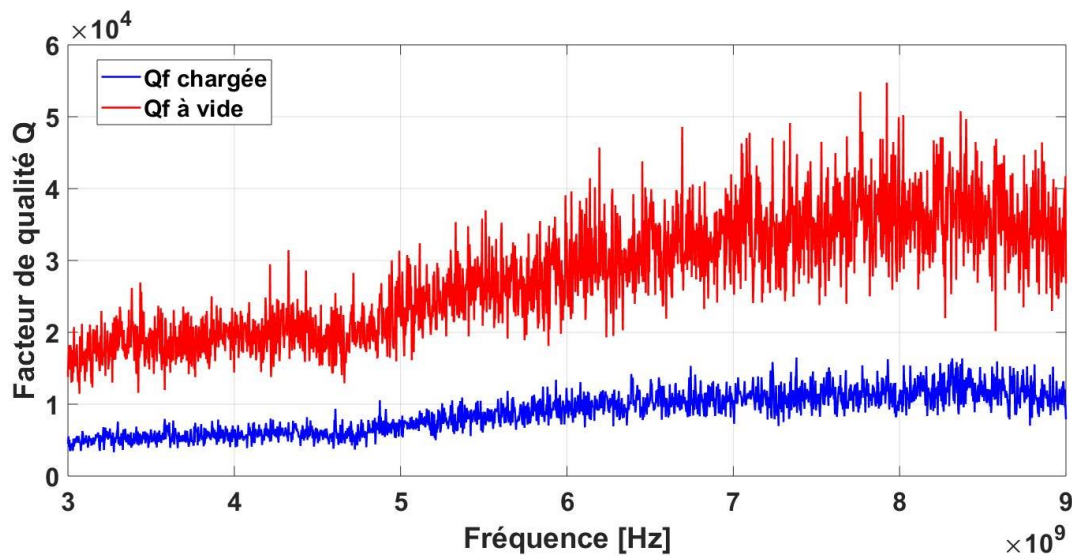


Figure 15 : Facteur de qualité  $Q$  de la CRBM XLIM de 3 à 9 GHz pour les 2 conditions de charges (vide et chargée par un bloc absorbant)

Lorsqu'on étudie un filtre microonde constitué d'une cavité métallique, on définit le facteur de qualité à une fréquence donnée (généralement à la résonance fondamentale) via la relation suivante :

$$Q(f) = f / \Delta f \quad (30)$$

où  $\Delta f$  correspond à la largeur de bande à mi-hauteur de ce mode. Dans le cas des cavités surdimensionnées (et particulièrement des CRBM), cette grandeur a été étendue au facteur de qualité composite  $Q$  en considérant cette fois-ci  $\Delta f$  comme la « largeur de bande moyenne »

## CHAPITRE 2 : Facteur de qualité

(ou « average mode bandwidth » en Anglais qu'on notera AMB) des modes autour de la fréquence considérée (voir la Figure 16).

On comprend rapidement que l'AMB est inversement proportionnel au facteur de qualité  $Q$  : une baisse du facteur de qualité liée à l'ajout d'absorbants ou d'antennes entraîne logiquement une augmentation de l'AMB. En d'autres termes, chaque mode est plus étalé en fréquence lorsque les pertes augmentent dans la cavité.  $\Delta f$  traduit donc la dissipation de puissance dans une cavité. La notion d'average mode bandwidth est similaire à la notion de bande de cohérence utilisée dans la caractérisation de canaux de propagation en outdoor (moyenne statistique de la largeur de bande sur laquelle les caractéristiques du signal propagé sont corrélées) comme défini dans [36].

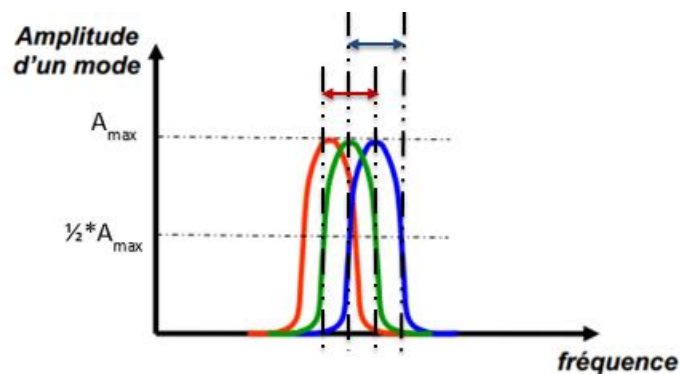


Figure 16 : Schéma expliquant la notion de l'Average Mode Bandwidth

Ainsi, dans le cas de la CRBM de XLIM, et en appliquant (31), on trace sur la Figure 17 le  $\Delta f$  obtenu pour chaque condition de charge.

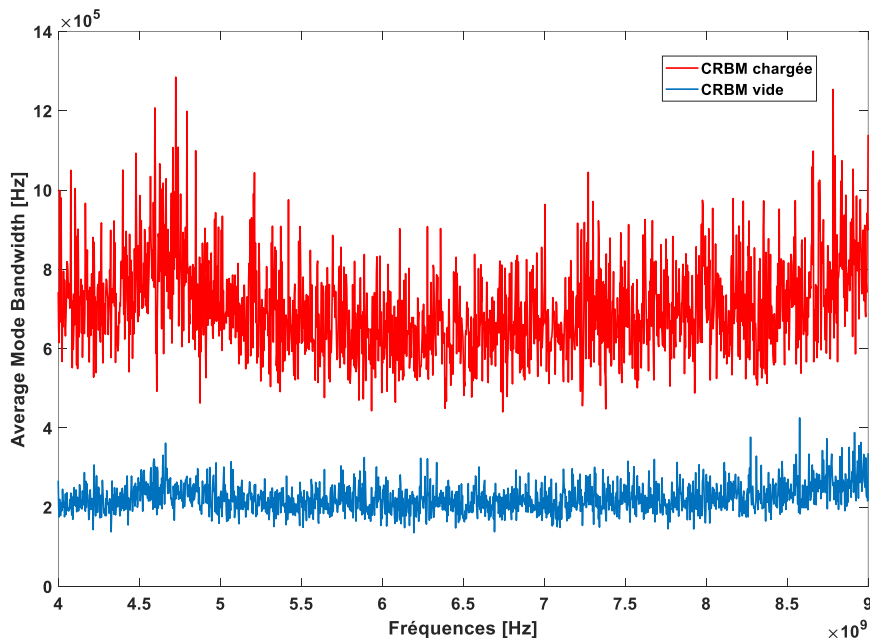


Figure 17 :  $\Delta f$  de la CRBM pour deux conditions de charge (vide et chargée)

Comme l'avait remarqué P.S. Kildal [41], on se rend compte que cette valeur semble relativement constante vis-à-vis de la fréquence (on peut donc en prendre la valeur moyenne obtenue sur la

bande de fréquences considérées). Ceci peut s'avérer extrêmement pratique dans notre étude car une seule valeur de  $\Delta f$  permet de définir la dissipation de puissance dans une cavité surdimensionnée quelconque (au lieu de considérer un coefficient de qualité Q variant avec la fréquence).

### III.2. Méthode temporelle

Si la cavité dont on souhaite évaluer le facteur de qualité (ou donc le  $\Delta f$ ) n'est pas équipée d'un brasseur de modes, on se rend compte qu'il n'est pas possible d'utiliser la méthode fréquentielle nécessitant de réaliser la mesure pour plusieurs conditions de brassage. Dans ce cas, il faut alors se tourner vers la méthode temporelle [35] n'utilisant qu'une seule mesure du paramètre S mesuré (dans notre cas le  $S_{11}$  de l'antenne).

L'idée est de calculer la réponse impulsionnelle de la cavité, notée  $h(t)$ , qui correspond à la transformée de Fourier inverse du  $S_{11}$  de l'antenne :

$$h(t) = \text{TF}^{-1}(S_{11}) \quad (31)$$

où la  $\text{TF}^{-1}$  signifie transformée de Fourier inverse.

On définit le « Power Delay Profile » (qu'on appellera PDP) comme le module au carré de la réponse impulsionnelle de la cavité en fonction du temps [36] :

$$\text{PDP} = |h(t)|^2 \quad (32)$$

La Figure 18 illustre un exemple de PDP mesuré dans une cavité de dimensions 40 cm \* 30 cm \* 25 cm sans ouverture vers l'extérieur.

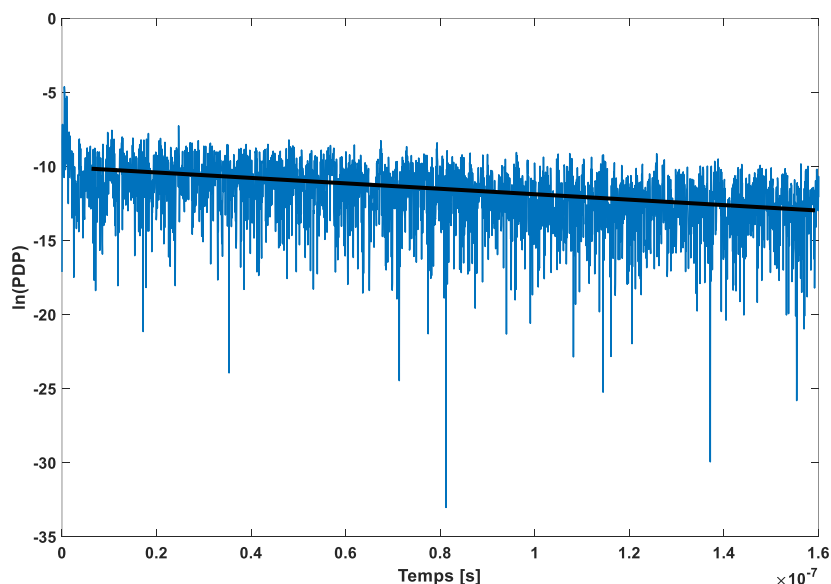


Figure 18 : Exemple de  $\ln(\text{PDP})$  pour une cavité



Le temps de décroissance de la cavité  $\tau_{rc}$ , appelé « chamber decay time » en anglais, correspond à l'inverse de la pente de la régression linéaire du PDP (cf Figure 18). Ce paramètre définissant la cavité est directement lié au facteur de qualité de celle-ci par la relation suivante :

$$Q = \omega \tau_{rc} \quad (33)$$

Il est important de noter que cette opération doit être réalisée après avoir enlevé le « early-time », c'est-à-dire en enlevant les premiers instants où le champ électromagnétique présent dans la cavité n'est pas encore les propriétés d'un champ diffus [35].

L'utilisation de la transformée de Fourier inverse, nous permet d'établir la relation suivante :

$$t_{\max} = \frac{1}{\delta f} \quad (34)$$

où  $\delta f$  est la résolution fréquentielle de la mesure effectuée et  $t_{\max}$  le temps maximum de la réponse impulsionnelle. On définit également la résolution temporelle  $\delta t$  de la réponse impulsionnelle en fonction de la bande de fréquence  $B$  sur laquelle est réalisée la mesure du paramètre  $S$  (ici  $S_{11}$ ) :

$$\delta t = \frac{1}{B} \quad (35)$$

En résumé, le fait d'augmenter la fréquence maximale de la mesure permet de diminuer la résolution temporelle tandis que l'augmentation du nombre de points de mesure (pour une bande  $B$  donnée) permet d'augmenter  $t_{\max}$ . Ces 2 facteurs permettent alors d'améliorer la précision sur la pente du PDP et donc sur la valeur du facteur de qualité  $Q$  obtenu dans une bande donnée.

Il est également important de noter que la détermination du facteur de qualité  $Q$  à l'aide de la méthode temporelle peut également être effectuée en découpant la bande de mesure en plusieurs bandes de fréquence. Cette analyse permet alors de vérifier si  $\tau_{rc}$  est bien constant sur toute la bande de fréquences.

### **III.3. Comparaison des méthodes**

Il est important de vérifier que ces deux méthodes aboutissent à des résultats similaires. Nous comparons donc ces deux méthodes de mesure du facteur de qualité  $Q$  pour le cas de la CRBM XLIM à vide puis chargée par le bloc absorbant. Nous obtenons ainsi les courbes illustrées par la Figure 19.

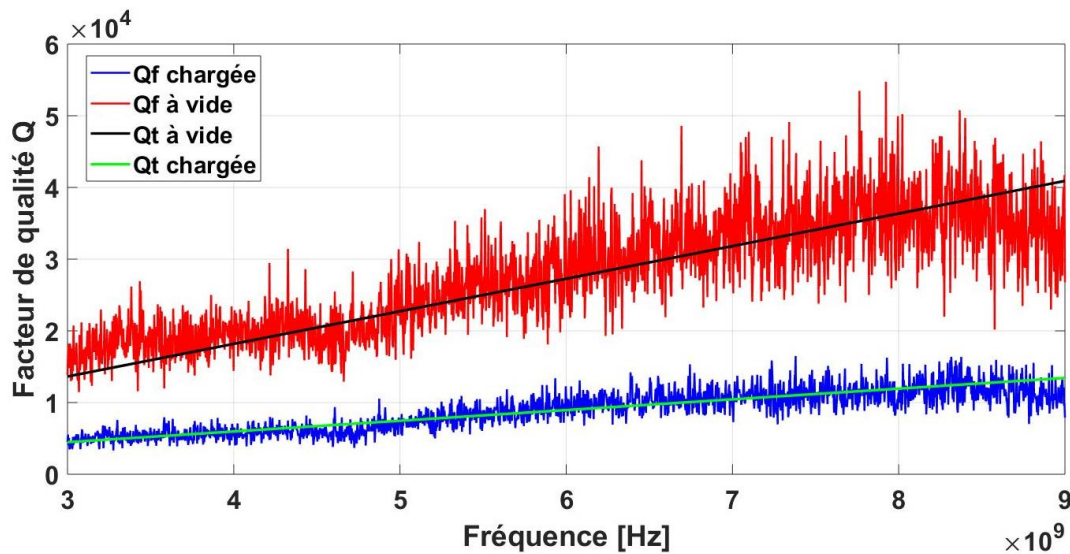


Figure 19 : Comparaison des facteurs de qualité de la CRBM avec la méthode temporelle (1 position de brasseur) et fréquentielle (50 positions de brasseur)

Les résultats obtenus sont similaires pour les deux méthodes présentées et pour deux configurations de charge différentes de la CRBM.

En réalité, les deux méthodes donnent des résultats légèrement différents, le facteur de qualité obtenu dans le domaine fréquentiel étant légèrement inférieur. Cette différence est d'ailleurs exploitée dans une méthode proposée par Holloway [42] pour extraire l'efficacité d'une antenne en CRBM en absence d'antenne de référence. On peut négliger cette différence dans le cadre de notre étude.

Nous avons vu précédemment comment déterminer le facteur de qualité  $Q$  d'une cavité de façon purement théorique dans un premier temps, puis dans un second temps, de façon expérimentale à l'aide d'une ou de plusieurs mesures de paramètres  $S_{11}$ . Il est donc naturel de vouloir comparer ces deux approches (théorique et expérimentale) afin de déterminer la plus pertinente pour l'étude. En effet, si la valeur théorique est proche de la valeur mesurée, il s'avèrerait inutile de mesurer le facteur de qualité de chaque cavité du système, la valeur théorique pouvant être directement injecté dans la méthode Power Balance.

La Figure 20 permet de comparer les facteurs de qualité théorique et expérimental (mesuré via la méthode fréquentielle) de la CRBM présenté précédemment.

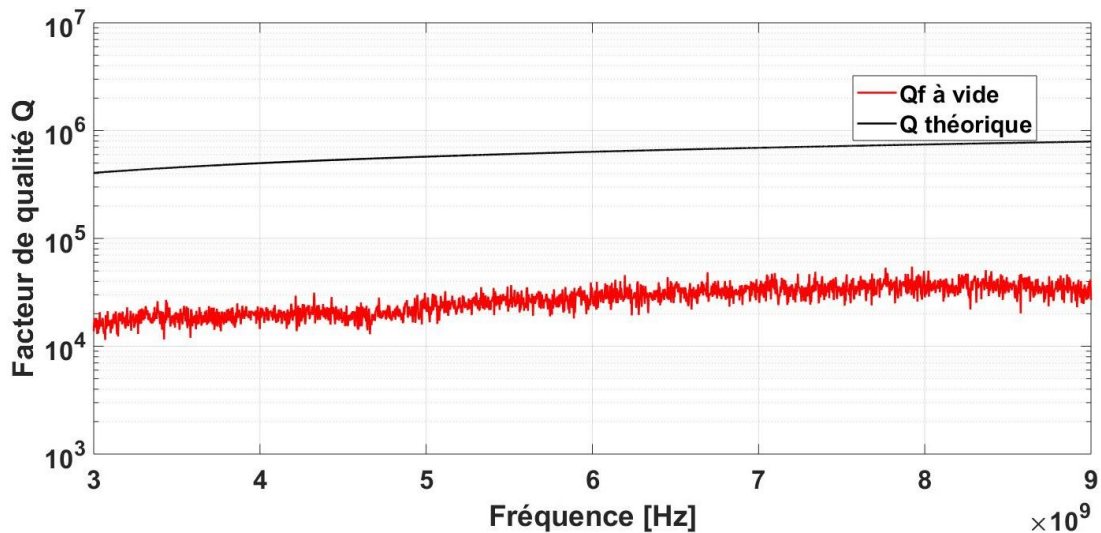


Figure 20 : Comparaison du facteur de qualité théorique et expérimental de la CRBM

Nous constatons un écart très important, soit un rapport de 30 à 3 GHz et 20 environ à 9 GHz entre les valeurs théoriques et expérimentales. Cette différence est bien connue de toutes les personnes qui travaillent dans le domaine des CRBM [30] depuis de nombreuses années. Cet écart est de toute façon logique si on regarde plus précisément les conclusions que l'on a faites précédemment :

- le facteur de qualité théorique augmente proportionnellement à la racine de la fréquence
- le facteur de qualité expérimental augmente linéairement avec la fréquence dans le cas où le coefficient  $\Delta f$  est constant avec la fréquence

Il y avait donc là une contradiction évidente qui n'a été résolue que récemment suite à une étude menée par A. Cozza [30]. En effet, il a été montré que les CRBM sont généralement conçues en acier dont les propriétés magnétiques ne sont pas prises en compte dans les formules théoriques précédentes. Sur ces plaques d'acier, un traitement de surface constitué d'un vernis métallique est généralement appliqué. On observe alors le comportement suivant :

- dans une première bande de fréquences, un modèle prenant en compte les propriétés des 2 couches constituant les plaques d'acier mènent à un facteur de qualité proportionnel à la fréquence.
- dans une seconde bande de fréquences, l'épaisseur de peau diminue fortement et la plaque d'acier peut être modélisée uniquement par le vernis métallique. On retrouve alors une augmentation du facteur de qualité proportionnelle à la racine de la fréquence telle que cela a été présenté plus haut dans le cas d'une cavité purement métallique.

Dans le cas de la CRBM XLIM, le point d'inflexion entre ces 2 bandes de fréquences se trouve autour de 10 GHz environ comme cela est montré sur la figure suivante :

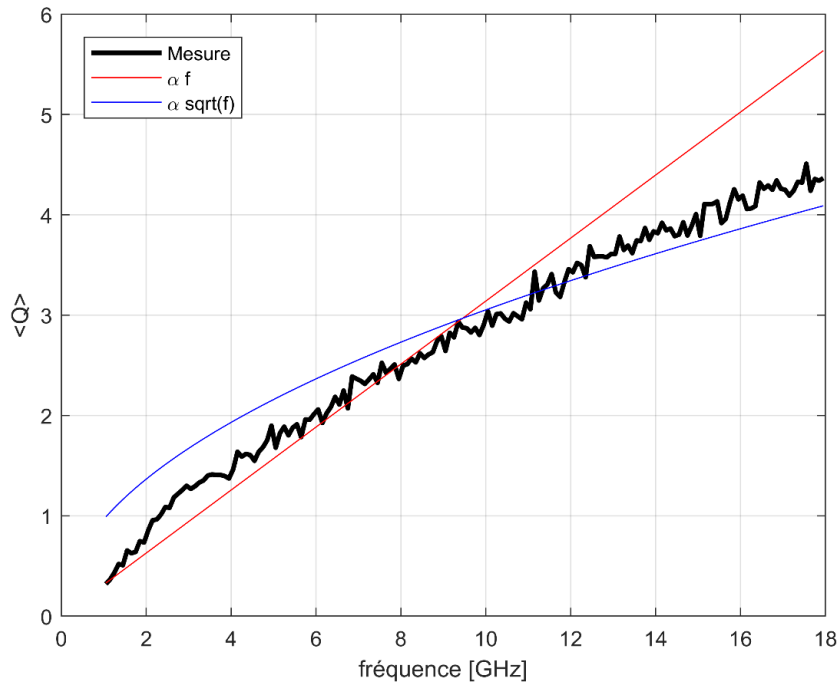


Figure 21 : Facteur de qualité moyen (100 positions de brasseur) de la CRBM XLIM calculé via la mesure du coefficient de réflexion S11 d’une antenne cornet double ridge sur la bande 1 à 18 GHz.

Cette figure met en évidence le point d’inflexion autour de 10 GHz entre le comportement magnétique des parois de la CRBM en-dessous de 10 GHz (et donc un coefficient de qualité Q proportionnel à la fréquence) et le comportement purement métallique des parois (en réalité du vernis métallique) au-dessus de cette fréquence (le coefficient Q devenant alors proportionnel à la racine de la fréquence).

On considèrera dans la suite de ce manuscrit que le facteur de qualité des structures étudiées dans nos bandes de fréquence d’étude est proportionnel à la fréquence, ce qui revient à considérer un coefficient  $\Delta f$  constant avec la fréquence.

On comprend donc que si on veut obtenir des résultats précis lors de l’application d’un modèle de type Power Balance, le facteur de qualité de chaque cavité du système doit être mesuré et ne peut être estimé théoriquement. Cependant, la mesure du facteur de qualité des cavités d’un satellite est difficilement réalisable (principalement car l’étude CEM est effectuée en amont de la construction du satellite).

Le facteur de qualité est donc généralement déterminé par l’approche théorique. De ce fait, les niveaux de champ électrique déterminés par une approche Power Balance sont surestimés.

Afin d’illustrer cela, la Figure 22 présente le rapport des facteurs de qualité théorique et expérimental obtenu pour la CRBM XLIM, une cavité métallique de dimensions 40 cm \* 30 cm \* 25 cm et cette même cavité présentant une ouverture de 5 cm de diamètre vers l’extérieur sur l’une de ces faces. Les facteurs de qualité des deux derniers cas ont été déterminés via la méthode temporelle.

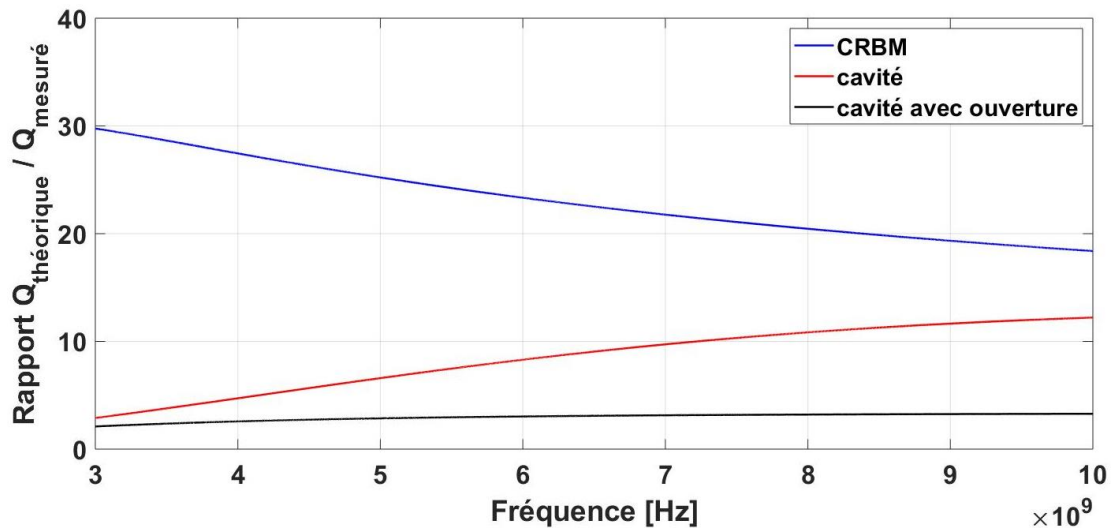


Figure 22 : Rapport entre le facteur de qualité théorique et expérimental obtenu pour les 3 cavités considérées

On constate que l'écart entre la théorie et la mesure concernant le cas d'une cavité comportant une ouverture vers l'extérieur est beaucoup moins important (rapport de 3 environ dans notre cas sur toute la plage de fréquence étudiée). En effet, les pertes par ouverture prédominent très rapidement sur les autres sources de dissipation dans une cavité. Dans le cadre de notre étude sur satellite, comme mentionné précédemment, les cavités du satellite comportent de nombreuses ouvertures, limitant ainsi l'écart entre le Q théorique et le Q mesuré.

## IV. CONCLUSION

Ce chapitre a présenté en détail les enjeux liés à l'utilisation du facteur de qualité de chaque cavité comme donnée d'entrée d'un modèle de type Power Balance. Le chapitre suivant présente donc la mise en application du modèle Power Balance sur une maquette réaliste comprenant 4 cavités couplées par des ouvertures.

# CHAPITRE 3 : APPLICATION EXPERIMENTALE ET COMPARAISON AU MODELE POWER BALANCE

Ce chapitre présente l'application d'un modèle de type Power Balance dans le contexte d'un système de cavités couplées représentatif du domaine spatial. Plutôt que de valider le modèle Power Balance, il s'agit plutôt de montrer quels sont les précautions d'usage à prendre dans le cas d'un système à la complexité croissante.

La première partie de ce chapitre a pour but d'expliquer la démarche nécessaire à la détermination du champ électrique total moyen. Cela sera aussi l'occasion de vérifier que les cavités considérées sont bien surdimensionnées dans la bande de fréquence d'étude, une hypothèse fondamentale émise dans l'introduction générale de ce manuscrit. Cette vérification sera effectuée à l'aide de la « well-stirred condition method » [37], [38] à travers l'analyse des lois de distribution des échantillons mesurés et de leur corrélation.

La deuxième partie de ce chapitre présente la comparaison des résultats obtenus expérimentalement aux résultats obtenus par le modèle analytique. Les mesures vont mettre à l'épreuve l'efficacité de ce modèle analytique sur des systèmes multi-cavités à la complexité grandissante, en particulier pour des conditions de charge différentes dans chacune des cavités du système.

## I. DETERMINATION EXPERIMENTALE DU CHAMP ELECTRIQUE MOYEN

Dans le but de comparer les résultats obtenus par le modèle Power Balance, il faut être capable de réaliser la mesure du champ électrique total moyen dans un système multi-cavités. La mesure directe à l'aide d'une sonde de champ triaxiale vient évidemment naturellement à l'esprit. Néanmoins, compte tenu des temps de mesure relativement longs, une méthode indirecte basée sur la mesure de paramètres S est également présentée dans cette partie.

### I.1. Méthode directe

L'utilisation d'une sonde de champ triaxiale permet la mesure des trois composantes rectangulaires du champ électrique en un point. Le module du champ électrique total peut alors être déduit en ce point à l'aide de la relation suivante :

$$|E_T| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2 + |E_z|^2} \quad (36)$$

Compte tenu de l'aspect réverbérant du champ électromagnétique dans une cavité surdimensionnée, la mesure en un point est bien entendu insuffisante. Une solution consiste donc à répéter la mesure en différents points de la cavité et d'en calculer la moyenne. Une autre méthode consiste à effectuer un balayage fréquentiel, c'est-à-dire de mesurer le champ en un point mais à plusieurs fréquences (indépendantes) toutes très proches de la fréquence d'intérêt [32]. C'est la méthode utilisée traditionnellement par la société Thales Alenia Space [31] afin de déterminer les niveaux de champ électrique minimum, maximum et moyens. Enfin, si un brasseur mécanique est présent dans la cavité (ce qui n'est pas le cas dans le domaine spatial mais correspond néanmoins à des cas considérés dans ce manuscrit de thèse), il est possible de calculer la moyenne des résultats obtenus pour chaque position du brasseur.

On comprend rapidement que, quelle que soit l'approche choisie, ces mesures, qui doivent être répétées pour chaque fréquence d'intérêt, imposent un temps de mesure très long. De plus, dans le cas d'un système multi-cavités, la mesure doit être répétée pour chaque cavité (à moins de bénéficier de plusieurs sondes triaxiales de ce type).

Enfin, les sondes triaxiales de mesure de champ sont limitées en fréquence, la sonde Radiense RSS1006A de la compagnie DARE) disponible au laboratoire Xlim et utilisée durant ce travail de thèse étant par exemple limitée à 6 GHz.

Malgré toutes ces contraintes pour notre étude, la mesure directe reste néanmoins un moyen efficace et fiable pour déterminer le champ électrique total moyen dans une cavité. Elle servira donc de référence pour la validation de la méthode de mesure indirecte. En revanche, on comprend qu'il est difficilement envisageable d'effectuer ce type de mesures sur un système multi-cavités pour un grand nombre de fréquences.

### **1.2. Méthode indirecte**

Nous présentons maintenant une seconde méthode indirecte permettant d'obtenir le champ électrique total moyen dans chaque cavité d'un système de cavités couplées, à l'aide de la mesure de paramètres S via l'insertion d'antennes dans chaque cavité. Ceux-ci sont mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel (aussi appelée VNA pour « vector network analyzer ») préalablement étalonné. Cette méthode peut être effectuée sur une large bande de fréquence.

Dans le cadre de notre étude, nous pouvons distinguer deux cas de figure. Dans un premier temps nous allons démontrer comment calculer le champ électrique total moyen dans une cavité où l'antenne utilisée est considérée à la fois comme émettrice et réceptrice, puis nous ferons de même pour une antenne réceptrice uniquement cette fois-ci, comme illustré sur le schéma de la Figure 23.

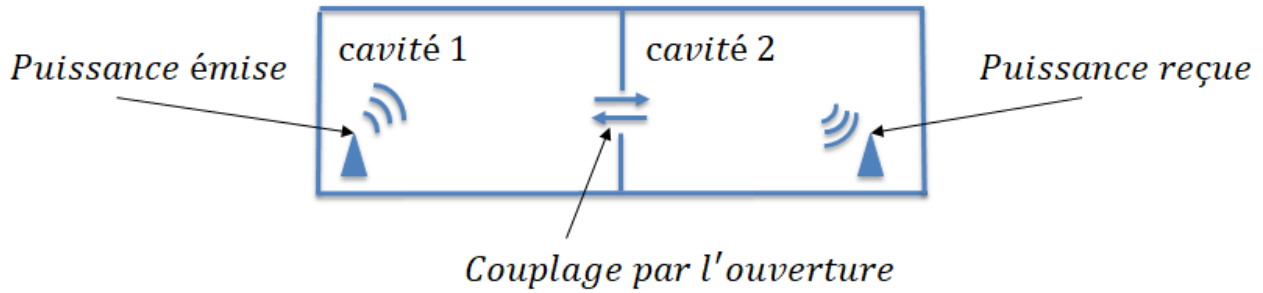


Figure 23 : Système de 2 cavités couplées. L'antenne dans la cavité 1 (port 1) est considérée à la fois comme émettrice et réceptrice. L'antenne dans la cavité 2 (port 2) est réceptrice uniquement.

La démarche à suivre pour calculer le champ électrique dans la cavité où la puissance est injectée directement dans la cavité est la suivante. On détermine le champ électrique total moyen en utilisant la mesure du paramètre  $S_{ii}$  (par exemple  $S_{11}$  s'il s'agit de l'antenne connectée sur le port 1) de l'antenne d'émission. En effet, on sait que le paramètre  $S_{11}$  mesuré permet de définir le coefficient de qualité  $Q$  de la CRBM en utilisant (4). Or, le coefficient de qualité est lié au champ électrique total moyen dans la cavité où la puissance est injectée par la relation suivante [43] :

$$\langle |E_T| \rangle = \sqrt{\frac{Q \cdot P_t}{\omega \cdot \epsilon \cdot V}} \quad (37)$$

avec :

- $P_t$  la puissance fournie à l'antenne d'émission
- $Q$  le facteur de qualité moyen de la cavité où se trouve l'antenne
- $\omega$  la pulsation
- $\epsilon$  la permittivité du vide
- $V$  le volume de la cavité.

Dans le cas où les antennes sont en réception cette fois, la démarche est la suivante. On parle donc ici de cavités excitées par le champ électromagnétique couplé via les ouvertures liant la cavité aux cavités adjacentes, dont celle qui est excitée.

Le paramètre  $S_{21}$  traduit la transmission de puissance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception placées dans deux cavités différentes. On peut donc écrire la relation suivante :

$$P_r = P_{inj} \cdot \langle |S_{21}| \rangle^2 \quad (38)$$

avec :

- $P_r$  la puissance reçue après l'antenne de réception (au niveau du récepteur)
- $P_{inj}$  la puissance injectée dans l'antenne d'émission (antenne supposée adaptée).

On sait que la puissance récoltée sur l'antenne de mesure est liée à la densité de puissance dans la cavité concernée et la surface effective moyenne  $\langle A_e \rangle$  de l'antenne [43] :



$$S_c = \frac{P_r}{\langle A_e \rangle} \quad (39)$$

où :

$$\langle A_e \rangle = \frac{8\pi}{m \cdot \lambda^2} \quad (40)$$

or, on sait que la densité d'énergie volumique est liée à la densité de puissance scalaire [43] :

$$W = \frac{S_c}{c} \quad (41)$$

et la densité d'énergie moyenne volumique est liée au champ électrique total moyen au carré [18], [43] :

$$\langle |E_T|^2 \rangle = \frac{W}{\epsilon_0} \quad (42)$$

On peut donc finalement écrire la relation suivante en combinant les équations précédentes afin de calculer le champ moyen dans une cavité où l'antenne est en réception à partir du paramètre S liant les 2 cavités et une puissance injectée à l'antenne d'émission que l'on peut choisir arbitrairement :

$$\langle |E_T| \rangle = \sqrt{\frac{P_{inj} \cdot \langle |S_{21}| \rangle^2 \cdot 8\pi}{c \cdot \lambda^2 \cdot \epsilon_0 \cdot m_1 m_2}} \quad (43)$$

Où  $m_1$  correspond au facteur d'adaptation de l'antenne connectée au port 1 de l'analyseur et  $m_2$  à celui de l'antenne connectée au port 2.

A la différence d'une mesure directe à l'aide d'une sonde de champ triaxiale, cette méthode permet donc d'appliquer très simplement un brassage de type fréquentiel compte tenu du nombre de fréquences très important collectées lors de la mesure des paramètres S.

Enfin, il peut être utile de préciser que si deux antennes sont présentes dans la cavité où la puissance est injectée, il est tout à fait possible d'utiliser la formule (43) comme pour le cas des cavités couplées avec l'antenne en réception.

### 1.3. Validation de la méthode indirecte

Après avoir présenté dans le paragraphe précédent la méthode indirecte basée sur la mesure de paramètres S, nous pouvons donc comparer les résultats obtenus sur une bande de fréquence allant de 4 à 6 GHz par les deux méthodes sur un cas simple à deux cavités composées de la CRBM XLIM dans laquelle se trouve une cavité de dimensions 40 cm \* 35 cm \* 30 cm comportant une ouverture circulaire de 11 cm de diamètre sur l'une de ses faces. Le montage expérimental est décrit sur la photographie de la Figure 24. La CRBM est équipée d'un brasseur mécanique, 50 positions régulièrement espacées ayant été considérées pour chacune des deux mesures.

Afin de connaître la fréquence  $f_0$  du mode fondamental de ces cavités, on utilise la formule suivante :

$$f_0 = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (44)$$

- m, n sont les indices des modes
- a, b sont les deux plus grandes dimensions de la cavité
- c est la célérité.

On obtient donc, une fréquence d'environ 74 MHz pour le mode fondamental de la CRBM et 567 MHz pour la cavité.

Au vu des dimensions de l'ouverture, on trouve une fréquence de coupure d'environ 1,2 GHz. L'ouverture est donc considérée comme électriquement large pour la plage de fréquence utilisée. Une antenne cornet servant d'antenne d'émission était placée dans la CRBM tandis qu'un monopôle de longueur 4 cm servant d'antenne de réception (dans le cas de la mesure indirecte) était placé à l'intérieur de la cavité, sur une des parois.

La photographie ainsi que le schéma de la Figure 24 présentent la configuration de mesure directe avec la sonde de champ triaxiale (où la puissance fournie à l'antenne est égale à 0 dBm). La Figure 25 présente la configuration de mesure indirecte avec l'analyseur de réseaux vectoriel.

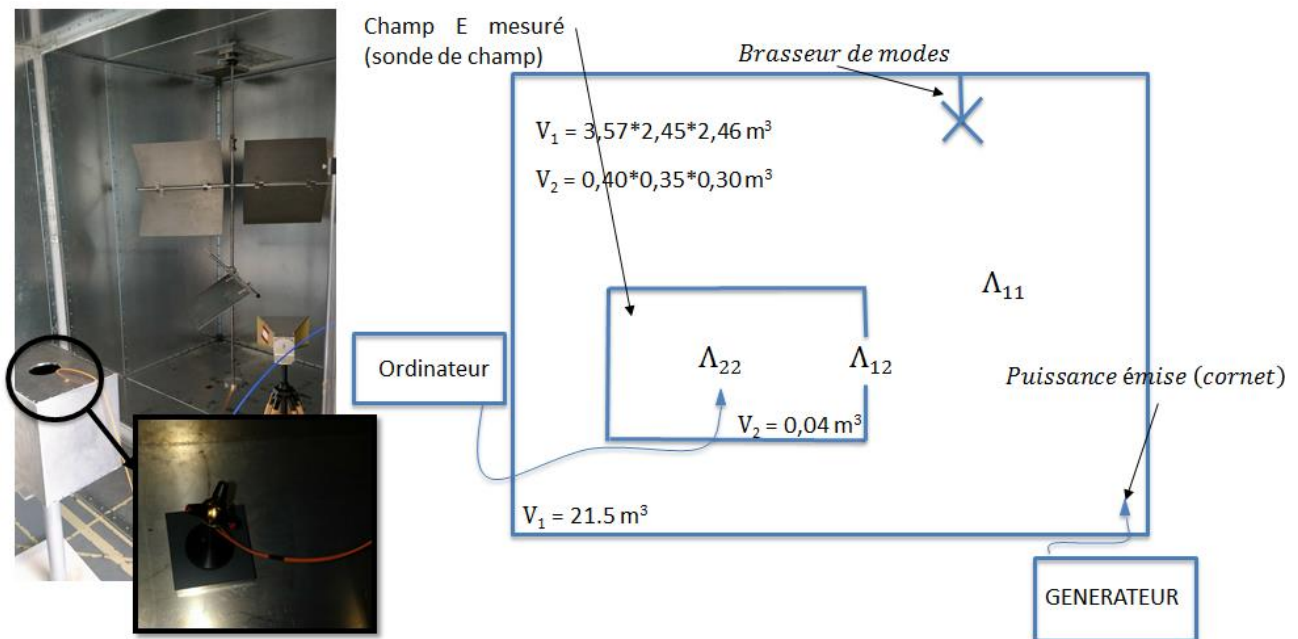


Figure 24 : Configuration de mesure directe avec une sonde de champ triaxiale

La mesure directe réalisée pour 100 fréquences linéairement espacées et 50 positions de brasseur dure environ 4 heures. La mesure correspondant à la méthode indirecte réalisée pour 2001 points de fréquence et 50 positions de brasseur dure environ 15 minutes.

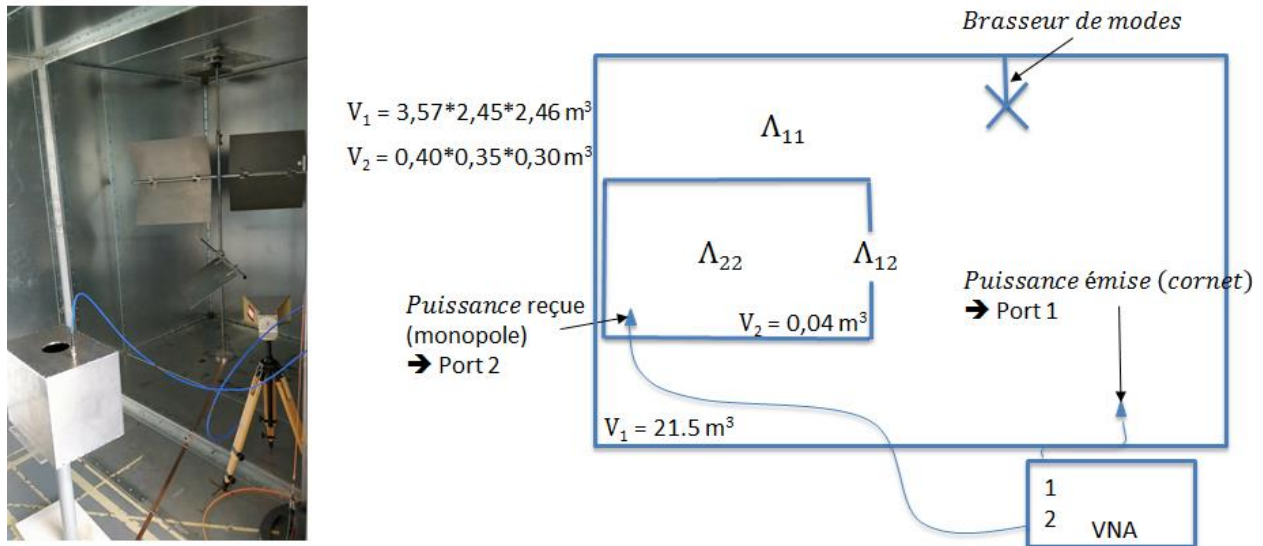


Figure 25 : Configuration de mesure correspondant à la méthode indirecte

Le champ électrique total moyen dans la CRBM XLIM obtenu par les méthodes directe et indirecte est comparé sur la Figure 27 :

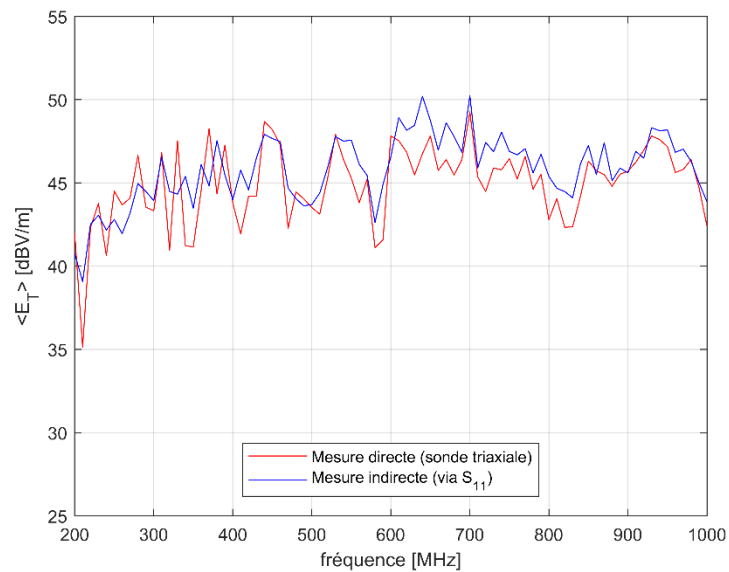


Figure 26 : Comparaison du champ électrique total moyen mesuré directement et indirectement dans la CRBM XLIM

Le champ électrique total moyen dans la cavité n°2 obtenu par les méthodes directe et indirecte est comparé sur la Figure 27 :

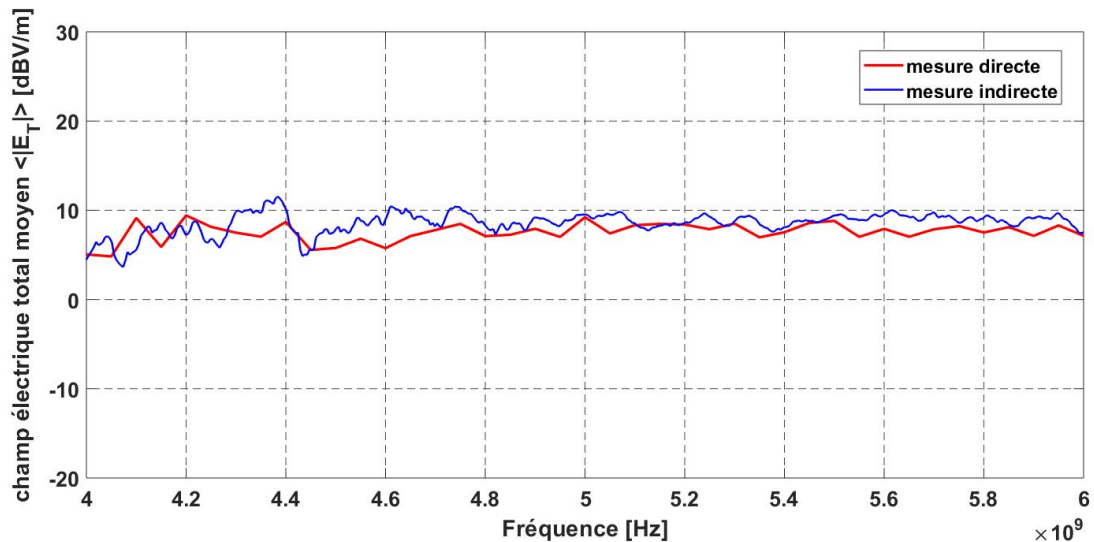


Figure 27 : Comparaison du champ électrique total moyen mesuré directement et indirectement dans la cavité n°2

On observe un écart inférieur à 2 dB sur la valeur moyenne du champ total entre les résultats obtenus par les deux méthodes. On suppose ici que cet écart raisonnable validant la méthode indirecte est dû en grande partie au nombre fini  $N$  d'échantillons pris en compte dans la mesure (avec  $N=50$  ici). Ainsi, cet écart devrait diminuer logiquement si on augmentait le nombre de positions de brasseur considérées (ou le nombre de points de mesure dans une cavité non munie de brasseur de modes).

La méthode indirecte présente de nombreux avantages :

- la fréquence maximale de la mesure n'est plus limitée par la sonde triaxiale mais par la fréquence maximale de fonctionnement de l'analyseur de réseaux vectoriel ;
- la mesure est beaucoup plus rapide ;
- le plus grand nombre de fréquences considérées permet d'appliquer facilement un moyennage fréquentiel (ou brassage fréquentiel) qui permet de compenser l'absence d'un brasseur de modes mécanique dans le système de cavités couplées.

C'est donc logiquement la méthode qui a été retenue tout au long de ce travail de thèse.

#### 1.4. Vérification de la condition de surdimensionnement d'une cavité

Avant de comparer les résultats expérimentaux aux résultats obtenus à l'aide du modèle Power Balance, il est important de vérifier que la condition de surdimensionnement des cavités, condition préalable à l'application du modèle, est vérifiée sur chacune des cavités du système.

Nous avons utilisé la « well-stirred condition method » publiée récemment par le laboratoire XLIM [37]. Cette méthode, rapide et précise, basée sur la mesure de paramètres  $S$ , a pour objectif initial de définir à partir de quelle fréquence une CRBM peut être considérée comme « bien brassée » ou en d'autres termes, si la condition de surdimensionnement est respectée. La méthode a ensuite été étendue [38] aux principaux brassages de modes rencontrés dans la littérature, y compris le

brassage fréquentiel que l'on utilise dans le cadre de ces travaux de thèse. La méthode est basée sur un énoncé clair de la condition de surdimensionnement qui est résumée ci-dessous. Dans un tel régime, les distributions du champ EM sont connues et ont clairement été définies au chapitre 1. Dans ces conditions idéales, le champ EM peut être décrit comme la somme d'un grand nombre d'ondes planes ayant chacune une polarisation, une amplitude et un angle d'arrivée aléatoires qui engendre une répartition spatiale homogène de l'énergie. Les distributions de champ EM sont également vérifiées en chaque point d'une cavité brassée mécaniquement suivant les N conditions de brassage, ce qui est plus facile à vérifier d'un point de vue expérimental. De plus, lorsque la condition de surdimensionnement est atteinte, chaque échantillon mesuré doit être indépendant (ou décorrélé) des autres échantillons.

Les échantillons mesurés étant considérés comme brassés, le paramètre  $S_{11}$  mesuré pour chaque position de brassage  $i$  peut se décomposer en 3 termes [37] :

$$S_{11,i} = S_{11}^{fs} + S_{11}^{uns} + S_{11,i}^{sti} \quad (45)$$

où :

- $S_{11}^{fs}$  correspond au paramètre  $S_{11}$  mesuré en espace libre,
- $S_{11}^{uns}$  correspond au paramètre  $S_{11}$ , pour les chemins ne contenant aucune interactions avec le brasseur,
- $S_{11,i}^{sti}$  correspond au paramètre  $S_{11}$ , pour les chemins contenant uniquement les interactions avec le brasseur pour chaque position  $i$ .

Seul le paramètre  $S_{11}$  total sera considéré dans la suite de cette partie. Toutefois, l'intérêt de cette écriture est de faire apparaître les termes brassés qui donneront une valeur moyenne nulle sur un tout de brasseur.

Afin de vérifier la condition de surdimensionnement énoncée ci-dessus, il faut donc tout d'abord s'intéresser aux lois de distributions du champ électrique en particulier en vérifiant que le module des paramètres  $S$  mesurés suivent bien la loi de Rayleigh (aussi appelée loi de  $\chi$  à 2 degrés de liberté) à l'aide du test d'Anderson Darling (ou test d'AD) [37] qui se déroule suivant 4 étapes.

La première étape consiste à définir une hypothèse de départ notée :  $H_0$ . Dans notre cas, l'hypothèse est la suivante : les mesures des paramètres  $S$  effectuées suivent la loi de Rayleigh.

La deuxième étape correspond au calcul de la statistique notée  $A^2$  calculé à partir de la comparaison entre la fonction de répartition théorique (aussi appelée CDF) correspondant à la loi de Rayleigh et la CDF empirique, basé sur les paramètres  $S$  mesurés.

Afin de tracer la fonction de répartition théorique de la loi de Rayleigh, nous avons besoin du paramètre  $\theta$  qui, si l'on utilise la méthode du maximum de vraisemblance, correspond à la moyenne quadratique des valeurs mesurées [28] :

$$\theta = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2, \quad (46)$$

où  $N$  est le nombre de positions de brassage et  $x_i$  est la suite des échantillons mesurés ordonnés de façon croissante.

Une fois ce paramètre déterminé, nous pouvons calculer la fonction de répartition théorique à l'aide de la formule suivante :

$$F(X) = 1 - e^{-\frac{X^2}{\theta}} \quad (47)$$

où  $X$  correspond au module d'un échantillon des paramètres  $S$  mesurés.

Afin de tracer cette fois-ci la fonction de répartition empirique, issue directement des mesures, on utilise cette fois la formule suivante :

$$S_N(X) = \frac{k}{N} \quad (48)$$

Où  $X$  correspond au module d'un échantillon des paramètres  $S$  et mesurés et  $k$  est le nombre d'observations inférieures ou égales à  $X$  pour  $N$  positions de brasseur.

Nous pouvons maintenant comparer les courbes des CDF théorique et empirique afin de vérifier que les mesures suivent bien la loi de Rayleigh. Ces courbes sont illustrées par la Figure 28 suivante.

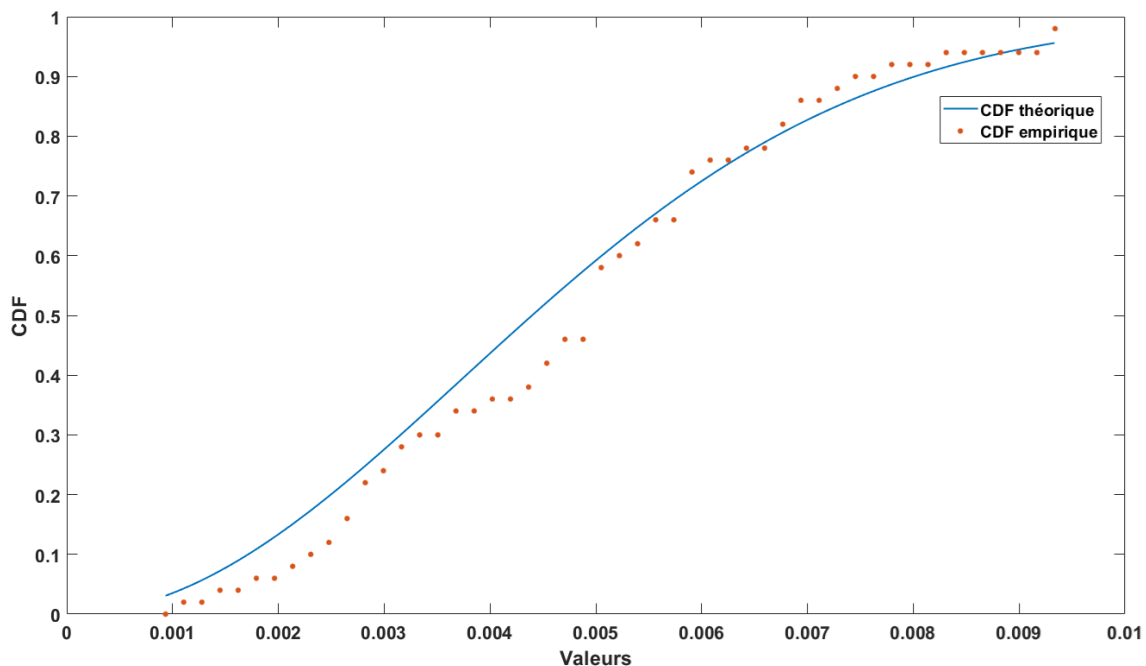


Figure 28 : Exemple de CDF théorique et empirique

Un test d'adéquation à une loi de probabilité tel que celui d'AD permet de ne pas se contenter d'une comparaison visuelle des deux CDF tracées.

On calcule ensuite la statistique d'AD à l'aide de la formule qui suit :

$$A^2 = - \frac{\sum_{i=1}^N (2i-1) [\ln F(x_i) + \ln (1-F(x_{N+1-i}))]}{N} - N \quad (49)$$

où N est le nombre de positions de brassage, F la fonction de répartition de la loi de Rayleigh et  $x_i$  la suite des échantillons ordonnés de façon croissante. Il s'agit en quelque sorte du calcul d'une différence cumulée entre les 2 CDFs.

La troisième étape est celle du calcul de la statistique dite modifiée notée  $A_m^2$ . Celle-ci prend donc en compte le nombre d'échantillons mesurés N, par exemple un nombre de positions d'un brasseur de modes ou le nombre de fréquences considérées si on se concentre sur un brassage fréquentiel. On calcule la statistique modifiée  $A_m^2$  de la façon suivante :

$$A_m^2 = A^2 \left( 1 + \frac{0,6}{N} \right) \quad (50)$$

Enfin, la quatrième et dernière étape correspond à la comparaison de  $A_m^2$  à une valeur critique notée c. Cette valeur critique dépend de deux paramètres : le seuil de risque noté  $\alpha$  et le nombre de positions de brassage N. On peut aussi parler de seuil de confiance si on utilise le terme  $(1 - \alpha)$ . Pour  $\alpha=5\%$  et  $N=50$ , la valeur critique c, est de 1,341 [45] pour une distribution suivant la loi de Rayleigh.

Le test d'AD est répété pour chaque fréquence de mesure.

Ainsi, l'hypothèse est refusée pour toutes les fréquences où  $A_m^2 > c$ , et réciproquement l'hypothèse est validée pour toutes les valeurs de  $A_m^2 < c$ . Nous avons donc dans le cas où l'hypothèse est validée 5% de risque que l'hypothèse soit acceptée à tort (que la suite d'échantillons ne suive pas la loi de Rayleigh), et dans le cas où l'hypothèse est refusée, 5% de chance ou de risque qu'elle soit refusée alors que la mesure suit la loi de Rayleigh. Il est donc tout à fait normal d'obtenir un taux de rejet, c'est-à-dire le pourcentage que l'hypothèse de base soit refusée, avoisinant le seuil de risque.

Ainsi, afin de tracer les différentes valeurs de  $A_m^2$  pour chaque fréquence comme illustré sur la Figure 29, on reprend la mesure du paramètre  $S_{21}$  entre une cavité de dimensions 40 cm \* 35 cm \* 30 cm et la CRBM qui a servi pour l'exemple traité dans la section précédente (1.3 du chapitre 3). On remarque que pour certaines fréquences, les valeurs de  $A_m^2$  sont supérieures à la valeur critique. Le taux de rejet de l'hypothèse  $H_0$  dans cet exemple est de 4,1%. On peut donc conclure que les paramètres S mesurés servant d'échantillons pour cet exemple suivent la loi de Rayleigh.

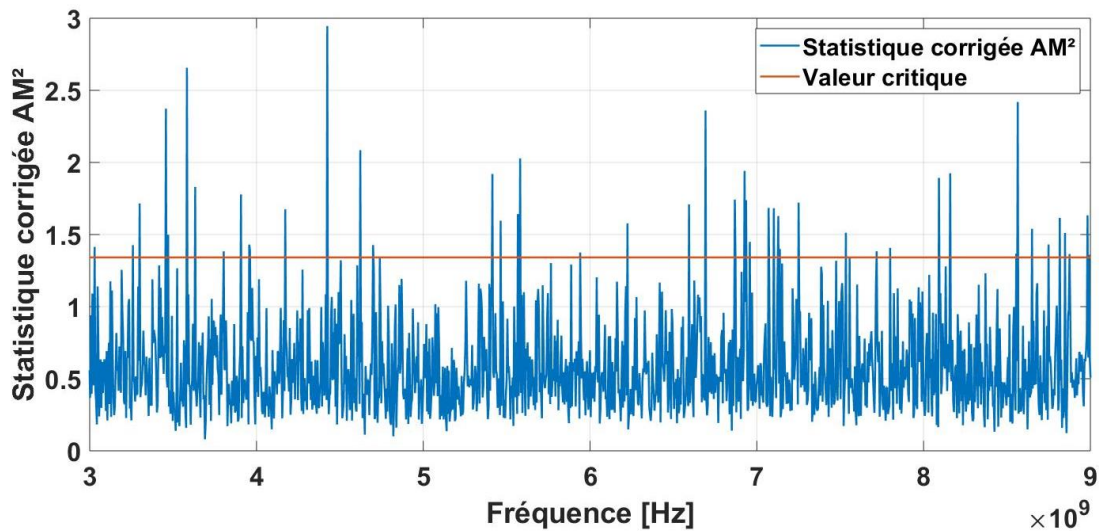


Figure 29 : Exemple de valeurs de  $A_m^2$  pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  entre 2 cavités

La deuxième partie de la méthode consiste ensuite à vérifier qu'il n'y a pas de corrélation entre les  $N$  échantillons mesurés. Pour cela, la fonction d'autocorrélation notée «  $r$  » a été définie par [33]. Elle permet de calculer un coefficient défini pour chaque fréquence et pour  $\frac{N}{2}$  ordres où  $N$  est le nombre de conditions de brassage. Ainsi, on vérifie la corrélation entre les mesures pour un pas du brasseur, puis 2 pas, etc. La formule à l'ordre 1 est donnée par la relation suivante [44] :

$$r = \frac{\sum_{k=1}^N (x(k) - \langle x \rangle)(y(k) - \langle y \rangle)}{\sum_{k=1}^N (x(k) - \langle x \rangle)^2} \quad (51)$$

- $x$  le vecteur des  $N$  mesures des paramètres  $S_{21k}$  tel que :  $x = S_{21_1}, S_{21_2}, \dots, S_{21_N}$
- $y$  le vecteur des  $N$  mesures des paramètres  $S_{21k}$  tel que :  $y = S_{21_2}, S_{21_3}, \dots, S_{21_N}, S_{21_1}$

Pour l'ordre 2, la formule est identique, cependant les valeurs de  $y$  deviennent :  $y = S_{21_3}, S_{21_4}, \dots, S_{21_N}, S_{21_1}, S_{21_2}$  et ainsi de suite pour les différents ordres.

On peut noter que la corrélation est la plus forte pour deux positions de brasseurs successives, et donc à l'ordre 1. Ainsi, la vérification est effectuée à l'ordre 1 dans un premier temps et s'il s'avère que les mesures ne sont pas corrélées, il n'est pas nécessaire d'effectuer la vérification pour les ordres supérieurs.

La fonction d'autocorrélation est comprise entre -1 et 1. Si celle-ci vaut 0, les résultats sont totalement décorrélés. A l'inverse, la corrélation est maximale quand  $r$  vaut -1 ou 1. En pratique le tracé de la valeur absolue permet de simplifier les interprétations.

Les mesures sont néanmoins considérées comme suffisamment décorrélées quand  $|r| < 0,28$ . Cette valeur critique est définie par la méthode de Lundén [44]. Elle dépend du nombre de conditions de brassage ainsi que du taux de significativité noté  $\alpha$  (ici,  $N = 50$  et  $\alpha = 5\%$ ). Il est attendu un taux de rejet (où  $|r| > 0,28$ ) environ égal au taux de significativité soit 5% [44].



La Figure 30 illustre un exemple de la valeur absolue de la fonction d'autocorrélation à l'ordre 1 pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  entre la cavité de dimensions 40 cm \* 35 cm \* 30 cm et la CRBM reprise pour le test d'AD. On peut voir que  $|r| > 0,28$  pour plusieurs fréquences. Plus précisément, dans cet exemple,  $|r| > 0,28$  pour 4% des mesures. Ce taux est proche et inférieur à 5 %. On peut donc en conclure pour cet exemple, que les mesures de paramètres S effectuées sont bien décorrélatées les unes des autres.

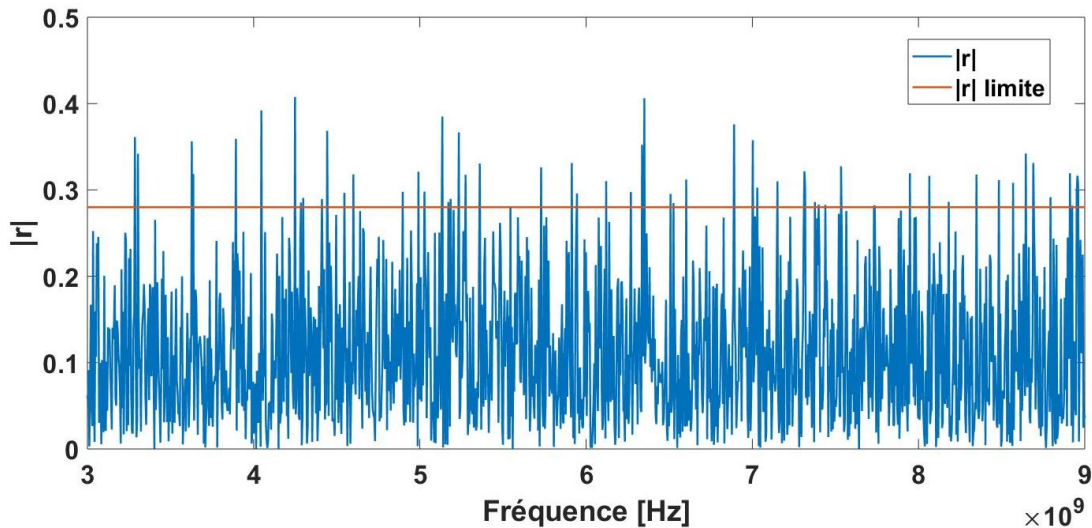


Figure 30 : Valeur absolue de la fonction d'autocorrélation pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  de la cavité dans la CRBM à l'ordre 1

## II. RESULTATS

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous présentons la comparaison des résultats expérimentaux avec ceux obtenus par le modèle Power Balance. Différentes configurations à la complexité grandissante ont été testées afin de regarder l'effet de différentes ouvertures inter-cavités, la présence ou non d'ouvertures extérieures ou encore l'ajout d'absorbants dans certaines cavités. Pour cela, nous traitons dans un premier temps un système de 4 cavités couplées, puis, dans un second temps, nous présentons un dispositif à 5 cavités composé du système précédent inséré dans la CRBM du laboratoire XLIM.

### II.1. Système à 4 cavités

Dans le cadre des travaux de cette thèse, une cavité en aluminium a été conçue puis fabriquée. Les dimensions externes de cette cavité sont les suivantes : longueur = 80 cm, largeur = 50 cm et hauteur = 30 cm. Celle-ci a été conçue de sorte à pouvoir être divisée en quatre cavités (de mêmes dimensions ou non). Pour cela, des rainures sont présentes dans la cellule afin de pouvoir faire coulisser des plaques comportant des ouvertures de différentes tailles et formes. La photographie de la Figure 31 donne un aperçu de la structure de cette maquette et en particulier des rainures internes. C'est dans ces rainures que les plaques (celles avec les plus grandes ouvertures circulaires dans le cas de la photo) viennent s'insérer. Il est de ce fait possible de changer les

plaques (ayant différentes ouvertures) ou leur position et ainsi de venir modifier les propriétés physiques du système (types d'ouvertures inter-cavités et dimensions des cavités). Dans les résultats présentés dans ce manuscrit de thèse, nous avons travaillé avec 4 sous-cavités de mêmes dimensions, à savoir une longueur de 40 cm, une largeur de 25 cm et une hauteur de 30 cm.

Afin de limiter les fuites entre cavités aux niveaux des jointures entre les plaques et la cavité et donc de privilégier la transmission d'énergie à travers les ouvertures présentes sur les plaques, on rajoute du ruban adhésif conducteur sur chaque jointure des cavités comme on peut le voir sur la Figure 31. Il est à noter que ces fuites sont difficiles à annuler totalement et, non prises en compte par le modèle, ont tendance à uniformiser le niveau de champ moyen entre les cavités.

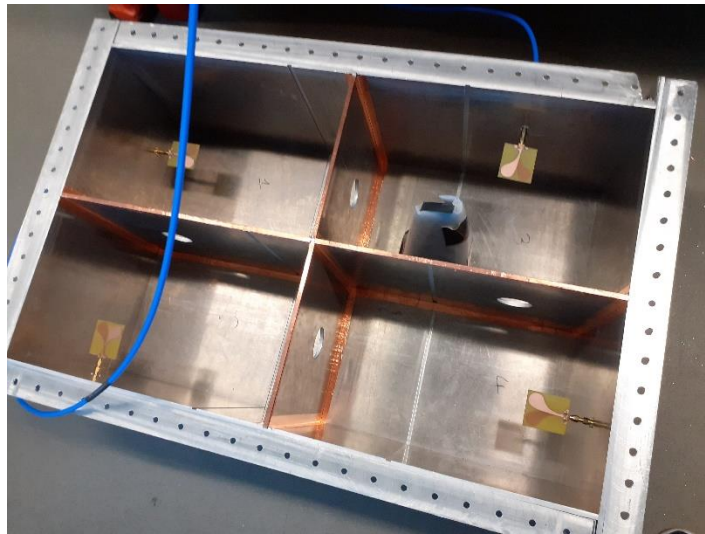


Figure 31 : Photographie générale de la maquette

La plaque supérieure est non visible. On peut apercevoir les antennes patch présentes dans chaque cavité, la pyramide absorbante dans la cavité 3 ainsi que les ouvertures présentes sur les parois inter-cavités.

Afin d'assurer un bon contact entre la plaque supérieure et le reste de la cavité (et ainsi de limiter les fuites électromagnétiques vers l'extérieur), cette plaque est vissée tous les 2 centimètres environ comme le montre les emplacements visibles sur les Figure 31.

La conception de la maquette a été réalisée afin maîtriser du mieux possible la géométrie de la maquette et ainsi réduire les sources d'incertitude pouvant mener à une divergence entre les résultats expérimentaux et les résultats donnés par le modèle Power Balance.

Une antenne patch (munie d'un connecteur SMA) a été insérée dans chaque cavité du système via un connecteur traversant inséré dans une des parois, chaque antenne constituant l'un des ports de mesure de paramètres S. La Figure 32 présente le paramètre S11 d'une des antennes patches utilisées dans la mesure. On constate qu'elles sont bien adaptées sur notre bande de fréquence (4 à 9 GHz).

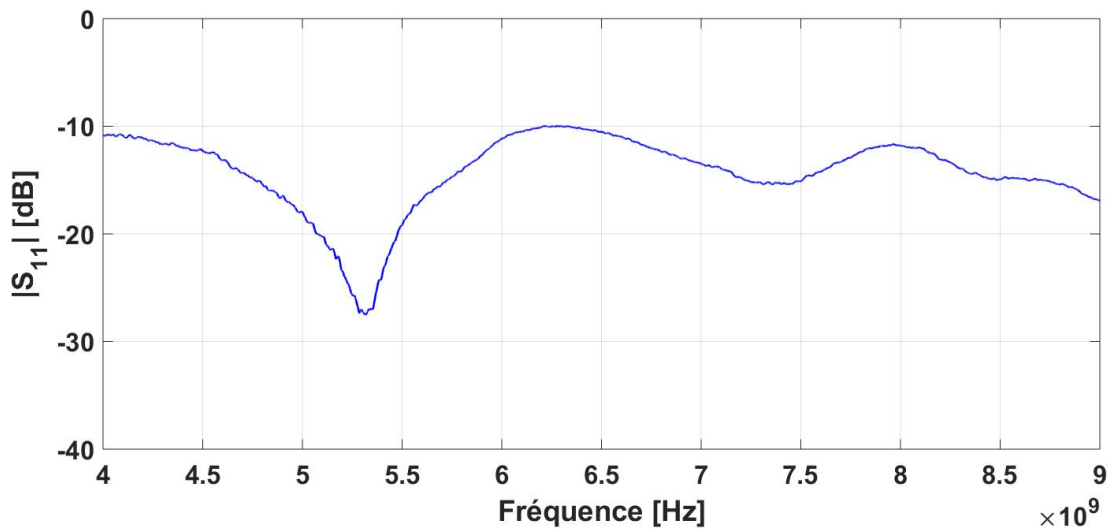


Figure 32 : Paramètre  $S_{11}$  d'une des antennes patchs utilisées sur la bande 4 – 9 GHz

Néanmoins, il aurait été possible d'utiliser d'autres antennes moins bien adaptées sur la bande de fréquence. En effet, le facteur d'adaptation  $m$  de l'antenne utilisée permet de s'affranchir des caractéristiques de l'antenne.

Bien que pour la mesure des paramètres  $S$  la puissance injectée dans la cavité n'ait pas d'importance (mesure relative et non absolue), ce n'est pas le cas dans l'application du modèle et pour la simulation. La puissance injectée est fixée arbitrairement à 0 dBm soit 1 mW.

La Figure 33 présente une description schématique de la configuration expérimentale des mesures sur la maquette à 4 cavités. Dans cette configuration où le port 2 est connecté à l'antenne présente dans la cavité n°2, les antennes présentes dans les cavités n°3 et n°4 sont connectées sur des charges  $50 \Omega$

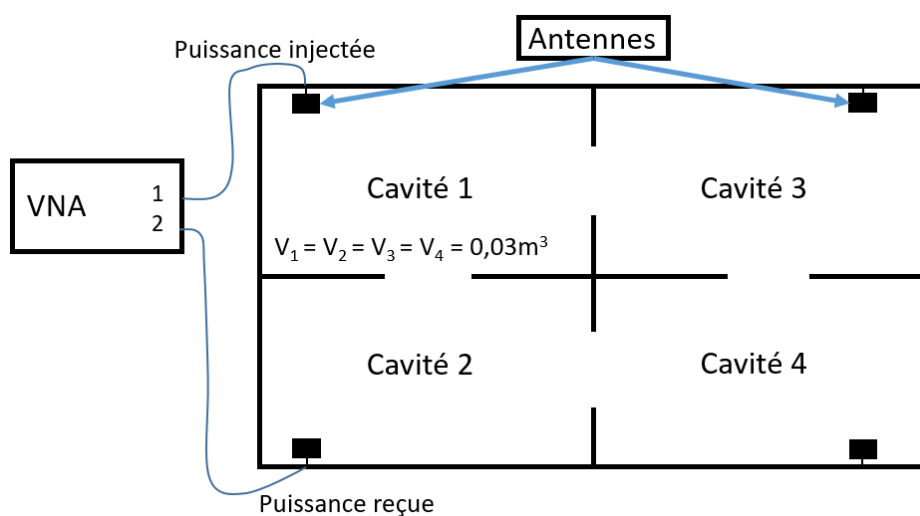


Figure 33 : Description schématique de la configuration expérimentale sur la maquette 4 cavités

Plusieurs configurations de mesure ont été étudiées. Elles sont résumées dans le tableau suivant :

Configuration	Ouvertures inter-cavités	Ouvertures externes	Absorbants
1	Identiques. Circulaires (diamètre = 5cm)	Aucune	Aucun
2	Identiques. Circulaires (diamètre = 5cm)	Sur chaque cavité. Identiques. Circulaires (diamètre = 5cm)	Aucun
3	Identiques. Circulaires (diamètre = 5cm)	Aucune	1 pyramide absorbante dans la cavité 3
4	Identiques. Circulaires (diamètre = 5cm)	Sur chaque cavité. Identiques. Circulaires (Diamètre = 5cm)	1 pyramide absorbante dans la cavité 3
5	Identiques. 5 ouvertures circulaires (diamètre = 5cm) sur chaque paroi.	Sur chaque cavité. Identiques. Circulaires (diamètre = 5cm)	Aucun
6	Identiques. Circulaires (diamètre = 5cm)	Aucune	1 pyramide absorbante dans la cavité 3. 2 pyramides absorbantes dans la cavité 4.

Tableau 3 : Configurations des mesures étudiées

Nous avons vérifié que les mesures de paramètres  $S_{ij}$  présentées sont bien effectuées dans le cas de cavités surdimensionnées. Afin de pouvoir effectuer ces deux tests, nous avons considéré un intervalle fréquentiel composé de 50 fréquences. La Figure 34 présente un exemple de valeurs de  $A_m^2$  pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  dans le cas 1. De même, la Figure 35 présente la valeur absolue de la fonction d'autocorrélation pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  du cas 1 à l'ordre 1. On obtient ainsi un taux de rejet de 16% pour le test d'AD et un taux de rejet de 6,4% pour la fonction d'autocorrélation sur la bande de fréquence. Pour des fréquences supérieures à 5,3 GHz, le taux de rejet de l'hypothèse du test d'AD est de 3,9%. Les résultats de champ présentés dans cette section ne seront pas moyennés.

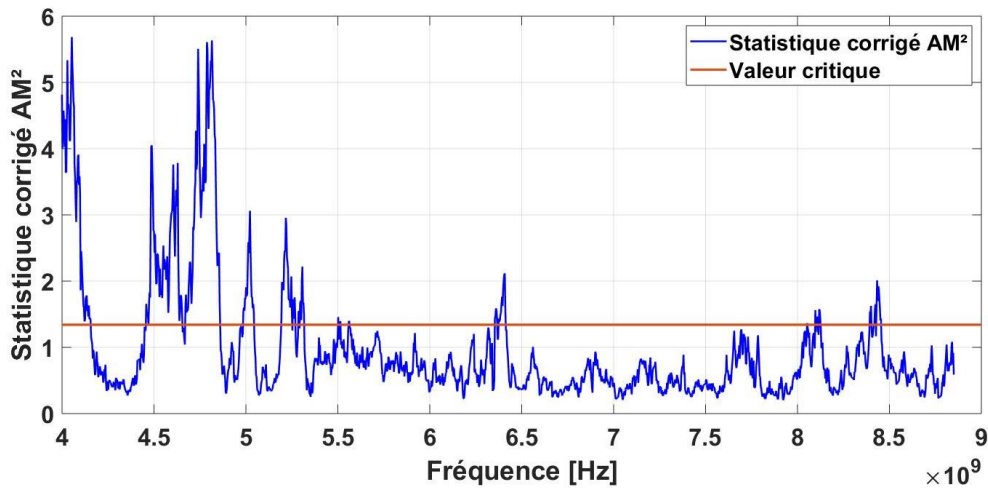


Figure 34 : Exemple de valeurs de  $A_m^2$  pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  dans le cas d'étude n°1

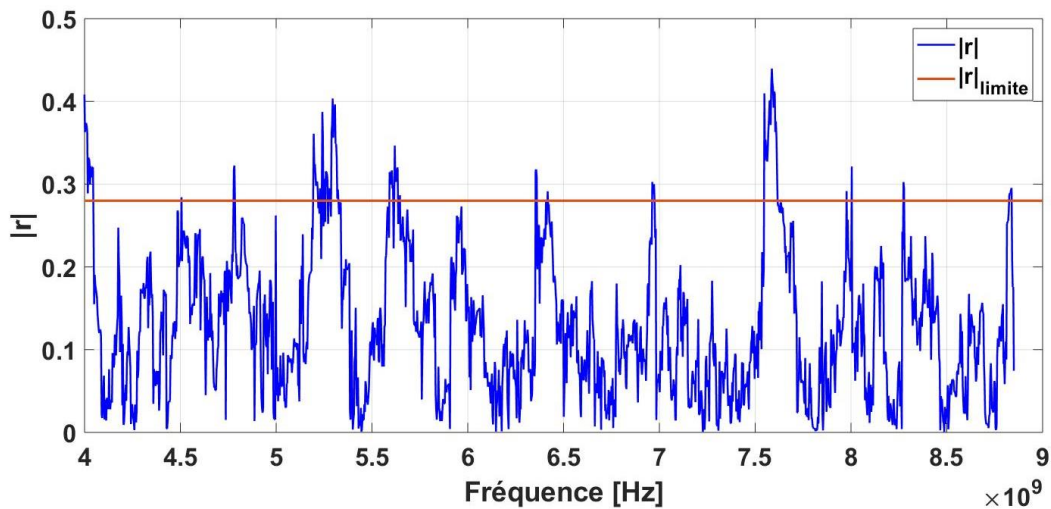


Figure 35 : Valeur absolue du coefficient d'autocorrélation à l'ordre 1 pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  dans le cas d'étude n°1

Afin de limiter le nombre de figures présentées, on présente dans un premier temps la comparaison du champ obtenu par le modèle Power Balance (incluant les intervalles de confiance) et les résultats issus de la mesure dans le cas n°1 pour les cavités n°3 et 4 (cf Figure 36 et Figure 37). Dans un second temps on présente la comparaison du champ pour le cas n°6 dans les cavités n°3 et 4 (cf Figure 38 et Figure 39). En effet, le cas n°1 est considéré comme le plus simple et le cas n°6 est considéré comme le plus complexe. Une puissance de 1 mW est injectée dans la cavité 1 pour chacun des cas.

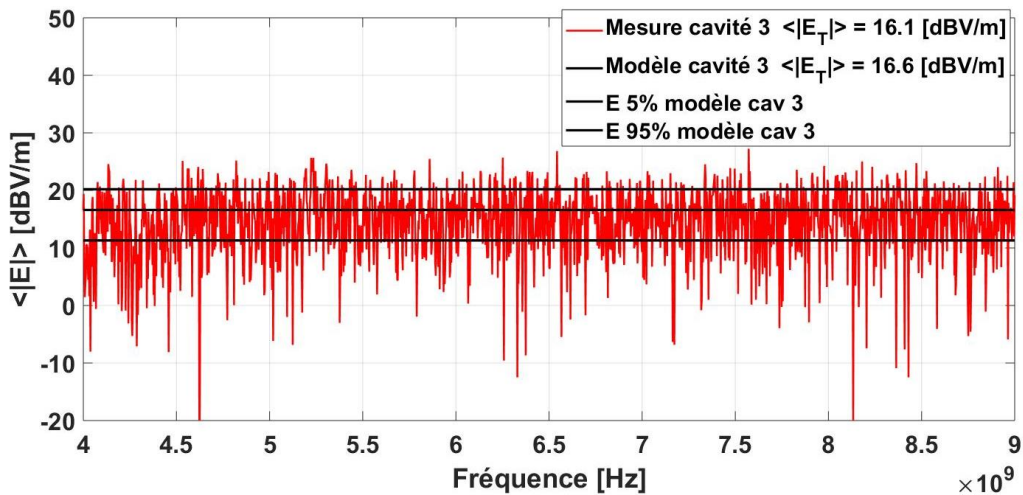


Figure 36 : Comparaison du champ électrique total déduit de la mesure et calculé par le modèle Power Balance au sein de la cavité n°3 pour le cas n°1

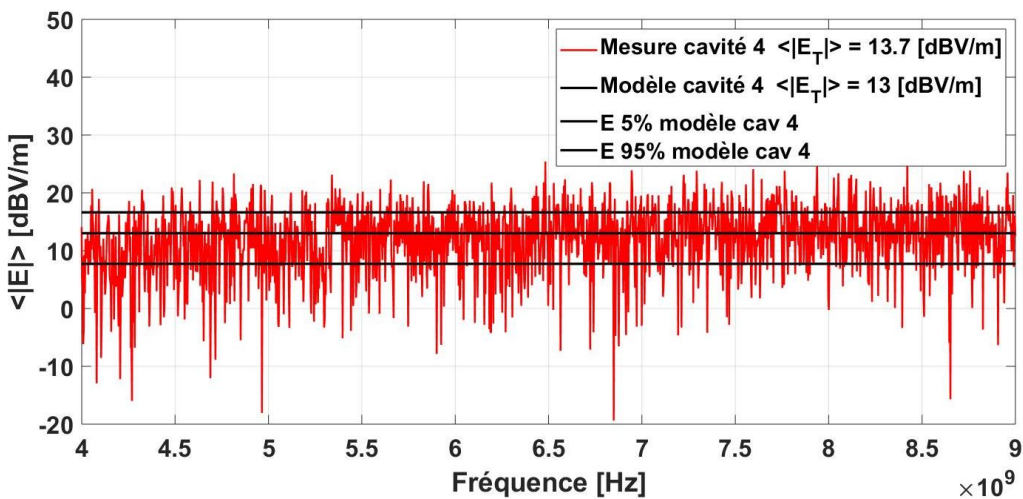


Figure 37 : Comparaison du champ électrique total déduit de la mesure et calculé par le modèle Power Balance au sein de la cavité n°4 pour le cas n°1

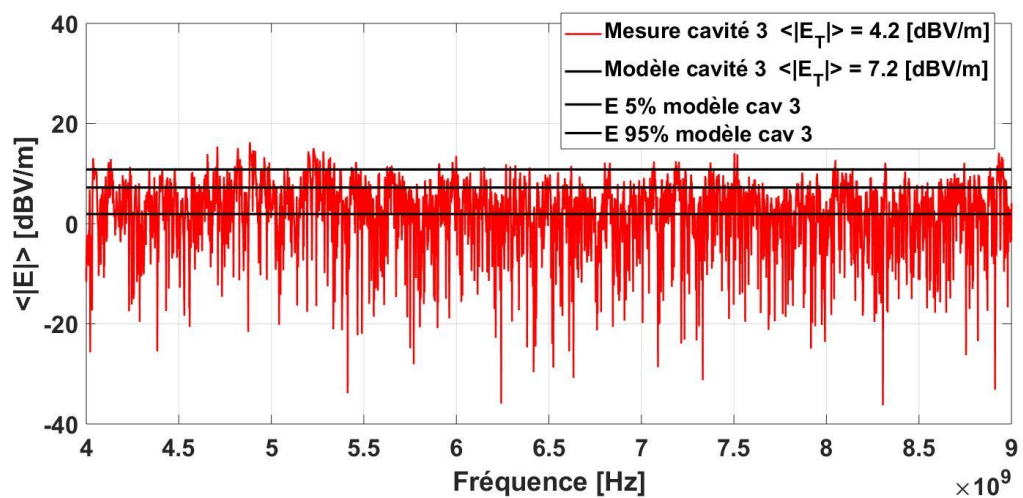


Figure 38 : Comparaison du champ électrique total déduit de la mesure et calculé par le modèle Power Balance au sein de la cavité n°3 pour le cas n°6

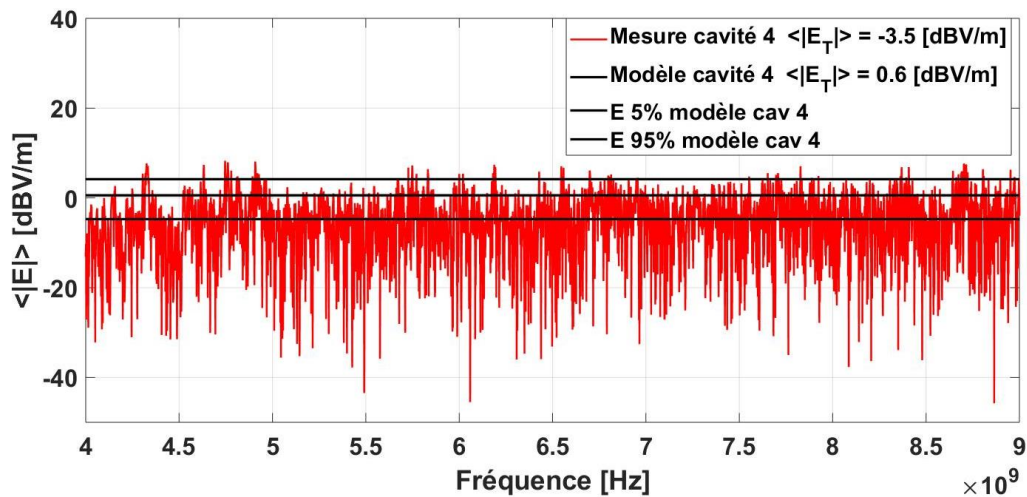


Figure 39 : Comparaison du champ électrique total déduit de la mesure et calculé par le modèle Power Balance au sein de la cavité n°4 pour le cas n°6

On note ici que le champ électrique total moyen calculé par le modèle Power Balance est constant sur la bande de fréquence étudiée lorsque nous supposons à la fois que le paramètre  $\Delta f$  et la puissance  $P$  injectée par chaque source sont constants sur toute la bande de fréquences. En effet, si on regarde les termes de la matrice  $\Lambda$  :

$$\Lambda_i = \frac{\omega \cdot V_i}{Q_i} \quad (6)$$

$$\Lambda_{ij} = \frac{1}{2} \cdot c \cdot \langle \sigma_{i,j} \rangle \quad (7)$$

on se rend compte que :

- les termes diagonaux sont constants avec la fréquence (le ratio  $\frac{\omega}{Q_i}$  étant constant) ;
- les termes extra-diagonaux le sont aussi car  $\langle \sigma_{i,j} \rangle$  ne dépend que de la surface de l'ouverture dans le cas d'ouvertures électriquement larges.

On constate une très bonne concordance entre les résultats issus de la mesure et les résultats issus du modèle. Afin d'évaluer cette concordance dans tous les cas, on présente dans le tableau suivant la comparaison du niveau de champ moyen pour chaque cavité et chaque configuration de mesure.

$\langle  E_T  \rangle$ (dBV/m)	Cavité n°1			Cavité n°2			Cavité n°3			Cavité n°4		
	$\Delta f$ (MHz)	PB	Mesure	$\Delta f$ (MHz)	PB	Mesure	$\Delta f$ (MHz)	PB	Mesure	$\Delta f$ (MHz)	PB	Mesure
Cas n°1	2	22,8	23,5	2	16,6	15,8	2	16,6	16,1	2	13	13,7
Cas n°2	2	21,4	21,1	2	13,9	12,7	2	13,9	13	2	9,1	10,1
Cas n°3	2	22,5	23,5	2	16,2	14,5	25	7,5	4,2	2	10,1	9,5
Cas n°4	2	21,2	21,1	2	13,6	11,9	25	5,1	2,6	2	6,4	6,7
Cas n°5	2	19,3	21,1	2	16	14,3	2	16	13,7	2	14,5	13,2
Cas n°6	2	22,5	23,5	2	15,9	13,2	25	7,2	4,2	29	0,6	-3,5

Tableau 4 : Comparaison du champ électrique total moyen  $\langle |E_T| \rangle$  obtenu via le modèle Power Balance (PB) et la mesure pour les 6 cas étudiés

Pour aller encore plus loin dans la comparaison, le tableau suivant présente le pourcentage de fréquences où le résultat de mesure est inclus dans l'intervalle de confiance :

	Cavité n°1	Cavité n°2	Cavité n°3	Cavité n°4
Cas n°1	100 %	61 %	59 %	58 %
Cas n°2	100 %	61 %	60 %	56 %
Cas n°3	100 %	58 %	54 %	54 %
Cas n°4	100 %	59 %	59 %	58 %
Cas n°5	100 %	64 %	60 %	65 %
Cas n°6	100 %	43 %	47 %	42 %

Tableau 5 : Pourcentage de fréquences où le résultat de mesure est inclus dans l'intervalle de confiance (cas idéal : 90 %)

On peut remarquer que le pourcentage de fréquences pour lesquelles le champ mesuré dans la cavité n°1 est inclus dans l'intervalle de confiance est de 100% car le champ calculé via la mesure du  $S_{11}$  dans cette cavité est constant.

De manière générale, les résultats obtenus sont très satisfaisants, le taux de fréquences présent dans l'intervalle de confiance étant toujours au-dessus de 40% sachant que dans le cas idéal, on obtiendrait 90 %. Un écart maximal de 4,1 dB est observé dans la cavité 4 pour la configuration n°6, la plus complexe. Cette cavité est la plus éloignée de l'injection et comporte 2 pyramides absorbantes (en plus de la pyramide absorbante dans la cavité n°3). Il est possible que cet écart soit directement lié à la difficulté de déterminer avec précision le facteur de qualité de la cavité dans laquelle l'absorbant est présent. En effet, la dissipation de la puissance dans cette cavité est beaucoup plus rapide, et ainsi les pentes comme présentées sur la Figure 40 ainsi que sur la Figure 41 sont beaucoup plus fortes. Il devient donc difficile d'en extraire avec précision le facteur de qualité et donc la valeur exacte du  $\Delta f$  des cavités contenant un ou 2 pyramides absorbantes. Cette hypothèse sera appuyée par les résultats de simulation présentés dans le chapitre suivant.



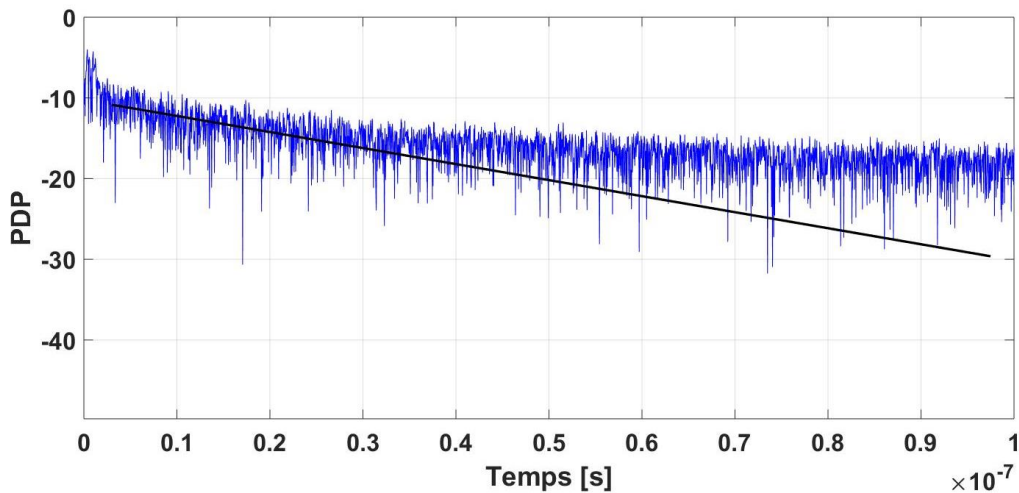


Figure 40 : PDP permettant la détermination du  $\Delta f$  dans la cavité 3 pour le cas 6

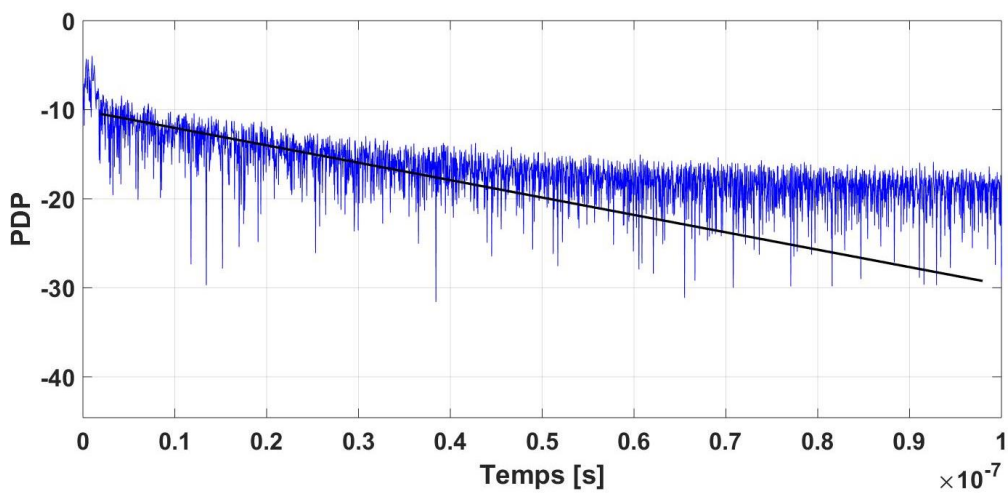


Figure 41 : PDP permettant la détermination du  $\Delta f$  dans la cavité 4 pour le cas 6

## II.2. Système à 5 cavités

Afin d'étudier un système encore plus complexe, nous avons décidé d'insérer la maquette à 4 cavités à l'intérieur de la CRBM XLIM afin de créer un système à 5 cavités. Il est vrai que cette configuration s'éloigne de l'application spatiale mais elle reste intéressante pour confronter le modèle Power Balance à des configurations complexes peu investiguées dans la littérature. Une ouverture circulaire de 5 cm de diamètre a été effectuée sur le capot métallique de la cavité n°1 de la maquette qui est donc la seule cavité en lien direct avec la CRBM. Une antenne cornet double ridge placée dans la CRBM sert d'antenne d'émission. Le schéma présenté sur la Figure 42 permet de visualiser la nouvelle configuration de la mesure. Il est intéressant de noter que les mesures ont été réalisées à chaque fois pour 50 conditions de brassage. Les résultats présentés par la suite ont été ensuite moyennés dans le but ici de réduire l'excursion des résultats de mesure.

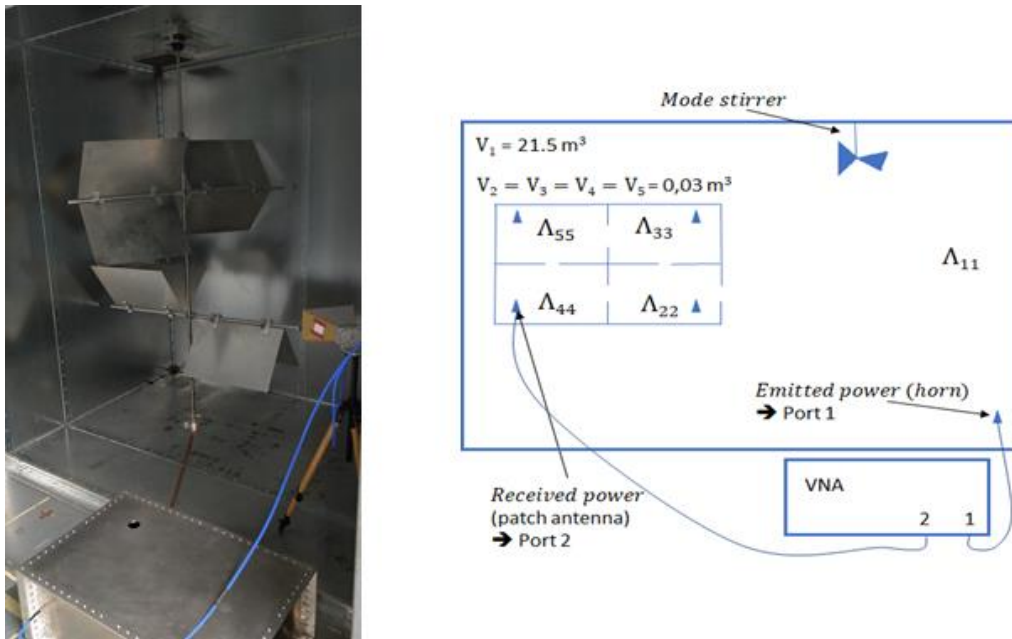


Figure 42 : Photographie et schéma du système à 5 cavités

Afin de diversifier notre étude, les dimensions des ouvertures inter-cavités de la maquette ont été modifiées comme illustré par la photographie de la Figure 28. Nous avons ainsi des ouvertures circulaires de 11 cm de diamètre entre les cavités 2 et 4, et entre les cavités 3 et 5. Les 2 autres ouvertures sont des ouvertures circulaires de 5 cm de diamètre.



Figure 43 : Configuration des ouvertures dans la maquette : cas 5 cavités

De même que pour le système à 4 cavités, 3 configurations différentes de charge ont été étudiées :

- Configuration n°1 : les 5 cavités sont vides.
- Configuration n°2 : un bloc d'absorbant contenant 30 pyramides absorbantes est placé dans la CRBM
- Configuration n°3 : une pyramide absorbante est placée dans la cavité n°3 de la maquette.

Nous avons aussi vérifié que les mesures de paramètres S permettant la détermination du champ moyen présentées pour le système à 5 cavités sont bien effectuées dans le cas de cavités surdimensionnées. Cette fois-ci, nous utilisons le brassage mécanique disponible dans la CRBM afin de pouvoir effectuer le test d'AD ainsi que celui de l'autocorrélation. La Figure 44 présente un exemple de valeurs de  $A_m^2$  pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  dans le cas 1.

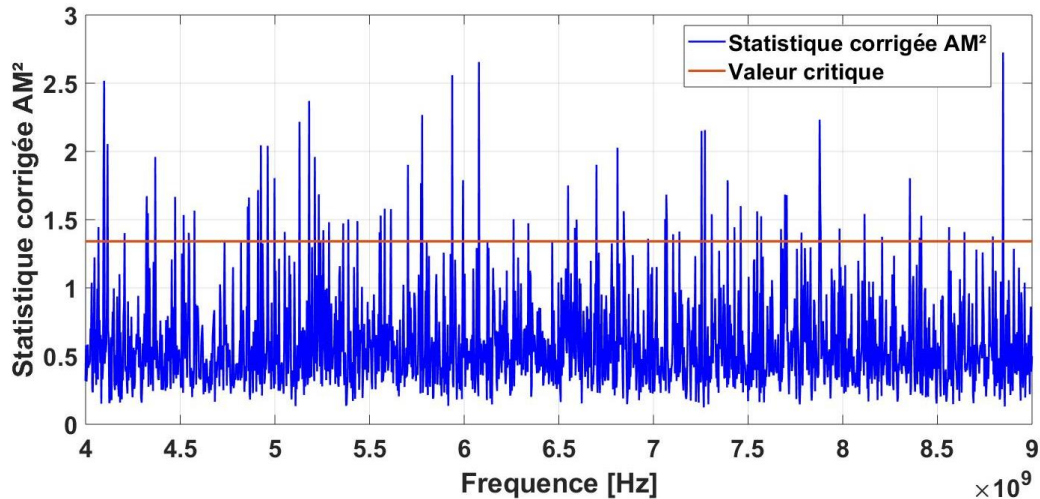


Figure 44 : Exemple de valeurs de  $A_m^2$  pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  pour le cas 1

De même, la Figure 45 présente la valeur absolue de la fonction d'autocorrélation pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  du cas 1 à l'ordre 1.

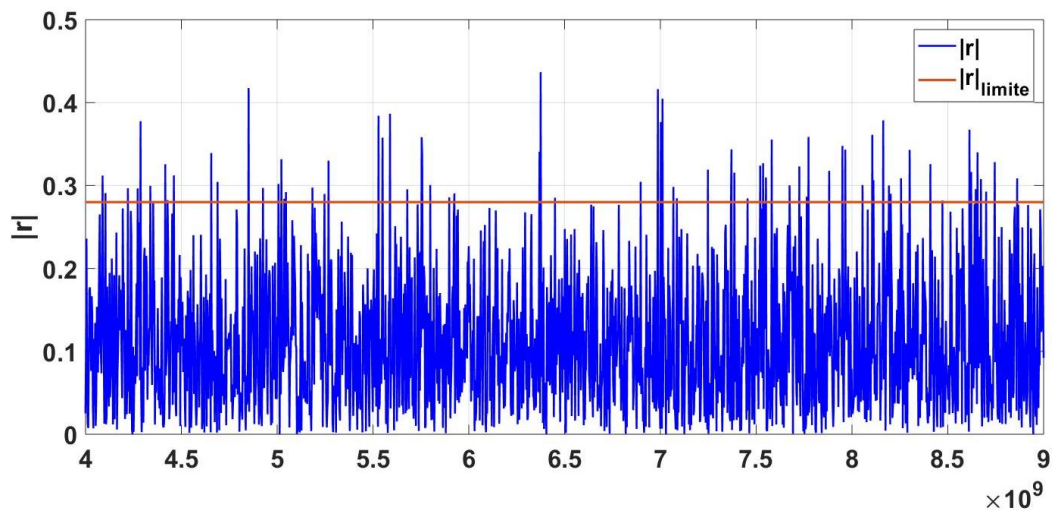


Figure 45 : Valeur absolue de la fonction d'autocorrélation pour la mesure du paramètre  $S_{21}$  du cas 1 à l'ordre 1

On obtient ainsi un taux de rejet de 5,9% pour le test d'AD et un taux de rejet de 5% pour la fonction d'autocorrélation. Ces taux sont bien meilleurs que ceux relevés précédemment spécialement pour le cas du test d'AD, cela est dû au meilleur brassage effectué par le brasseur mécanique.

Ainsi, de même que pour le système à 4 cavités, on présente la comparaison du champ obtenu par le modèle Power Balance (incluant les intervalles de confiance) et les résultats issus de la mesure de la cavité n°4 pour les configurations n°2 et n°3 (cf Figure 46 et Figure 47). En effet, les cas n°2 et n°3 contiennent tous deux des absorbants et sont donc considérés comme plus complexes.

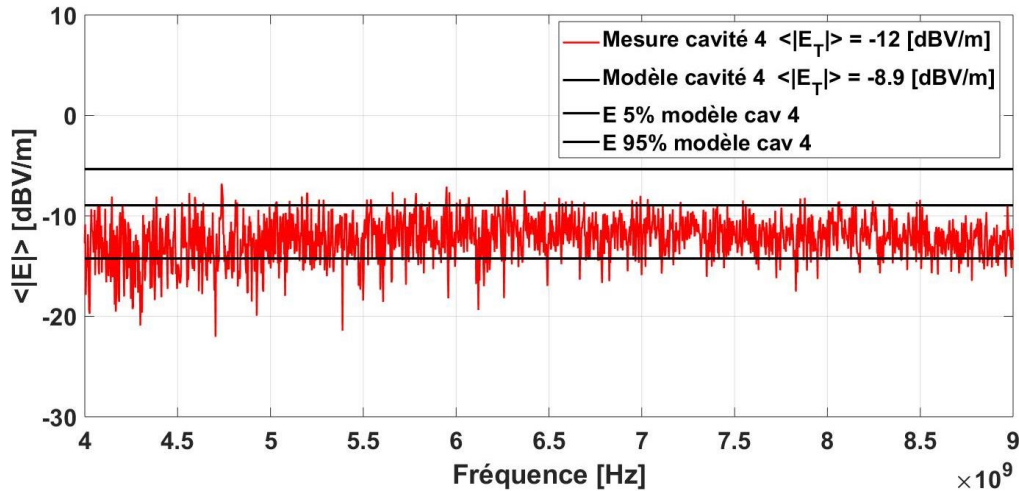


Figure 46 : Comparaison du champ électrique total moyen déduit de la mesure et calculé par le modèle Power Balance au sein de la cavité n°4 pour le cas n°2

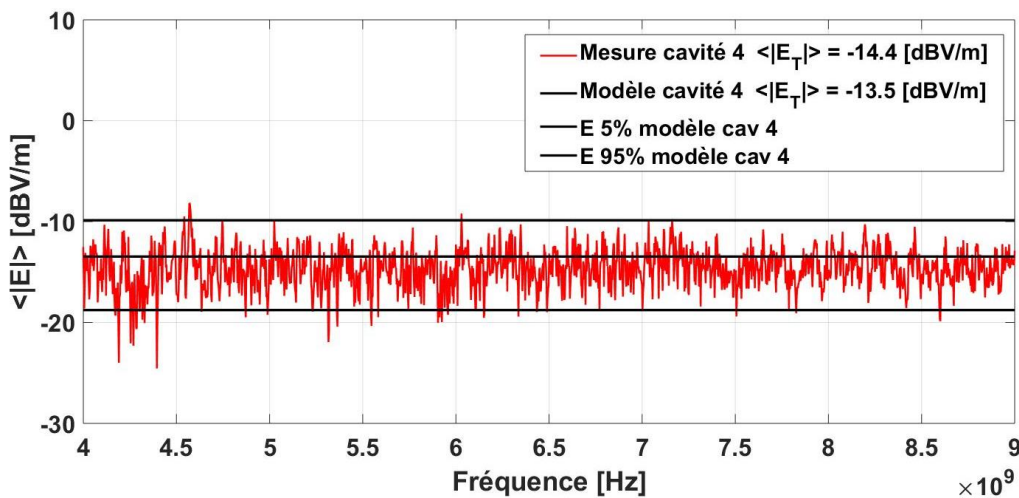


Figure 47 : Comparaison du champ électrique total moyen déduit de la mesure et calculé par le modèle Power Balance au sein de la cavité n°4 pour le cas n°3

Le tableau ci-dessous présente la comparaison du niveau de champ moyen obtenu pour chaque cavité dans les 3 configurations présentées précédemment.

< ET > (dBV/m)	cavité 1		cavité 2		cavité 3		cavité 4		cavité 5	
	PB	Mesure	PB	Mesure	PB	Mesure	PB	Mesure	PB	Mesure
cas 1	4,7	5,8	-3,3	-7	-9,5	-10,5	-5,5	-7,4	-10	-10,7
cas 2	1,2	0,8	-6,7	-11,6	-12,9	-15,1	-8,9	-12	-13,5	-15,4
cas 3	4,7	5,8	-4,6	-9,5	-11,8	-13,4	-13,5	-14,4	-13,6	-14,2

Tableau 6 : Comparaison du champ électrique total moyen  $\langle |E_T| \rangle$  obtenu via le modèle Power Balance (PB) et la mesure pour les 3 cas étudiés

Pour aller encore plus loin dans la comparaison, le tableau suivant présente le pourcentage de fréquences où le résultat de mesure est inclus dans l'intervalle de confiance :

	Cavité n°1	Cavité n°2	Cavité n°3	Cavité n°4	Cavité n°5
Cas n°1	99	77	91	93	91
Cas n°2	100	58	85	83	87
Cas n°3	100	56	91	97	94

Tableau 7 : Pourcentage de fréquences où le résultat de mesure est inclus dans l'intervalle de confiance (cas idéal : 90 %)

On constate que le pourcentage de fréquences comprises dans l'intervalle est bien plus élevé que celui constaté sur le système à 4 cavités. Cela s'explique par la prise en compte du paramètre  $S_{21}$  moyenné pour les 50 conditions de brassages dans la CRBM.

Un écart de 4 à 5 dB est relevé dans la cavité 2 entre les deux méthodes. Cette cavité est celle qui fait la jonction entre la CRBM est la première cavité de la maquette. On relève tout de même de manière générale, une comparaison très satisfaisante des résultats obtenus.

### III.CONCLUSION

Grâce à la construction d'une maquette réaliste, le modèle Power Balance a été confronté à des configurations expérimentales complexes peu investiguées dans la littérature scientifique. La concordance des résultats a été très satisfaisante, les divergences obtenues (inférieures à 3 dB) s'expliquant probablement par la précision limitée sur la détermination du facteur de qualité d'une enceinte notamment lorsque sont insérées des quantités non négligeables d'absorbants.

Pour augmenter encore le niveau de complexité des cas traités, le chapitre suivant traite de la modélisation FDTD de cas encore plus complexes ayant toujours pour cadre notre maquette à 4 cavités. On pense par exemple au cas où plusieurs sources pourraient être considérées simultanément.

# CHAPITRE 4 : SIMULATION D'UN SYSTEME DE CAVITES COUPLEES VIA UN CODE 3D (OU FULL-WAVE)

## I. INTRODUCTION

Les logiciels de simulation électromagnétique modélisant parfaitement des systèmes complexes permettent la réalisation d'études paramétriques qui bien souvent seraient impossibles à réaliser d'un point de vue expérimental ou alors nécessiteraient des temps de mesure prohibitifs.

Le choix de réaliser des simulations électromagnétiques dans le cadre de cette thèse, alors que le modèle Power Balance a montré dans les chapitres précédents sa pertinence, peut surprendre. Nous avons néanmoins fait ce choix afin notamment de permettre de confronter le modèle Power Balance à des cas plus complexes que ceux réalisés d'un point de vue expérimental (par exemple si plusieurs dispositifs rayonnants sont présents dans le système) et également de vérifier que les écarts éventuellement observés entre le modèle Power Balance et la mesure sont bien dus à des incertitudes ou des imprécisions liées à la mesure et non au modèle Power Balance lui-même. Enfin, la simulation électromagnétique tridimensionnelle (ou 3D, ou « full-wave » en Anglais) permet d'accéder à des données plus riches que le modèle Power Balance donnant accès uniquement à la densité d'énergie moyenne dans chaque cavité du système.

## II. LES METHODES DE SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE 3D

Pour réaliser ces modélisations électromagnétiques, plusieurs méthodes d'analyse sont possibles selon l'application souhaitée. Nous nous intéressons aux méthodes de type « Full-wave » ou aussi dites « à formulation rigoureuses ». Ces méthodes résolvent les équations de Maxwell sans autre approximation que leur discrétisation. Elles se décomposent en deux familles distinctes : les méthodes surfaciques et les méthodes volumiques.

Les méthodes surfaciques utilisent une formulation intégrale des équations de Maxwell. La résolution de ces équations est souvent réalisée par la méthode des moments (MoM) [15] qui consiste à développer les inconnues sur des fonctions de base et à projeter sur des fonctions test pour aboutir à un système linéaire dont la résolution permet d'accéder aux inconnues du problème. Elles n'ont pas été utilisées dans le cadre de cette thèse car elles nécessitent une résolution fréquence par fréquence peu adaptées à une étude large bande [13] et car elles sont également considérées comme peu adaptées au cas de cavités résonantes.

Les méthodes volumiques, telles que les méthodes des différences finies et des éléments finis, permettent la résolution des équations de Maxwell dans un volume comme le montre la Figure 48.

Le problème étant résolu dans le domaine temporel, ces méthodes sont adaptées aux larges bandes de fréquence suite à la réalisation d'une transformée de Fourier. Cependant, plus le volume à mailler est grand, plus le temps de simulation est important. De plus, si l'on demande un point de champ à 1m de la structure à étudier, il faut que ce point de champ soit compris à l'intérieur du volume de calcul, ce qui n'est pas le cas de la méthode surfacique. Dans le cadre de notre étude, nous travaillons sur une large bande de fréquence, et nous devons modéliser des systèmes de cavités couplées par des ouvertures. Nous allons donc nous concentrer sur la méthode FDTD [54], [55] dans le cadre de notre étude. De plus, nous avons dans le laboratoire XLIM de nombreux chercheurs utilisant cette méthode par l'intermédiaire du logiciel TEMSI-FD développé au sein du laboratoire.

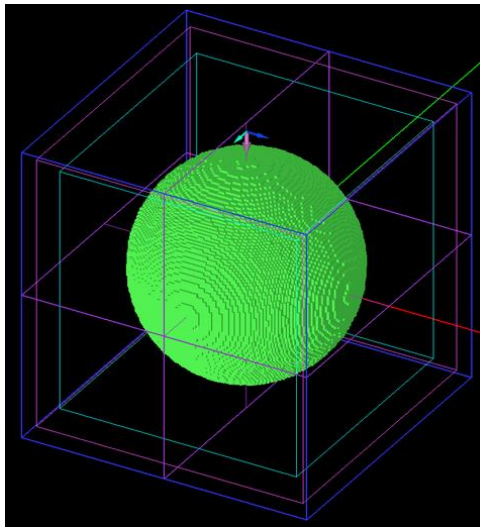


Figure 48 : Exemple de maillage d'une structure et du volume de calcul total considéré lors d'une simulation de type FDTD

La méthode FDTD fait donc l'objet de la partie suivante. Puis, sont présentées les différentes caractéristiques des simulations effectuées. Ensuite, on présente la prise en compte des pertes dans une cavité via le logiciel TEMSI-FD. Deux méthodes y sont présentées et comparées. Enfin, la modélisation 3D de la maquette à 4 cavités est effectuée. Pour cela, une étude est d'abord faite cas simples (contenant uniquement des cavités vides) afin de vérifier que tous les paramètres sont bien maîtrisés. Puis, la simulation, des cas plus complexes traités par la mesure (cas 1 à 5) est présentée. Enfin, des cas comprenant plusieurs sources de champs dans les cavités sont traités.

### III. METHODE FDTD

La FDTD effectue la résolution temporelle des équations de Maxwell. Afin d'étudier les résultats sur une large bande dans le domaine fréquentiel, une transformée de Fourier est effectuée. On commence donc par résoudre les quatre équations de Maxwell simplifiées suivantes :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \quad (52)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E}, \quad (53)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{D} = \rho, \quad (54)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = 0, \quad (55)$$

Il est possible de discrétiser ces équations aux dérivées partielles en utilisant la méthode des dérivées centrées et en appliquant un développement de Taylor à l'ordre 2.

La méthode FDTD utilise une double discrétisation : temporelle et spatiale. La discrétisation temporelle est effectuée en utilisant un pas temporel fixe  $\Delta t$ . La discrétisation spatiale, quant à elle, est définie par un maillage cartésien avec généralement des pas identiques suivant les trois directions de l'espace :  $\Delta x = \Delta y = \Delta z$ .

L'espace est découpé en cellules élémentaires parallélépipédiques (ici cubiques) et les 6 composantes de champ sont évaluées dans chaque cellule. Un positionnement des points de champ dans les cellules a été proposé par Yee [46] afin de centrer toutes les dérivées spatio-temporelles. Cette approche est la plus répandue. Elle représente la position des composantes des champs électrique et magnétique dans l'espace cartésien discrétisé comme illustré par la Figure 49. Comme le montre le schéma de Yee, le champ électrique est calculé sur les arêtes de la cellule discrétisée alors que le champ magnétique est calculé au centre de chaque face.

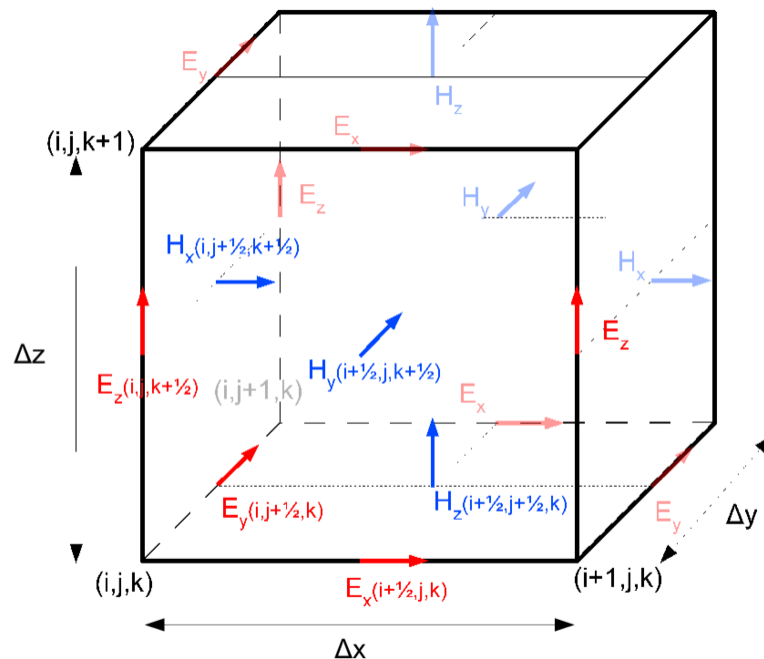


Figure 49 : Schéma numérique de Yee

Lors d'une simulation FDTD, il est nécessaire de respecter un critère de stabilité limitant la valeur du pas temporel en fonction des pas spatiaux afin d'éviter que les variables calculées à chaque itération temporelle se mettent à diverger. Pour pallier cela, le critère CFL (Courant-Friedrich-Levy) [47] permet ainsi de lier le pas temporel  $\Delta t$  maximum au pas spatial en s'assurant qu'aucune onde



ne peut se propager à l'intérieur du volume de calcul à une vitesse numérique plus rapide que la vitesse de la lumière :

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}}, \quad (56)$$

Le volume de calcul pris en compte en FDTD est nécessairement fini. Ainsi, il faut définir des frontières permettant de délimiter le volume de calcul.

Deux cas se sont présentés tout au long de notre étude. Dans le cas d'une structure métallique fermée sans ouverture vers l'extérieur, les limites du volume de calcul correspondent directement aux parois de la cavité modélisée par des parois conductrices (ou PEC pour « Perfect Electrical Conductor »). Dans le cas où le système de cavités couplées présente des ouvertures vers l'extérieur, il faut rajouter des couches absorbantes de type PML (acronyme de « perfectly matched layer ») [48], [49] permettant d'éviter que les ondes sortantes soient réfléchies vers l'intérieur du volume de calcul.

## **IV. CARACTERISTIQUES GENERALES DES SIMULATIONS**

Le logiciel de simulation TEMSI-FD utilisé dans le cadre de cette thèse et basé sur la méthode FDTD a été développé au laboratoire XLIM par Christophe Guiffaut.

L'objectif de ce travail a été la modélisation sur une bande de fréquence allant de 4 à 9 GHz du système multi-cavités considéré dans le chapitre précédent.

La durée totale du calcul est un paramètre important pour la simulation. Elle doit être suffisamment grande pour que le signal temporel s'atténue complètement, mais ne doit pas être excessivement grande pour que le calcul ne soit pas trop long. En effet, si les différents signaux temporels ne sont pas totalement atténués à la fin du calcul, cela peut poser des problèmes sur les résultats obtenus lors de la transformée de Fourier inverse. Pour notre application, la durée totale est fixée à 5  $\mu$ s.

De même, le pas spatial doit être défini afin de s'assurer que le maillage soit assez fin. En effet, il est indispensable que chaque maille soit de dimensions inférieures ou égale au dixième de la plus petite longueur d'onde (et donc de la plus grande fréquence de travail). Ainsi, si l'étude se déroule de 5 à 7 GHz, le pas spatial doit être inférieur à 43 mm ( $\Delta_x = \Delta_y = \Delta_z \leq 0,0043$  m). Dans les simulations présentées dans ce chapitre, le pas temporel que nous avons choisi pour nos simulations est égal à 5,2 ps.

Lors de la modélisation du système multi-cavités décrit ci-après, un brassage fréquentiel est effectué sur les résultats issus de la simulation afin de calculer le champ électrique total moyen dans chacune des cavités du système. Il consiste donc à considérer les résultats obtenus à N fréquences successives comme N conditions de brassage différentes. Le brassage fréquentiel est

ici réalisé grâce au fait que la simulation FDTD permet d'accéder à des résultats dans le domaine fréquentiel avec une résolution fréquentielle faible liée au temps maximum de la simulation FDTD mais supérieur à  $\Delta f$  (la largeur de bande moyenne, notion décrite dans les chapitres précédents) pour éviter toute corrélation entre deux fréquences successives.

L'antenne considérée dans ces simulations est une antenne dipôle constituée de 2 brins de longueur 1,2 cm et de rayon 0,3 mm et reliés par une impédance interne égale à 50 Ohms. Le module de son coefficient de réflexion  $S_{11}$  calculé en espace libre est présenté sur la Figure 50.

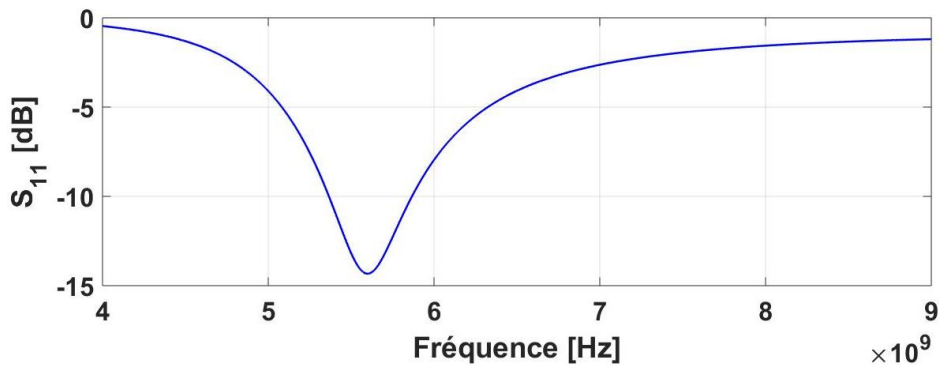


Figure 50 : Paramètre  $S_{11}$  du dipôle simulé de 4 à 9 GHz en espace libre

Le signal excitateur choisi est un signal sino-gaussien tel que celui illustré sur la Figure 51. Ces signaux permettent de cibler une bande de fréquence dont la largeur et la fréquence centrale sont à définir selon les besoins de l'étude.

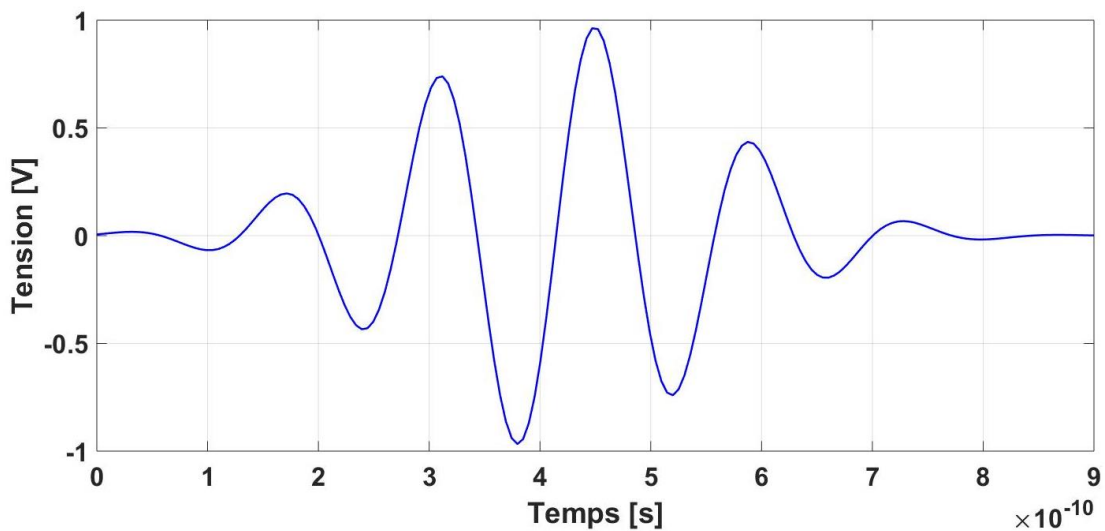


Figure 51 : Représentation temporelle d'un signal sino-gaussien d'une largeur de bande de 5 GHz et de fréquence centrale 7 GHz

La puissance délivrée par l'antenne à chaque fréquence dépend de la transformée de Fourier du signal excitateur. Pour supprimer cet effet, une normalisation des résultats est effectuée a posteriori afin de considérer une excitation d'amplitude constante sur toute la bande de fréquences considérée.

La Figure 52 présente un exemple de réponse impulsionnelle dans une cavité de 40 cm \* 30 cm \* 25 cm et de  $\Delta f = 3,1 \text{ MHz}$  obtenu à l'aide de l'émission d'un signal sino-gaussien créé avec une source de tension sur un fil générant un dipôle comme décrit ci-dessus.

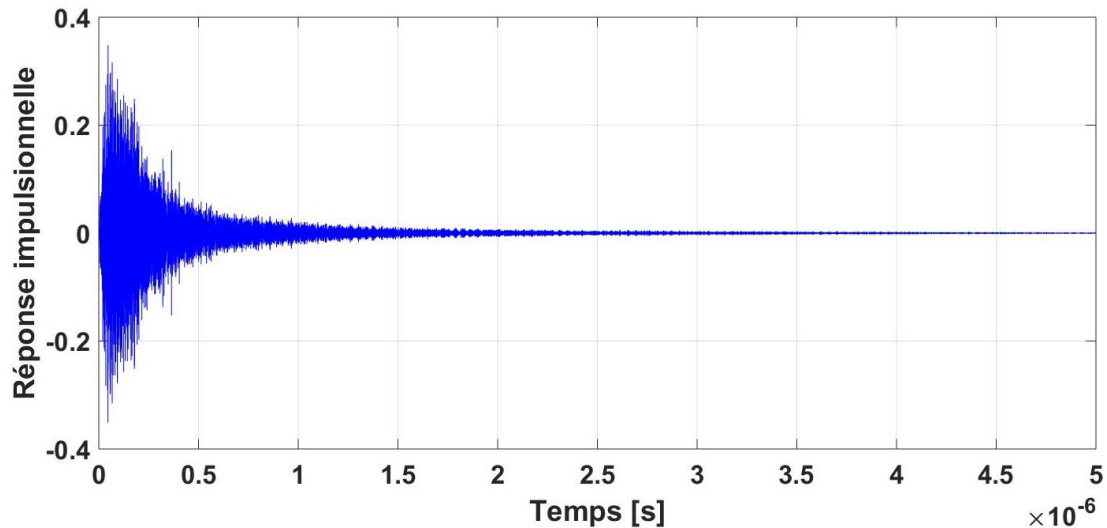


Figure 52 : Exemple de réponse impulsionnelle d'une cavité surdimensionnée

La Figure 53 illustre la structure à quatre cavités couplées par des ouvertures. On peut également distinguer l'antenne dipôle (en haut à gauche) ainsi que les quatre relevés de points (1 par cavité) dénommés "pt1" à "pt4". Le grand nombre de fréquences définies dans les simulations permet d'effectuer un moyennage fréquentiel réalisé via le calcul d'une moyenne glissante sur 21 fréquences. On parlera donc de champ électrique total moyen dans les cavités simulées malgré le calcul du champ EM en un seul point de champ de chaque cavité.

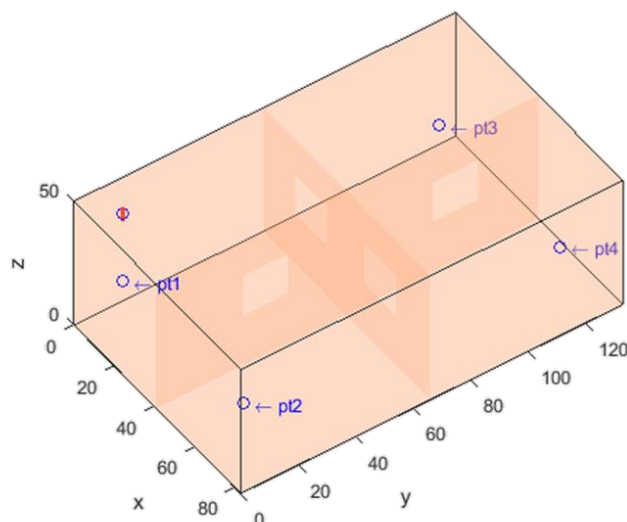


Figure 53 : Modélisation de la maquette à 4 cavités via le logiciel TEMSI-FD

## V. PRISE EN COMPTE DES PERTES DANS UN SYSTEME MULTI-CAVITES

Le point critique lors de la simulation FDTD de cavités résonantes couplées consiste en la bonne prise en compte des pertes présentes dans chaque cavité, ou en d'autres termes en la bonne prise en compte du facteur de qualité Q de chaque cavité.

A notre connaissance, aucun article n'a déjà été publié concernant la simulation FDTD sur des systèmes multi-cavités dans lequel les facteurs de qualités seraient différents pour chaque cavité. Les travaux présentés ci-dessous ont pour but de montrer qu'il est possible d'utiliser la méthode FDTD pour de tels systèmes. Pour cela, nous allons comparer les résultats obtenus par la simulation avec ceux obtenus via notre modèle basé sur la méthode de Power Balance.

La prise en compte des pertes dans la FDTD peut être effectuée de trois façons différentes :

- La première méthode consiste à définir des pertes volumétriques. Pour cela, on définit une conductivité volumétrique pour chaque cellule comprise dans le volume de calcul [50]. Les parois de la cavité étudiée sont parfaitement conductrices.
- La seconde méthode consiste à définir des pertes surfaciques. Les parois sont définies avec une conductivité surfacique [50], [52].
- La troisième méthode consiste cette fois, à effectuer une simulation de la cavité sans perte (parois parfaitement conductrices) sur un temps très court, puis simuler l'effet des pertes en utilisant un filtre temporel [51].

Le logiciel de simulation TEMSI-FD peut traiter le cas des pertes à l'intérieur d'une cavité de plusieurs façons. Ainsi, deux méthodes sont présentées ici : l'utilisation d'un filtre temporel [52] et l'utilisation de la conductivité dans les parois [52], [53]. Une comparaison des méthodes est ensuite effectuée présentant les avantages et inconvénients de chacune d'elles.

Dans un premier temps, la solution étudiée est celle utilisant des filtres. Pour cela, le calcul est effectué en considérant les parois de la ou des cavités comme parfaitement conductrices. Cette simulation « sans pertes » (seule l'antenne présente des pertes dans la simulation) est réalisée sur un temps court qui ne suffit pas à observer une atténuation totale des signaux. Une fois le calcul terminé, on vient appliquer a posteriori (en post-traitement) un filtre temporel permettant de faire converger les signaux vers zéro. Ces filtres peuvent être décrits à l'aide de l'expression exponentielle suivante :  $e^{-\frac{t}{\tau}}$  avec  $\tau = \frac{1}{\pi \Delta f}$ . On reconnaît donc dans l'expression l'average mode bandwidth. Cette méthode permet de simuler la structure sur un temps beaucoup plus court que le temps qu'il faudrait attendre pour observer une atténuation totale des signaux. Il faut néanmoins s'assurer que le signal temporel s'annule bien à la fin de l'intervalle de temps considéré afin de s'assurer de la cohérence des résultats comme on peut le voir sur l'exemple de la Figure 52.

Un autre avantage de cette méthode est qu'il est possible de faire l'étude pour plusieurs filtres temporels (et donc différentes valeurs de  $\Delta f$ ) à partir d'une seule simulation « sans pertes ». L'inconvénient de cette méthode, notamment dans le cas qui nous intéresse, est qu'elle ne fonctionne correctement que lorsque les pertes dans chaque cavité sont équivalentes (c'est-à-dire qu'elles ont le même  $\Delta f$ ).

C'est pourquoi nous présentons une deuxième méthode originale permettant de prendre en compte un cas plus complexe de cavités couplées où le coefficient  $\Delta f$  de chaque cavité peut être différent. Au lieu de définir les pertes à l'aide d'un filtre temporel, il est possible d'appliquer directement une conductivité finie sur les parois de la cavité modélisée. On a vu dans le chapitre n°2 que le fait de prendre en compte les formules théoriques aboutit généralement à surestimer le facteur de qualité d'une cavité. Nous proposons donc une méthode qui permet de prendre en compte les pertes réelles de notre système à partir du coefficient  $\Delta f$  mesuré pour chaque cavité. Pour cela, nous considérons l'équation (24) qui permet de calculer le coefficient de qualité théorique lié aux pertes métalliques à partir de la conductivité  $\sigma_c$  des parois. En intégrant le coefficient  $\Delta f$  mesuré, on peut définir la « conductivité équivalente » de la cavité à l'aide de l'équation suivante :

$$\sigma_c(f) = \frac{f}{\pi \mu_r \mu_0 \left( \frac{3V\Delta f}{2S} \right)^2} \quad (57)$$

Où : -  $\mu_0$  est la perméabilité du vide.

- $\mu_r$  est la perméabilité relative du matériau.
- $V$  est le volume de la cavité modélisée.
- $S$  est la surface interne de la cavité modélisée.

Cette conductivité équivalente calculée dépend de la fréquence. A titre d'exemple, celle-ci varie comme illustré par la Figure 54 :

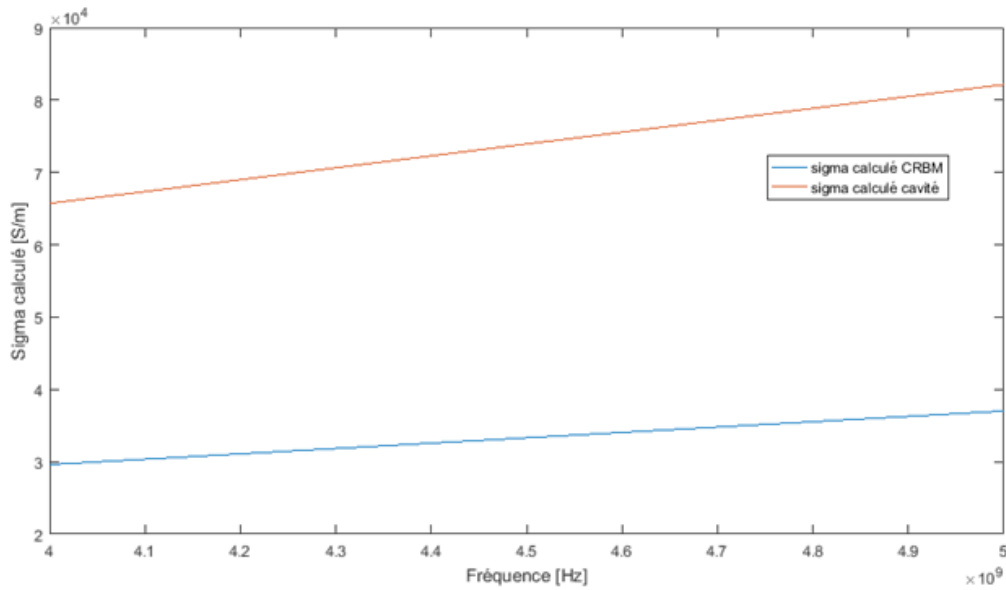


Figure 54 : Variation de la conductivité équivalente sur la bande de fréquences 4-5 GHz dans la CRBM XLIM ( $\Delta f = 0.27 \text{ MHz}$ ) et dans une cavité ( $\Delta f = 2 \text{ MHz}$ )

Dans TEMSI-FD, il est possible de ne rentrer qu'une conductivité fixe pour un même matériau. Ainsi, au vu de la faible variation de la conductivité sur une bande de fréquences suffisamment faible telle qu'illustrée par les courbes ci-dessus, nous utilisons arbitrairement la valeur de la conductivité équivalente calculée pour la fréquence centrale de la bande de fréquence.

Ainsi, nous obtenons dans le cas d'une cavité seule, 6 parois avec une conductivité calculée correspondant au  $\Delta f$  souhaité. Cette méthode est néanmoins plus longue que celle mettant en œuvre l'utilisation de filtres. En effet, la simulation doit être réalisée jusqu'à l'atténuation totale des signaux.

L'avantage de cette méthode est qu'il est possible de simuler des pertes différentes dans chaque cavité, ce qui est l'objectif de notre travail. Pour cela, on définit les pertes de chaque cavité dans une seule des 6 parois les constituant, les autres parois étant considérées comme parfaitement conductrices. En effet, il n'est pas possible de définir une conductivité différente pour les deux faces d'une même paroi. Les parois formant la séparation entre deux cavités sont donc obligatoirement définies par la même conductivité. On a donc choisi de définir une conductivité uniquement sur la paroi inférieure notée  $\sigma_p(f)$  dans les exemples montrés ci-après. Dans ce cas, il faut toutefois prendre en compte uniquement la surface de la paroi souhaitée au lieu d'utiliser la surface interne totale de la cavité :

$$\sigma_p(f) = \frac{f}{\pi \mu_r \mu_0 \left( \frac{3V \Delta f}{2S_p} \right)^2} \quad (58)$$

où  $S_p$  correspond à la surface de la paroi contenant les pertes équivalentes.

Il est donc possible de définir un système de cavités couplées par des ouvertures comprenant des pertes différentes et donc de simuler l'ajout d'un absorbant dans une cavité lors de la modélisation de notre maquette.

La Figure 55 présente le module du champ électrique total moyen calculé dans une cavité de dimensions 40 cm \* 30 cm \* 25 cm ayant un coefficient  $\Delta f = 2\text{MHz}$  en insérant d'abord une conductivité équivalente de  $7,6 \cdot 10^4 \text{ S/m}$  dans les 6 parois de la cavité puis en insérant une conductivité équivalente dans une seule des parois soit une conductivité de  $2,2 \cdot 10^3 \text{ S/m}$ . On constate bien que les résultats de champ sont identiques dans les deux cas de figure.

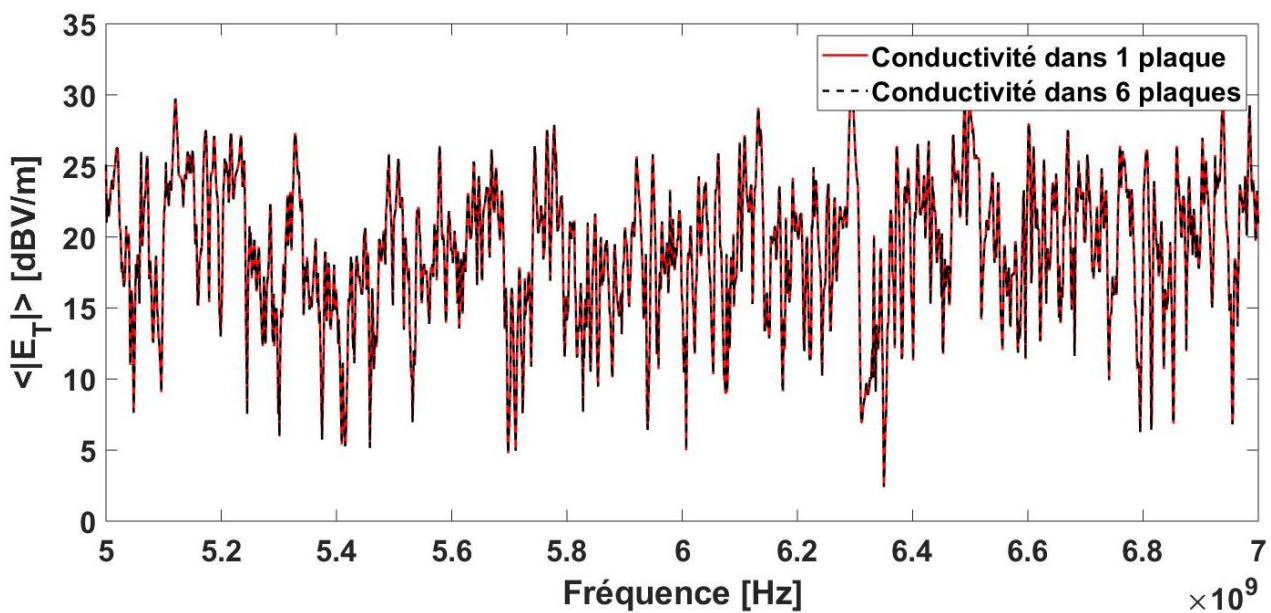


Figure 55 : Comparaison du champ électrique total moyen en considérant une conductivité équivalente sur une seule paroi ou sur l'ensemble des six parois

Dans cette sous-partie, nous avons donc montré comment insérer des pertes réelles mesurées dans notre modélisation. Pour cela, nous avons défini une conductivité pour les parois contenant les pertes et mis des parois sans pertes pour les autres. Bien que cela alourdisse les temps de calculs par rapport à la méthode des filtres temporels, cela permet d'obtenir des résultats de champs dans un système de cavités couplées ne présentant pas de pertes identiques dans chaque cavité.

Nous allons toutefois comparer cette méthode à celle mettant en œuvre l'utilisation de filtres fréquentiels lorsque les deux méthodes sont applicables, c'est-à-dire lorsque les pertes dans chaque cavité sont identiques.

Afin d'effectuer la comparaison des deux méthodes, nous modélisons sur la bande de fréquences allant de 5 à 7 GHz un système à 4 cavités. Ces 4 cavités ont un  $\Delta f = 2\text{MHz}$ , sont couplées par des ouvertures carrées de  $20 \text{ cm}^2$  et sont considérées comme surdimensionnées. Afin de faciliter la réalisation des ouvertures en simulation, les ouvertures circulaires constituant notre maquette sont remplacées par des ouvertures carrées de surface équivalente.

Les résultats peuvent être obtenus sous différentes formes selon l'application et le besoin. Dans notre cas, il est possible de travailler avec les paramètres S et d'effectuer le même post-traitement qu'effectué pour la mesure, mais nous choisissons le calcul direct des valeurs de points de champs. Les cavités étant considérées comme surdimensionnées par rapport aux fréquences de travail, la mesure d'un point de champ par cavité est suffisante si beaucoup de fréquences sont considérées.

La Figure 56 montre la comparaison des résultats du champ électrique total moyen (via le calcul d'une moyenne glissante sur 21 fréquences) obtenus par les 2 méthodes d'insertion de pertes présentées précédemment dans la cavité 1 de notre maquette.

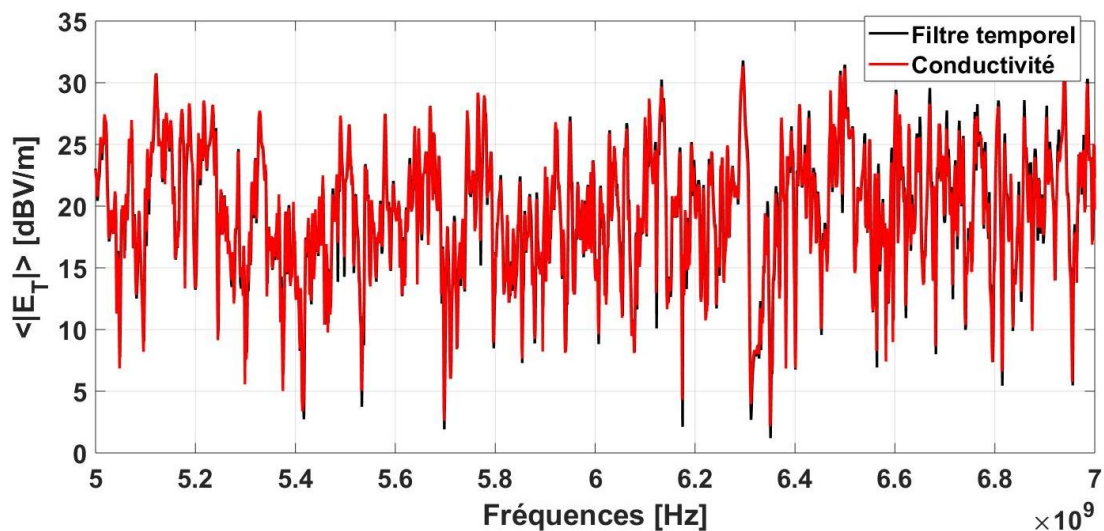


Figure 56 : Comparaison du champ électrique total moyen obtenu avec les deux méthodes d'insertion de pertes

On constate qu'un léger écart est présent entre les deux méthodes. Les deux méthodes d'insertion de perte sont donc envisageables dans le cas de cavités ayant toutes les mêmes pertes.

Les calculs réalisés dans ce chapitre ont été réalisés sur CALI2, un super ordinateur de l'université de Limoges comprenant 532 cœurs (processeur Xeon E5-2630, à 2,30 GHz), ainsi que d'une mémoire vive d'environ 4 To. Les simulations effectuées ont sollicité 32 cœurs avec une occupation de la mémoire vive de 400 Mo. Dans ce cadre, les temps de simulations sont très courts pour la modélisation de cette maquette et ce, en ayant la même durée totale (1  $\mu$ s) pour les deux méthodes. En effet, la simulation avec un filtre fréquentiel a duré 11 min, et celle via l'insertion d'une conductivité équivalente dans les parois a duré 14 min.

La méthode d'insertion des pertes surfaciques équivalentes sur une seule paroi étant désormais validée, c'est la méthode qui a été utilisée dans la suite de ce travail afin de modéliser notre structure multi-cavités. Cette méthode permet ainsi de modéliser en FDTD le cas où chaque cavité peut présenter un facteur de qualité différent.



## VI. MODELISATION 3D DE LA MAQUETTE A 4 CAVITES

Cette partie présente les résultats obtenus lors de la simulation FDTD (via Temsi-FD) de la maquette à 4 cavités décrite dans le chapitre précédent. Comme indiqué en introduction de ce chapitre, la simulation FDTD permet de traiter les configurations expérimentales vues précédemment mais également des configurations plus complexes, notamment en considérant plusieurs sources rayonnantes dans chaque cavité du système. L'objectif est ainsi de prouver que la simulation 3D peut être réalisée sur des cas complexes peu étudiés dans la littérature en comparant les résultats obtenus aux résultats du modèle Power Balance.

Plusieurs configurations de mesure ont été étudiées. Elles sont résumées dans le tableau suivant :

Configuration	Ouvertures inter-cavités	Injection	Ouvertures externes	Absorbants symbolisés par l'augmentation des pertes
1	Identiques. Carrées et de surface 20 cm <sup>2</sup>	1 mW dans la cavité 1	Aucune	Aucun
2	Identiques. Carrées et de surface 20 cm <sup>2</sup>	1 mW dans la cavité 1	Sur chaque cavité. Identiques. Carrées et de surface 20 cm <sup>2</sup>	Aucun
3	Identiques. Carrées et de surface 20 cm <sup>2</sup>	1 mW dans la cavité 1	Aucune	Cavité n°3
4	Identiques. Carrées et de surface 20 cm <sup>2</sup>	1 mW dans la cavité 1	Sur chaque cavité. Identiques. Carrées et de surface 20 cm <sup>2</sup>	Cavité n°3
5	Identiques. 5 ouvertures Carrées de 20 cm <sup>2</sup>	1 mW dans la cavité 1	Sur chaque cavité. Identiques. Carrées et de surface 20 cm <sup>2</sup>	Aucun
6	Identiques. Carrées et de surface 20 cm <sup>2</sup>	4 injections 1 mW dans la cavité 1	Sur chaque cavité. Identiques. Carrées et de surface 20 cm <sup>2</sup>	Cavité n°3
7	Identiques. Carrées et de surface 20 cm <sup>2</sup>	1 mW dans la cavité 1 1 mW dans la cavité 2	Sur chaque cavité. Identiques. Carrées et de surface 20 cm <sup>2</sup>	Cavité n°3

Tableau 8 : Configurations des simulations étudiées

La Figure 57 présente une visualisation de la structure correspondant au cas n°6 montrant en particulier les 4 antennes situées dans la cavité n°1 et la paroi de conductivité équivalente plus faible dans la cavité n°3.

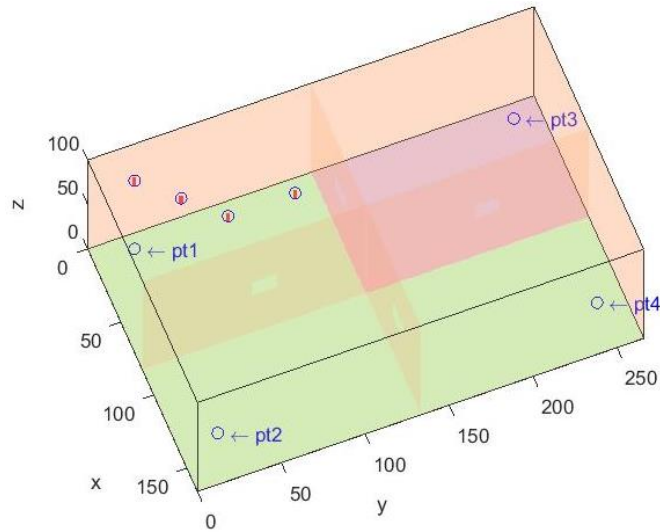


Figure 57 : Modélisation de la maquette avec 4 injections dans la cavité 1

On rappelle que les résultats présentés dans ce chapitre sont moyennés via le calcul d'une moyenne glissante sur 21 fréquences. La Figure 58 suivante présente la comparaison du champ électrique obtenu par le modèle Power Balance, la simulation FDTD et la mesure indirecte vu dans le précédent chapitre pour la première configuration en prenant donc  $\Delta f = 2$  MHz pour chaque cavité.

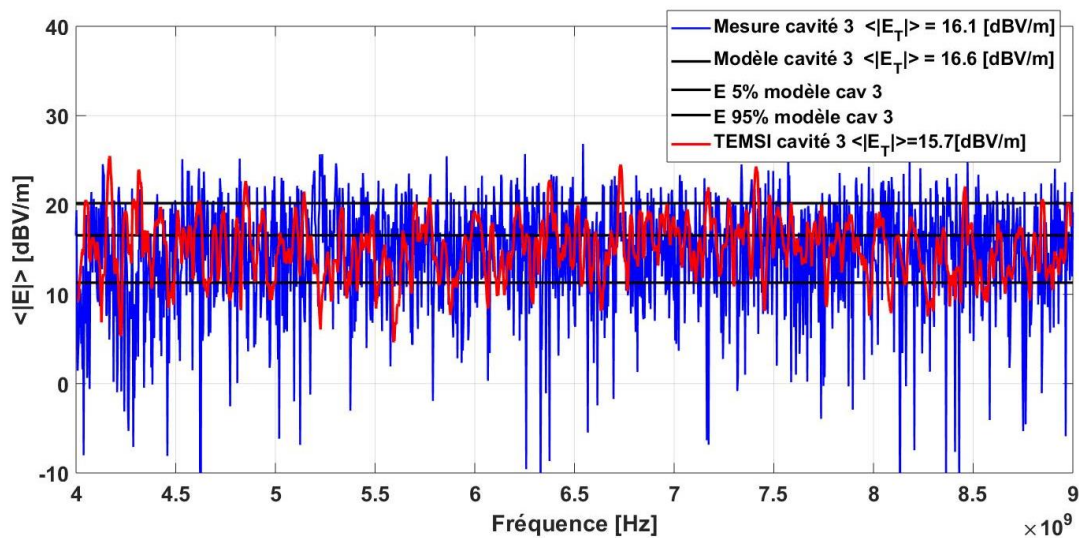


Figure 58 : Comparaison du champ électrique total moyen déduit de la mesure, de la simulation et calculé par le modèle Power Balance au sein de la cavité n°3 pour le cas n°1

Dans le cas où la structure simulée présente des ouvertures vers l'extérieur, deux solutions sont possibles. La première solution consiste à modéliser les ouvertures directement sur le capot de la maquette dans la simulation. Ainsi, on introduit la conductivité dans la paroi inférieure correspondant aux pertes présentes en l'absence d'ouvertures (soit, lié à  $\Delta f = 2$  MHz). Il faut,

dans ce cas de figure modifier les frontières du volume de calcul et utiliser des PML qui permettent de bien prendre en compte les ouvertures vers l'extérieur. L'utilisation de PML aux frontières rallonge néanmoins les temps de calcul.

La deuxième solution est de ne pas modéliser les ouvertures sur TEMSI-FD, mais de considérer une conductivité dans la paroi inférieure prenant en compte les pertes avec les ouvertures vers l'extérieur (soit, lié à  $\Delta f = 3,1$  MHz).

La Figure 59 présente la comparaison du champ électrique total moyen calculé par le modèle Power Balance ainsi que celui calculé par TEMSI-FD pour les deux méthodes de prise en compte des ouvertures vers l'extérieur.

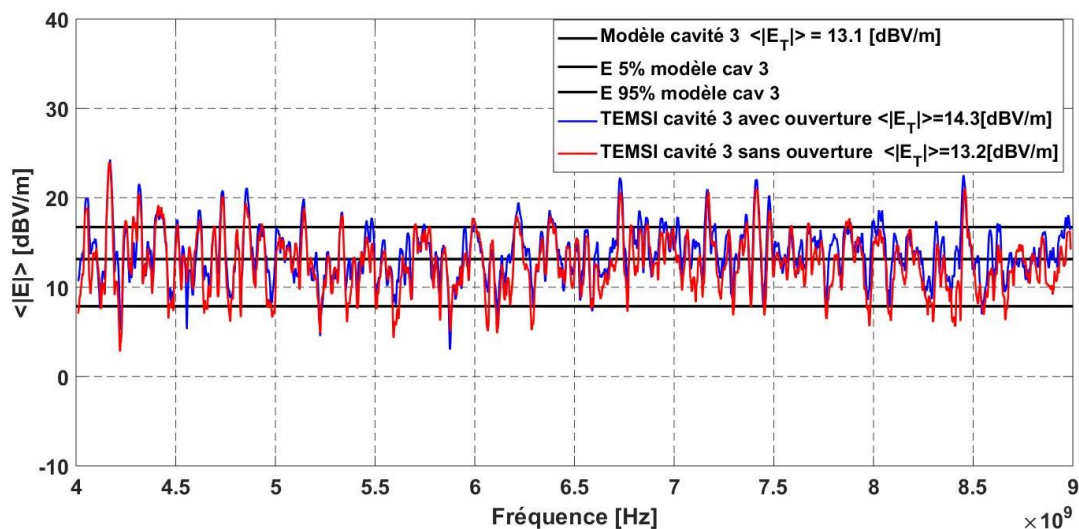


Figure 59 : Comparaison du champ électrique total moyen déduit de la simulation (avec et sans ouverture) et calculé par le modèle Power Balance au sein de la cavité n°3 pour le cas n°5

Nous pouvons remarquer que les écarts entre les deux méthodes sont de l'ordre d'un dB. La méthode modélisant l'ouverture sur la maquette aboutit à un champ électrique total moyen supérieur à celui calculé en utilisant  $\Delta f = 3,1$  MHz directement mesuré. Cela implique que les pertes mesurées sont supérieures à celles calculées par TEMSI bien que cette différence soit très faible. Toutefois, la bonne corrélation des résultats obtenus par ces deux méthodes avec ceux obtenus par le modèle permet leur validation.

Pour des raisons pratiques, nous avons choisi d'utiliser la deuxième méthode de prise en compte des ouvertures, c'est-à-dire en diminuant la conductivité dans les parois des cavités pour les simulations effectuées. Le tableau suivant présente donc les  $\Delta f$  utilisés pour chaque configuration dans chaque cavité.

CHAPITRE 4 : Simulation d'un système de cavités couplées via un code 3D (ou FULL-WAVE)

$\Delta f$ (MHz)	Cavité n°1	Cavité n°2	Cavité n°3	Cavité n°4
Cas n°1	2	2	2	2
Cas n°2	3,1	3,1	3,1	3,1
Cas n°3	2	2	11	2
Cas n°4	3,1	3,1	17	3,1
Cas n°5	3,1	3,1	3,1	3,1
Cas n°6	3,1	3,1	17	3,1
Cas n°7	3,1	3,1	17	3,1

Tableau 9 :  $\Delta f$  en MHz des 4 cavités pour chaque configuration

Nous présentons enfin sur la Figure 60 les résultats de champ dans la cavité n°3 (où l'on a symbolisé un absorbant) pour la configuration n°7. En effet, le cas n°7 est considéré comme le plus complexe.

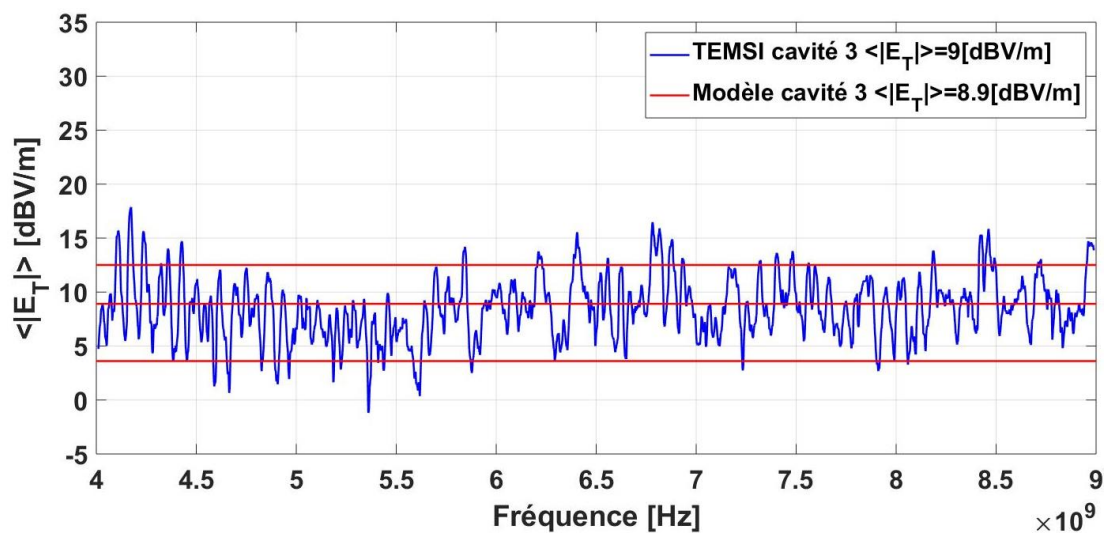


Figure 60 : Comparaison du champ électrique total moyen déduit de la simulation et calculé par le modèle Power Balance au sein de la cavité n°3 pour le cas n°7

Le tableau suivant présente la comparaison du champ électrique moyen obtenu via le modèle Power Balance et la simulation FDTD correspondante (où le champ électrique est moyenné sur toute la bande de fréquences). Le tableau présente également l'indicateur « Intervalle de confiance » qui indique le pourcentage de fréquences prises en compte dans le calcul FDTD pour lesquelles le niveau de champ électrique calculé en un point de champ (sans moyenne donc) est inclus dans l'intervalle de confiance décrit lors du chapitre 1.

Cavité			1	2	3	4
Cas 1	$\langle  E_T  \rangle$ (dBV/m)	TEMSI-FD	23,8	16,2	15,7	11,6
		Modèle	22,8	16,6	16,6	13
	Intervalle de confiance		61 %	57 %	54 %	53 %
Cas 2	$\langle  E_T  \rangle$	TEMSI-FD	22,4	14,3	14,3	9,7

	(dBV/m)	Modèle	21,4	13,9	13,9	9,1
	Intervalle de confiance		65 %	64 %	62 %	63 %
Cas 3	$\langle  E_T  \rangle$	TEMSI-FD	23,6	15,7	10,4	9,9
	(dBV/m)	Modèle	22,6	16,2	10,8	10,7
	Intervalle de confiance		61 %	56 %	63 %	55 %
Cas 4	$\langle  E_T  \rangle$	TEMSI-FD	21,7	12,8	8	6,3
	(dBV/m)	Modèle	21,3	13,7	7,7	6,9
	Intervalle de confiance		64 %	58 %	65 %	59 %
Cas 5	$\langle  E_T  \rangle$	TEMSI-FD	20	16,8	17,1	14,5
	(dBV/m)	Modèle	19,2	16,1	16,1	14,6
	Intervalle de confiance		72 %	71 %	71 %	73 %
Cas 6	$\langle  E_T  \rangle$	TEMSI-FD	26,2	18	13,2	11,7
	(dBV/m)	Modèle	27,3	19,7	13,7	12,9
	Intervalle de confiance		61 %	60 %	70 %	59 %
Cas 7	$\langle  E_T  \rangle$	TEMSI-FD	20,5	20,8	9	13,5
	(dBV/m)	Modèle	22	22	8,9	14,5
	Intervalle de confiance		67 %	66 %	70 %	60 %

Tableau 10 : Comparaison des niveaux de champ obtenus par la simulation et le modèle pour différentes configurations

Le pourcentage de fréquences pour lequel le champ calculé par TEMSI-FD en un point de la cavité est inclut dans l'intervalle de confiance est globalement compris entre 60 et 70 %, ce qui est satisfaisant.

En conclusion sur tous les résultats présentés, une excellente corrélation a été obtenue pour chacun des cas traités en simulation (écart maximal de 1,5 dB pour toutes les cavités pour toutes les configurations). Cela prouve bien que si les paramètres pris en compte dans l'étude sont les mêmes, les résultats seront très proches. Néanmoins, le modèle analytique  $\alpha$  présente le gros avantage de déterminer le niveau de champ électrique total moyen dans chaque cavité en l'espace de quelques secondes sur un ordinateur de bureau basique.

## VII. CONCLUSION

Nous avons décrit tout au long de ce chapitre comment calculer le champ électrique total moyen dans un système multi-cavité à l'aide d'une modélisation électromagnétique de type FDTD. Pour cela, nous avons proposé une méthode originale permettant de définir une conductivité équivalente à appliquer sur une paroi de chaque cavité à partir du coefficient de qualité intrinsèque à chaque cavité (qui peut être calculé théoriquement ou mesuré). Les résultats obtenus ont été comparés aux résultats obtenus par le modèle Power Balance et, dans certains cas, aux résultats expérimentaux présentés dans le chapitre précédent. Nous avons observé une excellente concordance des résultats entre les résultats FDTD et les résultats obtenus par le modèle Power Balance dans les différents cas investigués.

#### CHAPITRE 4 : Simulation d'un système de cavités couplées via un code 3D (ou FULL-WAVE)

Nous avons donc montré, par la mesure et la simulation lors de ces deux derniers chapitres, que le modèle analytique permet une détermination précise du champ électrique total moyen lorsque les paramètres d'entrée sont maîtrisés. Nous allons ainsi pouvoir le mettre en application dans le cas d'un satellite de télécommunication en réalisant dans le dernier chapitre de ce manuscrit une étude paramétrique et ainsi nous rapprocher de l'objectif final de ce travail de thèse.

# CHAPITRE 5 : ANALYSE PARAMETRIQUE SUR UN SATELLITE REEL

Dans le dernier chapitre de ce manuscrit de thèse, nous présentons une analyse paramétrique réalisée à l'aide du modèle Power Balance prenant en compte les données géométriques réelles d'un satellite générique multi-cavité de télécommunication (présenté sur la Figure 61) développé par la société Thales Alenia Space (Toulouse), partenaire de cette thèse. Cette étude a pour but de quantifier l'impact des paramètres qui entrent en jeu dans l'étude CEM de la charge utile d'un satellite. Il n'a malheureusement pas été possible de pouvoir réaliser une campagne expérimentale sur cette structure.

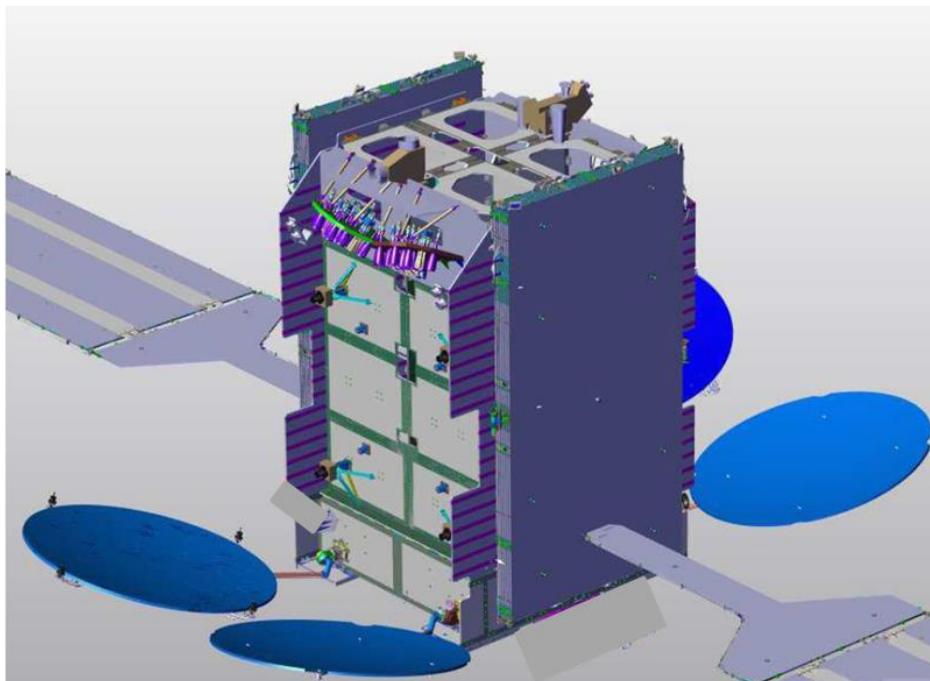


Figure 61 : Image présentant la géométrie d'un satellite générique multi-cavité

## I. PRESENTATION DU SATELLITE DE TELECOMMUNICATION

Le satellite générique présenté a été conçu par THALES ALENIA SPACE afin d'assurer des services de communication haut débit à travers l'Afrique et le sud de l'Europe. Pour cela, il est composé de quatre réflecteurs. Plusieurs spots illuminent ces réflecteurs permettant ainsi de cibler avec précision les pays d'Afrique et du sud de l'Europe bénéficiant des services du satellite. Il fonctionne dans la bande K autour de la fréquence de 20 GHz.

Sa charge utile se décompose en 16 cavités de tailles identiques comme le montre le schéma de la Figure 62 où les différentes cavités sont nommées par rapport à leur positionnement dans l'espace.

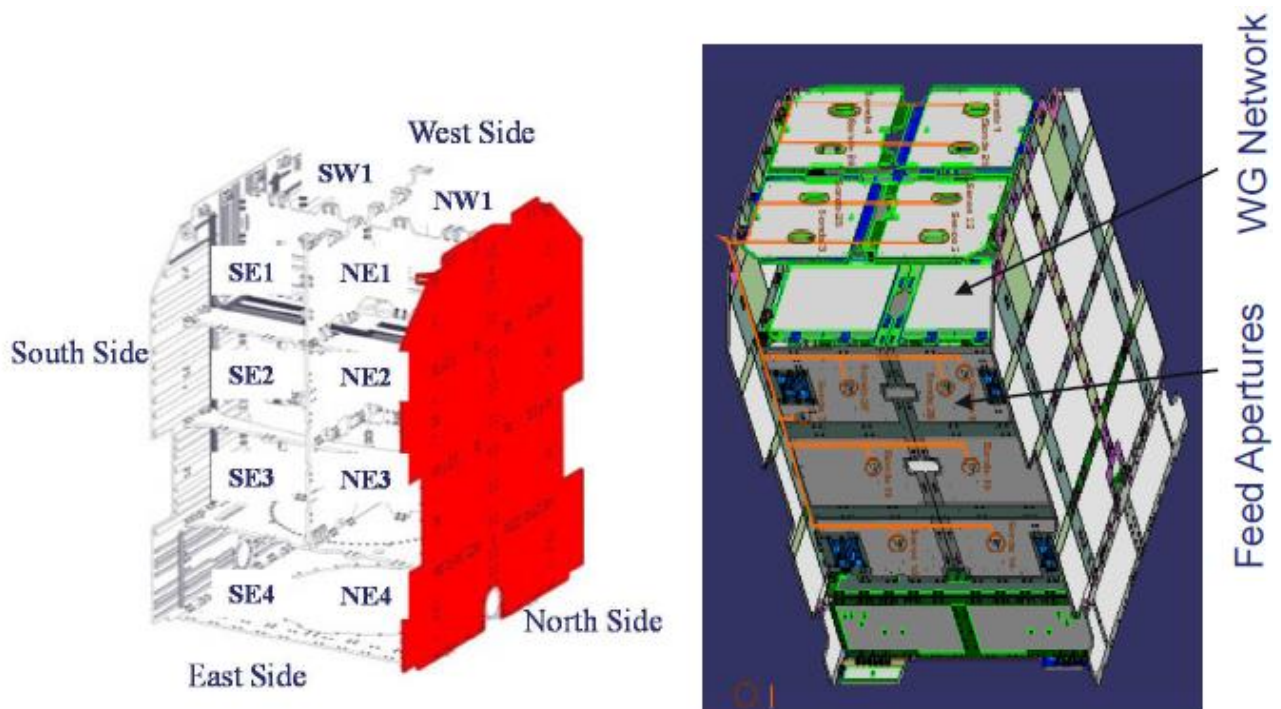


Figure 62 : Schéma du satellite de télécommunication générique

Dans ce chapitre, et dans le but de simplifier la compréhension des résultats pour le lecteur, les cavités sont numérotées de 1 à 16 comme cela est indiqué sur la Figure 63. On considère qu'une ouverture inter-cavité est présente sur chaque surface commune à deux cavités. Toutes les ouvertures inter-cavités sont supposés identiques. On a donc par exemple, la cavité 1 qui est couplée aux cavités 2, 3 et 5. Toutes les cavités ont les mêmes dimensions : une hauteur de 0,925 m, une largeur de 1,25 m et une profondeur de 1,02 m et ont ainsi une fréquence de résonance fondamentale théorique autour de 190 MHz.

1	2	3	4
5	6	7	8
9	10	11	12
13	14	15	16

Figure 63 : Numérotation des cavités. Les numéros des cavités présentes sur la face avant sont indiquées en noir, celles situées sur la face arrière en rouge.



Nous avons vu dans le chapitre 2 qu'il serait extrêmement utile de connaître le facteur de qualité de ces cavités. Pour cela, il faudrait pouvoir effectuer une mesure du paramètre  $S_{11}$  dans chacune des cavités du système une fois celles-ci entièrement préparées. On pourrait penser que la connaissance du facteur de qualité d'une seule des cavités suffise étant donné que les dimensions des 16 cavités sont les mêmes. Cependant, il est important de rappeler que chaque cavité contient des éléments différents modifiant les pertes totales (et donc les facteurs de qualité) dans chacune des cavités.

Ces mesures ne sont néanmoins pas réalisables d'un point de vue expérimental. En effet, l'étude CEM est effectuée lors de la phase de conception du satellite. Une fois le satellite fabriqué et entièrement monté, le temps disponible avant son envoi dans l'espace est très restreint, ce qui ne permet pas d'ajouter ce type de mesure.

L'idée de ce chapitre est donc de réaliser une étude paramétrique dans le cas du satellite générique en se plaçant dans les conditions réelles, c'est-à-dire en ignorant le facteur de qualité précis de chacune des cavités du système. Il s'agit donc de présenter une démarche possible permettant à l'industriel d'évaluer les niveaux de champ potentiellement atteints dans chaque cavité en fonction des caractéristiques géométriques du système et du niveau d'émission de la ou des sources, et ce pour une large bande de fréquence commençant à quelques GHz et jusqu'à au moins 20 GHz.

## **II. ETUDE PRELIMINAIRE**

Nous commençons donc par calculer le facteur de qualité  $Q$  théorique des cavités en supposant qu'elles ne comportent aucune ouverture vers l'extérieur. Ne connaissant pas non plus la conductivité du matériau composant les parois du satellite, nous considérons trois valeurs de conductivité différentes : celle de l'aluminium (soit  $3,7 \cdot 10^7$  S/m) et, la même divisée respectivement par un facteur 2 ( $1,85 \cdot 10^7$  S/m) puis 10 ( $3,7 \cdot 10^6$  S/m).

La Figure 64 compare les facteurs de qualité composites obtenus dans les trois cas en prenant en compte le coefficient de qualité lié à une antenne et à celui lié à la conductivité des parois. Comme cela était prévisible au vu des fréquences élevées de travail de notre étude, les pertes dans les antennes sont négligeables quelle que soit la conductivité considérée. La conductivité des parois impose le facteur de qualité composite de l'enceinte. Dans la bande de fréquence considérée, les pertes liées aux antennes peuvent donc être négligées, y compris si plusieurs antennes sont présentes.

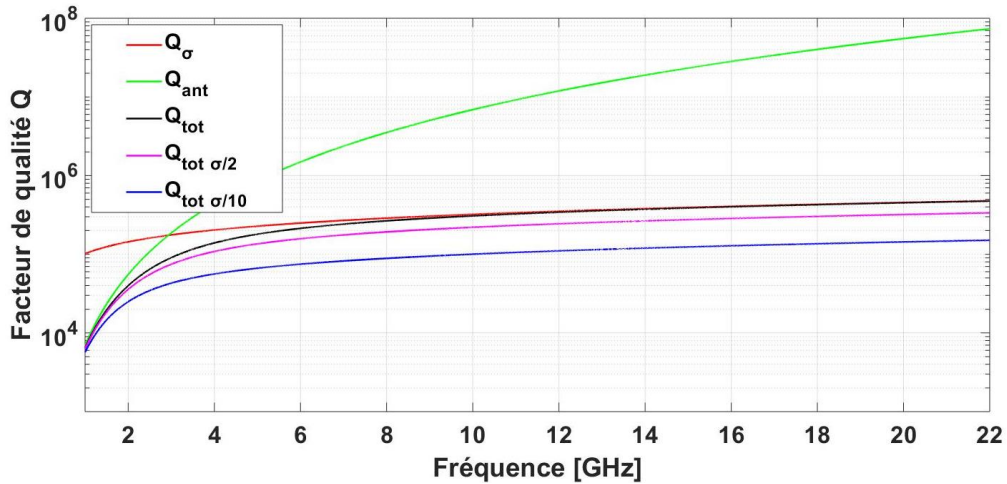


Figure 64 : Facteur de qualité d'une cavité du satellite pour 3 conductivités différentes

Il est alors intéressant de rajouter une ouverture vers l'extérieur et d'étudier son effet sur le facteur de qualité global pour différentes valeurs de surface. Il s'agit ici d'avoir une idée de la surface de l'ouverture à partir de laquelle les pertes liées à l'ouverture deviennent prépondérantes par rapport aux pertes métalliques.

Pour cela, nous considérons successivement une ouverture vers l'extérieur de 2,5 cm de rayon, puis 5 cm et enfin 10 cm dans le cas où la conductivité de l'aluminium est divisée par 10. Les pertes dissipées dans l'antenne sont prises en compte bien que non représentées sur les figures suivantes pour un souci de clarté.

Nous comparons donc sur les Figure 66 à Figure 68 les facteurs de qualité théorique d'une cavité du satellite liés aux pertes métalliques, à l'ouverture et le facteur de qualité total, et ce pour les 3 tailles d'ouverture.

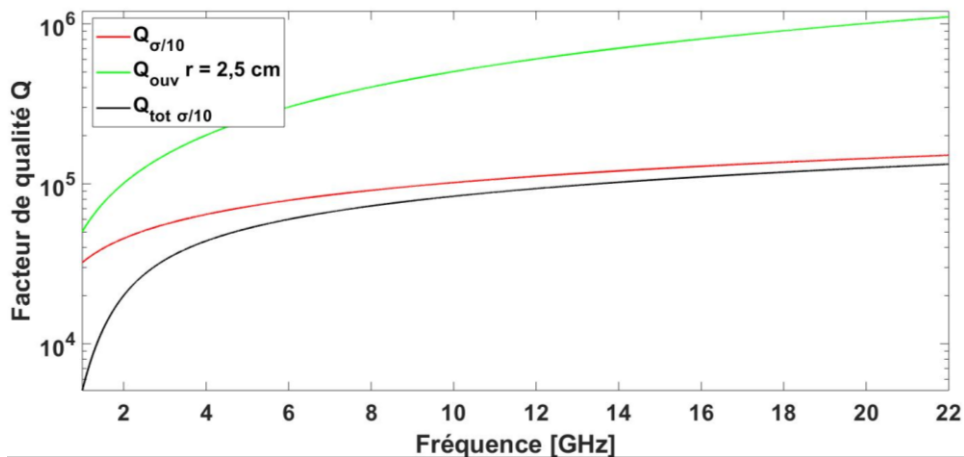


Figure 65 : Facteur de qualité de la cavité avec une ouverture circulaire vers l'extérieur de 2,5 cm de rayon

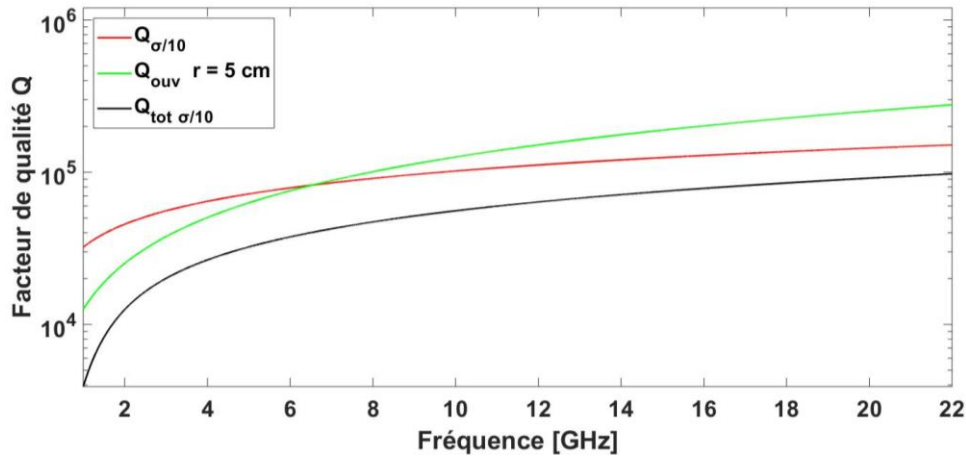


Figure 66 : Facteur de qualité de la cavité avec une ouverture circulaire vers l’extérieur de 5 cm de rayon

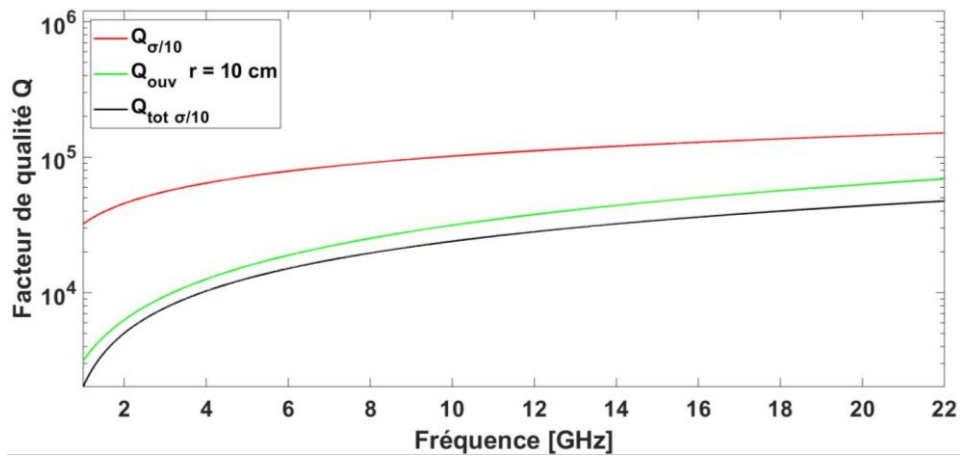


Figure 67 : Facteur de qualité de la cavité avec une ouverture circulaire vers l’extérieur de 10 cm de rayon

On constate donc que, lorsque le rayon de l’ouverture circulaire mesure 10 cm, les pertes liées à l’ouverture sont prépondérantes sur toute la bande de fréquences considérée (et à partir de 7 GHz dans le cas de l’ouverture de rayon 5 cm). En considérant le fait que les surfaces des ouvertures sont généralement supérieures à cette taille, et que les fréquences de travail du satellite sont très élevées (bande K), on comprend qu’il est possible, dans un contexte réel, de négliger la conductivité des parois en plus des pertes liées aux antennes.

Le tableau suivant donne les valeurs d’average mode bandwidth (ou  $\Delta f$ ) considérées dans le modèle Power Balance pour les différents cas traités à 20 GHz :

Configuration	$\Delta f$ (kHz)
Cavité fermée - conductivité aluminium	44
Cavité fermée - conductivité aluminium / 2	62
Cavité fermée - conductivité aluminium / 10	140

Cavité avec ouverture de 2,5 cm de rayon	160
Cavité avec ouverture de 5 cm de rayon	220
Cavité avec ouverture de 10 cm de rayon	460

Tableau 11 :  $\Delta f$  de la cavité pour différentes configurations

### III.CAS SANS OUVERTURES VERS L'EXTERIEUR – SATELLITE FERME

Dans cette partie, on s'intéresse au cas où le système ne présente aucune ouverture vers l'extérieur. Le facteur de qualité Q considéré comprend celui avec la conductivité en aluminium divisée par 10, on prend donc  $\Delta f = 140$  kHz.

#### III.1. Injection dans une seule cavité

Dans ce cadre, la première étude concerne le cas où les surfaces inter-cavités présentent toutes la même surface : 0,05 m<sup>2</sup> puis 0,15 m<sup>2</sup> et enfin 0,30 m<sup>2</sup>. La Figure 68 présente les niveaux de champ électrique total moyen dans chaque cavité pour les trois surfaces d'ouvertures définies précédemment lorsqu'on injecte une puissance de 1mW dans la cavité n°1.

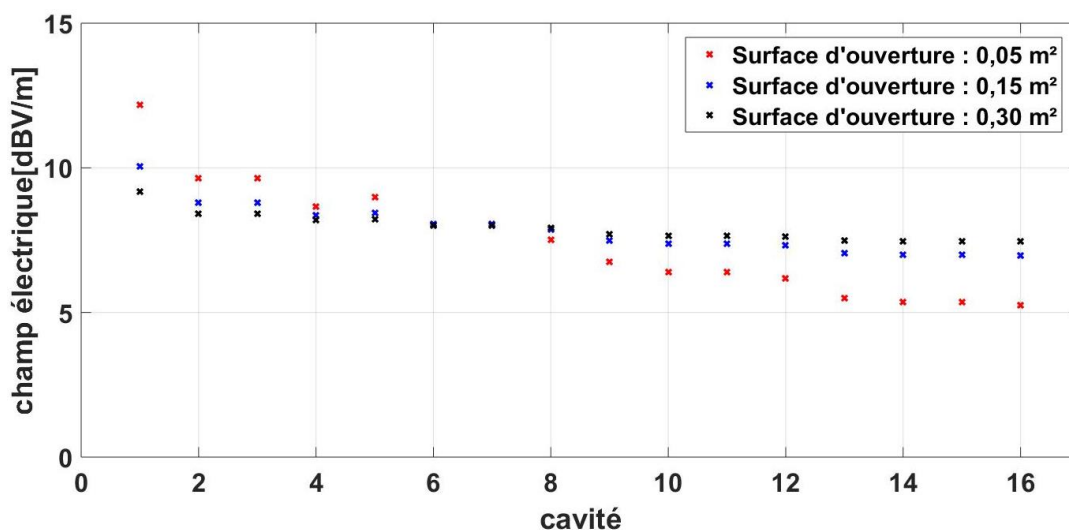


Figure 68 : Système sans ouverture vers l'extérieur - Injection dans la cavité n°1

Le niveau de champ maximum est logiquement obtenu dans la cavité n°1 où est présente l'injection. On constate qu'il y a globalement très peu de dispersion des résultats, les résultats étant de plus en plus homogène lorsque les surfaces inter-cavités sont agrandies. Pour représenter cette dispersion peut être représentée en calculant l'écart-type (en dB) des valeurs du champ électromagnétique total moyen dans chaque cavité, et ce, pour les différentes surfaces d'ouverture inter-cavité. L'écart-type en dB se calcule de la façon suivante [56] :

$$\sigma_{dB} = 20 * \log \left( \frac{\sigma + \langle |E_T| \rangle}{\langle |E_T| \rangle} \right) \quad (59)$$

Où  $\sigma$  est l'écart-type calculé linéairement.

Les résultats sont ainsi présentés pour ce premier exemple dans le Tableau 12 ci-dessous :

Surface des ouvertures (m <sup>2</sup> )	0,05	0,15	0,30
Ecart-type (dB)	1,92	0,86	0,47

Tableau 12 : Ecart-type des niveaux de champ dans les cavités (injection dans la cavité 1)

Pour chacun des cas, le niveau de champ minimum est obtenu dans la cavité la plus éloignée de la cavité où est située l'injection, c'est-à-dire la cavité n°16. Un écart d'environ 7 dB est constaté entre les cavités les plus éloignées dans le cas d'ouvertures inter-cavités de surface 0,05 m<sup>2</sup>. A contrario, un écart maximum de seulement 2 dB est obtenu le cas d'ouvertures inter-cavités de 0,30m<sup>2</sup>. L'agrandissement des surfaces d'ouvertures inter-cavités implique donc logiquement une rapide homogénéisation des niveaux de champ dans un système de cavités couplées.

La Figure 69 présente les mêmes résultats lorsque la source d'injection est située dans la cavité n°8, située plus au centre du système que la cavité n°1 placée vers l'extérieur.

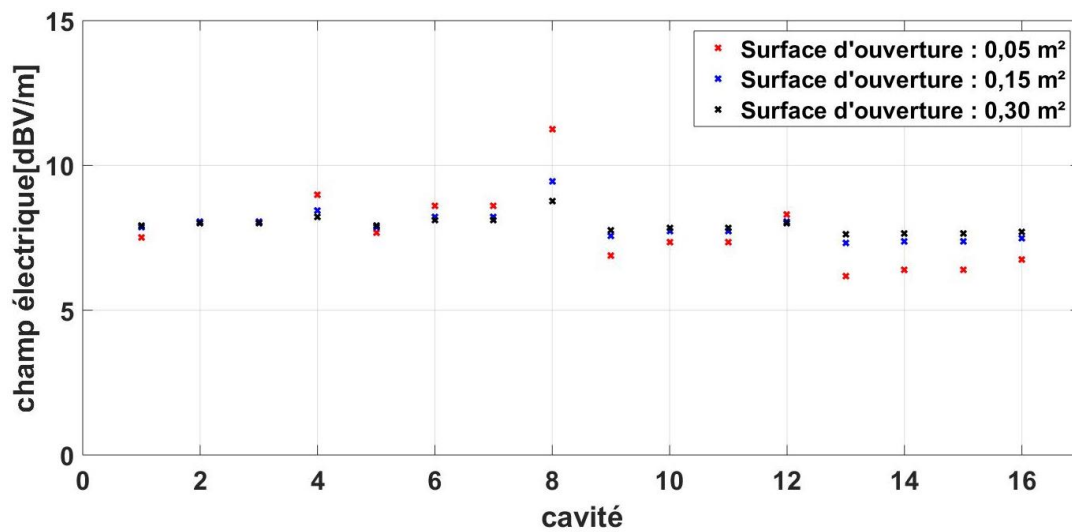


Figure 69 : Système sans ouverture vers l'extérieur - Injection dans la cavité n°8

L'écart-type du niveau de champ électrique total moyen est calculé et présenté dans le Tableau 13 ci-dessous.

Surface des ouvertures (m <sup>2</sup> )	0,05	0,15	0,30
Ecart-type (dB)	1,28	0,53	0,29

Tableau 13 : Ecart-type des niveaux de champ dans les cavités (injection dans la cavité 8)

Du fait du positionnement plus central de la cavité où est placée l'injection, on constate qu'à surfaces d'ouvertures égales, la dispersion des niveaux de champ est réduite par rapport au cas précédent.

On peut donc conclure de cette première étude que dans le cas de pertes équivalentes dans chaque cavité, le niveau de champ s'uniformise rapidement dans le cas d'ouvertures suffisamment grandes. Sinon, le niveau de champ est sensiblement plus élevé dans la cavité excitée.

### III.2. Prise en compte de contributions internes

Dans chaque cavité d'un satellite compartimenté, des équipements en fonctionnement normal (ou des câbles les reliant) peuvent émettre un champ électromagnétique perturbateur. Ces rayonnements parasites sont appelés « contributions internes » et peuvent être pris en compte par le modèle Power Balance.

Afin d'étudier leur impact sur la répartition dans chaque cavité du satellite, on considère dans ce paragraphe l'excitation simultanée de différentes cavités dans le modèle Power Balance.

La Figure 70 présente la répartition du champ électrique total moyen dans chaque cavité pour trois surfaces d'ouvertures inter-cavités différentes dans le cas où une puissance d'injection de 1mW est considérée dans les cavités n°1 à n°4.

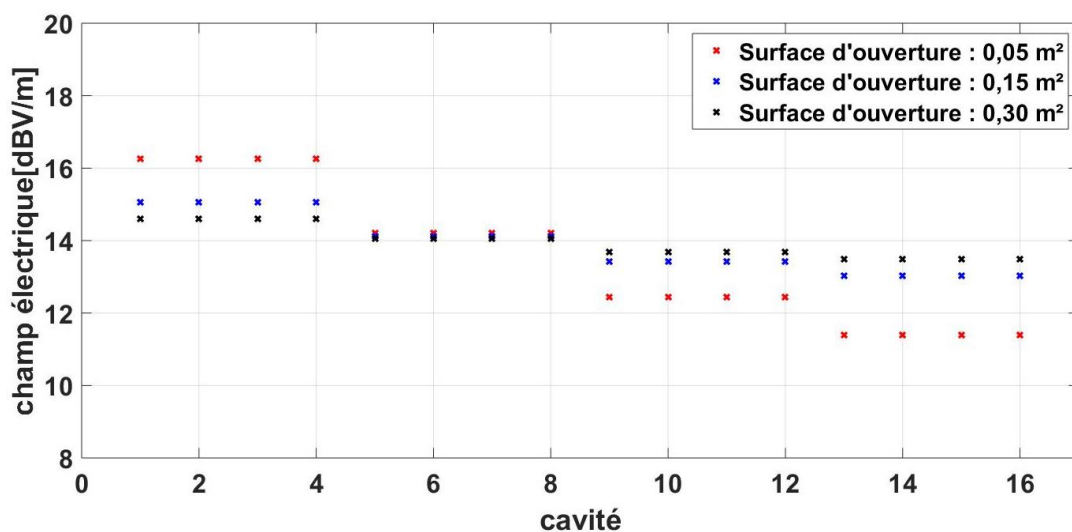


Figure 70 : Système sans ouverture vers l'extérieur - Injection dans les cavités 1, 2, 3 et 4

Le Tableau 14 présente les écart-types calculés :

Surface des ouvertures (m <sup>2</sup> )	0,05	0,15	0,30
Ecart-type (dB)	1,76	0,78	0,43

Tableau 14 : Ecart-type des niveaux de champ dans les cavités (injection dans les cavités 1, 2, 3 et

4)

Les cavités excitées sont de façon logique les cavités où le niveau de champ est le plus élevé. Bien entendu, les niveaux de champs calculés sont supérieurs à ceux des cas précédents, en raison de l'excitation simultanée de quatre cavités au lieu d'une.

Des cas simples où les cavités ne comportent pas d'ouverture vers l'extérieur ont été traités tout au long de cette partie. Or, nous savons que les satellites comportent de nombreuses petites ouvertures vers l'extérieur. La partie suivante a pour but de les insérer dans le modèle Power Balance afin d'observer leur impact sur la répartition du champ au sein de chaque cavité du système.

## IV. SATELLITE OUVERT SUR L'EXTERIEUR

Dans cette partie, nous rajoutons donc des ouvertures externes sur les cavités permettant la communication avec l'extérieur et la dépressurisation du satellite.

Il est intéressant de noter que l'ajout d'ouverture vers l'extérieur équivaut à rajouter des pertes dans les cavités. Réciproquement, l'ajout de pertes dans les cavités en raison de l'encombrement de ces dernières peut aussi être assimilé à l'ajout d'ouvertures vers l'extérieur.

### IV.1. Injection dans une seule cavité

Dans cette première étude, toutes les cavités comportent des ouvertures vers l'extérieur d'une surface de 20 cm<sup>2</sup>. On considère ainsi une valeur de  $\Delta f = 160$  kHz pour chaque cavité du satellite. Une puissance de 1 mW est injectée dans la cavité n°1. La Figure 71 présente les niveaux de champ obtenus dans chaque cavité pour les trois ouvertures inter-cavités étudiées précédemment.

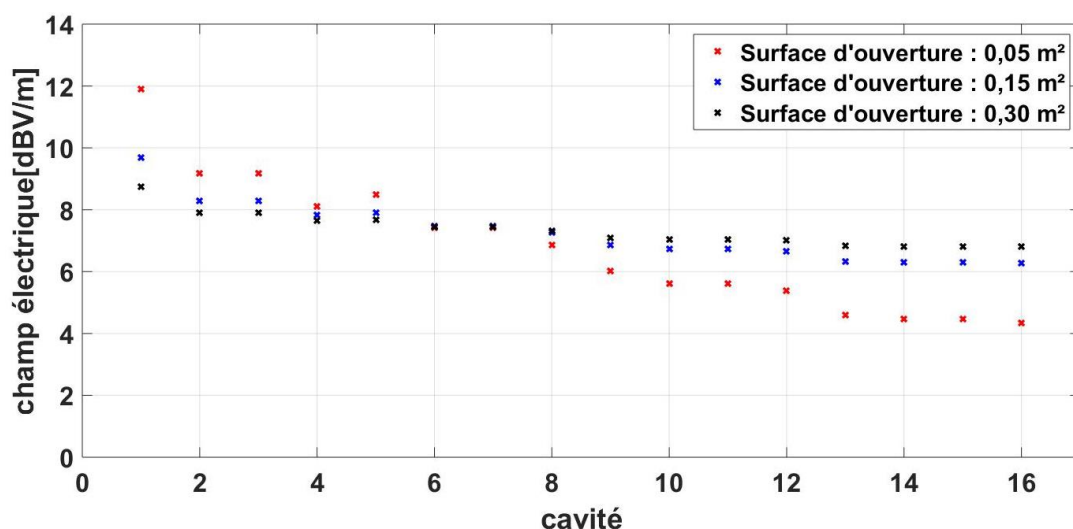


Figure 71 : Système avec ouverture vers l'extérieur - Chaque cavité contient une ouverture de 20 cm<sup>2</sup>

Le Tableau 15 présente les écarts-types calculés à partir de ces résultats.

Surface des ouvertures (m <sup>2</sup> )	0,05	0,15	0,30
Ecart-type (dB)	2,10	0,95	0,48

Tableau 15 : Ecart-type des niveaux de champ : cavités contenant une ouverture de 20 cm<sup>2</sup>

Nous pouvons constater que les niveaux de champ électrique totaux moyens sont légèrement inférieurs dans le cas où les cavités contiennent des ouvertures vers l'extérieur, ce qui est évidemment logique. On constate que les écart-types présentés dans le tableau 13 sont légèrement supérieurs à ceux calculés lorsque les cavités ne comportent pas d'ouvertures vers l'extérieur (cf Tableau 10). L'ajout de pertes dans chaque cavité même si celles si sont équivalentes accentuent donc très légèrement les différences de niveau de champ moyen dans chaque cavité du satellite.

On traite cette fois-ci le cas où les quatre premières cavités comportent une surface d'ouverture totale vers l'extérieure plus grande, c'est-à-dire en prenant  $\Delta f = 220$  kHz, tout en gardant les mêmes surfaces d'ouvertures vers l'extérieure dans les autres cavités. La Figure 72 illustre les résultats de champ calculé par le modèle dans cette configuration et le Tableau 16 les écart-types correspondants.

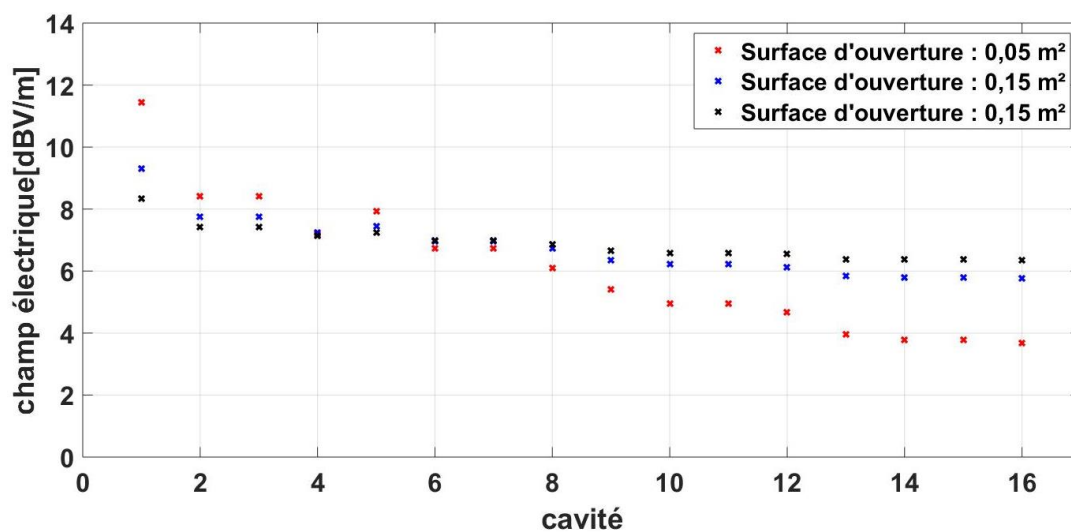


Figure 72 : Répartition du champ dans chaque cavité (ouverture plus grande dans les quatre premières)

Surface des ouvertures (m <sup>2</sup> )	0,05	0,15	0,30
Ecart-type (dB)	2,13	0,97	0,54

Tableau 16 : Ecart-type des niveaux de champ dans chaque cavité (ouverture plus grande dans les quatre premières)

On obtient dans ce cas une dispersion des niveaux de champ légèrement supérieurs au cas précédent.



## IV.2. Prise en compte de contributions externes

Dans une seconde partie de cette étude, on prend en compte des ouvertures vers l'extérieur de 20 cm<sup>2</sup> dans les cavités 5 à 16 et pour les cavités 1 à 4 nous prenons une surface totale d'ouverture externe de 80 cm<sup>2</sup>. Ces cavités 1 à 4 comportent des ouvertures plus grandes afin de prendre en compte les éventuelles ouvertures servant à l'alimentation des antennes comme on peut le voir sur la Figure 62. On considère ainsi une valeur de  $\Delta f = 160$  kHz pour les cavités contenant une ouverture de 20 cm<sup>2</sup> et  $\Delta f = 220$  kHz pour les cavités contenant une ouverture de 80 cm<sup>2</sup>.

Le champ électromagnétique peut fuiter par ces ouvertures, mais peut aussi se coupler dans les cavités si des sources sont situées à l'extérieur. Certaines ondes planes réfléchies par la parabole des antennes d'émission situées à l'extérieur de la charge utile du satellite peuvent ainsi être la source de contributions externes. Les cavités les plus touchées sont celles exposées directement aux antennes.

On prend arbitrairement une contribution externe de 5 mW pour cet exemple dans les cavités 9, 11, 13 et 15. En effet, ce sont les cavités les plus proches des paraboles des antennes de la face Est comme illustré par la Figure 62. On suppose que les contributions externes sont supérieures aux contributions internes au vu des fortes puissances rayonnées par les antennes du satellite.

Dans un premier temps nous ne prenons en compte que les contributions externes comme puissance introduites dans les cavités. La Figure 73 illustre les champs obtenus dans cette configuration.

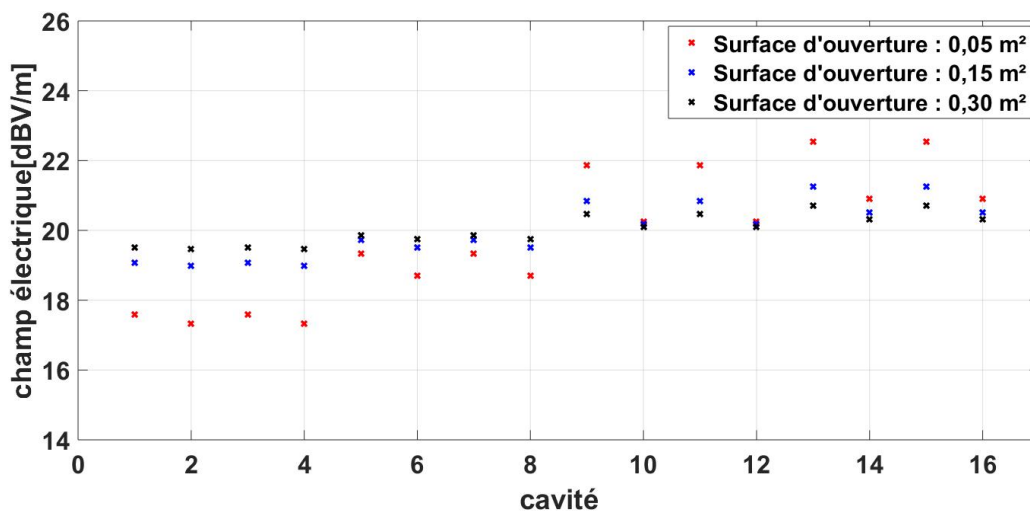


Figure 73 : Niveau de champ dans les cavités en ne prenant en compte que les contributions externes

Surface des ouvertures (m <sup>2</sup> )	0,05	0,15	0,30
Ecart-type (dB)	1,68	0,77	0,43

Tableau 17 : Ecart-type des niveaux de champ dans chaque cavité : contributions externes uniquement

Dans un second temps, nous prenons en compte les contributions externes ainsi que les contributions internes de 1 mW dans les quatre premières cavités. La Figure 74 présente les résultats de champs électriques obtenus dans cette configuration.

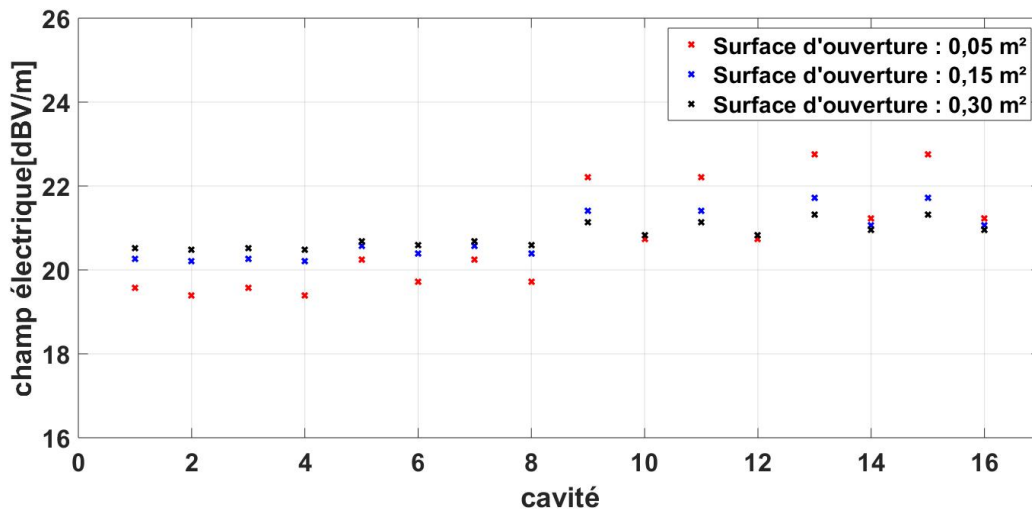


Figure 74 : Niveau de champ dans les cavités : contributions externes et internes

Surface des ouvertures (m <sup>2</sup> )	0,05	0,15	0,30
Ecart-type (dB)	1,17	0,53	0,29

Tableau 18 : Ecart-type des niveaux de champ : contributions internes et externes

On peut constater que le champ est beaucoup plus homogène dans les cavités lorsque l'on prend en compte les contributions externes et internes. Les niveaux de champ électrique ont aussi fortement augmenté dans le satellite du fait de l'augmentation du nombre de sources dans le modèle représentant les différents types de contributions.

### IV.3. Influence des ouvertures inter-cavités

Afin de bien comprendre l'impact de la modification des surfaces des ouvertures inter-cavité, nous considérons le cas où les cavités comportent toutes une ouverture vers l'extérieur de 20 cm<sup>2</sup>, et donc un  $\Delta f = 160$  kHz. Dans un premier temps, nous considérons une seule injection dans la première cavité. La modification des ouvertures inter-cavités vient symboliser le fait que les ouvertures peuvent être obstruées par le passage des câbles diminuant ainsi la surface totale effective de l'ouverture et par le fait que les surfaces d'ouvertures ne sont pas toujours identiques d'une cavité à l'autre.

Pour cela, nous isolons dans un premier temps la première cavité en diminuant la surface totale des ouvertures qui la relie aux autres. Nous prenons ainsi arbitrairement des ouvertures de 0,025

m<sup>2</sup>. De ce fait, la surface de l'ouverture est réduite de moitié si l'on conserve une surface de 0,05 m<sup>2</sup> pour les autres ouvertures. Puis, nous isolons la cavité n°8 et enfin la cavité n°16 tout en gardant l'excitation dans la cavité n°1. La Figure 75 présente les résultats de champs électriques dans cette configuration en fonction du choix de la cavité isolée. Le Tableau 19 quant à lui présente les écarts-types calculés.

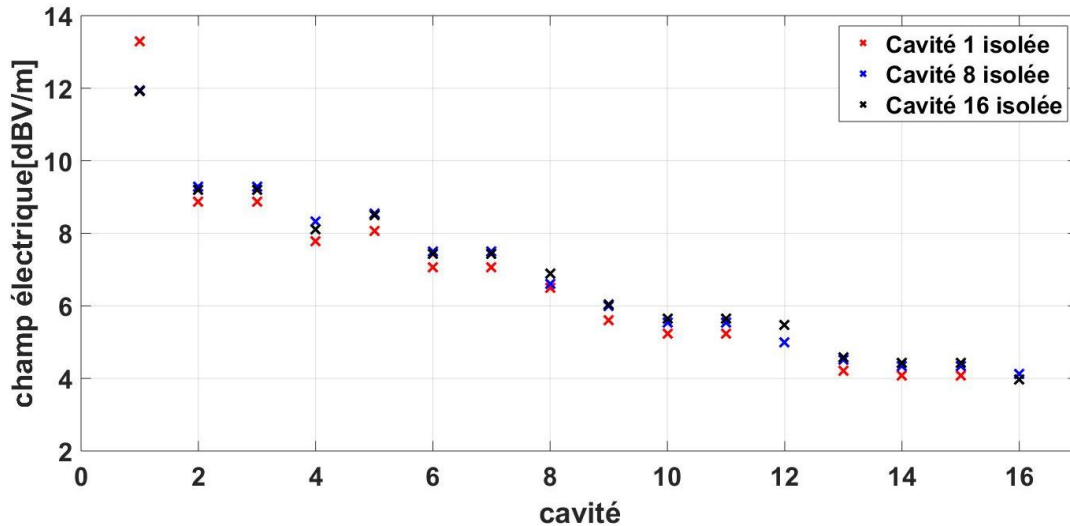


Figure 75 : Niveau de champ dans les cavités avec une cavité isolée

Cavité isolée	1	8	16
Ecart-type (dB)	2,60	2,20	2,11

Tableau 19 : Ecart-type des niveaux de champ avec une cavité isolée

On peut constater que l'isolement proposé n'est pas très impactant sur les niveaux de champ hormis pour le cas où l'on isole la cavité dans laquelle se situe l'injection. Dans ce cas, un maxima de champ est créé. Pour les deux autres cas présentés, où l'injection n'est pas située dans la cavité isolée, on constate qu'il y a très peu d'écart entre les niveaux de champ calculés, spécialement dans la cavité n°1 où les deux curseurs sont confondus. Ce faible impact constaté signifie que la modification des ouvertures n'est pas assez importante pour totalement modifier la répartition du champ dans le satellite bien qu'elle ait été diminuée de moitié.

Dans cette même configuration mais en gardant la même surface d'ouverture inter-cavité de 0,05 m<sup>2</sup>, un écart-type de 1,92 dB avait été calculé sur le niveau de champ électrique dans chaque cavité. On constate néanmoins que l'écart-type varie beaucoup selon la position de la cavité isolée. En effet, lorsque la cavité 16 est isolée, c'est-à-dire la cavité la plus éloignée de l'injection, l'écart-type n'est que très peu impacté, soit 0,09 dB avec l'écart-type calculé lorsqu'il n'y a pas de modification des surfaces d'ouverture. Au contraire, on constate que l'écart-type est plus élevé lorsque la cavité isolée est celle contenant l'injection.

Ainsi, on peut retrouver un fort niveau de champ dans une cavité soumise à des contributions internes ou externes d'autant plus si la surface d'ouverture totale inter-cavité est plus petite ou tout simplement obstruée par des câbles ou d'autres éléments.

Dans un second temps, nous reprenons la configuration la plus complexe suivante : les quatre premières cavités comportent une ouverture vers l'extérieur de 80 cm<sup>2</sup> (ce qui correspond à  $\Delta f = 220$  kHz), les autres cavités comportent une ouverture de 20 cm<sup>2</sup> ( $\Delta f = 160$  kHz). Une puissance de 1 mW est considérée comme contribution interne dans les quatre premières cavités, et une puissance de 5 mW est considérée comme contribution externe dans les cavités 9, 11, 13 et 15 comme précédemment. Nous isolons à tour de rôle les cavités 1, 8 et 16. Les résultats de champ sont observables sur la Figure 76 ainsi que les écart-types sur le Tableau 20.

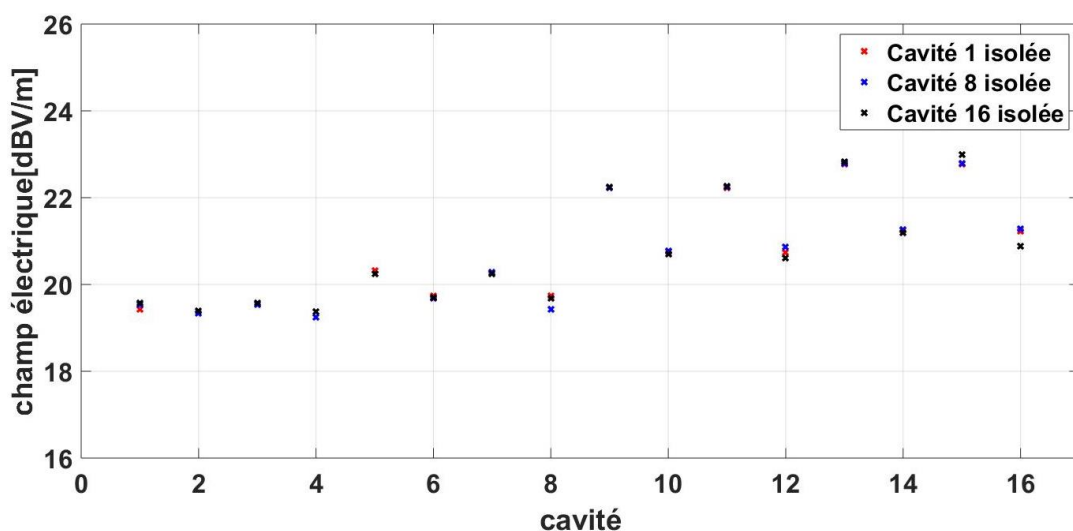


Figure 76 : Niveau de champ dans les cavités avec une cavité isolée (contributions internes et externes)

Cavité isolée	1	8	16
Ecart-type (dB)	1,01	1,04	1,05

Tableau 20 : Ecart-type des niveaux de champ avec une cavité isolée (contributions internes et externes)

On peut constater que la modification des surfaces d'ouverture d'une cavité n'est pas très impactant dans cette configuration. L'écart-type calculé est lui aussi très proche dans chaque cas (moins de 0,1 dB) traité. Néanmoins on remarque que la répartition du champ électrique a quelque peu changé suite à la modification des ouvertures inter-cavités.

Il faut donc faire attention à ce paramètre qui peut créer de forts maxima de champ dans certaines cavités lorsque celles-ci sont relativement isolées des autres.

## **V. CONCLUSION**

Nous avons pu voir tout au long de ce chapitre l'impact des différents paramètres géométriques d'un satellite sur le niveau de champ calculé par le modèle analytique. Pour cela, on a réalisé une étude paramétrique en partant des dimensions connues du satellite de télécommunication générique. N'ayant pas accès à tous les paramètres du satellite entièrement monté, nous avons donc fait varier les différents paramètres impactant les niveaux de champ électromagnétique au sein du satellite afin d'observer l'influence de chacun dans une configuration la plus réaliste possible.

# CONCLUSION GENERALE

L'étude effectuée lors de cette thèse s'inscrit dans le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM). Elle a pour but de déterminer de la façon la plus précise possible le niveau de champ électromagnétique dans un système de cavités couplées par des ouvertures représentant un satellite de télécommunication. De cette manière, il est possible d'évaluer les éventuelles perturbations électromagnétiques sur les équipements électroniques du satellite et d'anticiper les éventuels problèmes de CEM. Ce travail doit être effectué dès la phase de conception du satellite (donc en amont de sa construction) afin de choisir les équipements adéquats ainsi que les protections éventuellement nécessaires. En effet, une fois le satellite conçu, il serait très dommageable, pour des questions de temps perdu et de surcoût, de devoir rajouter des protections a posteriori, une fois des problèmes CEM détectés.

Afin de réaliser une étude complète sur le sujet, ce travail de thèse a essayé d'aborder ce problème fondamental pour l'industrie spatiale sous plusieurs angles :

- Un modèle analytique de type Power Balance a été utilisé dans des configurations souvent plus complexes que les cas ayant été traités dans la littérature scientifique. On pense notamment au cas d'un système multi-cavités ouvert sur l'extérieur où chaque cavité présente un facteur de qualité différent. Il a ainsi été montré que la précision du modèle est fortement liée à la bonne connaissance du facteur de qualité de chaque cavité.
- Le même problème a été également envisagé d'un point de vue expérimental, ce qui est également rare dans la littérature scientifique. Des lignes directrices ont été émises afin de pouvoir collecter de façon rapide et précise les données expérimentales et de pouvoir les confronter au modèle Power Balance. En particulier, des propositions ont été faites, dans le cadre d'un chapitre dédié, pour la détermination du facteur de qualité de chaque cavité.
- La simulation électromagnétique « full-wave » a également été largement discutée dans un chapitre dédié par le biais de simulations de type FDTD. Une méthode originale a été proposée afin de traiter le cas évoqué plus haut d'un système multi-cavités aux pertes différentes en appliquant des pertes différenciées sur chacune des cavités. Ces simulations ont également permis de confronter le modèle Power Balance à des configurations plus complexes que celles étudiées expérimentalement.

Sur ce type de système complexe, les trois approches ont donné des résultats similaires, seules quelques divergences ont été observées dans les configurations les plus difficiles en raison de difficultés expérimentales.

Quelques perspectives scientifiques, dont il serait intéressant que la communauté CEM se saisisse, ont d'ores et déjà été identifiées.

## Conclusion générale

La précision des résultats est liée à la connaissance du système sous-test. Il serait donc intéressant d'évaluer plus précisément l'encombrement de chaque cavité pour mieux estimer le facteur de qualité, de mieux connaître la géométrie précise (taille des ouvertures) de chaque cavité ou les sources de perturbation potentielles (en amplitude, en fréquence). L'objectif serait ainsi de réduire au maximum toutes les sources d'incertitude du problème pour améliorer la précision de la prédiction. Ceci permettrait sans doute de calibrer au mieux les protections électromagnétiques à insérer dans ce type de système. En effet, les protections installées sont choisies actuellement afin d'obtenir une marge de sécurité suffisante pour le bon fonctionnement du satellite. Néanmoins il est peut-être envisageable de réduire cette marge (et donc le coût des protections) si les niveaux de champ attendus dans chaque cavité sont connus avec une meilleure précision.

Les études réalisées dans le cadre de cette thèse ont été réalisées dans le cas de signaux perturbateurs harmoniques (ou sinusoïdaux). Il serait intéressant d'utiliser ce type de modèle afin d'évaluer le champ électromagnétique dans chaque cavité lorsque l'injection est un signal temporel. Une combinaison linéaire du résultat obtenu à chaque fréquence à hauteur de l'amplitude de la transformée de Fourier du signal temporel serait intéressante à tester dans ce cadre.

Nous nous sommes focalisés dans ce travail sur le calcul du champ électromagnétique moyen obtenu dans chacune des cavités du système. Il serait sans nul doute intéressant d'aller plus loin en calculant par exemple le couplage de la perturbation sur un équipement contenu dans une ou plusieurs cavités. On pense par exemple au cas d'un faisceau de câbles multiconducteurs qui traverserait plusieurs cavités et dont on souhaiterait calculer le courant de mode commun induit à l'une de ses extrémités.

Enfin, en guise de conclusion finale, il est sans doute important d'insister sur le fait que nous avons essayé, tout au long de ce travail de thèse, de nous concentrer sur la précision des niveaux de champ obtenus dans chaque cavité, y compris dans les cavités les plus dissipatrices d'énergie. Cependant, ces dernières, dans lesquelles le niveau de champ moyen est plus faible, sont moins sujettes à d'éventuels problèmes de CEM. Ainsi, une approche CEM de type « pire cas », généralement réalisée dans l'industrie, où le facteur de qualité de chaque cavité serait surévalué est beaucoup plus simple à mettre en œuvre et permet de s'assurer que le niveau de champ réel est forcément plus faible. Ce n'est pas l'approche qui a été choisie dans ce travail.

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] Y. Abe, H. Tsuji, A. Miura and S. Adachi, "Frequency Resource Allocation for Satellite Communications System Based on Model Predictive Control and Its Application to Frequency Bandwidth Allocation for Aircraft," 2018 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA), 2018, pp. 165-170, doi: 10.1109/CCTA.2018.8511589.
- [2] Union Internationale des Télécommunications, "Lignes directrices pour l'élaboration D'UN TABLEAU NATIONAL D'ATTRIBUTION DES BANDES DE FRÉQUENCES (TNABF)," Bureau de Développement des Télécommunications Place des Nations CH-1211 Genève 20 Suisse [www.itu.int](http://www.itu.int)
- [3] I. Junqua « Pénétration des ondes électromagnétiques haute fréquence dans des systèmes: Analyse et évaluation par l'approche Power Balance », Thèse de doctorat, université de Lille 1, Juin 2010
- [4] I. Junqua, L. Guibert and J. Parmantier, "Assessment of high frequency coupling in a generic object by the power balance method," 2007 18th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, Munich, Germany, 2007, pp. 397-400, doi: 10.1109/EMCZUR.2007.4388279.
- [5] I. Junqua, J. Parmantier and M. Ridet, "Modeling of high frequency coupling inside oversized structures by asymptotic and PWB methods," 2011 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, Torino, 2011, pp. 68-71.
- [6] Time ElectroMagnetic Simulator – Finite Difference software, TEMSI-FD. CNRS, University of Limoges, Limoges, France, 2006.
- [7] J. S. Giuseppe, C. Hager and G. B. Tait, "Wireless RF Energy Propagation in Multiply-Connected Reverberant Spaces," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 1251-1254, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2175195.
- [8] G. B. Tait and R. E. Richardson, "Wireless Channel Modeling of Multiply Connected Reverberant Spaces: Application to Electromagnetic Compatibility Assessment," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 55, no. 6, pp. 1320-1327, Dec. 2013, doi: 10.1109/TEMC.2013.2252905.
- [9] G. B. Tait, R. E. Richardson, M. B. Slocum and M. O. Hatfield, "Time-Dependent Model of RF Energy Propagation in Coupled Reverberant Cavities," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 53, no. 3, pp. 846-849, Aug. 2011, doi: 10.1109/TEMC.2011.2150228.



- [10] G. B. Tait, R. E. Richardson, M. B. Slocum, M. O. Hatfield, and M. J. Rodriguez, "Reverberant microwave propagation in coupled complex cavities," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 53, no. 1, pp. 229–232, Feb. 2011.
- [11] Gradoni, G.; Antonsen, T.M.; Anlage, S.M.; Ott, E., "Random Coupling Model for interconnected wireless environments," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2014, vol., no., pp.792, 797, 4-8 Aug. 2014
- [12] Gabriele Gradoni, Jen-Hao Yeh, Bo Xiao, Thomas M. Antonsen, Steven M. Anlage, Edward Ott, "Predicting the statistics of wave transport through chaotic cavities by the random coupling model: A review and recent progress", *Wave Motion*, Volume 51, Issue 4, June 2014, Pages 606-621.
- [13] Gabriele Gradoni, Thomas M. Antonsen, Steven M. Anlage, Edward Ott, "A statistical model for the excitation of cavities through apertures", <http://arxiv.org/abs/1502.06642>
- [14] Z. B. Drikas et al., "Application of the Random Coupling Model to Electromagnetic Statistics in Complex Enclosures," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, no. 6, pp. 1480-1487, Dec. 2014, doi: 10.1109/TEMPC.2014.2337262.
- [15] R. F. Harrington, "Field computation by moment methods", Wiley-IEEE Press, 1968
- [16] J. Jin, "The finite element method in electromagnetics", Wiley-IEEE Press, 2002
- [17] A. Taflove and S. C. Hagness. "Computational electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method", Artech House Publishers, 2005
- [18] B. Demoulin, P. Besnier, *Electromagnetic reverberation chambers*. John Wiley & Sons, USA, 2011.
- [19] J. M. Ladbury, G. Koepke, "Reverberation chamber relationships: corrections and improvements", *Proceedings of the IEEE Int. Symposium on EMC*, Seattle, Août 1999.
- [20] D. A. Hill, M. T. Ma, A. R. Ondrejka, B. F. Riddle, M. L. Crawford and R. T. Johnk, "Aperture excitation of electrically large, lossy cavities," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 36, no. 3, pp. 169-178, Aug. 1994, doi: 10.1109/15.305461.
- [21] D. A. Hill, "Electromagnetic Fields in Cavities, deterministic and statistical theories", Wiley, 2009
- [22] C. M. Butler, Y. Rahmat-Samii, and R. Mittra, "Electromagnetic penetration through apertures in conducting surfaces," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-26, pp. 82-93, 1978

- [23] C. Bouwkamp, "Theoretical and numerical treatment of diffraction through a circular aperture", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 18, no. 2, pp. 152–176, 1970.
- [24] H. Levine and J. Schwinger, "On the theory of electromagnetic wave diffraction by an aperture in an infinite plane conducting screen" *Communication of Pure and Applied Mathematics*, vol 3, pp 355-391, 1950
- [25] T. Wang, R. Harrington, and J. Mautz, "Electromagnetic scattering from and transmission through arbitrary apertures in conducting bodies," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 11, pp. 1805 –1814, nov 1990.
- [26] Y. Rahmat-Samii and R. Mittra, "Electromagnetic coupling through small apertures in a conducting screen," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.25, no. 2, pp. 180 – 187, mar 1977.
- [27] C. Lemoine, P. Besnier, and M. Drissi, "Investigation of reverberation chamber measurements through high power goodness of fit tests," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 49, no. 4, pp. 745–755, Nov. 2007.
- [28] C. Lemoine, « Contribution à l'analyse statistique des mesures en chambre réverbérante à brassage de modes : Applications à la détermination de l'efficacité de brassage et de l'incertitude de mesure dans un contexte CEM et radiofréquence », Thèse de doctorat, INSA Renne, Juillet 2008
- [29] D. Hill, "Electromagnetic theory of reverberation chambers," National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, MD, USA, Tech. Rep. 1506, 1998.
- [30] A. Cozza and F. Monsef, "Power Dissipation in Reverberation Chamber Metallic Surfaces Based on Ferrous Materials," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 61, no. 6, pp. 1714-1725, Dec. 2019, doi: 10.1109/TEM.2018.2873657.
- [31] Documents internes de Thales Alenia Space.
- [32] D. A. Hill, "Electronic mode stirring for reverberation chambers," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 36, no. 4, pp. 294–299, Nov. 1994.
- [33] P. Besnier, C. Lemoine, J. Sol, "Various Estimations of Composite Qfactor with Antennas in a Reverberation Chamber", *Proceedings of the 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, pp. 1223 - 1227, Dresden, Aug. 2015.
- [34] P. Besnier, J. Sol, A. Presse, C. Lemoine, and A. C. Tarot, "Antenna efficiency measurement from quality factor estimation in reverberation chamber," in *Proc. 46th Eur. Microw. Conf.*, Oct. 2016, pp. 715–718.

- [35] C. L. Holloway, H. A. Shah, R. J. Pirkl, K. A. Remley, D. A. Hill, and J. Ladbury, "Early time behavior in reverberation chambers and its effect on the relationships between coherence bandwidth, chamber decay time, RMS delay spread, and the chamber buildup time," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 54, no. 4, pp. 714–725, Aug. 2012.
- [36] E. Genender, C. L. Holloway, K. A. Remley, J. M. Ladbury, and G. Koepke, "Simulating the multipath channel with a reverberation chamber: Application to bit error rate measurements," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 4, pp. 766–777, Nov. 2010.
- [37] G. Andrieu, N. Ticaud, F. Lescoat, L. Trougnou, "Fast and accurate assessment of the well stirred condition of a reverberation chamber from S11 measurements", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, available in early access, 2018.
- [38] G. Andrieu and N. Ticaud, "Performance Comparison and Critical Examination of the Most Popular Stirring Techniques in Reverberation Chambers Using the "Well-Stirred" Condition Method," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 62, no. 1, pp. 3-15, Feb. 2020, doi: 10.1109/TEMPC.2019.2926331.
- [39] A. Adardour, G. Andrieu, A. Reineix, "On the Low-Frequency Optimization of Reverberation Chambers", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, no. 2, pp. 266-275, Apr. 2014.
- [40] M. A. Stephens, "EDF statistics for goodness of fit and some comparisons," *J. Amer. Stat. Assoc.*, vol. 69, no. 347, pp. 730–737, Sep. 1974.
- [41] P. S. Kildal, X. Chen, C. Orlenius, M. Franzen, and C. S. L. Patane, "Characterization of reverberation chambers for ota measurements of wireless devices: Physical formulations of channel matrix and new uncertainty formula," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 8, pp. 3875–3891, Aug. 2012.
- [42] C. L. Holloway, H. A. Shah, R. J. Pirkl, W.F. Young, D. A. Hill, and J. Ladbury, "Reverberation chamber techniques for determining the radiation and total efficiency of antennas," *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, vol. 60, no. 4, pp. 1758-1770, Apr. 2012.
- [43] D. A. Hill, "Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, no. 3, pp. 209-217, Aug. 1998, doi: 10.1109/15.709418.
- [44] O. Lundén and M. Backstrom, "Stirrer efficiency in FOA reverberation chambers. Evaluation of correlation coefficients and chi-squared tests," in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. Symp. Rec.*, vol. 1, 2000, pp. 11–16.

- [45] M. A. Stephens, "EDF statistics for goodness of fit and some comparisons," *J. Amer. Stat. Assoc.*, vol. 69, no. 347, pp. 730–737, Sep. 1974.
- [46] K. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 14, no. 3, pp. 302–307, 1966.
- [47] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent maxwell's equations," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 23, no. 8, pp. 623–630, 1975.
- [48] J.-P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," *Journal of computational physics*, vol. 114, no. 2, pp. 185–200, 1994.
- [49] J.-P. Bérenger, "Perfectly matched layer (PML) for computational electromagnetics," *Synthesis Lectures on Computational Electromagnetics*, vol. 2, no. 1, pp. 1–117, 2007.
- [50] F. Moglie, L. Bastianelli and V. M. Primiani, "Reliable Finite-Difference Time-Domain Simulations of Reverberation Chambers by Using Equivalent Volumetric Losses," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 58, no. 3, pp. 653-660, June 2016, doi: 10.1109/TEM.2016.2548520.
- [51] P. Bonnet, R. Vernet, S. Girard and F. Paladian, "FDTD modelling of reverberation chamber", *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 20, pp. 1101-1102, 2005.
- [52] Frédéric PETIT « Modélisation et simulation d'une chambre réverbérante à brassage de mode à l'aide de la méthode des différences finies dans le domaine temporel », Thèse de doctorat, université de MARNE LA VALLEE, Juin 2010.
- [53] G. Alberto, G. Andrieu and A. Reineix, "Application of the Power Balance Method in a System of Nested and Oversized Cavities," 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, 2019, pp. 154-157, doi: 10.1109/EMCEurope.2019.8871525.
- [54] U. S. Inan and R. A. Marshall, *Numerical electromagnetics: the FDTD method*. Cambridge University Press, 2011.
- [55] A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational electrodynamics: the finite-difference timedomain method*. Artech house, 2005.
- [56] International Electrotechnical Commission 61000-4-21 CDV Ó IEC: 2000 ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC), Part 4: Testing and Measurement Techniques Section 21: Reverberation Chamber Test Methods

# PUBLICATIONS RELATIVES A CE TRAVAIL

- G. Alberto, G. Andrieu, A. Reineix, H. Blondeaux, M. Terral, « CALCUL DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE DANS UN SYSTEME DE CAVITES COUPLEES », 19ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2018).
- G. Alberto, G. Andrieu and A. Reineix, "Application of the Power Balance Method in a System of Nested and Oversized Cavities," 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, 2019, pp. 154-157, doi: 10.1109/EMCEurope.2019.8871525.

# ANNEXE 1 : CODE MATLAB DU MODELE POWER BALANCE

```
clc;
close all;
clear all;

%% paramètres
fmin=1e9;
fmax=9e9;
nb_freq=2001;           %% Nombre de fréquence
pas=(fmax-fmin)/(nb_freq-1);
f=[fmin:pas:fmax];     %% définition du vecteur f contenant chaque fréquence
P1=0.001;              %% puissance injectée en Watt
P2=0;
P3=0;
P4=0;
Puissance=[P1;P2;P3;P4];

%% Paramètres
% constantes
pi=3.1415926535897;
vel=3e8;               %% célérité
eps_0=1e-9/(36*pi);  %% permittivité du vide

% Entrées
P=Puissance;

Q(:,1)=f./(2e6);
Q(:,2)=f./(2e6);
Q(:,3)=f./(2e6);
Q(:,4)=f./(2e6);

% fonction de la fréquence
omega(:,1)=2*pi*f;    %% pulsation propre
lambda(:,1)=vel./f;  %% longueur d'onde
k(:,1)=omega./vel;   %% nombre d'ondes
```

```

% Cellule
nb_cavite=4;

a=[0.25, 0.25, 0.25, 0.25];           %% largeur
b=[0.30, 0.30, 0.30, 0.30];         %% hauteur
d=[0.40, 0.40, 0.40, 0.40];         %% longueur

for i=1:nb_cavite
    S(i)=2*(a(i)*d(i)+a(i)*b(i)+b(i)*d(i));   %% surface totale des parois à l'intérieur du volume
    V(i)=a(i)*b(i)*d(i);                     %% volume de chaque cavité
end

%% calcul théorique
pi=3.1415926535897;
vel=3.e8;                                  %% vitesse de la lumière
eps_0=1e-9/(36*pi);                       %% permittivité du vide
lambda(:,1)=vel./f;
omega(:,1)=2*pi*f;
nb_freq=length(f);
sig=3.82e7;
mu_0=4*pi*10^(-7);
delta(:,1)=sqrt(2./(omega(:,1)*mu_0*sig));
delta_f=f(2)-f(1);

Q1(:,1)=3*V(1)./(2*S(1)*delta);           %% coef lié aux parois
Q2(:,1)=16*pi^2*V(1)./(lambda(:,1).^3);   %% coef lié à l'antenne

Q_theorie(:,1)=(Q1.*Q2)./(Q1+Q2);         %% calcul du facteur Q théorique de chaque cavité
Q_theorie(:,2)=Q_theorie(:,1);
Q_theorie(:,3)=Q_theorie(:,1);
Q_theorie(:,4)=Q_theorie(:,1);

%% Définition de la matrice des ouvertures
r=[0 0.025 0.055 0; 0.0025 0 0 0.055; 0.055 0 0 0.025; 0 0.055 0.025 0]

%% Calcul du champ dans chaque cavité

% calcul de la matrice des coefficients de perte Lambda
for n=1:nb_freq
    for i=1:nb_cavite
        for j=1:nb_cavite

```

```

    if (i==j)
        Lambda(i,j)=omega(n)*V(i)/Q(n,i); %% coefficient de perte i intrinsèque à la cavité
    else
        Lambda(i,j)=1/2*vel*pi*r(i,j)^2/2; %% coefficient de perte ij intrinsèque à la
transmission entre 2 cavités ==> cas d'une ouverture circulaire
    end;
end;
for j=1:nb_cavite
    if (i==j)
        L(i,j)=sum(Lambda(i,:)); %% création des termes diagonaux de la matrice L
=> somme de tout ce qui rentre dans la cavité
    else L(i,j)=-Lambda(i,j); %% création des termes extra-diagonaux => on
retire tt ce qui sort de la cavité
    end;
end;
end;
W(n,:)=inv(L)*P; %% calcul de la densité d'énergie dans chaque cavité
end;

% calcul champ électrique via le modèle
for i=1:nb_cavite
    champ_electrique_moyen_model(:,i)=sqrt(W(:,i)/eps_0);
end;

%% trace des figures
figure1=figure
axes1 = axes('Parent',figure1);
hold(axes1,'on');
plot(f,20*log10(champ_electrique_moyen_model(:,1)),'black','LineWidth',2);
hold on;
plot([fmin fmax],[20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,1))-5.3
20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,1))-5.3],'black','LineWidth',1.5);
plot([fmin fmax],[20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,1))+3.6
20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,1))+3.6],'black','LineWidth',1.5);
box(axes1,'on');
grid(axes1,'on');
set(axes1,'FontSize',16,'FontWeight','bold','GridAlpha',0.85,'GridLineStyle','--');
axis([1e9 9e9 -10 40]);
legend('E total moyen modèle cav 1','E 5% modèle cav 1','E 95% modèle cav 1');
xlabel('Fréquence [Hz]')
ylabel('<|E|> [dBV/m]');

```



```

figure1=figure
axes1 = axes('Parent',figure1);
hold(axes1,'on');
plot(f,20*log10(champ_electrique_moyen_model(:,2)), 'black', 'LineWidth', 2);
hold on;
plot([fmin fmax],[20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,2))-5.3
20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,2))-5.3], 'black', 'LineWidth', 1.5);
plot([fmin fmax],[20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,2))+3.6
20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,2))+3.6], 'black', 'LineWidth', 1.5);
box(axes1,'on');
grid(axes1,'on');
set(axes1,'FontSize',16,'FontWeight','bold','GridAlpha',0.85,'GridLineStyle','--');
axis([1e9 9e9 -10 40]);
legend('E total moyen modèle cav 2', 'E 5% modèle cav 2', 'E 95% modèle cav 2');
xlabel('Fréquence [Hz]')
ylabel('<|E|> [dBV/m]');

```

```

figure1=figure
axes1 = axes('Parent',figure1);
hold(axes1,'on');
plot(f,20*log10(champ_electrique_moyen_model(:,3)), 'black', 'LineWidth', 2);
hold on;
plot([fmin fmax],[20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,3))-5.3
20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,3))-5.3], 'black', 'LineWidth', 1.5);
plot([fmin fmax],[20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,3))+3.6
20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,3))+3.6], 'black', 'LineWidth', 1.5);
box(axes1,'on');
grid(axes1,'on');
set(axes1,'FontSize',16,'FontWeight','bold','GridAlpha',0.85,'GridLineStyle','--');
axis([1e9 9e9 -10 40]);
legend('E total moyen modèle cav 3', 'E 5% modèle cav 3', 'E 95% modèle cav 3');
xlabel('Fréquence [Hz]')
ylabel('<|E|> [dBV/m]');

```

```

figure1=figure
axes1 = axes('Parent',figure1);
hold(axes1,'on');
plot(f,20*log10(champ_electrique_moyen_model(:,4)), 'black', 'LineWidth', 2);

```

```

hold on;
plot([fmin fmax],[20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,4))-5.3
20*log10(champ_electrique_moyen_model (1,4))-5.3],'black','LineWidth',1.5);
plot([fmin fmax],[20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,4))+3.6
20*log10(champ_electrique_moyen_model(1,4))+3.6],'black','LineWidth',1.5);
box(axes1,'on');
grid(axes1,'on');
set(axes1,'FontSize',16,'FontWeight','bold','GridAlpha',0.85,'GridLineStyle','--');
axis([1e9 9e9 -10 40]);
legend('E total moyen modèle cav 4','E 5% modèle cav 4','E 95% modèle cav 4');
xlabel('Fréquence [Hz]')
ylabel('<|E|> [dBV/m]');

```

# Compatibilité Electromagnétique de satellites de télécommunication constitués de cavités couplées

## Résumé :

L'objectif de cette thèse est de déterminer le champ électromagnétique (EM) dans chaque cavité d'une charge utile d'un satellite de télécommunication. Pour cela, la détermination du champ EM dans des systèmes de 4 puis 5 cavités couplées (utilisant une cavité métallique conçue dans ce travail) est présenté selon trois méthodes différentes :

- Analytiquement avec un modèle basé sur le principe de Power Balance ;
- Expérimentalement avec des mesures directes (via une sonde de champ) et indirectes (utilisant un analyseur de réseau vectoriel) ;
- Numériquement via une simulation tridimensionnelle de type FDTD.

La première originalité de ce travail réside en la complexité des systèmes étudiés, supérieures aux systèmes. On pense par exemple à des systèmes où les facteurs de qualité sont différents pour chaque cavité (éventuellement ouvertes vers l'extérieur) via l'ajout d'absorbants, la corrélation des résultats pour les trois méthodes ayant été satisfaisante.

La seconde originalité majeure de ce travail consiste en la proposition d'une méthode permettant d'affecter des facteurs de qualité différents à chaque cavité d'un système couplé par l'ajout d'une conductivité surfacique équivalente sur une plaque spécifique constituant chaque cavité.

Enfin, en l'absence de résultats expérimentaux obtenus sur un cas réel, une analyse paramétrique a été réalisée à l'aide du modèle Power Balance prenant en compte les données géométriques réelles d'un satellite de télécommunication générique. Cette étude a pour but de quantifier l'impact des paramètres qui entrent en jeu lors de l'étude CEM de la charge utile d'un satellite en ne prenant en compte que les données connues de l'industriel au moment de l'étude.

La société Thales Alenia Space, partenaire de cette thèse, dispose à présent d'un arsenal plus complet de méthodes validées pour traiter des cas réalistes de cavités couplées dans leurs satellites.

## Electromagnetic Compatibility of communication satellites composed of coupled cavities

### Abstract:

The aim of this thesis is to determine the electromagnetic (EM) field in each cavity of a satellite payload. To do so, the determination of the EM field is presented on two systems of respectively 4 and 5 cavities (from a designed 4-cavity system) using three different methods:

- Analytically with a model based on Power Balance principle ;
- Experimentally with direct (with a probe) and indirect (with a Vector Analyzer Network) measurements ;
- Numerically with a full-wave software using the finite-difference time domain (FDTD) method.

The first original aspect of this work lies in the complexity of the systems under studies. Indeed, the Q-factor are different for each cavity (that may contain external aperture) through the insertion of some absorbing blocks. A good correlation between the results calculated from these measurements and the Power Balance results has been obtained.

The second and main original aspect of this work concerns a method able to consider in a full-wave FDTD simulation a different Q-factor in each cavity of the same system through the addition of an equivalent conductivity on only one side of each cavity.

Finally, without any usable measurement results on a satellite, a parametric study has been performed using the geometry of a generic satellite. This study allow us to quantify the impact of the parameters known at the moment where the EMC study is performed.

Thales Alenia Space Company, partner of this thesis, can now use more developed validated methods to deal with the EMC study of complex cavity-system.