

N° 42222

THÈSE

Présentée à

L'Université de Lille 1 Sciences et Technologies

Pour obtenir le titre de

Docteur de l'Université

Spécialité : ÉLECTRONIQUE

Par

Abdourachid IBRAHIM IGUEH

Contribution à l'Étude de Méthodes Alternatives pour la
Caractérisation de l'Environnement Électromagnétique
d'une Chambre Réverbérante à Brassage de Modes

Soutenue le 06 décembre 2016

Membres du jury :

<i>Président :</i>	Marc HEDDEBAUT	IFSTTAR
<i>Rapporteurs :</i>	Françoise PALADIAN	Université Clermont-Ferrand 2
	Philippe BESNIER	INSA CNRS Rennes
<i>Directeur :</i>	Sylvie BARANOWSKI	Université de Lille 1
<i>Co-encadrant :</i>	Lamine KONE	Université de Lille 1
<i>Examineur :</i>	Guillaume ANDRIEU	Université de Limoges
<i>Invités :</i>	Virginie DENIAU	IFSTTAR
	Abdoulkader IBRAHIM	Université de Djibouti

A mon père,

A ma mère

Remerciements

J'adresse tout d'abord mes vifs remerciements à Mme Françoise PALADIAN, professeur à l'université Blaise Pascal de Clermont-Ferrand et Mr Philippe BESNIER, Directeur de recherche à l'Institut d'Electronique et de Télécommunication de Rennes (IETR), de m'avoir fait l'honneur de juger ce travail et de leurs commentaires éclairés.

Je voudrais exprimer toute ma gratitude et mes sincères reconnaissances à mes encadrants, Mme Sylvie BARANOWSKI Maitre de conférence à l'université de Lille 1 et Mr Lamine KONÉ Ingénieur de recherche à l'université de Lille 1. Je les remercie pour leur encadrement et leur disponibilité qui ont largement contribué à la réalisation de cette étude, malgré mes courts séjours tout au long de ce travail. Vous avez fait naître en moi la patience et la rigueur de la recherche.

Je tiens à remercier à Mr Marc HEDDEBAUT Directeur de recherche à L'Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux (IFSTTAR) et Mr Guillaume ANDRIEU, Maitre de conférences à l'université de Limoges, d'avoir accepté d'examiner ce travail, ainsi que Mme Virginie DENIAU, Chargée de recherche à l'IFSTTAR et Mr Abdoukader IDRIS, Doyen de la faculté d'ingénieurs de l'université de Djibouti.

Je remercie également Mr Bernard DEMOULIN, Professeur émérite à l'université de Lille 1 pour sa disponibilité et ses conseils durant cette thèse.

Je tiens à remercier à l'ensemble du groupe TELICE pour leur bonne humeur et leur accueil chaleureux pendant mes séjours au laboratoire. Surtout, j'aimerais remercier Manue pour son soutien et sa disponibilité. « MAHAD-SANID ». Je ne saurai oublier de remercier Mme Jocelyne LOUCHARD qui a largement contribué à la reprographie du manuscrit.

Mes remerciements s'adressent également à l'Université de Djibouti et Campus France de m'avoir permis réaliser ces travaux de thèse dans des bonnes conditions. Un grand Merci aussi à tous mes collègues de la faculté des sciences qui m'ont supporté et partagé mes heures d'enseignement pendant mon congé, afin que je puisse soutenir dans les meilleures conditions.

Enfin, je dédie ce travail à l'ensemble de ma famille, sœurs, frères, cousins et neveux, mon épouse et mes 3 enfants Houda, Mohamed et Hana et plus

particulièrement à mon oncle paternel qui vient de nous quitter en ce mois de novembre 2016, plus précisément deux semaines avant la soutenance de la thèse, qu'Allah l'accueille dans son paradis éternel. Amin

Résumé

Ce travail de thèse porte sur l'étude des chambres réverbérantes à brassage de modes (CRBM), dispositifs de mesure en compatibilité électromagnétique (CEM) qui sont de plus en plus employés car moins onéreux que l'utilisation des chambres anéchoïques.

La principale contribution de notre travail porte sur l'étude de méthodes alternatives pour la caractérisation de l'environnement électromagnétique d'une CRBM.

La méthode développée dans la thèse est une autre approche permettant de vérifier certaines propriétés des champs (uniformité, lois statistiques) dans le volume de test (VDT) au moyen des monopoles électriquement petits installés sur les parois de la chambre. De ce fait, le VDT est libéré de l'antenne de référence utilisée dans les procédures normatives actuelles. L'avantage de tels capteurs (par rapport aux antennes et sondes de champ commerciales) est leur coût et leur encombrement insignifiants. En plus, leur interaction avec l'équipement sous test (EST) est pratiquement nulle. La thèse est organisée en deux grandes parties :

Après avoir rappelé dans une première partie, les différentes études déjà réalisées sur les parois des CRBM, nous avons développé et validé expérimentalement un modèle théorique simplifié visant à décrire les propriétés du champ électromagnétique au voisinage des parois.

Dans la deuxième partie, nous démontrons la faisabilité d'une détermination du champ électrique dans le VDT au moyen de ces monopoles sur parois et ce, sur une très large plage de fréquences. La bonne concordance de ces résultats avec ceux de capteurs conventionnels placés dans le VDT valide notre approche.

Mots clés : Chambre réverbérante, champ électrique, volume de test, parois, uniforme, monopole, dipôle, calibrage.

Abstract

This thesis focuses on the study of stirring reverberation chambers modes (MSRC), by measuring devices and electromagnetic compatibility (EMC) which are increasingly used as less expensive than the use of anechoic chambers. The main contribution relates to the study of alternative methods for characterizing the electromagnetic environment of a reverberation chamber mode-stirred. During EMC tests, normative procedures requires first of all of the calibration of the electromagnetic field level in the test area also known as the uniform working volume (UWV).

The method developed in the thesis is an approach for checking the consistency of the fields in the UWV with electrically small field sensors (dipole, or monopole) permanently installed on the walls of the reverberation chamber, in a wide frequency band. The ultimate goal of our approach is to disengage the UWV from the receiving antenna by replacing one or more monopoles installed on the walls. The advantage of such sensors (compared to conventional antennas and field probes) is their low cost and their insignificant obstruction. In addition, their interaction with the equipment under test (EUT) is practically null. The thesis is organized into two major parts :

The first part was the subject of a bibliographic study on the workings of the reverberation chamber and various studies on the walls of the MSRC. Followed by a theoretical analytical development to describe the properties of the electromagnetic field near the walls.

The second part of research is based on the confrontations between the results obtained by analytical calculations and measurements using a dipole and equivalent monopole. The good agreement validates the approach. We therefore conclude experimental validation of the method.

Keywords : Reverberation chamber, Electric field uniformity, Uniform working volume, Walls, Monopole antenna, Dipole antenna, Calibration.

Table des matières

Remerciements	ii
Résumé	iv
Abstract	vi
Introduction générale	1
1 La Chambre Réverbérante à Brassage de Modes	5
1.1 Introduction	6
1.2 Principe de fonctionnement d'une CRBM	7
1.2.1 Propriétés électromagnétiques d'une cavité parallélépi- pédique idéale	9
1.2.2 Répartition du champ électromagnétique stationnaire dans une cavité idéale	9
1.2.3 Facteur de qualité d'une CRBM [20]	13
1.3 Les paramètres de caractérisation de la CRBM	14
1.3.1 Les pertes d'insertion	14
1.3.2 Paramètre d'efficacité de brassage	15
1.3.3 Approches statistiques	16
1.3.4 Protocole de calibrage de la chambre à vide	20
1.4 Conclusion	24
2 Analyse théorique des composantes du champ électromagné- tique(EM) dans une CRBM au voisinage des parois	25
2.1 Introduction	26
2.2 État de l'art sur l'étude du champ électromagnétique au voisi- nage des parois d'une CRBM.	26
2.3 Distribution du champ électromagnétique dans une CRBM . .	33
2.3.1 Cas où l'onde est polarisée perpendiculairement au plan d'incidence (Polarisation TE)	34
2.3.2 Cas où le champ électrique est contenu dans le plan d'incidence (Polarisation TM)	36

2.3.3	Champ en un point quelconque de la CRBM	38
2.3.4	Valeurs quadratiques moyennes des champs électriques	38
2.4	Relations entre les champs dans le VDT et à proximité d'une paroi	40
2.4.1	Grande distance de la paroi	40
2.4.2	Proximité de la paroi	40
2.5	Conclusion	41
3	Validation expérimentale	43
3.1	Introduction	44
3.2	Description des dispositifs de mesure	44
3.2.1	Les antennes en émission et en réception	45
3.2.2	Les capteurs de réception	47
3.3	Position du problème	53
3.4	Expression de la puissance moyenne reçue par un dipôle court placé dans une CRBM.	54
3.5	Corrélation entre puissance du signal dans le VDT et au voisinage d'une paroi	58
3.5.1	Dipôle électrique dans le VDT	58
3.5.2	Relation entre la puissance mesurée dans le VDT et sur une paroi métallique (sol) de la CRBM	61
3.5.3	Évaluation de la limite de la zone uniforme	64
3.5.4	Conclusion	70
3.6	Effet de la charge sur les puissances reçues dans le VDT et près d'une Paroi.	71
3.6.1	Évaluation de la puissance moyenne	71
3.6.2	Application à la détermination du facteur de charge	74
3.6.3	Conclusion	75
3.7	Confrontation aux lois de distribution statistique	76
3.7.1	Test sur les lois de distribution statistique près des Parois et dans le VDT	76
3.7.2	Test d'uniformité sur une paroi et dans le VDT	79
3.8	Étude de la reproductibilité des mesures sur les parois	83
3.8.1	Mesure de puissance sur trois parois différentes	83
3.8.2	Influence des parois adjacentes	84
3.9	Conclusion	87
4	Estimation du champ électrique en CRBM et validation de la méthode de calibrage	89
4.1	Introduction	90
4.2	Propriétés et caractéristiques générales d'un monopole	90
4.2.1	Cas général	91
4.2.2	Monopole électriquement court	93

4.2.3	Monopole électriquement long	96
4.3	Conditions des mesures	97
4.4	Champs estimés à partir de la puissance moyenne	101
4.4.1	Bande fréquence 300 MHz - 3 GHz	101
4.4.2	Bande fréquence 3 GHz à 6 GHz	108
4.5	Correction de la zone intermédiaire	110
4.5.1	Méthode analytique	110
4.5.2	Méthode expérimentale	112
4.6	Résumé sur toute la bande de fréquence	114
4.7	Application de la méthode de mesure	115
4.8	Conclusion	122
	Conclusion générale	125
	Annexe : A1	129
	Annexe : A2	131
	Annexe : A3	133
	Bibliographie	135

Table des figures

1.1	Chambre réverbérante à brassage de modes	7
1.2	Photo paroi vibrante [16, 17]	8
1.3	Paramètres géométriques de la CRBM	9
1.4	Cavité parallélépipédique	11
1.5	Pertes d'insertion en fonction de la fréquence	15
1.6	Croquis du protocole d'étalonnage d'une CRBM selon la norme EN 61000-4-21	21
1.7	Écart type des composantes de champ électrique selon la norme EN 61000-4-21	23
2.1	Représentation polaire de l'onde plane	28
2.2	Capteurs de champ placé près des parois[29]	30
2.3	Types de capteurs utilisés dans [30]	31
2.4	protocole de mesure [30]	31
2.5	Illustration de la méthode de mesure de l'efficacité de blindage à l'aide d'un monopole [31]	32
2.6	Réflexion d'une onde plane sur une paroi conductrice	33
2.7	Polarisation Transverse Électrique : TE	34
2.8	Projection \vec{k}_i et \vec{k}_r dans le repéré (OXYZ)	35
2.9	Polarisation Transverse Magnétique :TM	37
2.10	Représentation des composantes du champ sur une paroi	40
3.1	Système de mesure avec Analyseur de réseau vectoriel (VNA)	45
3.2	Système de mesure avec un générateur RF	45
3.3	Antenne log-périodique	46
3.4	Antenne cornet	47
3.5	Sonde de champ triaxiale	48
3.6	Caractéristique de la réponse en fréquence de la sonde	48
3.7	Photo du capteur de courant de surface	49
3.8	Capteurs de courant de surface positionnés sur une paroi de la CRBM	49
3.9	Impédance de transfert [38]	50
3.10	Schéma d'un dipôle court	50

3.11 Dipôle avec coupleur hybride	51
3.12 Diagramme fonctionnel	51
3.13 Schéma d'un monopole avec un plan de masse	52
3.14 Monopole avec un plan de masse	52
3.15 Monopole avec un plan de masse	53
3.16 Schéma électrique équivalent d'un dipôle en réception	54
3.17 Antenne dipolaire : (a)- Orientation parallèle et (b)- Orientation perpendiculaire	58
3.18 (a)-Dipôle disposé parallèlement à la paroi ; (b)- Dipôle placé perpendiculairement à la paroi	59
3.19 (a)-Puissance moyenne ; (b)-Puissance maximale	59
3.20 (a)-Puissance moyenne mesurée et calculée en orientation parallèle à la paroi ; (b)-Puissance moyenne mesurée et calculée en orientation perpendiculaire à la paroi considérée	60
3.21 Puissances moyennes mesurées et calculées dans le VDT pour les deux orientations du dipôle par rapport à la paroi considérée	60
3.22 dipôle perpendiculaire à la paroi ; (a) 55 <i>cm</i> de la paroi et (b) 5 <i>mm</i> de la paroi.	61
3.23 Regroupement des puissances reçues dans le VDT et près d'une paroi pour les deux orientations	62
3.24 Puissances moyennes reçues dans le VDT et près d'une paroi(orientation perpendiculaire à la paroi considérée)	63
3.25 Écart entre les puissances moyennes	64
3.26 Description de la configuration de mesure	65
3.27 Exemple de répartition des puissances en fonction de la distance paroi/dipôle à $F = 700$ MHz	66
3.28 Exemple de répartition des puissances en fonction de la distance paroi/dipôle à $F = 700$ MHz	67
3.29 Exemple de répartition du rapport des puissances en fonction de la distance paroi/dipôle à $F = 700$ MHz, 1380Mz,	68
3.30 Exemple de répartition du rapport des puissances en fonction de la distance paroi/dipôle à 1720MHz et 2400MHz	69
3.31 Répartition du rapport des puissances en fonction de la distance paroi/dipôle à $F = 2400$ MHz	70
3.32 Configuration des absorbants dans le volume de test	72
3.33 Spectres de puissance moyenne mesurée dans le VDT avec une antenne de référence (log-périodique)	73
3.34 Spectres de puissance moyenne mesurée dans le VDT (a) avec un dipôle (Chambre vide et chargée)	73
3.35 Spectres de puissance moyenne mesurée près d'une paroi (b) avec un dipôle (Chambre vide et chargée)	74
3.36 Spectre de facteur de charge	75

3.37	CDF des puissances et des tensions mesurées à 100 MHz et 1 GHz :	78
3.38	Test d'uniformité	80
3.39	Résultats des tests d'uniformité	81
3.40	Résultats des tests d'uniformité à 700 MHz et 1 GHz	82
3.41	Dispositif expérimental montrant trois monopoles disposés sur les trois parois de la CRBM	83
3.42	Monopole disposé sur une paroi de la CRBM	84
3.43	Spectres de puissance	84
3.44	Dessin de la configuration du monopole par rapport à une arête de la chambre	85
3.45	(a) Puissance moyenne reçue par un monopole en fonction de la distance d'une arête de la CRBM ; (b) représentation de la différence des positions D1 et D2 par rapport à la position de référence Dref	86
4.1	Monopole avec un plan de masse illuminé par un champ E_i	91
4.2	Le schéma équivalent du monopole connecté au récepteur	91
4.3	Représentation du courant I induit par le monopole	92
4.4	Puissance moyenne reçue par un cornet dans le VDT et trois monopoles de longueurs différentes sur une paroi de la CRBM	96
4.5	Antenne log-périodique dans le VDT	99
4.6	Antenne cornet dans le VDT	99
4.7	Monopole disposé sur une paroi	100
4.8	Sonde de champ dans le VDT	100
4.9	Comparaison entre champ estimé dans le VDT (sonde et log-périodique) et sur la paroi (monopole)	101
4.10	Banc de mesure en cellule TEM	102
4.11	Protocole de mesure	103
4.12	Mesure avec une cellule TEM	104
4.13	Mesure de l'impédance du monopole	105
4.14	Vue arrière du monopole	106
4.15	Module de l'impédance mesurée du monopole	106
4.16	Moyenne du champ mesurée dans le VDT (log-périodique et sonde) et sur la paroi (monopole)- valeurs corrigées	107
4.17	Spectres de la moyenne du champ dans le VDT (cornet) et sur la paroi (monopole supposé électriquement long)	108
4.18	Spectres de la moyenne du champ dans le VDT et sur la paroi : 300 MHz à 6 GHz	109
4.19	Évolution de l'impédance interne du monopole en fonction de la fréquence	111
4.20	Correction entre 2 GHz et 4 GHz	112
4.21	Facteur de correction	113

4.22	Correction entre 2 GHz et 4 GHz	114
4.23	Disposition des monopoles	115
4.24	Facteur correctif calculé en valeurs moyenne et maximale . . .	117
4.25	Puissance moyenne reçue par un monopole corrigée avec le facteur $F_{cor_{max}}$ de correction	118
4.26	Amplitudes du champ électrique normalisées estimées à partir des puissances maximales mesurées sur les 3 parois, en 8 emplacements du monopole	120
4.27	Écart type des composantes du champ électrique mesurées avec des monopoles	121
4.28	Écart type des composantes de champ électrique selon la norme EN 61000-4-21	122

Liste des tableaux

1.1	Répartition des modes propres de la cavité	11
1.2	Prescription d'échantillonnage selon la norme EN 61000-4-21	21
1.3	Critère d'homogénéité selon la norme EN 61000-4-21	22
3.1	Résistance de rayonnement du dipôle	55
3.2	Rapport entre la moyenne et l'écart type de la puissance	79
3.3	Relation entre la distance du monopole à l'arête et la longueur d'onde à laquelle les caractéristiques rejoignent les courbes de référence.	87
4.1	Résistance de rayonnement du monopole	94
4.2	Comparaison entre les valeurs de la capacité expérimentales C_{exp} et théoriques C_m	105
4.3	Estimation de la valeur expérimentale de la capacité du monopole	107
4.4	Comparaison du temps de mesure entre la méthode classique et la méthode alternative	122

Introduction générale

Aujourd'hui, l'utilisation des appareils électroniques se généralise dans notre vie quotidienne, que ce soit dans le domaine privé ou professionnel. Les industries des systèmes électroniques se multiplient et se concurrencent pour mettre sur le marché des produits de plus en plus intelligents et nomades. Les performances de ces appareils sont obtenues par :

- une élévation de la fréquence de fonctionnement et/ou du débit d'information.
- une miniaturisation des appareils et une densité d'intégration importante de circuits complexes et de natures différentes.

La multiplication de ces avancées technologiques s'accompagne inéluctablement d'un accroissement des interférences électromagnétiques et amplifie la sensibilité des appareils électroniques aux perturbations électromagnétiques.

La Compatibilité Électromagnétique (CEM) a pour objectif de rendre les appareils électroniques moins sensibles aux interférences et moins polluants pour leur environnement, afin d'assurer un fonctionnement optimal de tout équipement électrique ou électronique en présence d'autres systèmes. La communauté de la CEM dispose pour cela de techniques et de dispositifs de mesure. Parmi ces moyens d'essais CEM, la chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) est communément utilisée par l'industrie automobile, l'aéronautique, les télécommunications pour les tests d'immunité et les mesures de puissance rayonnée.

Une chambre réverbérante est une enceinte surdimensionnée devant la longueur d'onde des signaux utilisés et dont les parois sont fortement conductrices. Les tests pratiqués dans cette chambre exploitent les multiples réflexions des ondes sur les parois. L'utilisation d'un brasseur de modes permet d'obtenir une distribution du champ électromagnétique statistiquement homogène et isotrope, à l'intérieur d'une zone de la chambre, appelée volume de test (VDT) ; ceci pour des fréquences de test suffisamment élevées.

Ce dispositif de mesure complémentaire aux essais pratiqués en chambre anéchoïque offre d'intéressants avantages notamment un coût d'investissement plus faible, un gain de productivité dans la réalisation des essais ainsi que la possibilité de produire des champs intenses avec une puissance d'entrée relativement faible. Le développement et l'optimisation des CRBM soutenus par

la communauté scientifique et industrielle répondent de manière satisfaisante aux exigences actuelles en matière de normes CEM.

L'application de la CRBM aux tests de la CEM nécessite au préalable l'identification des performances de la chambre réverbérante à vide, afin de pouvoir délimiter le volume de test. Les critères d'uniformité des champs requis pour une CRBM en vue de son application à des essais CEM sont bien établis dans les normes [3]. Le terme d'uniformité employé ici, traduit l'homogénéité (en moyenne statistique sur un tour de brasseur) des champs, ainsi que l'isotropie (également en moyenne) de l'environnement électromagnétique généré dans le volume de test (VDT). Malgré ces procédures bien établies, dans la pratique, l'un des aspects qui reste toujours problématique concerne l'influence de l'équipement sous test (EST) sur les performances nominales de la chambre obtenues lors du calibrage à vide.

Nous présentons dans ces travaux de thèse, une méthode complémentaire pour la caractérisation de l'environnement électromagnétique d'une CRBM, (en alternative aux protocoles normatifs de la caractérisation de la présence de l'équipement sous test). L'objectif final étant de montrer la faisabilité et la pertinence de mesures simples et rapides permettant de vérifier l'uniformité des champs dans le volume de test au moyen de capteurs électriquement petits (dipôle ou monopole) installés sur les parois de la chambre, dans une large bande de fréquence. Cette démarche s'appuie sur le développement des expressions analytiques et la réalisation de nombreuses campagnes de mesures. Le mémoire se compose comme suit :

Le premier chapitre présente tout d'abord le principe le fonctionnement d'une chambre réverbérante à brassage de modes. Ensuite, les différents outils de caractérisation de la CRBM sont décrits. Enfin, ce chapitre se termine par la présentation des protocoles usuels de calibrage qui permettent de vérifier l'uniformité du champ requis pour les tests de CEM.

Le second chapitre commence par un état de l'art des travaux réalisés sur la caractérisation d'une CRBM à partir de l'évaluation de grandeurs sur les parois. Ensuite, un développement théorique relatif aux propriétés du champ électrique au voisinage d'une paroi d'une CRBM est présenté.

Le troisième chapitre est consacré à une étude comparative des composantes du champ électrique mesurées à l'intérieur du volume de test et au voisinage des parois d'une chambre réverbérante au moyen de capteurs de champ de type dipôle et monopole. Cette démarche s'appuie donc sur la réalisation de nombreuses campagnes de mesures. Celles-ci permettent d'apprécier dans quelle mesure, la puissance recueillie sur les parois reflète, d'un point de vue statistique, l'environnement électromagnétique du VDT.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous présentons, une méthode d'estimation de l'amplitude du champ électrique E dans le VDT, à partir de la puissance moyenne mesurée aux bornes d'un monopole court disposé sur une paroi, en

tenant compte des lois de distribution suivies par les différentes observables. Ensuite, les résultats de cette approche sont confrontés à ceux obtenus avec les méthodes usuelles utilisant, soit une sonde de champ E (mesure directe), soit une antenne adaptée (mesure indirecte) installée dans le volume de test.

Pour terminer, nous concluons ce chapitre par une validation expérimentale de la méthode proposée et une évaluation du gain de temps obtenu.

Notons que cette étude est soutenue financièrement par le consortium CI-SIT (Campus International Sur l'Intermodalité dans le Transport).

Chapitre 1

La Chambre Réverbérante à Brassage de Modes

1.1 Introduction

Il y a une quarantaine d'années, des ingénieurs en acoustique étaient des pionniers à introduire des cavités réverbérantes, une alternative à la chambre anéchoïque plus chère, pour mesurer le niveau de puissance acoustique d'un système électronique [1, 2].

Actuellement les chambres réverbérantes à brassage de modes (CRBM) sont largement utilisées pour les essais en immunité et en émission rayonnées et particulièrement dans l'industrie aéronautique, automobile, des télécommunications et bien d'autres domaines d'équipements électroniques. Plusieurs organisations relatives aux normalisations des essais ont accepté de consolider et standardiser les procédures relatives aux essais CEM tels que : IEC 61000-4-21 [3], RTCA-DO160 [4], MIL-STD461E [5].

Les avantages de la CRBM viennent de la simplicité de l'installation technique avec un coût d'investissement moindre, la possibilité de produire des champs d'amplitude relativement élevée par rapport à la chambre anéchoïque pour une puissance injectée identique à l'entrée [6]. De plus l'équipement sous test est éclairé sous toutes ses faces.

Les chambres réverbérantes à brassage de modes ont été conçues initialement pour réaliser le test des puissances rayonnées par les équipements, elles sont actuellement utilisées pour les mesures suivantes [7, 8, 9, 10, 11, 12, 13] :

- L'évaluation de la puissance totale rayonnée par un équipement sous test
- L'immunité rayonnée d'un objet sous test
- Mesure de l'efficacité de blindage
- Test bio-électromagnétique : exposition du corps humain aux ondes électromagnétiques
- Tests sur les appareils de technologie sans fil
- Moyen d'essai CEM en automobile et en aéronautique
- Études des canaux de communication sans fil et des antennes (étude des systèmes MIMO)

Ce chapitre se décompose en trois parties. Tout d'abord, les principes de fonctionnement d'une chambre réverbérante à brassage de modes sera présenté. Ensuite les paramètres de caractérisation des CRBM seront détaillés. Les protocoles usuels de calibrage qui permettent de vérifier l'uniformité du champ requis par la CRBM en vue de son utilisation pour des essais CEM seront présentés avec notamment les limites de ces protocoles classiques et la recherche d'une nouvelle approche permettant de vérifier les performances d'une CRBM lors de la phase du calibrage.

1.2 Principe de fonctionnement d'une CRBM

Une chambre réverbérante est une cavité électriquement grande devant la longueur d'onde de la source d'excitation dans laquelle est installé un brasseur de modes, constitué de pales métalliques. Sa forme géométrique est généralement parallélépipédique (simple à réaliser), les parois internes sont réfléchissantes et hautement conductrices. Nous présentons une photo de la CRBM de l'IEMN en figure 1.1.

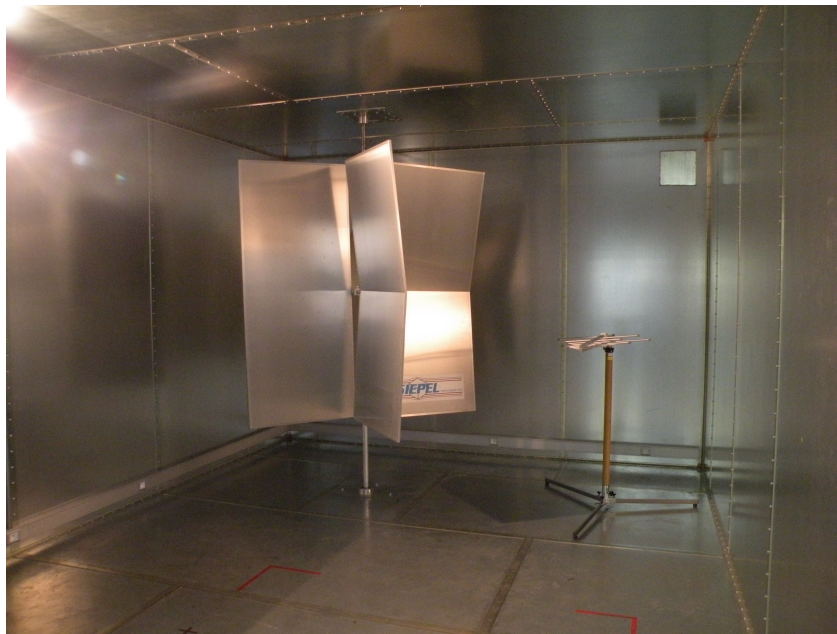


FIGURE 1.1 – Chambre réverbérante à brassage de modes

Le principe de fonctionnement de la CRBM est basé sur les propriétés de résonance d'une cavité électrique surdimensionnée, pour générer un environnement électromagnétique statistiquement homogène et isotrope (de polarisations et de phases aléatoires) dans lequel des champs de grande amplitude peuvent être générés. Cette technique est réalisée par le brassage de modes et plusieurs méthodes de brassage sont actuellement utilisées :

- Le brassage de modes mécanique qui sera la méthode utilisée lors de nos expériences de validation, est largement exploité par la communauté de la CEM. On rappelle que dans une cavité électromagnétique idéale, le champ électromagnétique est stationnaire. L'introduction d'un brasseur de modes modifie les conditions aux limites de la chambre réverbérante, créant ainsi à chaque position de celui-ci, une nouvelle répartition du champ électromagnétique dans la chambre réverbérante. Sur un tour de brasseur, le champ électromagnétique résultant de ce brassage est

statistiquement homogène et isotrope dans la plage de fréquences de fonctionnement de la chambre. Le brasseur présenté sur la figure 1.1, est muni de pales métalliques composées de plaques de forme rectangulaire fixées sur un axe de rotation.

Il existe d'autres méthodes de brassage de modes :

- le brassage électronique de modes qui consiste à exciter de façon quasi simultanée les modes de résonance de la cavité. Ce brassage est réalisé grâce à une source synthétisée à partir d'un générateur qui délivre une fréquence porteuse modulée par un bruit blanc large bande[14].
- le brassage par déformation des parois dont un exemple est donné à la figure 1.2 ; il consiste à couvrir l'environnement de test d'une tente flexible faite d'un matériau conducteur souple. Un système de ventilation est placé à l'extérieur de la chambre pour faire vibrer les parois. En modifiant les parois, la structure modale à l'intérieur de la chambre est modifiée. Cette technique s'appelle Chambre Vibrante Intrinsèquement Réverbérante (VIRC). Ce type de chambre est facilement transportable, moins coûteuse et peut être installée in situ [15].



FIGURE 1.2 – Photo paroi vibrante [16, 17]

Il existe encore d'autres CRBM avec parois déformables (www.comtest.eu).

1.2.1 Propriétés électromagnétiques d'une cavité parallélépipédique idéale

Les applications d'une chambre réverbérante pour des essais d'immunité ou de rayonnement, nécessitent une connaissance des propriétés de l'environnement électromagnétique dans lequel est plongé l'équipement sous test (EST). Ainsi, cette section est consacrée à l'analyse des propriétés d'une cavité électromagnétique sans pertes.

La figure 1.3 montre la cavité utilisée lors de nos travaux et dont les paramètres géométriques sont les suivantes : $L = 5,6$ m pour la longueur, $l = 4$ m pour la largeur et $h = 2,8$ m pour la hauteur. Son volume intérieur est assimilé à un milieu vide, de permittivité ε_0 (F/m) et de perméabilité μ_0 (H/m).

Le brasseur est constitué par 4 pales métalliques en rotation autour d'une barre métallique verticale fixée sur les parois supérieure et inférieure de la chambre. Il fonctionne en mode pas à pas ou en mode continu, grâce à un moteur à courant continu.

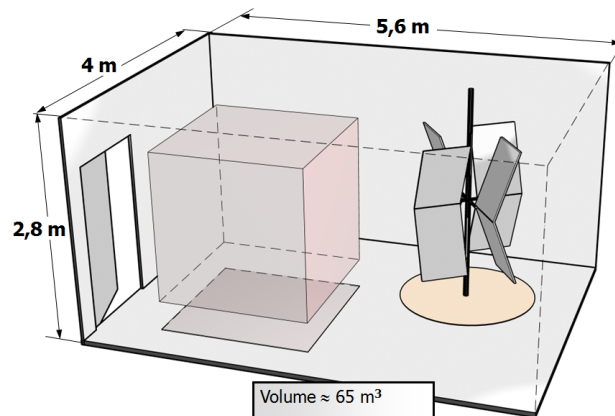


FIGURE 1.3 – Paramètres géométriques de la CRBM

1.2.2 Répartition du champ électromagnétique stationnaire dans une cavité idéale

On considère que cette cavité idéale est non chargée et sans courant. Lorsque cette cavité est excitée par une onde électromagnétique, des champs électromagnétiques stationnaires sont générés et sont solution de l'équation

de propagation de Helmholtz [14, 18].

$$\begin{aligned}\nabla^2 E + k^2 E &= 0 \\ \nabla^2 H + k^2 H &= 0\end{aligned}\tag{1.1}$$

Dans ces relations E et H désignent respectivement le champ électrique et le champ magnétique, l'espace choisi est un repère cartésien (\vec{X} , \vec{Y} , \vec{Z}) (figure 1.4) dans lequel le champ électrique et le champ magnétique s'expriment par les relations suivantes :

$$\vec{E} = E_x \vec{X} + E_y \vec{Y} + E_z \vec{Z}\tag{1.2}$$

$$\vec{H} = H_x \vec{X} + H_y \vec{Y} + H_z \vec{Z}\tag{1.3}$$

k désignant la constante de propagation s'écrit :

$$k = \omega/c = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}\tag{1.4}$$

avec ω la pulsation de l'onde électromagnétique et c la vitesse de la lumière dans le vide.

k_x , k_y et k_z s'expriment dans ce repère par :

$$\begin{aligned}k_x &= \frac{m\pi}{L} \\ k_y &= \frac{n\pi}{l} \\ k_z &= \frac{p\pi}{h}\end{aligned}\tag{1.5}$$

m , n et p sont des nombres entiers.

Les solutions de l'équation d'Helmholtz sont appelées modes propres et remplissent les conditions aux limites imposées par les parois métalliques parfaitement conductrices. On distingue deux types de mode EM suivant la direction de propagation choisie (OX, OY, OZ) (voir figure 1.4). Dans le cas où le champ électromagnétique se propage suivant l'axe (OZ), le mode peut être transverse électrique (TE) c'est à dire pour lequel la composante du champ électrique portée sur l'axe (OZ) est nulle ($E_z = 0$) ou transverse magnétique (TM) si la composante magnétique suivant l'axe (OZ) est nulle ($H_z = 0$).

La solution générale est une combinaison linéaire de toutes ces solutions particulières. Les expressions des composantes cartésiennes des champs électrique et magnétique de chaque mode sont définies par les expressions suivantes [14, 18] :

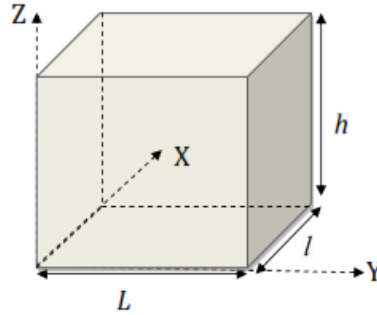


FIGURE 1.4 – Cavité parallélépipédique

$$\begin{aligned}
 E_x &= E_{x0} \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{l}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{h}\right) \exp(j\omega t + \phi) \\
 E_y &= E_{y0} \sin\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{l}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{h}\right) \exp(j\omega t + \phi) \\
 E_z &= E_{z0} \sin\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{l}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{h}\right) \exp(j\omega t + \phi) \\
 H_x &= H_{x0} \sin\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{l}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{h}\right) \exp(j\omega t + \phi) \\
 H_y &= H_{y0} \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{l}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{h}\right) \exp(j\omega t + \phi) \\
 H_z &= H_{z0} \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{l}\right) \sin\left(\frac{p\pi z}{h}\right) \exp(j\omega t + \phi)
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

avec les constantes E_{x0} , E_{y0} , E_{z0} , H_{x0} , H_{y0} , H_{z0} : amplitudes de chacune des composantes et ϕ la phase initiale des composantes.

(m , n , p) sont des nombres entiers qui définissent l'ordre d'apparition des modes TE et TM.

Le tableau 1.1 ci-après illustre un exemple de répartition du champ électromagnétique dans une cavité suivant l'axe de propagation (Oz).

Ordre	Polarisation	Composantes non nulles
$m \neq 0; n \neq 0; p \neq 0$	$TMmnp$	$E_x E_y E_z H_x H_y$
$m \neq 0; n \neq 0; p \neq 0$	$TEmnp$	$E_x E_y H_x H_y H_z$
$m \neq 0; n \neq 0; p = 0$	$TMmn0$	$E_x H_x H_y$
$m \neq 0; n = 0; p \neq 0$	$TEm0p$	$E_y H_x H_z$
$m = 0; n \neq 0; p \neq 0$	$TE0np$	$E_x H_y H_z$

TABLE 1.1 – Répartition des modes propres de la cavité

1.2.2.1 Fréquences de résonance propres d'une cavité idéale

Dans une cavité parallélépipédique idéale (sans pertes), les fréquences de résonance des modes TE et TM sont données par la relation (1.7) suivante :

$$F_{m,n,p} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{l}\right)^2 + \left(\frac{p}{h}\right)^2} \quad (1.7)$$

où m , n , p sont les indices des modes et c est la vitesse de la lumière dans le vide. On rappelle que L est la longueur de la cavité, l sa largeur et h sa hauteur.

1.2.2.2 Fréquence fondamentale de la cavité

La première fréquence de résonance de la cavité dite fréquence fondamentale est déterminée par les deux plus grandes valeurs du triplet ($L > l > h$) ($m = n = 1$ et $p = 0$). L'expression de la fréquence fondamentale F_0 s'écrit alors :

$$F_0 = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{L}\right)^2 + \left(\frac{1}{l}\right)^2} \quad (1.8)$$

pour la chambre de l'IEMN, les dimensions sont : $L = 5,6 \text{ m}$; $l = 4 \text{ m}$ et $h = 2,8 \text{ m}$, la fréquence de résonance correspond à : $m = n = 1$ et $p = 0$. La fréquence fondamentale de la chambre est donc :

$$F_0(\text{MHz}) = 150 \sqrt{\frac{1}{5,6} + \frac{1}{4}} = 45 \text{ MHz} \quad (1.9)$$

1.2.2.3 Fréquence minimale exploitable

L'exploitation normale de la CRBM dépend largement de la fréquence minimale d'utilisation (en anglais *LUF* pour (Lowest Usable Frequency)). Le protocole classique [3] stipule que la fréquence minimale f_{min} exploitable à partir de laquelle la CRBM atteint les propriétés d'une cavité surdimensionnée est généralement comprise entre $3F_0 \leq f_{min} \leq 7F_0$. Dans le cas de la chambre réverbérante du laboratoire, la fréquence minimale exploitable se situe aux environs de $225 \text{ MHz} \approx (5 \times 45 \text{ MHz})$.

1.2.2.4 Nombre de modes et densité spectrale d'une cavité vide [19]

Dans la littérature, le bon fonctionnement de la CRBM est généralement supposé se produire lorsque la fréquence de travail est supérieure à la fréquence minimale exploitable, ce qui permet de générer un grand nombre de modes de

résonance dans une excursion δf autour de la fréquence de travail f compte tenu d'une densité de modes importante.

Le nombre de modes de résonance excités dans une cavité parallélépipédique de volume V , autour d'une fréquence f , est estimé par la relation suivante :

$$N_m = \frac{8\pi V}{3c^3} f^3 - \frac{L+l+h}{c} f + 0.5 \quad (1.10)$$

où c est la vitesse de la lumière, f est exprimée Hz et V en m^3 .

La densité spectrale de modes présente autour d'une fréquence peut être estimée approximativement par la relation de Weyl :

$$D_m = \frac{8\pi V}{3c^3} f^2 \quad (1.11)$$

1.2.3 Facteur de qualité d'une CRBM [20]

Le facteur de qualité Q_g est défini à une fréquence donnée comme le rapport entre l'énergie stockée dans la chambre et la puissance absorbée par les éléments présents à l'intérieur de celle-ci.

$$Q_g = 2\pi f \frac{\langle W \rangle}{P_a} \quad (1.12)$$

avec $\langle W \rangle$ l'énergie moyenne contenue dans la chambre à la fréquence f et P_a la puissance moyenne absorbée par les éléments présents à l'intérieur de la CRBM. Le facteur de qualité global est associé aux différents éléments présents dans la chambre réverbérante. Parmi ces éléments, on considère : les antennes de mesure, les parois métalliques et les fuites électromagnétiques à travers les ouvertures (portes...) de la CRBM. On peut calculer un facteur de qualité propre à chacune de ces absorptions d'énergie que nous détaillons ci-après.

1.2.3.1 facteur de qualité lié aux pertes dans les parois

Pour une cavité vide, surdimensionnée de volume V , le facteur de qualité Q_σ lié aux pertes dans les parois est déterminé par la relation suivante :

$$Q_\sigma = \frac{3V}{2S} \frac{\mu_0}{\mu_r \delta} \quad (1.13)$$

avec S la surface totale des parois, μ_0 la perméabilité magnétique du vide, μ_r la perméabilité magnétique relative du matériau constituant les parois et δ l'épaisseur de peau, donnée par la formule suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_m \sigma}} \quad (1.14)$$

avec σ la conductivité des parois et ω la pulsation de l'onde électromagnétique.

1.2.3.2 Facteur de qualité lié aux antennes

Le facteur de qualité Q_A lié à la présence d'une antenne est défini par :

$$Q_A = \frac{16\pi^2 V}{\lambda^3} \quad (1.15)$$

avec λ la longueur d'onde du signal considéré

1.2.3.3 Facteur de qualité global d'une CRBM

Si nous considérons que les absorptions d'énergie par les autres éléments sont négligeables, le facteur de qualité global Q_g d'une CRBM est donné par la formule suivante :

$$\frac{1}{Q_g} \approx \frac{1}{Q_\sigma} + \frac{N_A}{Q_A} \quad (1.16)$$

où N_A est le nombre d'antennes présentes dans la chambre

1.3 Les paramètres de caractérisation de la CRBM

En pratique, la CRBM est une cavité complexe dans laquelle se trouvent les équipements tels que le brasseur métallique, des antennes de mesure en réception et en émission, ainsi que les câbles de mesures. L'absorption d'une partie de l'énergie disponible dans la CRBM par ces derniers, modifie les propriétés électromagnétiques de la cavité idéale. Par conséquent l'utilisation de la CRBM pour des tests de CEM nécessite au préalable l'identification des propriétés statistiques de l'ambiance électromagnétique dans le volume de test.

Dans les paragraphes suivants nous allons présenter quelques outils de mesure qui permettent de justifier quelques propriétés de la chambre réverbérante.

1.3.1 Les pertes d'insertion

Les pertes d'insertion d'une chambre réverbérante caractérisent la perte d'énergie principalement dans ses parois métalliques et les antennes (émission et réception) disposées dans l'enceinte. Les pertes d'insertion moyennes $\langle P_{ins} \rangle$ et minimales P_{insmin} sont définies par le rapport entre la puissance reçue moyenne ou maximale par une antenne de réception sur un tour du brasseur et la puissance injectée par une antenne d'émission [21] :

$$\langle P_{ins} \rangle = 10 \log \frac{\langle P_r \rangle}{P_0} \quad (1.17)$$

$$P_{insmin} = 10 \log \frac{P_{rmax}}{P_0} \quad (1.18)$$

avec $\langle P_r \rangle$ la puissance moyenne reçue par l'antenne sur un tour de brasseur. P_{rmax} la puissance maximale reçue par l'antenne réceptrice au cours d'un tour complet du brasseur et P_0 la puissance injectée par l'antenne d'émission.

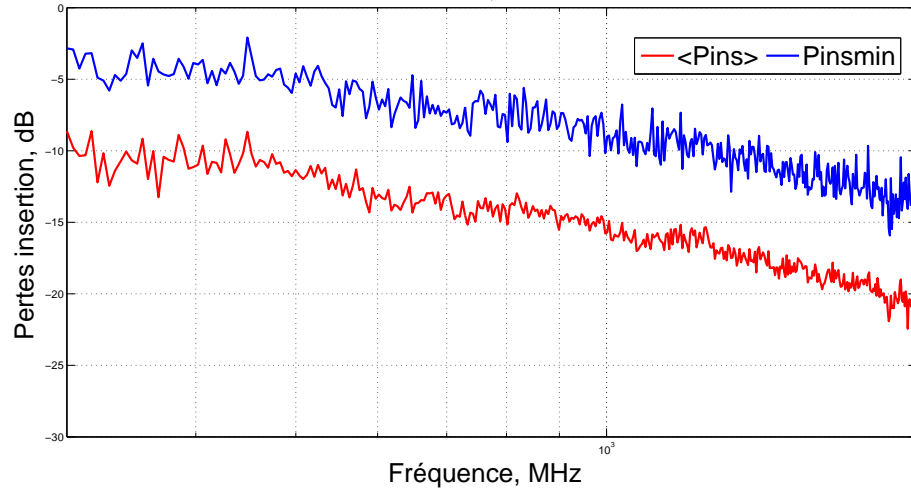


FIGURE 1.5 – Pertes d'insertion en fonction de la fréquence

La figure 1.5 présente un exemple d'évolution des pertes d'insertion de la CRBM de l'IEMN, mesurées sur une révolution du brasseur. Ce résultat montre un écart constant de l'ordre de $8 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ entre les pertes d'insertion minimales P_{insmin} (spectre bleu) et les pertes d'insertion moyennes $\langle P_{ins} \rangle$ (spectre rouge). Cet écart constant peut être attribué à la propriété d'homogénéité et d'isotropie du champ électromagnétique sur un tour complet du brasseur [21].

1.3.2 Paramètre d'efficacité de brassage

L'exploitation de fonctionnement normal d'une CRBM est liée à la capacité du brasseur de modes à mélanger une quantité importante de modes de résonance. L'efficacité du brasseur R_{dB} peut être évaluée à partir d'une formule empirique qui consiste à calculer le rapport entre l'amplitude de la puissance maximale reçue et l'amplitude de la puissance minimale reçue sur un tour complet du brasseur [21] :

$$R_{dB} = 10 \log \frac{P_{max}}{P_{min}} \quad (1.19)$$

Il est admis qu'un brassage efficace correspond à un coefficient d'efficacité de l'ordre de 20 dB au minimum.

1.3.3 Approches statistiques

Le modèle déterministe suppose que la distribution du champ électromagnétique dans une CRBM surdimensionnée (c.à.d. lorsque la longueur d'onde est petite devant les dimensions de la chambre) suit une loi sinusoïdale. En pratique, la présence d'objets complexes diffractants (le brasseur de modes par exemple) et les pertes d'énergie introduites par les éléments de mesure (antennes, équipement sous test, câbles) présents dans la CRBM modifient les fréquences modales et perturbent la distribution sinusoïdale du champ[22].

L'action conjointe du brasseur et des pertes d'énergie permet de rendre l'amplitude du champ électromagnétique statistiquement homogène et isotrope et certifie le bon fonctionnement de la CRBM.

Dans la suite nous rappellerons brièvement le modèle de Hill, basé sur la représentation intégrale d'ondes planes [23] largement adoptée et utilisée par la communauté CEM pour développer des applications en chambre réverbérante.

1.3.3.1 Propriétés statistiques du champ

Ce modèle [23] montre que le champ électrique en un point de la CRBM résulte d'une superposition d'un grand nombre d'ondes planes, parvenant sous des polarisations et angles d'incidence aléatoires. A une fréquence et en un point donné de la CRBM, le champ électrique est défini par la relation suivante.

$$\vec{E}(\vec{r}) = \int_{4\pi} \vec{F}(\Omega) \exp^{j\vec{k}(\Omega)\vec{r}} d\Omega \quad (1.20)$$

où \vec{r} est le vecteur position de l'onde, $\vec{F}(\Omega)$ est le vecteur polarisation de l'onde pour l'angle solide Ω et \vec{k} le vecteur de propagation de l'onde plane. Le vecteur \vec{k} se décompose en coordonnées cartésiennes :

$$\vec{k} = -|k| (\sin \alpha \cos \beta \vec{x} + \sin \alpha \sin \beta \vec{y} + \cos \alpha \vec{z}) \quad (1.21)$$

avec $|k| = \frac{2\pi}{\lambda}$, α l'élévation et β l'azimut. Pour chaque direction Ω , le spectre \vec{F} peut être décomposé :

$$\vec{F} = F_\alpha \vec{u}_\alpha + F_\beta \vec{u}_\beta \quad (1.22)$$

avec \vec{u}_α et \vec{u}_β vecteurs orthogonaux et appartenant au plan perpendiculaire au vecteur de propagation \vec{k} . Le brasseur de modes a pour but de modifier la distribution des ondes stationnaires, pour obtenir des champs électromagnétiques statistiquement homogènes et isotropes dans le volume de test. Hill [19] a montré que la répartition du champ électrique dans une CRBM bien brassée suit une loi de distribution normale (loi gaussienne). Pour aboutir à cette propriété, Hill [19] a décomposé le champ électrique régnant en un point

de la chambre en ses trois composantes cartésiennes E_x , E_y , et E_z , chaque composante étant définie par ses parties réelles et imaginaires :

$$\begin{aligned} E_x &= E_{xr} + iE_{xi} \\ E_y &= E_{yr} + iE_{yi} \\ E_z &= E_{zr} + iE_{zi} \end{aligned} \quad (1.23)$$

avec E_{xr} ; E_{xi} , E_{yr} ; E_{yi} et E_{zr} ; E_{zi} représentent respectivement les parties réelles et imaginaires de chacune des composantes cartésiennes E_x , E_y , et E_z .

Ensuite, les parties réelle et imaginaire de chaque composante du champ électrique sont supposées suivre une loi normale de moyenne nulle.

$$\langle E_{xr} \rangle = \langle E_{xi} \rangle = \langle E_{yr} \rangle = \langle E_{yi} \rangle = \langle E_{zr} \rangle = \langle E_{zi} \rangle = 0 \quad (1.24)$$

et de même variance σ^2

$$\langle E_{xr}^2 \rangle = \langle E_{xi}^2 \rangle = \langle E_{yr}^2 \rangle = \langle E_{yi}^2 \rangle = \langle E_{zr}^2 \rangle = \langle E_{zi}^2 \rangle = \frac{\langle E_T^2 \rangle}{6} = \sigma^2 \quad (1.25)$$

où $\langle E_T^2 \rangle$ représente une image de l'énergie moyenne dans le volume de test. Les relations (1.24) et (1.25) sont conformes aux propriétés d'homogénéité et d'isotropie du champ dans le volume de test de la CRBM. Compte tenu de (1.24) et (1.25), les densités de probabilité de la loi normale de la partie réelle et imaginaire d'une composante cartésienne du champ électrique (E_x , E_y et E_z) s'écrivent respectivement de la manière suivante :

$$\begin{aligned} f(E_{x,y,z,r}) &= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-E_{x,y,z,r}^2}{2\sigma^2}\right) \\ f(E_{x,y,z,i}) &= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-E_{x,y,z,i}^2}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (1.26)$$

où $E_{x,y,z,r}$, $E_{x,y,z,i}$ représentent respectivement les parties réelles et imaginaires des composantes cartésiennes du champ électrique E . En exploitant ces lois de probabilité relatives aux parties réelle et imaginaire de chaque composante cartésienne de champ, on détermine les lois de distribution du module d'une composante cartésienne, notée E_R , du module du champ total E_T et de la puissance P mesurée par une antenne adaptée dans une CRBM.

Distribution du module d'une composante cartésienne de champ au carré [24].

L'amplitude quadratique d'une composante cartésienne de champ est la somme des carrés de deux variables aléatoires suivant une loi normale donc une loi de χ_2^2 à deux degrés de liberté, dont la densité de probabilité (PDF : Probability Density Function) s'écrit sous la forme :

$$f(E_R^2) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(\frac{-E_R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.27)$$

la moyenne $\langle E_R^2 \rangle$ et l'écart type $\sigma(E_R^2)$ de la variable aléatoire E_R^2 ont pour valeur :

$$\begin{aligned}\langle E_R^2 \rangle &= 2\sigma^2 \\ \sigma(E_R^2) &= 2\sigma^2\end{aligned}\quad (1.28)$$

On peut aussi déduire la fonction de répartition nommée par la suite F ou CDF (Cumulative Distribution Function). La CDF est définie comme la primitive de la fonction de densité de probabilité PDF. L'expression de la fonction de répartition du carré de la composante cartésienne de champ est donc la suivante (1.29) :

$$F(E_R^2) = 1 - \exp\left(\frac{-E_R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.29)$$

Distribution du module d'une composante cartésienne de champ [24].

En partant de la loi de distribution du carré d'une composante cartésienne de champ, on peut en déduire que la variable aléatoire E_R , une composante cartésienne du champ électrique, suit la loi de Rayleigh ou loi du χ à 2 degrés de liberté. La densité de probabilité $f(E_R)$ et la fonction de répartition $F(E_R)$ peuvent exprimer sous la forme :

$$f(E_R) = \frac{E_R}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-E_R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.30)$$

$$F(E_R) = 1 - \exp\left(\frac{-E_R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.31)$$

la moyenne $\langle E_R \rangle$ et l'écart type $\sigma(E_R)$ de la variable aléatoire E_R ont pour valeur :

$$\begin{aligned}\langle E_R \rangle &= \sigma\sqrt{\frac{\pi}{2}} \\ \sigma(E_R) &= \sigma\sqrt{2 - \frac{\pi}{2}}\end{aligned}\quad (1.32)$$

Le rapport de l'écart type sur la moyenne est constant et vaut approximativement 0.523. Nous utiliserons plus tard (chapitre 3) ce rapport théorique comme métrique dans la confrontation théorie et expérience.

Distribution du module du champ total [24].

Le carré du champ total peut s'exprimer en fonction de ses 3 composantes cartésiennes E_x , E_y et E_z par :

$$E_T^2 = E_x^2 + E_y^2 + E_z^2 \quad (1.33)$$

Par conséquent, le carré du champ total suit la distribution du χ^2 à 6 degrés de liberté, on peut donc en déduire que le champ total E_T suit une loi du χ à 6 degrés de liberté. La densité de probabilité $f(E_T)$ et la fonction de répartition $F(E_T)$ s'expriment alors par les relations suivantes :

$$f(E_T) = \frac{E_T^5}{8\sigma^6} \exp\left(\frac{-E_T^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.34)$$

$$F(E_T) = 1 - \exp\left(\frac{-E_T^2}{2\sigma^2}\right) \left[1 + \frac{E_T^2}{2\sigma^2} \left(1 + \frac{E_T^2}{4\sigma^2}\right)\right] \quad (1.35)$$

et la moyenne $\langle E_T \rangle$ et l'écart type $\sigma(E_T)$ de la variable aléatoire E_T ont pour valeur :

$$\begin{aligned} \langle E_T \rangle &= \frac{15}{16} \sigma \sqrt{2\pi} \\ \sigma(E_T) &= \sigma \sqrt{6 - \frac{225\pi}{128}} \end{aligned} \quad (1.36)$$

Distribution de la puissance P mesurée par une antenne adaptée [24].

En partant du principe que la puissance est proportionnelle au carré d'une composante cartésienne du champ électrique, la loi de distribution de la puissance suit la loi de χ_2^2 à 2 degrés de liberté, dont la densité de probabilité $f(P)$ et la fonction de répartition $F(P)$ peuvent s'exprimer par les relations suivantes :

$$f(P) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(\frac{-P}{2\sigma^2}\right) \quad (1.37)$$

$$F(P) = 1 - \exp\left(\frac{-P}{2\sigma^2}\right) \quad (1.38)$$

et la moyenne $\langle P \rangle$ et l'écart type $\sigma(P)$ de la variable aléatoire P ont pour valeur :

$$\begin{aligned} \langle P \rangle &= 2\sigma^2 \\ \sigma(P) &= 2\sigma^2 \end{aligned} \quad (1.39)$$

Le rapport de l'écart type sur la moyenne est constant et vaut 1. Nous utiliserons aussi ce rapport théorique comme métrique dans la confrontation théorie et expérience.

Dans le cadre de notre étude, nous utiliserons la fonction de répartition ou CDF pour vérifier si les propriétés du champ électrique reçu par des capteurs de champ sur les parois suivent bien les lois de distribution préalablement déterminées dans le volume de test.

La méthode consiste à tracer les lois de répartition à partir des données expérimentales sur un tour de brasseur et à les comparer avec la loi de répartition calculée. Une deuxième vérification consiste à comparer le rapport expérimental de l'écart type sur la moyenne avec le rapport théorique. La décision accord/non accord portera sur l'intervalle de confiance considéré.

1.3.4 Protocole de calibrage de la chambre à vide

Le calibrage de la chambre réverbérante consiste à évaluer l'uniformité du champ dans la chambre, afin de déterminer la fréquence minimale de fonctionnement et la puissance à injecter pour correspondre à des niveaux de champ requis lors d'un essai d'immunité sur un équipement installé dans le volume de test.

1.3.4.1 Détermination de la zone d'uniformité du champ électrique

Ce volume de test est délimité par un parallélépipède, dans lequel la distance minimale recommandée entre les faces du parallélépipède et tout objet (les parois de la chambre, antennes, brasseur de modes, équipement sous test (EST)) est égale à $\lambda/4$, avec λ la longueur d'onde du signal injecté à la fréquence basse de fonctionnement (LUF) de la chambre.

Les critères d'uniformité et d'isotropie du champ dans le VDT sont bien établis par les normes [3, 4] et sont basés sur des écarts type calculés à partir de mesures réalisées sur l'intensité du champ électrique via des capteurs de champ triaxiaux (sonde de champ électrique).

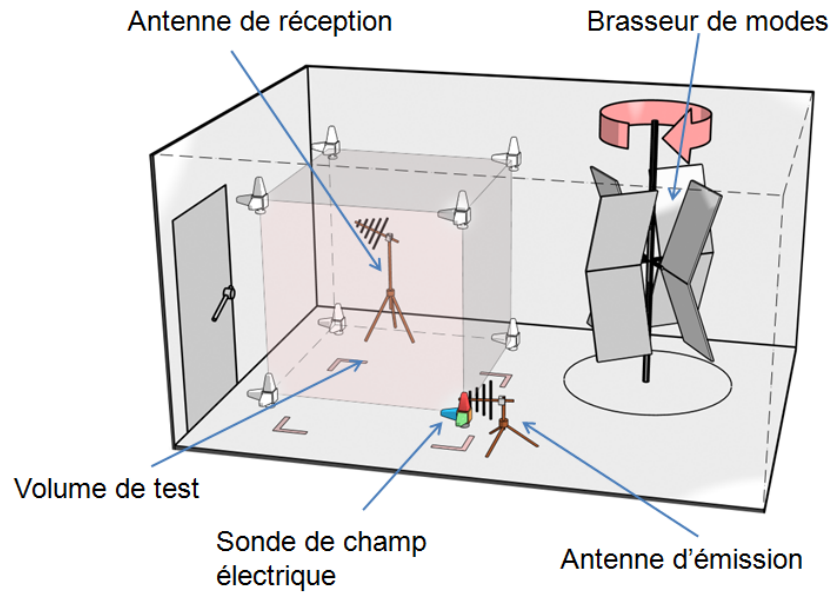


FIGURE 1.6 – Croquis du protocole d'étalonnage d'une CRBM selon la norme EN 61000-4-21

Les données considérées sont les valeurs maximales (mesurées sur un tour de brasseur) des 3 composantes orthogonales E_x , E_y et E_z du champ E , mesurées aux 8 sommets du parallélépipède du VDT. Le nombre minimum de mesures indépendantes sur un tour de brasseur et le nombre de points de fréquences sont décrits dans le tableau ci-dessous.

Bande de fréquence	Nombre d'échantillons	Nombre de points de fréquences
f_{min} à $3 f_{min}$	50	20
$3 f_{min}$ à $6 f_{min}$	18	15
$6 f_{min}$ à $10 f_{min}$	12	10
$> 10 f_{min}$	12	20 par décade

TABLE 1.2 – Prescription d'échantillonnage selon la norme EN 61000-4-21

Les champs mesurés sont normalisés par rapport à la racine carrée de la puissance injectée P_0 selon la formule (1.40) :

$$E_i = \frac{E_{i,max}}{\sqrt{P_0}} \quad (1.40)$$

où $i = x, y$ ou z et $E_{i,max}$ représente les amplitudes maximales du champ électrique suivant les trois axes. Ensuite, pour chaque fréquence d'étalonnage

et pour les 8 positions dans le VDT, les valeurs moyennes sont estimées pour chaque composante de champ :

$$\langle E_i \rangle = \frac{\sum_{n=1}^8 E_i}{8}$$

Et enfin, on considère les valeurs moyennes des 24 mesures (3 composantes \times 8 sommets) :

$$\langle E_n \rangle = \frac{\sum_{n=1}^{24} E_i}{24}$$

où $\langle E_n \rangle$ est la valeur moyenne des 24 mesures de champ, normalisées.

Pour chaque fréquence d'étalonnage et pour chaque composante cartésienne normalisée, l'écart type en dB s'écrit sous la forme suivante :

$$\sigma_i(dB) = 20 \log \left(\frac{\sigma_i + \langle E_i \rangle}{\langle E_i \rangle} \right) \quad (1.41)$$

avec $\sigma_i = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^8 (E_i - \langle E_i \rangle)^2}{7}}$ est l'écart type en linéaire.

Ces trois valeurs d'écart type normalisé donnent une information sur l'isotropie du champ.

Puis l'écart type global de l'ensemble des composantes, c.à.d les 24 valeurs de champ électrique est défini par :

$$\sigma(dB) = 20 \log \left(\frac{\sigma_{24} + \langle E_n \rangle}{\langle E_n \rangle} \right) \quad (1.42)$$

avec

$$\sigma_{24} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{24} (E_n - \langle E_n \rangle)^2}{23}}$$

En accord avec la norme [3], les critères d'uniformité et d'isotropie sont respectés si l'écart type est de 4 dB de 80 MHz à 100 MHz et en décroissance linéaire jusqu'à 3 dB à 400 MHz et au delà inférieur à 3 dB (tableau 1.3).

Bande de fréquence	Écart type
80 MHz à 100 MHz	4 dB
100 MHz à 400 MHz	Décroissance linéaire de 4 à 3 dB
≥ 400 MHz	3 dB

TABLE 1.3 – Critère d'homogénéité selon la norme EN 61000-4-21

La figure 1.7 montre un exemple des résultats de calibrage de la CRBM de l'IEMN. La courbe rouge représente la limite de tolérance imposée par la norme EN 61000-4-21. On constate que les écart types obtenus respectent

la norme pour des fréquences supérieure à 225 MHz . Par conséquent , cette fréquence correspond à la fréquence basse de fonctionnement de cette chambre.

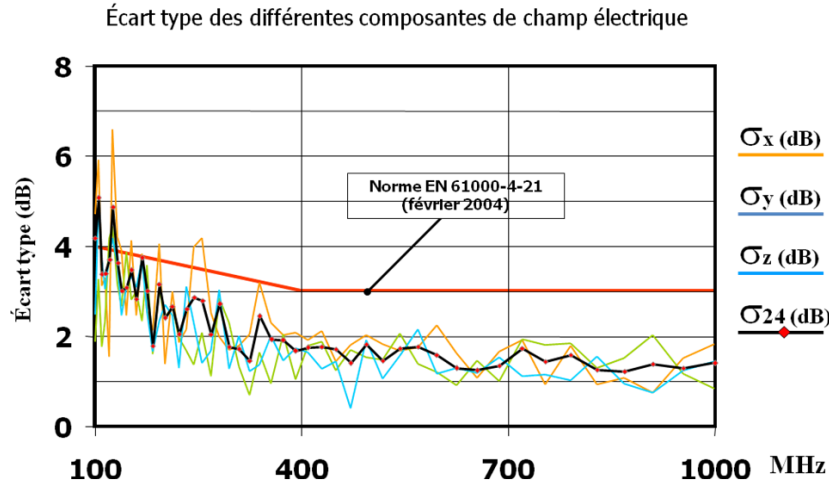


FIGURE 1.7 – Écart type des composantes de champ électrique selon la norme EN 61000-4-21

1.3.4.2 Génération de la puissance d'essai

L'introduction de l'équipement sous test peut charger la chambre et l'énergie absorbée par ce dernier n'est alors plus disponible pour créer l'environnement d'essai souhaité. L'impact pressenti de l'EST est un abaissement du facteur de qualité Q de la chambre et on sait qu'en dessous d'une certaine valeur de Q , il existe un risque de dégradation du niveau d'uniformité [25]. Il est donc recommandé de quantifier systématiquement l'influence de la présence de l'EST pendant tout essai au moyen d'un paramètre dit facteur de charge F_{EST} qui n'est autre que le rapport entre la puissance moyenne reçue par une antenne de référence placée dans le VDT pendant la phase de calibration à vide et la puissance reçue par la même antenne en présence de l'EST. Il s'agit donc d'un paramètre relatif dont la limite acceptable peut être déterminée en chargeant la chambre avec des absorbants jusqu'à l'observation d'une dérive significative de l'uniformité [3] (détaillé en annexe A1).

De ce fait, lors d'un essai d'immunité en CRBM, l'équipement sous test doit être installé dans le VDT. La puissance à injecter P_e qui correspond au niveau de champ requis lors de l'essai d'immunité est évaluée à partir du facteur de charge de l'équipement sous test et des données enregistrées pendant la phase de calibration à vide par la relation suivante :

$$P_e = \frac{E_{test}^2}{\langle E_n \rangle^2 F_{EST}} \quad (1.43)$$

où E_{test} est l'amplitude du champ souhaité (V/m), $\langle E_n \rangle$ est la valeur moyenne du champ normalisé obtenu lors de l'étalonnage de la chambre à vide (relation (1.41))

Cette phase de calibrage est relativement lourde et longue et c'est pour cette raison que les travaux de recherche présentés dans cette thèse tendent à compléter ces protocoles de contrôle sans pour autant changer les outils de caractérisation de la CRBM.

1.4 Conclusion

En alternative à ces protocoles de contrôle, on propose de substituer à l'antenne de référence souvent de type Log-périodique (Si le volume de l'EST est de dimensions relativement importantes par rapport au VDT) un ou plusieurs (pour des aspects statistiques) monopoles électriquement courts, disposés en permanence sur une ou plusieurs parois. Cette nouvelle approche devrait être en mesure de fournir des indicateurs statistiques et quantitatifs exploitables pour les essais. Cette procédure n'a pas pour but de se substituer aux normes mais d'être complémentaire en donnant un diagnostic rapide sur l'uniformité du champ à l'intérieur de la CRBM. Pour valider cette approche, nous allons consacrer le chapitre suivant, à l'analyse des composantes du champ électrique dans une CRBM au voisinage des parois.

Chapitre 2

Analyse théorique des
composantes du champ
électromagnétique(EM) dans une
CRBM au voisinage des parois

2.1 Introduction

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les propriétés requises à une CRBM pour la réalisation de tests et de mesures en CEM.

Il a également été souligné dans ce chapitre que la présence de l'Équipement Sous Test (EST) et l'antenne de référence dans le VDT peuvent être problématiques dans les petites chambres. De ce fait, une alternative aux protocoles classiques qui consiste à caractériser l'environnement électromagnétique dans le volume de test (VDT) peut être réalisée par des mesures sur les parois à l'aide de capteurs de champ électrique, sans nécessiter une antenne de référence dans le VDT.

C'est dans cette optique que nous présentons dans ce chapitre un développement théorique mettant en évidence les relations existant entre les valeurs des composantes du champ électrique mesurées dans le volume de test d'une CRBM bien brassée telles qu'elles le sont lors de la phase de calibrage et les valeurs mesurées au voisinage des parois grâce à des capteurs de champ de type dipôles.

Ce chapitre est composé de deux parties. Dans un premier temps, nous présentons un état de l'art sur la caractérisation des CRBM à partir de mesures réalisées sur les parois. Dans un second temps, nous présentons un développement analytique de diverses composantes du champ électrique au voisinage d'une paroi.

2.2 État de l'art sur l'étude du champ électromagnétique au voisinage des parois d'une CRBM.

La répartition des champs sur et au voisinage des parois d'une CRBM a fait l'objet d'études par quelques auteurs pour des applications diverses. Nous rappelons dans cette partie la démarche suivie par les principaux auteurs.

Dunn, dans [26] est le premier auteur à proposer en 1998 un modèle pour analyser le champ électromagnétique à proximité des parois des CRBM. L'auteur propose un développement analytique du champ électromagnétique dans une CRBM, dont l'objectif est de calculer la contribution des pertes engendrées par la conductivité finie des parois sur le facteur de qualité Q d'une CRBM.

La démarche consiste à considérer que le champ électromagnétique dans une CRBM bien brassée est assimilable à une somme d'ondes planes dont l'amplitude, la direction de propagation, la polarisation et la phase sont des variables aléatoires uniformément distribuées. Il considère que l'énergie moyenne dans le VDT est uniforme et statistiquement équirépartie entre les deux polarisa-

tions Transverse Électrique (TE) et Transverse Magnétique (TM) de l'onde incidente.

En appliquant les lois de la réflexion des ondes EM à l'interface air-métal, il parvient dans ce cas à relier les valeurs moyennes des carrés des trois composantes du champ E à la valeur moyenne du carré du champ total dans le volume de test. Il aboutit aussi à une formulation du facteur de qualité dû aux parois, identique à celle donnée par la relation (1.13) (paragraphe 1.2.3.1 du chapitre 1) obtenue par une approche modale.

Le modèle Dunn [26] a été repris par Hill [27] en 2005. Il analyse le comportement du champ électromagnétique au voisinage d'une paroi et des coins d'une chambre réverbérante et introduit les notions de fonctions de corrélation spatiale longitudinale et transverse du champ électromagnétique. L'auteur en déduit une distance minimale, à partir de laquelle l'isotropie du champ n'est plus affectée par les parois de la CRBM. Cette approche est brièvement rappelée dans le sous-paragraphe suivant.

Hill suppose comme Dunn que le champ électromagnétique à l'intérieur d'une CRBM peut être considéré comme une somme d'ondes planes de direction aléatoire. Le champ électrique en un point quelconque de la CRBM s'exprime par l'équation :

$$\vec{E}(\vec{r}) = \int \int \vec{F}(\Omega) \exp(j\vec{k} \cdot \vec{r}) d\Omega \quad (2.1)$$

avec \vec{r} le vecteur position de l'onde, $\vec{F}(\Omega)$ le spectre angulaire, décrivant le comportement aléatoire de la polarisation de l'onde plane. Ω est l'angle solide indiquant la direction du vecteur de propagation de l'onde plane et \vec{k} le vecteur de propagation de l'onde plane (figure 2.1).

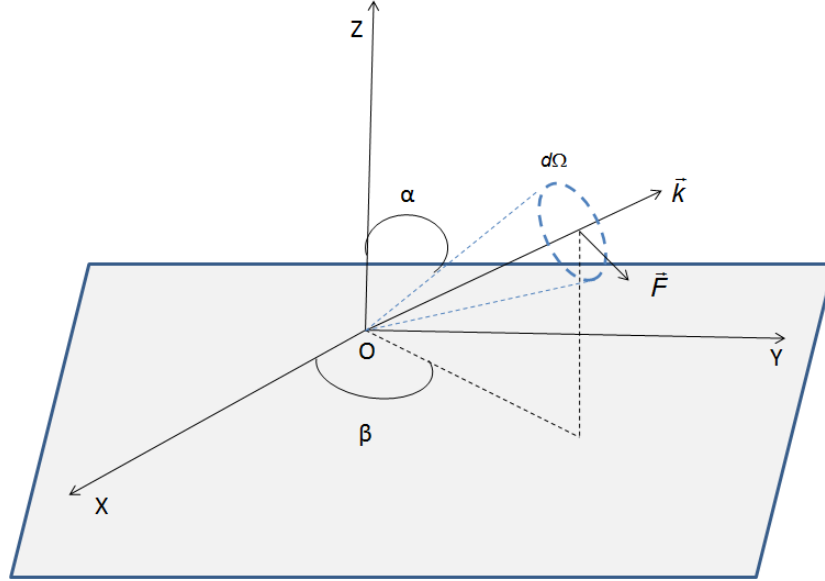


FIGURE 2.1 – Représentation polaire de l'onde plane

Le vecteur \vec{k} se décompose en coordonnées cartésiennes :

$$\vec{k} = -|k| (\sin \alpha \cos \beta \vec{x} + \sin \alpha \sin \beta \vec{y} + \cos \alpha \vec{z}) \quad (2.2)$$

avec $|k| = \frac{2\pi}{\lambda}$, α l'élévation et β l'azimut. Pour chaque direction Ω , le spectre \vec{F} peut être décomposé :

$$\vec{F} = F_\alpha \vec{u}_\alpha + F_\beta \vec{u}_\beta \quad (2.3)$$

avec \vec{u}_α et \vec{u}_β deux vecteurs orthogonaux et appartenant au plan perpendiculaire au vecteur de propagation \vec{k} . Dans le cas où la chambre réverbérante est bien brassée les composantes F_α et F_β sont des variables aléatoires complexes. Leurs parties réelle et imaginaire sont des variables aléatoires indépendantes qui suivent la loi normale, de moyenne nulle et de même variance.

Dans ces conditions :

- La moyenne du champ électrique est nulle $\langle \vec{E}(\vec{r}) \rangle = 0$.
- La seconde variable étudiée est la valeur moyenne du carré du module du champ électrique total dans le VDT, soit $\langle |\vec{E}_T|^2 \rangle$.
- Les valeurs moyennes du carré des modules des composantes cartésiennes du champ électrique sont déterminées à partir de la théorie des images et sont exprimées selon les relations (2.4) et (2.5) :
- Pour la composante normale à la paroi :

$$\langle |E_{nor}|^2 \rangle = \langle |E_z|^2 \rangle = \frac{E_0^2}{3} [1 + \rho_l(2z)] \quad (2.4)$$

avec $\rho_l(2z) = \frac{3}{(kz)^2} \left[\frac{\sin(kz)}{kz} - \cos(kz) \right]$ qui représente la fonction de corrélation dite longitudinale, E_{nor} est la composante normale du champ électrique à la paroi considérée .

- Pour les composantes tangentielles E_x et E_y :

$$\langle |E_x|^2 \rangle = \langle |E_y|^2 \rangle = \frac{E_0^2}{3} [1 - \rho_t(2z)] \quad (2.5)$$

avec,

$$\rho_t(2z) = \frac{3}{2} \left(\frac{\sin(kz)}{kz} - \frac{1}{(kz)^2} \left[\frac{\sin(kz)}{kz} - \cos(kz) \right] \right).$$

qui correspond à la fonction de corrélation dite transverse.

E_0^2 représente une quantité proportionnelle à l'énergie moyenne dans la chambre, donc au champ total E_T dans le VDT, soit $E_0^2 = \langle |E_T|^2 \rangle$.

L'analyse de ces expressions montre que :

- Quand z devient grande, en d'autres termes lorsque l'on s'éloigne de la paroi :

$$\langle |E_{nor}|^2 \rangle = \langle |E_x|^2 \rangle = \langle |E_y|^2 \rangle = \frac{\langle |E_T|^2 \rangle}{3} \quad (2.6)$$

Ce résultat traduit bien l'isotropie du champ dans le VDT.

- En revanche, quand z devient petite et à la limite quand $z \rightarrow 0$ sur la paroi :

$$\langle |E_{nor}|^2 \rangle = 2 \frac{\langle |E_T|^2 \rangle}{3} \quad (2.7)$$

et

$$\langle |E_x|^2 \rangle = \langle |E_y|^2 \rangle = 0 \quad (2.8)$$

La relation(2.7) montre donc que la moyenne du carré de la composante normale du champ à la paroi est double de celle dans le VDT. Aussi la relation (2.8) montre que la valeur quadratique moyenne des composantes tangentielles à une paroi sont nulles. Ce qui est un résultat attendu.

L'exploitation des fonctions de corrélation spatiale ρ_l et ρ_t permet de définir les limites de la zone uniforme.

En 2006, Arnaut [28] analyse les propriétés statistiques du champ bien brassé au voisinage d'une paroi infinie et parfaitement conductrice comme Hill. L'objectif de son étude est d'explorer les limites du VDT d'une CRBM. Dans son approche, il introduit des coefficients d'inhomogénéité et d'anisotropie du champ pour caractériser les propriétés statistiques du champ au voisinage d'une paroi.

L'auteur montre à travers une analyse théorique, notamment avec des fonctions de distribution, et expérimentale, que les propriétés statistiques du champ

électrique au voisinage d'une paroi présentent une forte anisotropie. Ces résultats indiquent aussi $\lambda/4$ comme la limite spatiale du VDT par rapport aux parois pour lequel l'isotropie est respectée dans la CRBM. Il confirme aussi que l'environnement électromagnétique sur les parois est corrélé avec celui dans le VDT.

Dans [29], les travaux de Somani (et al) ont pour but de vérifier le modèle de Hill [27] à travers des mesures des composantes du champ électrique au moyen de 8 capteurs de champ (figure 2.2) disposés à quelques centimètres des parois d'une CRBM.



FIGURE 2.2 – Capteurs de champ placé près des parois[29]

L'étude est basée sur une comparaison entre les résultats du modèle analytique développé par Hill et les mesures. L'auteur confirme le caractère anisotrope de l'environnement électromagnétique dans une zone comprise entre la paroi et environ $\lambda/4$ de celle-ci.

Cependant, en prenant en compte l'influence des coins, il préconise une limite de la zone uniforme à $\lambda/2$ des parois de la CRBM. Notons que, cette étude ne s'est pas intéressée aux distributions statistiques.

L'étude publiée par Magdowski en 2011 [30], est la seule comparable à celle présentée dans cette thèse.

Son approche est basée sur l'évaluation de la composante normale du champ à partir de mesures de tension au moyen de 8 capteurs (figure 2.3) de champ disposés sur les parois.

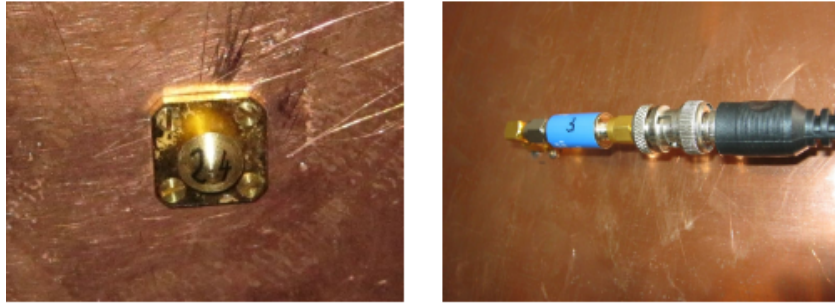


FIGURE 2.3 – Types de capteurs utilisés dans [30]

Du fait d'une mesure simultanée par ces capteurs, cette méthode fournit des indicateurs avec une faible incertitude statistique sur l'uniformité du champ électrique pour les essais d'immunité dans une chambre réverbérante. La figure 2.4 montre le protocole de cette expérience. Des détecteurs sont utilisés pour convertir le signal radiofréquence capté en tension continue. Cependant, l'auteur explique que cette étude présente des limites et notamment sur les performances des détecteurs qui présentent de fortes non-linéarités en hautes fréquences, non-linéarités préjudiciables à la précision des mesures. Notons dès à présent, que notre démarche qui consiste à réaliser les mesures avec des dispositifs passifs, simples et de coût insignifiant, ne peut prescrire des dispositifs à semi conducteurs, du moins dans le cadre de cette thèse. C'est ce qui différencie la démarche de Magdowski de la notre.

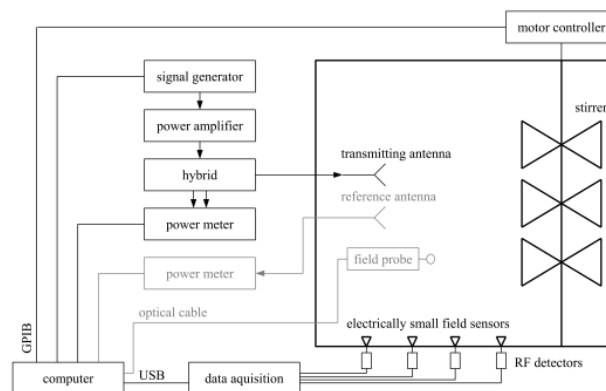


FIGURE 2.4 – protocole de mesure [30]

Dans [31], Holloway (et al) exploitent les résultats de la théorie de Hill [27] et proposent une application à la mesure de l'efficacité de blindage de petits boîtiers placés dans une chambre réverbérante à brassage de modes.

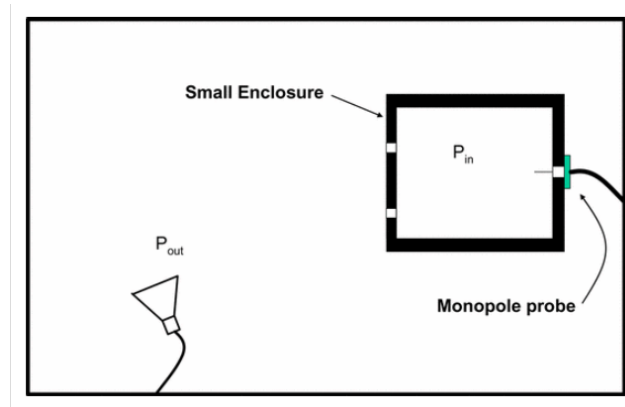


FIGURE 2.5 – Illustration de la méthode de mesure de l'efficacité de blindage à l'aide d'un monopole [31]

L'étude présentée dans cet article consiste à remplacer le capteur de champ ou l'antenne classique disposée à l'intérieur du boîtier en essai, par un monopole implanté sur l'une des parois du dit boîtier pour mesurer la puissance qui y est induite.

Cette étude montre que des monopoles courts installés sur les parois d'un boîtier permettent d'évaluer leur efficacité de blindage. Cette technique est en effet bien adaptée pour des boîtiers de petites dimensions. Si ceux-ci sont toujours une cavité réverbérante.

En conclusion, ces études ont montré globalement l'effet de proximité d'une paroi sur les propriétés statistiques de l'environnement électromagnétique d'une CRBM. Les résultats montrent d'une part que sur une paroi isolée d'une CRBM, l'énergie moyenne de la contribution des composantes tangentielles de modes TE et TM du champ électrique participent peu à l'énergie moyenne au voisinage de cette paroi. D'autre part, l'énergie moyenne de la contribution de la composante normale à la paroi est proportionnelle à l'énergie moyenne du champ total dans le VDT.

Dans notre démarche, nous nous appuyerons sur ces études pour la mise en application d'une alternative aux protocoles usuels permettant de caractériser l'environnement électromagnétique d'une CRBM à partir de mesures pratiquées systématiquement dans le VDT. Cette approche sera développée dans le paragraphe suivant.

2.3 Distribution du champ électromagnétique dans une CRBM

Ce paragraphe est consacré aux calculs analytiques des composantes du champ électromagnétique (ici nous nous intéressons essentiellement au champ électrique) dans le volume de test et au voisinage des parois d'une chambre réverbérante à brassage de modes. Cette étude a pour but de décrire l'évolution spatiale du champ électrique observé dans une CRBM. De cette étude, nous cherchons à vérifier une corrélation entre la puissance mesurée dans le VDT et celle mesurée sur les parois de la CRBM au moyen d'un dipôle court.

Une partie des développements proposés dans ce paragraphe est inspirée du livre [32]. Pour simplifier le problème, nous considérons une paroi de la CRBM parfaitement conductrice qui ne dissipe pas d'énergie et illuminée par un environnement électromagnétique assimilable à un spectre d'ondes planes. Chacune des ondes, pouvant se décomposer en modes TE et TM, se réfléchit sur le plan conducteur pour engendrer un champ résultant, somme de l'onde incidente et de l'onde réfléchie. On suppose aussi que l'intérieur de la CRBM est un milieu vide caractérisé par les constantes de permittivité électrique ϵ_0 et de perméabilité magnétique μ_0 .

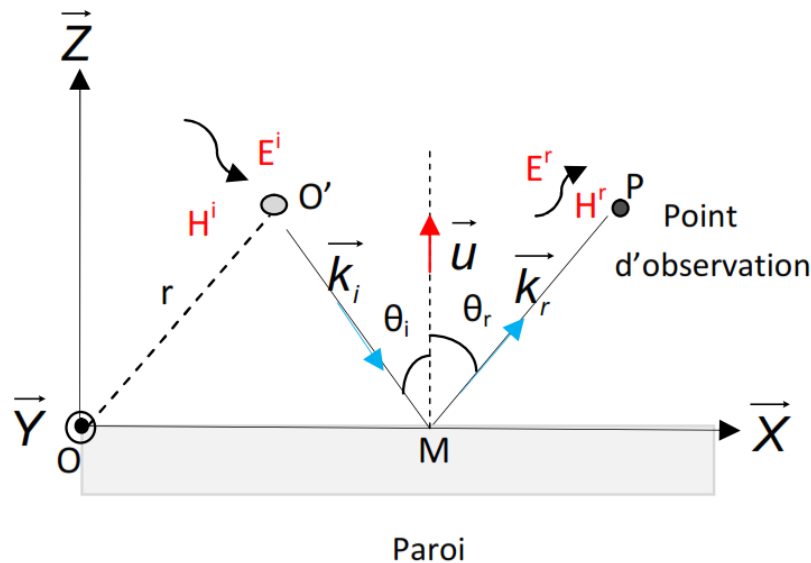


FIGURE 2.6 – Réflexion d'une onde plane sur une paroi conductrice

Sur la figure 2.6 nous choisissons un repère cartésien (O, X, Y, Z) tel que le plan de la paroi considérée coïncide avec le plan (OXY) .

\vec{X} , \vec{Y} et \vec{Z} représentent les vecteurs unitaires du repère cartésien (O, X, Y, Z) . On considère le cas de l'incidence quelconque dont la direction de propagation

2.3. Distribution du champ électromagnétique dans une CRBM34

de l'onde fait un angle θ_i avec la normale (\vec{u}) à l'interface de la paroi. Nous appelons E^i et H^i les champs électrique et magnétique incidents attachés à l'onde plane arrivant sur la surface de la paroi et E^r et H^r les champs électrique et magnétique de l'onde réfléchi par la paroi.

Les vecteurs d'onde incident \vec{k}_i et réfléchi \vec{k}_r sont dans le plan d'incidence qui est perpendiculaire à la paroi considérée.

Puisqu'en CRBM, on fait l'hypothèse que l'énergie est equirépartie entre les deux modes TE et TM, nous allons traiter successivement ces deux polarisations.

2.3.1 Cas où l'onde est polarisée perpendiculairement au plan d'incidence (Polarisation TE)

La figure 2.7 présente cette configuration. Nous notons \vec{E}_x^i , \vec{E}_y^i , et \vec{E}_z^i , les composantes du vecteur champ électrique incident arrivant sur la paroi et \vec{E}_x^r , \vec{E}_y^r et \vec{E}_z^r les composantes du champ électrique réfléchi par la paroi.

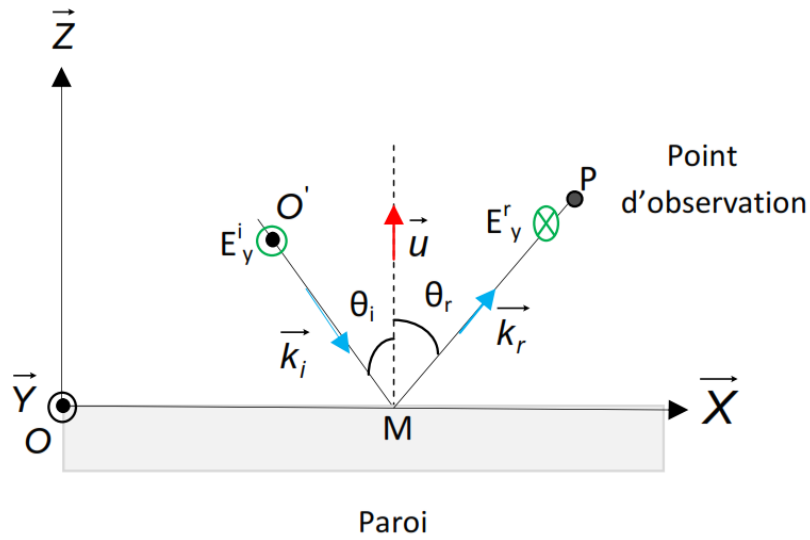


FIGURE 2.7 – Polarisation Transverse Électrique : TE

2.3.1.1 Onde incidente

Le champ électrique incident qui arrive sur la paroi au point M possède un vecteur d'onde \vec{k}_i qui est parallèle à la direction de propagation de l'onde, que l'on peut exprimer par la relation 2.9 suivante :

$$\vec{k}_i = k_i \sin \theta_i \vec{X} - k_i \cos \theta_i \vec{Z} \quad (2.9)$$

2.3. Distribution du champ électromagnétique dans une CRBM35

Compte tenu de l'orientation du champ incident \vec{E}^i , son amplitude est donnée par l'équation 2.10 :

$$E^i = E_T \exp(-j\vec{k}_i \vec{r}) = E_T \exp(-jkx \sin \theta_i) \exp(jkz \cos \theta_i) \quad (2.10)$$

Dans le cas d'une polarisation TE, le champ électrique reste perpendiculaire au plan d'incidence et n'a qu'une composante d'amplitude non nulle suivant l'axe (OY). Dans cette condition, on obtient pour ce champ incident la forme suivante :

$$\vec{E}_y^i = E^i \vec{Y} = E_T \exp(-j\vec{k}_i \vec{r}) = E_T \exp(-jkx \sin \theta_i) \exp(jkz \cos \theta_i) \vec{Y} \quad (2.11)$$

Où $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, E_T est l'amplitude du champ électrique incident et \vec{r} représente le vecteur position du champ électrique défini par l'expression suivante :

$$\vec{r} = O\vec{O}' = x\vec{X} + y\vec{Y} + z\vec{Z} \quad (2.12)$$

2.3.1.2 Onde réfléchie

La réflexion de cette onde au point M va donner naissance à une onde réfléchie de vecteur d'onde \vec{k}_r que l'on peut exprimer par l'équation 2.13 (figure 2.8) :

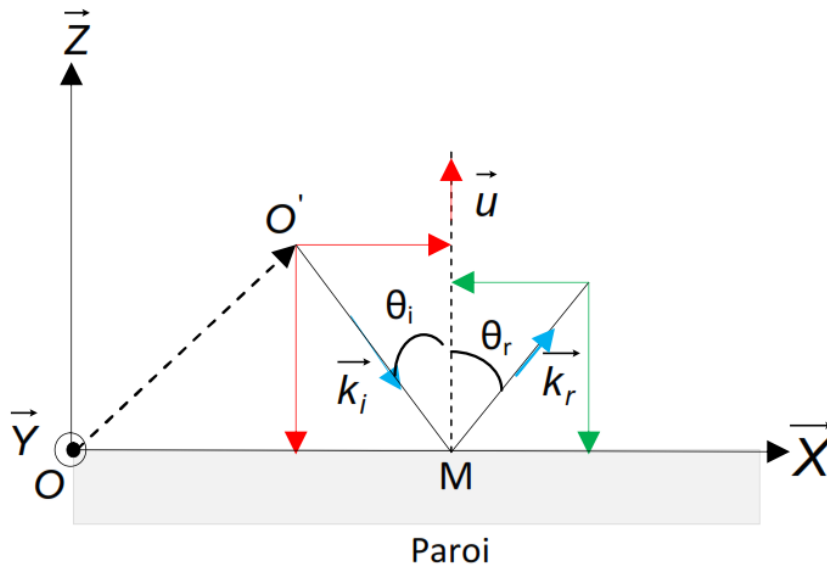


FIGURE 2.8 – Projection \vec{k}_i et \vec{k}_r dans le repère (OXYZ)

$$\vec{k}_r = k_r \sin \theta_r \vec{X} + k_r \cos \theta_r \vec{Z} \quad (2.13)$$

2.3. Distribution du champ électromagnétique dans une CRBM 36

D'après la loi de Snell-Descartes, le plan d'incidence (\vec{u}, \vec{k}_i) et le plan de réflexion (\vec{u}, \vec{k}_r) sont identiques : les angles de réflexion et d'incidence sont égaux : $\theta_i = \theta_r = \theta$. L'amplitude de l'onde réfléchi s'écrit donc :

$$E^r = E_T \exp(-j\vec{k}_r \vec{r}) = E_T \exp(-jkx \sin \theta) \exp(-jkz \cos \theta) \quad (2.14)$$

Compte tenu des conditions de continuité, le champ électrique reste perpendiculaire au plan d'incidence (O,X,Y) et il n'a donc qu'une seule composante selon (OY). En écrivant les conditions aux limites sur la paroi conductrice du champ électrique tangentiel, on en déduit que le champ réfléchi a un sens opposé au champ incident, on peut écrire l'expression du champ réfléchi (équation 2.15) :

$$\vec{E}_y^r = -E_T \exp(-jkx \sin \theta) \exp(-jkz \cos \theta) \vec{Y} \quad (2.15)$$

2.3.1.3 Champ résultant

Le champ électrique E observé au point P (figure 2.7) est la somme de champ incident (2.11) et champ réfléchi (2.15). Nous pouvons alors exprimer l'amplitude de ce champ résultant par :

$$\begin{aligned} \vec{E}_y &= \vec{E}_y^i + \vec{E}_y^r \\ &= -2jE_T \exp(-jkx \sin \theta) \exp(-jkz \cos \theta) \vec{Y} \\ &= 2jE_T \sin(kz \cos \theta) \exp(-jkx \sin \theta) \vec{Y} \end{aligned} \quad (2.16)$$

2.3.2 Cas où le champ électrique est contenu dans le plan d'incidence (Polarisation TM)

Sur la figure 2.9 est représentée la polarisation TM pour laquelle le champ électrique est parallèle au plan d'incidence (\vec{u}, \vec{k}_i) défini par la normale à la paroi réfléchissante et le rayon incident.

2.3. Distribution du champ électromagnétique dans une CRBM37

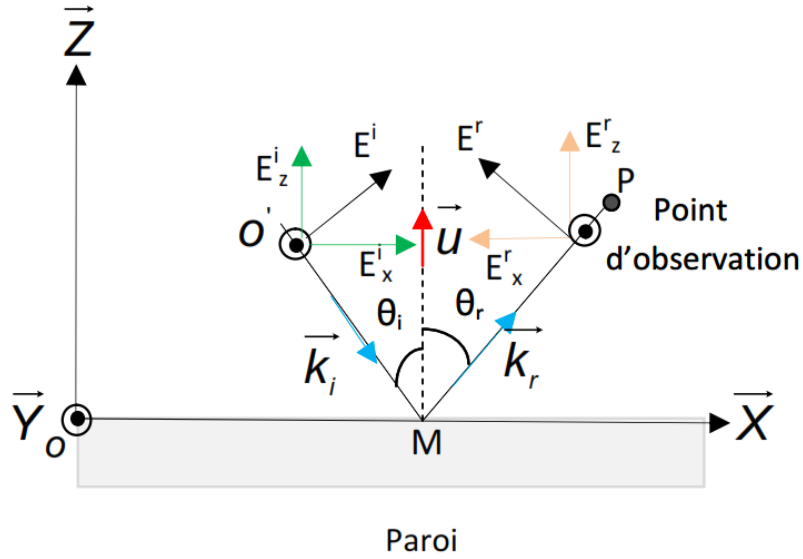


FIGURE 2.9 – Polarisation Transverse Magnétique :TM

Dans ce cas, le champ électrique se décompose en une composante normale \vec{E}_z^i à la surface de la paroi et une composante tangentielle \vec{E}_x^i à cette paroi. Ces champs s'écrivent par l'équation 2.17 :

$$\begin{aligned}\vec{E}_x^i &= E^i \cos \theta \vec{X} \\ &= E_T \cos \theta \exp(-jkx \sin \theta) \exp(jkz \cos \theta) \vec{X} \\ \vec{E}_z^i &= E^i \sin \theta \vec{Z} = E_T \sin \theta \exp(-jkx \sin \theta) \exp(jkz \cos \theta) \vec{Z} \quad (2.17)\end{aligned}$$

les angles de réflexion et d'incidence sont égaux : $\theta_i = \theta_r = \theta$. De même, l'onde réfléchie \vec{E}^r possède une composante normale \vec{E}_z^r à la surface de la paroi et une composante tangentielle \vec{E}_x^r à la surface de la paroi. Ces composantes sont données par :

$$\begin{aligned}\vec{E}_x^r &= E^r \cos \theta \vec{X} \\ &= -E_T \cos \theta \exp(-jkx \sin \theta) \exp(jkz \cos \theta) \vec{X} \\ \vec{E}_z^r &= E^r \sin(\theta) \vec{Z} \\ &= E_T \sin \theta \exp(-jkz \cos \theta) \exp(-jkx \sin \theta) \vec{Z} \quad (2.18)\end{aligned}$$

Enfin, les composantes du champ résultant sont données par :

$$\begin{aligned}\vec{E}_x &= \vec{E}_x^i + \vec{E}_x^r \\ \vec{E}_z &= \vec{E}_z^i + \vec{E}_z^r \quad (2.19)\end{aligned}$$

2.3. Distribution du champ électromagnétique dans une CRBM 38

d'où on obtient l'équation 2.20 :

$$\begin{aligned}\vec{E}_x &= 2jE_T \cos \theta \sin(kz \cos \theta) \exp(-j kx \sin \theta) \vec{X} \\ \vec{E}_z &= 2E_T \sin \theta \cos(kz \cos \theta) \exp(-j kx \sin \theta) \vec{Z}\end{aligned}\quad (2.20)$$

2.3.3 Champ en un point quelconque de la CRBM

Au point d'observation P, l'amplitude du champ s'exprime par l'équation 2.21 :

$$\begin{aligned}\vec{E}_x &= 2jE_T \cos \theta \sin(kz \cos \theta) \exp(-j kx \sin \theta) \vec{X} \\ \vec{E}_z &= 2E_T \sin \theta \cos(kz \cos \theta) \exp(-j kx \sin \theta) \vec{Z} \\ \vec{E}_y &= 2jE_T \sin(kz \cos \theta) \exp(-j kx \sin \theta) \vec{Y}\end{aligned}\quad (2.21)$$

Les composantes du champ magnétique s'obtiennent de la même manière (voir Annexe A2) :

Par la suite, nous nous intéressons uniquement au champ E qui est la grandeur considérée dans les essais CEM.

Maintenant que l'on dispose d'expressions analytiques du champ électrique transporté par cette onde plane arrivant sur une paroi, on peut calculer la valeur quadratique moyenne du champ électrique dont dépend la puissance moyenne que recevra le monopole.

2.3.4 Valeurs quadratiques moyennes des champs électriques

On suppose que le brassage est efficace de telle sorte que l'énergie moyenne puisse être considérée comme uniforme dans le VDT et statistiquement équ répartie entre les deux polarisations TE/TM des ondes incidentes qu'on suppose aussi, localement planes. De plus, dans cette condition, on considère que le point d'observation est suffisamment éloigné des autres parois pour qu'on puisse négliger leur influence.

On peut établir des relations entre le carré des composantes cartésiennes (E_x , E_y , E_z) du champ électrique et la densité d'énergie électromagnétique qui est proportionnelle à $\langle |E_T|^2 \rangle$, E_T étant l'amplitude du champ total.

En élevant au carré le module de chacune des composantes du champ électrique, on obtient l'équation 2.22 :

$$\begin{aligned}|E_x|^2 &= E_x^2 = 4|E_T|^2 \cos^2(\theta) \sin^2(kz \cos \theta) \\ |E_y|^2 &= E_y^2 = 4|E_T|^2 \sin^2(kz \cos \theta) \\ |E_z|^2 &= E_z^2 = 4|E_T|^2 \sin^2(\theta) \cos^2(kz \cos \theta)\end{aligned}\quad (2.22)$$

2.3. Distribution du champ électromagnétique dans une CRBM 39

Sachant que chaque onde plane porte la même quantité d'énergie, l'énergie moyenne en un point de la CRBM est calculée sur l'angle solide, on peut montrer que pour f une fonction quelconque du champ électrique qui peut être définie par la relation suivante [26] :

$$\begin{aligned}\langle f(\theta, \phi) \rangle &= \frac{1}{2\pi} \int d\Omega f(\theta, \phi) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^{\frac{\pi}{2}} d\theta \sin \theta f(\theta, \phi)\end{aligned}\quad (2.23)$$

avec θ l'angle d'incidence de l'onde, Ω est l'angle solide et ϕ l'azimut. Dans cette condition, θ ne peut prendre que des valeurs entre 0 et $\pi/2$, donc l'énergie moyenne est intégrée sur l'angle d'incidence θ et exprimée par :

$$\langle f(\theta) \rangle = \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\theta) \sin \theta d\theta \quad (2.24)$$

Dans cette condition, en appliquant la relation (2.24), on a pour toute composante E_x , E_y et E_z .

$$\langle |E_{x,y,z}|^2 \rangle = \int_0^{\frac{\pi}{2}} |E_{x,y,z}|^2 \sin \theta d\theta \quad (2.25)$$

d'où,

$$\begin{aligned}\langle |E_x|^2 \rangle &= \langle 4|E_T|^2 \rangle \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^2 \theta \sin \theta \sin^2(kz \cos \theta) d\theta \\ \langle |E_y|^2 \rangle &= \langle 4|E_T|^2 \rangle \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin \theta \sin^2(kz \cos \theta) d\theta \\ \langle |E_z|^2 \rangle &= \langle 4|E_T|^2 \rangle \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin^3 \theta \cos^2(kz \cos \theta) d\theta\end{aligned}\quad (2.26)$$

Après calcul de ces intégrales nous obtenons :

$$\begin{aligned}\langle |E_x|^2 \rangle &= \langle 4|E_T|^2 \rangle \left| \frac{1}{6} - \frac{1}{2} \frac{\sin(2kz)}{2kz} + \frac{1}{(2kz)^2} \left(\frac{\sin(2kz)}{(2kz)} - \cos(2kz) \right) \right| \\ \langle |E_y|^2 \rangle &= \langle 4|E_T|^2 \rangle \left| \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \frac{\sin(2kz)}{2kz} \right| \\ \langle |E_z|^2 \rangle &= \langle 4|E_T|^2 \rangle \left| \frac{1}{3} + \frac{1}{(2kz)^2} \left(\frac{\sin(2kz)}{(2kz)} - \cos(2kz) \right) \right|\end{aligned}\quad (2.27)$$

Ces relations montrent qu'il y a bien une corrélation entre champs dans le VDT et champs sur les parois. Examinons les 2 cas limites :

- Sur les parois lorsque $z \rightarrow 0$.
- loin des parois lorsque $z \rightarrow$ l'infini.

2.4 Relations entre les champs dans le VDT et à proximité d'une paroi

Sur la Figure 2.10 nous avons montré les composantes E_x et E_y qui sont parallèles à la paroi et la composante E_z qui y est normale.

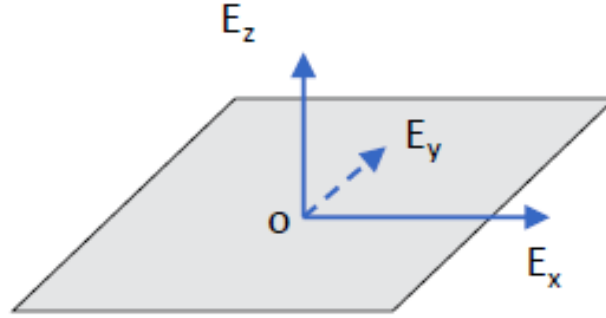


FIGURE 2.10 – Représentation des composantes du champ sur une paroi

Compte tenu de l'hypothèse de la répartition de l'énergie entre les modes TE et TM et les conditions aux limites sur les parois, on est contraint de considérer la composante tangentielle totale : $\langle |E_{tan}|^2 \rangle = \langle |E_x|^2 \rangle + \langle |E_y|^2 \rangle$ et la composante normale $\langle |E_{nor}^2| \rangle = \langle |E_z|^2 \rangle$, soit les relations (2.28) :

$$\begin{aligned} \langle |E_{tan}|^2 \rangle &= \langle 4|E_T|^2 \rangle \left| \frac{2}{3} - \frac{\sin(2kz)}{2kz} + \frac{1}{(2kz)^2} \left(\frac{\sin(2kz)}{(2kz)} - \cos(2kz) \right) \right| \\ \langle |E_{nor}|^2 \rangle &= \langle 4|E_T|^2 \rangle \left| \frac{1}{3} + \frac{1}{(2kz)^2} \left(\frac{\sin(2kz)}{(2kz)} - \cos(2kz) \right) \right| \end{aligned} \quad (2.28)$$

2.4.1 Grande distance de la paroi

Loin des parois, c.à.d. dans le VDT pour lequel $kz \geq 1$, on applique un développement asymptotique sur les relations (2.28), et on obtient le résultat suivant :

$$\langle |E_{tan}|^2 \rangle = \langle |E_{nor}|^2 \rangle = \frac{1}{3} \langle 4|E_T|^2 \rangle \quad (2.29)$$

La relation (2.29) ne traduit que l'hypothèse initiale sur l'uniformité de l'énergie et d'isotropie dans le VDT sur un tour de brasseur.

2.4.2 Proximité de la paroi

A proximité de la paroi, le terme (kz) est petit devant 1, ce qui autorise un développement limité de premier ordre sur les fonctions $\sin(2kz)$ et $\cos(2kz)$

soit :

$$\sin(2kz) = 2kz - \frac{(2kz)^3}{3!} + \dots \quad (2.30)$$

$$\cos(2kz) = 1 - \frac{(2kz)^2}{2!} + \dots \quad (2.31)$$

En remplaçant le $\sin(2kz)$ et $\cos(2kz)$ dans les équations (2.28), nous obtenons donc au voisinage des parois les relations :

$$\langle |E_{tan}|^2 \rangle = 0 \quad (2.32)$$

$$\langle |E_{nor}|^2 \rangle = \frac{2}{3} \langle 4|E_T|^2 \rangle \quad (2.33)$$

La relation (2.33) montre que la valeur quadratique moyenne de la composante normale du champ sur une paroi est le double des composantes du champ dans le VDT. De plus, les équations (2.32) et (2.33) soulignent bien le caractère anisotrope attendu de l'énergie à proximité de la paroi sur laquelle les deux composantes tangentielles du champ électrique sont nulles.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi les expressions analytiques des champs (en valeur quadratiques moyennes) dans une CRBM à partir d'un modèle qui ne tient compte que d'une paroi. Les résultats sont identiques à ceux obtenus par Hill et Dunn au premier ordre. La contribution des autres parois traitée par ces deux auteurs n'est pas étudiée ici en raison de l'application envisagée. Les relations indiquent (à condition de respecter les hypothèses employées) qu'une mesure de la puissance sur une paroi au moyen d'un monopole ou un dipôle court, est équivalente à une mesure de cette puissance dans le VDT.

Dans le chapitre suivant, nous allons valider cette approche par des confrontations expérimentales et théoriques.

Chapitre 3

Validation expérimentale

3.1 Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre 2 le développement analytique des valeurs quadratiques moyennes des composantes du champ électrique au voisinage d'une paroi de la CRBM. Nous avons ainsi établi qu'il existe une forte corrélation entre les valeurs des composantes du champ électromagnétique dans le volume de test et leurs valeurs au voisinage des parois et donc qu'une mesure de puissance sur une paroi peut être équivalente à une mesure dans le VDT. Partant de ces résultats analytiques, nous présentons dans ce chapitre une étude comparative des composantes du champ électrique mesurées à l'intérieur du volume de test et sur des parois au moyen de capteurs de champ large bande de type monopole et dipôle.

Après avoir décrit les dispositifs expérimentaux, nous présentons dans un premier temps, les résultats de mesure de puissance reçue par un dipôle dans le VDT et près d'une paroi confrontés aux résultats théoriques.

Dans un second temps, nous présentons l'analyse statistique de données recueillies ponctuellement dans le VDT et près d'une paroi. Ces campagnes de mesures permettent d'apprécier dans quelle mesure, la puissance recueillie sur les parois reflète, d'un point de vue statistique, l'environnement électromagnétique dans le VDT. Une confrontation qualitative des fonctions cumulatives CDF expérimentales avec les lois statistiques théoriques attendues est ensuite entreprise.

Enfin, une comparaison entre les mesures d'uniformité dans le VDT suivant la procédure normalisée [3] et celles réalisées avec un dipôle près d'une paroi est présentée.

3.2 Description des dispositifs de mesure

Les résultats expérimentaux présentés sont issus des mesures réalisées dans la CRBM installée au laboratoire de l'IEMN (figure 1.1) dont les dimensions sont : $5.6\text{ m} \times 4\text{ m} \times 2.8\text{ m}$ (correspondant à un volume de $V \approx 60\text{ m}^3$). Ce qui permet de réaliser des mesures à partir de la fréquence de fonctionnement de la chambre estimée autour de 225 MHz. Cette fréquence est issue des critères d'uniformité de la norme EN 61000-4-21, comme cela a été exposé dans le chapitre 1. Comme cela a déjà été dit dans le chapitre 1, la norme [3] préconise que ce volume de test doit être situé à une distance minimale de $\lambda/4$ (à la fréquence la plus faible) des parois de la CRBM ainsi que du brasseur de modes, afin de limiter leurs influences.

Durant les mesures, nous avons utilisé :

- un analyseur de réseau (Rhode et Schwarz ZVA24) (figure 3.1) fonctionnant dans une bande de fréquence 10 MHz - 24 GHz.

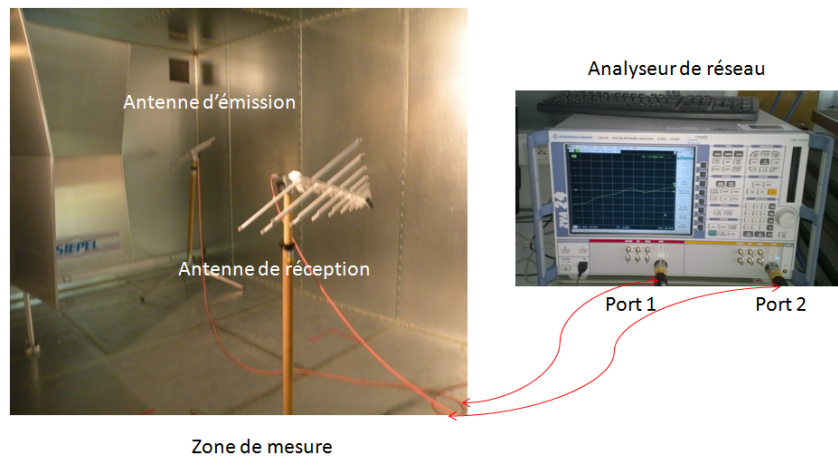


FIGURE 3.1 – Système de mesure avec Analyseur de réseau vectoriel (VNA)

Les mesures de puissance avec l'analyseur de réseau se feront par l'intermédiaire des paramètres de transmission S_{21} . Ces paramètres correspondent au rapport entre la puissance injectée au port 1 d'entrée et la puissance mesurée au port 2 de réception (plus exactement S_{21}^2).

- Dans le cas des mesures de champ électrique avec une sonde de champ triaxiale, un générateur de type HP83620A (figure 3.2) est utilisé et connecté à l'antenne d'émission pour fournir la puissance requise.

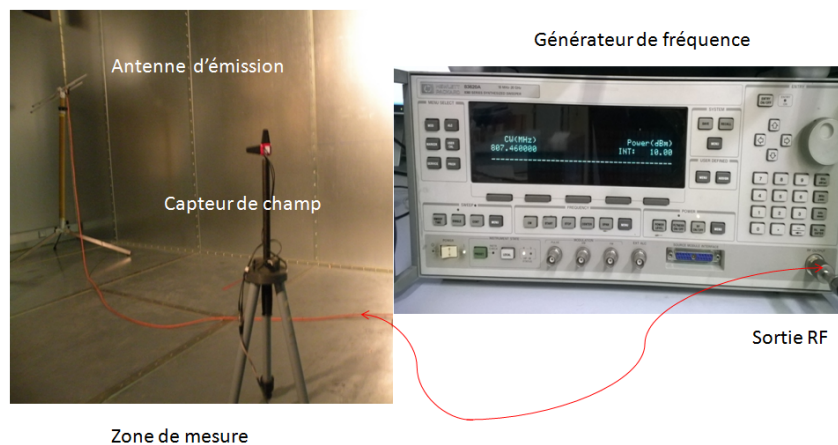


FIGURE 3.2 – Système de mesure avec un générateur RF

3.2.1 Les antennes en émission et en réception

Les mesures seront effectuées de 300 MHz à 6 GHz. La fréquence de 6 GHz est imposée par la bande passante du mesureur de champ. La fréquence basse de 300 MHz vient d'une part de la fréquence basse utilisable de la chambre et d'autre part de la bande passante des antennes d'émissions. De ce fait, nous

utiliserons deux antennes pour injecter l'énergie nécessaire dans la chambre en fonction de leur bande passante pour couvrir la totalité de la bande de fréquence étudiée :

- une antenne log-périodique sera utilisée pour couvrir une bande de fréquence 300 MHz à 3 GHz (figure 3.3).
- une antenne cornet double ridge de 3 GHz à 6 GHz(figure 3.4).

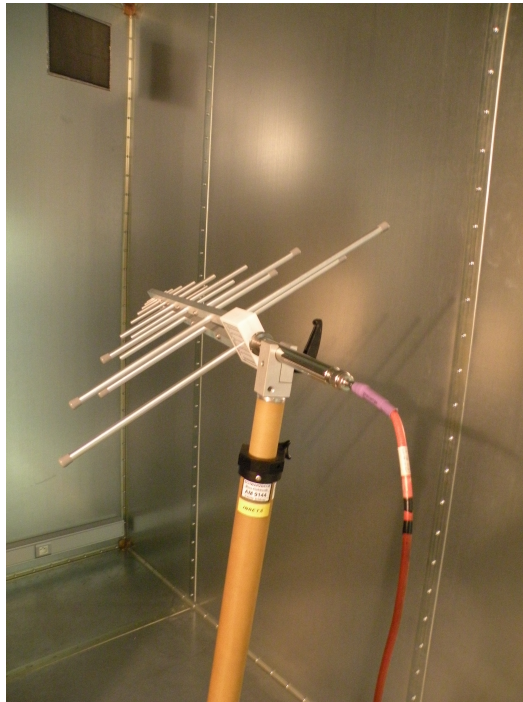


FIGURE 3.3 – Antenne log-périodique

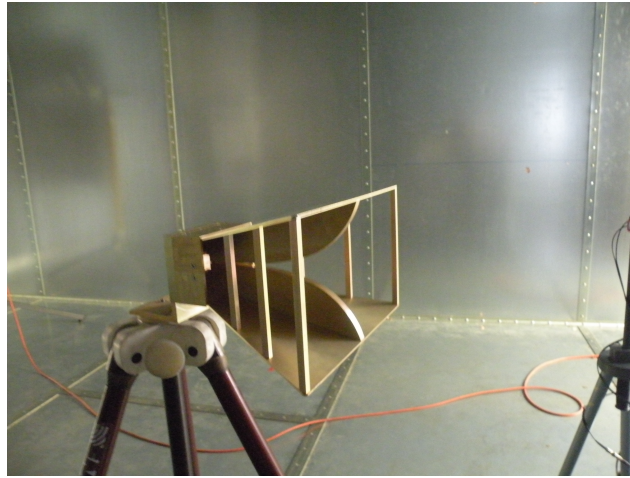


FIGURE 3.4 – Antenne cornet

Pour réduire le plus possible un éventuel couplage direct entre les antennes en émission et en réception, les deux antennes sont orientées vers deux angles opposés de la chambre.

Les principales caractéristiques des antennes d'émission étant rappelées, le paragraphe suivant présente les caractéristiques des capteurs permettant de recevoir le champ électrique au voisinage des parois et dans le volume de test d'une CRBM.

3.2.2 Les capteurs de réception

3.2.2.1 Sonde de champ triaxiale

La sonde de champ triaxiale utilisée est de type HI6105 (figure 3.5). Elle est composée de trois monopoles dirigés suivant les trois axes mutuellement orthogonaux et fonctionne dans la bande de fréquence 100 kHz - 6 GHz. Elle permet de mesurer le module des trois composantes de champ électrique ainsi que le module de champ total E_T .



FIGURE 3.5 – Sonde de champ triaxiale

Comme le montre la réponse en fréquence de la figure 3.6, la sonde présente quelques résonances entre 4 GHz et 6 GHz. Nous n'utiliserons donc la sonde de champ lors des mesures que dans la bande de fréquence 300 MHz à 3 GHz.

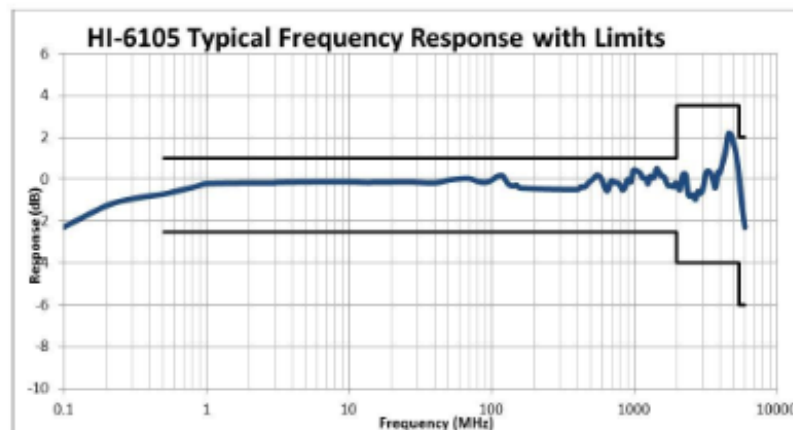


FIGURE 3.6 – Caractéristique de la réponse en fréquence de la sonde

3.2.2.2 Sonde de courant surfacique

Des investigations préliminaires mettant en œuvre divers types de capteurs de champ ont été réalisées pour mesurer les puissances du champ électromagnétique dans le VDT et sur les parois de la CRBM.

Le F-97 (figure 3.7) est une sonde de courant de surface qui permet de réaliser des mesures des courants circulant sur les surfaces. Elle permet de travailler dans la bande de fréquence 10 MHz à 1,5 GHz. Le fonctionnement de ce capteur est basé sur la caractérisation de la distribution du courant de surface.

Des expériences réalisées dans la CRBM de l'IEMN ont montré qu'il existe une corrélation entre les mesures de puissance effectuées dans le VDT au moyen d'une antenne log-périodique et des mesures réalisées avec ces capteurs de courant surfacique sur les parois [37].



FIGURE 3.7 – Photo du capteur de courant de surface



FIGURE 3.8 – Capteurs de courant de surface positionnés sur une paroi de la CRBM

Cependant, l'utilisation de ces capteurs sur les parois de la CRBM s'est avérée très difficile. En effet, comme nous montre la figure 3.8, des supports étaient nécessaires à chaque positionnement de la sonde de courant sur la paroi pour éviter que les câbles ne puissent perturber les mesures. De plus, les mesures sont difficilement reproductibles car ces capteurs sont composés de boucles magnétiques qui captent le champ H pour donner ensuite une information sur le courant de surfaces. De ce fait, ils sont plus sensibles aux variations des composantes de H qu'à celles du champ électrique E .

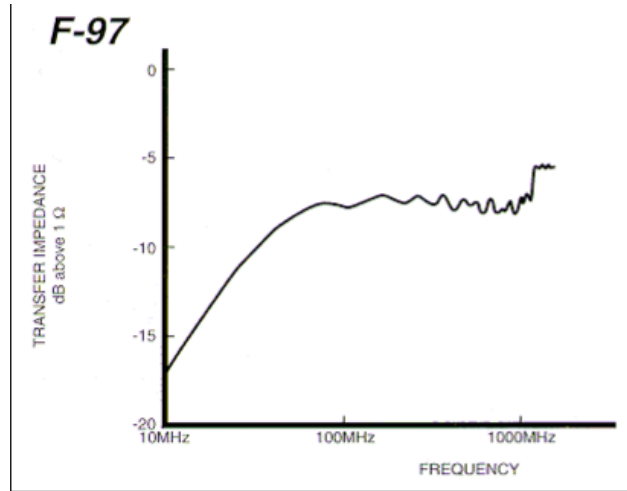


FIGURE 3.9 – Impédance de transfert [38]

Et enfin, comme le montre la figure 3.9, ce capteur n'est pas adapté à des mesures large bande.

3.2.2.3 3 Dipôle court

Un dipôle court (figure 3.10) est une antenne filaire dont la longueur des brins métalliques est très petite devant la longueur d'onde ($2h_d \leq \lambda/4$).

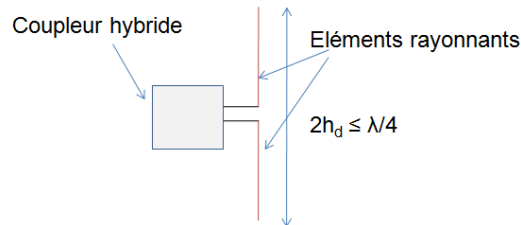


FIGURE 3.10 – Schéma d'un dipôle court

Il est constitué de deux câbles coaxiaux, placés côte à côte, dont à chacune de leurs extrémités, l'âme centrale est dénudée et recourbée à 90 degrés. Ces deux extrémités des brins sont laissées en circuit ouvert et chaque brin a une longueur de 1,5 cm (considéré électriquement court jusqu'à 2,5 GHz) dans le cas de nos mesures (figure 3.11).

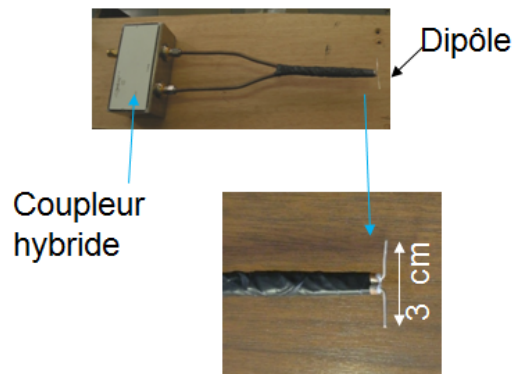


FIGURE 3.11 – Dipôle avec coupleur hybride

Ils sont rigoureusement symétriques et alimentés au centre. Pour maintenir une symétrie, il faut interposer un balun entre le dipôle et le câble coaxial relié au récepteur. Un balun ou symétriseur permet de passer d'une ligne asymétrique à une ligne symétrique comme dans le cas de notre dipôle.

Cette transformation est nécessaire car l'entrée du dipôle est bifilaire tandis que presque tous les connecteur des appareils hautes fréquences sont coaxiaux. Si cette précaution n'est pas prise, le couplage exercé par le blindage du câble peut sérieusement perturber les mesures [39, 40].

Dans le cas de notre étude, nous choisissons comme balun un coupleur hybride 180° de bande passante de 30 MHz à 3 GHz. Ce sont des dispositifs à 4 ports dont l'un est refermé sur son impédance caractéristique. La figure 3.12 montre le diagramme fonctionnel du capteur. Les conducteurs sont reliés au coupleur à travers les ports C et D qui sont déphasés de 180° . Le port B est relié au récepteur à travers un câble coaxial.

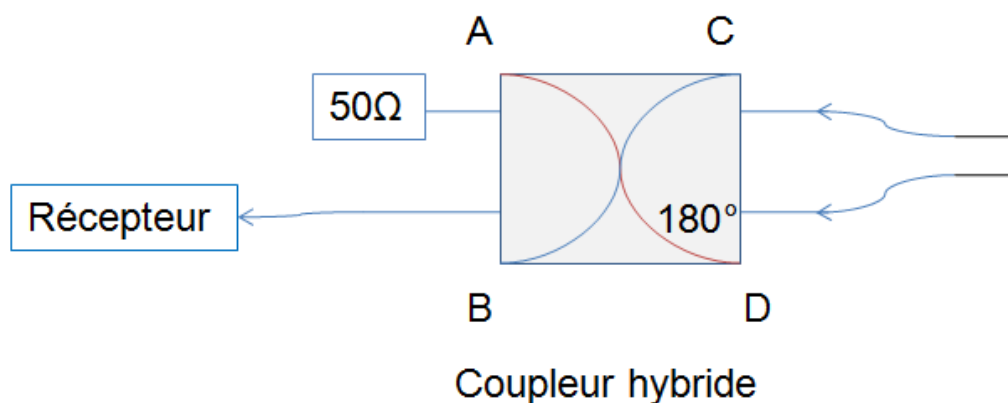


FIGURE 3.12 – Diagramme fonctionnel

3.2.2.4 Monopole

Un monopole court est constitué d'un élément rayonnant de longueur très petite devant la longueur d'onde ($h \leq \lambda/4$), posé perpendiculairement sur un plan de masse (figure 3.13).

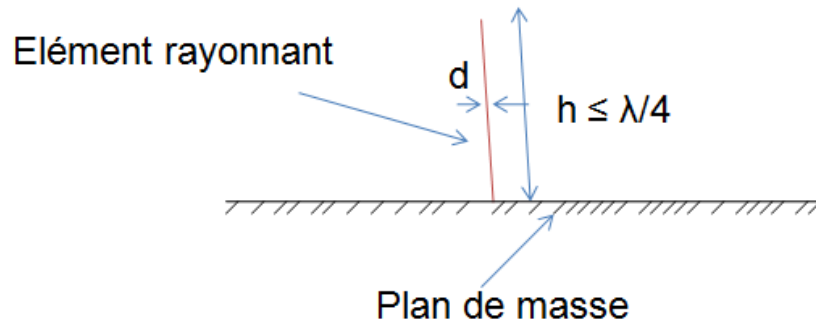


FIGURE 3.13 – Schéma d'un monopole avec un plan de masse

Dans notre étude, l'élément rayonnant est réalisé à partir d'un câble coaxial semi-rigide de longueur 10 cm et dénudé sur l'une de ses extrémités sur une longueur de 1,5 cm (figure 3.14).

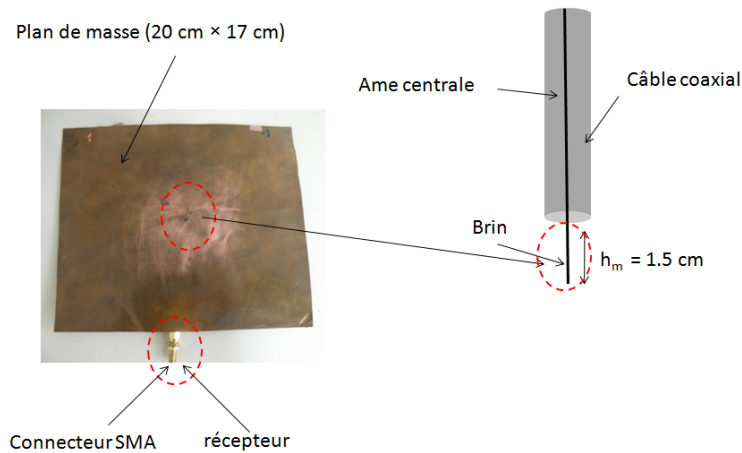


FIGURE 3.14 – Monopole avec un plan de masse

Le monopole est l'âme centrale du câble coaxial semi-rigide traversant le plan de masse (de dimensions 20 cm × 17 cm) à travers un trou de diamètre 5 mm environ (figure 3.15). Le choix de la dimension du monopole est en relation

étroite avec la bande de fréquence dans laquelle nous voulions caractériser le champ électrique sur les parois. La bande de fréquence considérée ici est 300 MHz à 3 GHz où le monopole est considéré électriquement court et 3 GHz à 6 GHz, supposé électriquement long.

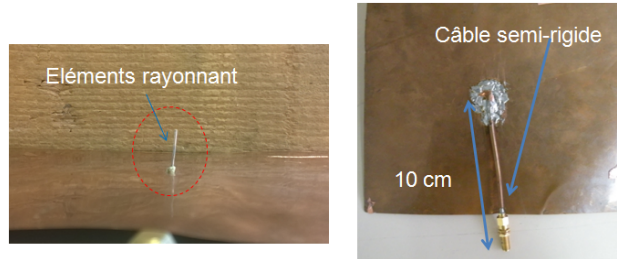


FIGURE 3.15 – Monopole avec un plan de masse

Dans le cadre de notre étude qui consiste à caractériser le champ électrique sur les parois, les monopoles présentent certains avantages par rapport aux dipôles :

- une simplicité de mise en œuvre sur les parois des CRBM.
- pas besoin de symétriseur à l'entrée.
- simple à réaliser.
- encombrement réduit et faible interaction avec l'équipement en test.

Considérant l'équivalence dipôle symétrique et monopole sur un plan de masse, le monopole sera privilégié pour son adaptation parfaite sur les parois de la CRBM. De plus dans cette disposition, le plan de masse pourra être considéré comme infiniment grand.

Cependant dans la phase actuelle qui est consacrée à des comparaisons de mesures dans le VDT et sur la paroi, l'usage du dipôle symétrique s'est révélé nécessaire afin de valider le développement analytique établi dans le chapitre 2. Les mesures avec un monopole sur un plan de masse ne permettent pas de distinguer les résultats entre le VDT et sur les parois. En effet dans le VDT, le plan de masse du monopole se comporte localement comme une paroi. De ce fait, ce monopole ne peut mesurer que la composante du champ parallèle à l'axe du monopole.

3.3 Position du problème

Nous proposons dans ce chapitre une vérification expérimentale de la corrélation entre la réponse d'un dipôle court placé dans le VDT et celle du même dipôle disposé près d'une paroi, puis une confrontation avec les formules analytiques. Les observables que nous serons amenés à étudier seront les variations

des puissances moyennes ou maximales reçues par un dipôle de longueur totale $2h_d = 3 \text{ cm}$ sur un tour de brasseur en fonction de la fréquence injectée par la source. Avant de commencer les mesures, déterminons l'expression de la puissance moyenne du champ électrique mesurée par ce dipôle dans une CRBM.

3.4 Expression de la puissance moyenne reçue par un dipôle court placé dans une CRBM.

On considère un dipôle électriquement court représenté sur la figure 3.16 et constitué de deux fils infiniment minces dont la longueur totale est considérée électriquement petite ; $2h_d \leq \lambda/4$ et diamètre d . Le dipôle est illuminé par un champ électrique ; E_i représente la composante de champ incident parallèle au dipôle.

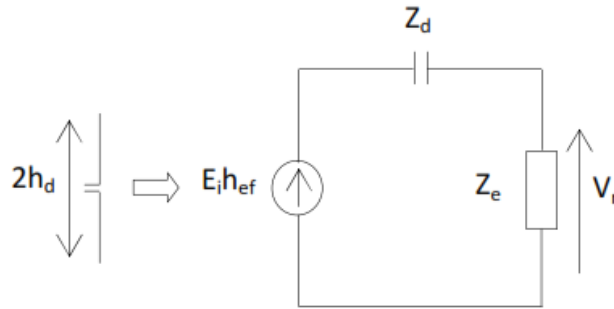


FIGURE 3.16 – Schéma électrique équivalent d'un dipôle en réception

Le circuit équivalent du dipôle en réception est donné par le schéma électrique de la figure 3.16.

A partir de ce circuit, la puissance P_r mesurée aux bornes de ce dipôle par un dispositif de mesure d'impédance d'entrée Z_e peut alors s'exprimer par la relation (3.1) suivante en espace libre :

$$P_r = \frac{|V_r|^2}{Z_e} = h_{ef}^2 |E_i|^2 \left| \frac{Z_e}{(Z_e + Z_d)^2} \right| \quad (3.1)$$

Où V_r est la tension aux bornes de l'impédance Z_e du récepteur et Z_d l'impédance interne du dipôle. h_{ef} est la hauteur effective du dipôle qui vaut $h_{ef} = h_d$ pour un dipôle électriquement court.

Pour un dipôle court, de longueur $2h_d \ll \lambda/4$ et supposé infiniment mince, l'impédance Z_d est dominée par celle de la capacité C_d du dipôle.

3.4. Expression de la puissance moyenne reçue par un dipôle court placé dans une CRBM.

55

En effet, on peut écrire que : $Z_d = R_d + \frac{1}{jC_d\omega}$.

où R_d est la résistance de rayonnement du dipôle.

L'application de la théorie des lignes permet d'attribuer à C_d l'expression suivante [43] :

$$C_d = \frac{h_d\pi\epsilon_0}{\log\left(\frac{4h_d}{d}\right)} \quad (3.2)$$

Avec $\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ (F/m).

Par ailleurs, la résistance de rayonnement de ce dipôle court, peut être donnée par la relation (3.3) [47] :

$$R_d = 80 \left(\frac{\pi h_d}{\lambda}\right)^2 \quad (3.3)$$

Avec λ la longueur d'onde.

Pour se faire une idée sur l'ordre de grandeur de l'impédance de la capacité devant celle de rayonnement, nous avons rassemblé dans le tableau 3.1 les valeurs prises par ces deux paramètres à 3 fréquences. Ces valeurs correspondent à un dipôle de longueur total $2h_d = 3$ cm, de diamètre $d = 0,93$ mm et la valeur théorique de C_d est de 0,099 pF.

Fréquence (MHz)	300	1000	2000
R_d (Ω)	0.18	2	8
$1/C_d\omega$ (Ω)	5648	1694	847

TABLE 3.1 – Résistance de rayonnement du dipôle

On voit bien que pour cette zone de fréquence jusqu'à 2 GHz, la résistance de rayonnement est très petite devant l'impédance de la capacité du dipôle. On peut conclure que l'impédance du dipôle est purement capacitive.

Par ailleurs, l'impédance d'entrée du dispositif de réception $Z_e = 50 \Omega$ (ce qui est notre cas) peut être considérée aussi négligeable devant l'impédance d'entrée Z_d du dipôle :

$$\left| \frac{1}{(Z_e + Z_d)^2} \right| \approx C_d^2\omega^2 \quad (3.4)$$

La puissance moyenne reçue par ce dipôle est déterminée en intégrant sur tous

les angles d'incidence θ :

$$\begin{aligned}\langle P_r \rangle &= \int_0^{\pi} \frac{1}{2} P_r \sin \theta d\theta \\ &= h_d^2 \left| \frac{Z_e}{(Z_e + Z_d)^2} \right| \int_0^{\pi} \frac{1}{2} |E_i|^2 \sin \theta d\theta\end{aligned}\quad (3.5)$$

Finalement, la puissance moyenne reçue par le dipôle, mesurée aux bornes du récepteur Z_e , s'exprime par la relation 3.6 suivante :

$$\langle P_r \rangle = h_d^2 Z_e C_d^2 \omega^2 \langle |E_T|^2 \rangle \quad (3.6)$$

où E_T correspond à l'amplitude du champ total dans le VDT.

Dans les paragraphes suivants, nous présentons les résultats de mesure de la puissance reçue par un dipôle dans le VDT et sur une paroi confrontés aux formules analytiques établies dans le chapitre 2.

La validation expérimentale est effectuée au moyen d'un dipôle électrique symétrique de longueur totale $2h_d = 3$ cm, qu'on peut considérer comme électriquement court jusqu'à 2,5 GHz (à 2,5 GHz, $\lambda = 12$ cm donc $2h_d \leq \lambda/4$). Ces expériences sont réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau et la puissance injectée est fixée à 0 dBm.

Pour caractériser les propriétés du champ électromagnétique sur les parois, nous allons essentiellement mesurer la puissance moyenne reçue par le dipôle sur un tour du brasseur. Les équations (2.28) du chapitre 2 que nous rappelons ci-dessous sont en fonction de l'amplitude E_T du champ total.

$$\begin{aligned}\langle |E_{x,y}|^2 \rangle &= \langle |E_{tan}|^2 \rangle \\ &= \langle 4|E_T|^2 \rangle \left| \frac{2}{3} - \frac{\sin(2kz)}{2kz} + \frac{1}{(2kz)^2} \left(\frac{\sin(2kz)}{(2kz)} - \cos(2kz) \right) \right|\end{aligned}\quad (3.7)$$

$$\begin{aligned}\langle |E_z|^2 \rangle &= \langle |E_{nor}|^2 \rangle \\ &= \langle 4|E_T|^2 \rangle \left| \frac{1}{3} + \frac{1}{(2kz)^2} \left(\frac{\sin(2kz)}{(2kz)} - \cos(2kz) \right) \right|\end{aligned}\quad (3.8)$$

L'exploitation de ces formules (3.7) et (3.9) nécessite la connaissance de la valeur quadratique moyenne $\langle |E_T|^2 \rangle$ du champ électrique total. Donc nous allons évaluer cette quantité à partir de la puissance d'émission P_0 et des pertes d'insertion moyennes $\langle P_{ins} \rangle$ de la chambre. Nous avons vu dans le chapitre 1 que les pertes d'insertion peuvent être déterminées en considérant la valeur moyenne de la puissance $\langle P_r \rangle$, sur un tour du brasseur, soit :

$$\langle P_{ins} \rangle = \frac{\langle P_r \rangle}{P_0} \quad (3.9)$$

En appliquant la relation établie dans [20, 44], on peut exprimer la valeur quadratique moyenne du champ total par l'équation (3.10) suivante :

$$\langle |E_T|^2 \rangle = \langle P_r \rangle \frac{8\pi Z_0}{\lambda^2} \quad (3.10)$$

avec Z_0 l'impédance de l'onde plane ($Z_0=377 \Omega$) et λ la longueur d'onde. En associant les équations (3.9) et (3.10), l'expression de la valeur quadratique moyenne du champ total s'exprime par :

$$\langle |E_T|^2 \rangle = \langle P_{ins} \rangle P_0 \frac{8\pi Z_0}{\lambda^2} \quad (3.11)$$

Une formulation analytique permettant de calculer l'évolution des pertes d'insertion d'une CRBM en fonction de la fréquence peut s'écrire sous la forme de l'équation 3.12 [20] :

$$\langle P_{ins} \rangle = 10 \log \left(\frac{1}{\alpha + \beta \cdot f^{2.5}} \right) \quad (3.12)$$

α et β sont des coefficients caractéristiques de chaque chambre réverbérante qui peuvent être estimés à partir de mesures des pertes d'insertion en fonction de la fréquence.

Une étude réalisée sur l'installation de la CRBM de l'IEMN a permis d'établir ces coefficients :

$$\alpha = 9.6$$

$$\beta = 10^{-21} (Hz^{-2.5}).$$

Finalement, il suffit de remplacer $\langle P_r \rangle$ dans l'expression (3.9) puis dans (3.10) pour obtenir :

$$\langle |E_T|^2 \rangle = \langle P_{ins} \rangle P_0 \frac{8\pi Z_0}{\lambda^2} \quad (3.13)$$

Cette expression sera utilisée pour l'évaluation théorique de la puissance moyenne reçue par le dipôle dans le VDT et près d'une paroi de la CRBM :

- dans le volume de test, cette expression est alors introduite dans l'équation (2.29) puis équation (3.6) pour donner l'équation suivante :

$$\langle P_r \rangle = 3h_d^2 Z_e C_d^2 \omega^2 \langle |E_{x,y,z}|^2 \rangle \quad (3.14)$$

avec $\langle |E_{x,y,z}|^2 \rangle = \langle |E_{x,y}|^2 \rangle = \langle |E_z|^2 \rangle$

- de la même façon, près des parois l'équation (3.13) est introduite dans l'équation (2.33) puis l'équation (3.6) pour obtenir la relation suivante :

$$\langle P_r \rangle = (2/3)h_d^2 Z_e C_d^2 \omega^2 \langle |E_z|^2 \rangle \quad (3.15)$$

3.5 Corrélation entre puissance du signal dans le VDT et au voisinage d'une paroi

3.5.1 Dipôle électrique dans le VDT

Une première campagne de mesures a été menée en utilisant un dipôle de longueur $2h_d = 3 \text{ cm}$ et placé dans le VDT à une distance de 55 cm de la paroi considérée (ici le sol) d'une CRBM, comme le montre la figure 3.17.

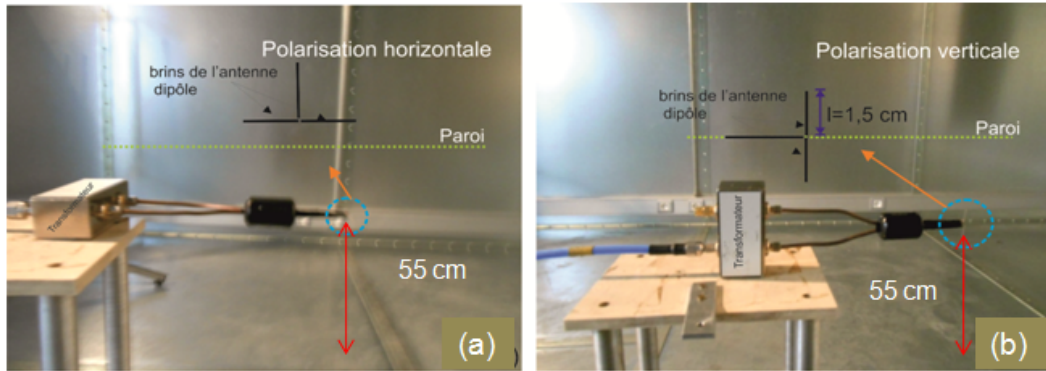


FIGURE 3.17 – Antenne dipolaire : (a)- Orientation parallèle et (b)- Orientation perpendiculaire

Dans cette sous section, nous proposons de vérifier l'uniformité(en fréquence) et la propriété d'isotropie du champ électrique dans le VDT à l'aide du dipôle, afin de montrer que la puissance mesurée ne dépend pas de l'orientation de ce capteur.

La bande de fréquence étudiée va de 300 MHz à 2 GHz. La puissance injectée sur l'antenne d'émission est $P_0 = 0 \text{ dBm}$. Les résultats sont donnés pour 90 pas sur un tour de brasseur.

Pour ce faire, nous avons réalisé des mesures de puissance moyenne et maximale sur un tour de brasseur en fonction de la fréquence pour deux orientations du dipôle : parallèle et perpendiculaire à la paroi considérée.

La figure 3.18 présente les puissances moyenne (P_{moy}) et maximale(P_{max}) reçue par le dipôle disposé dans le VDT pour les deux orientations parallèle (a) et perpendiculaire (b) du capteur. On observe que la différence entre les spectres des puissances moyenne et maximale est proche 8 à 9 dB, quelle que soit l'orientation du dipôle.

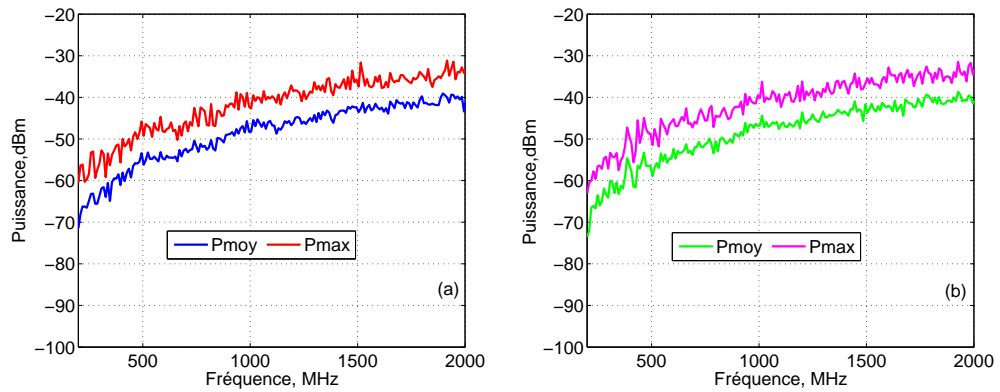


FIGURE 3.18 – (a)-Dipôle disposé parallèlement à la paroi ; (b)- Dipôle placé perpendiculairement à la paroi

Ce qui correspond à l'écart observé dans une CRBM à partir de la fréquence minimale de fonctionnement qui est ici environ 225 MHz. Ce résultat montre une bonne cohérence avec des mesures obtenues sur des antennes adaptées [45].

Sur la figure 3.19-(a), on superpose les puissances moyennes de la figure 3.17 (a) et (b).

De même pour la figure 3.19-(b) sont représentées les puissances maximales de la figure 3.17(a) et (b). avec :

- P_{tg} : puissance parallèle à la paroi
- P_n : puissance normale par rapport à la paroi

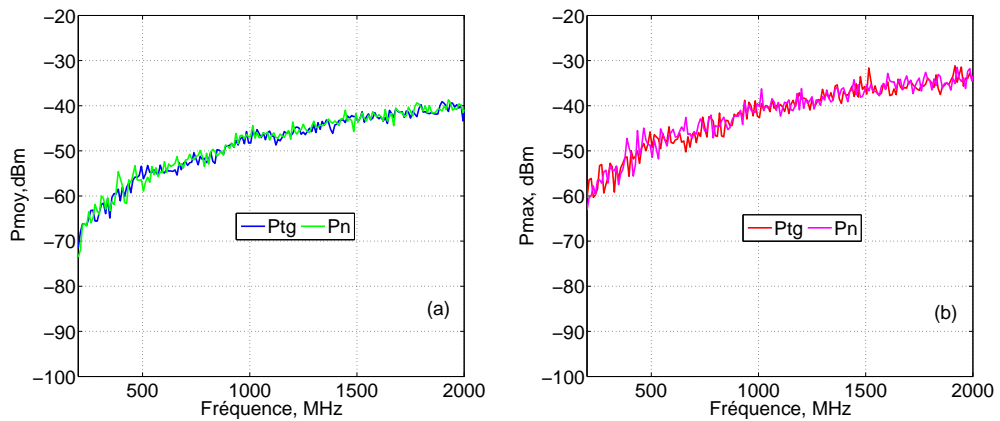


FIGURE 3.19 – (a)-Puissance moyenne ; (b)-Puissance maximale

On peut conclure que l'orientation du dipôle par rapport à la paroi n'a aucun

effet sur le résultat des mesures.

Sur la figure 3.20, nous avons superposé les résultats des puissances moyennes estimées à partir des relations (3.14 et 3.15) et les résultats expérimentaux issus de mesures avec le dipôle dans le VDT pour les deux orientations. On peut observer une très bonne concordance entre les courbes expérimentales et théoriques.

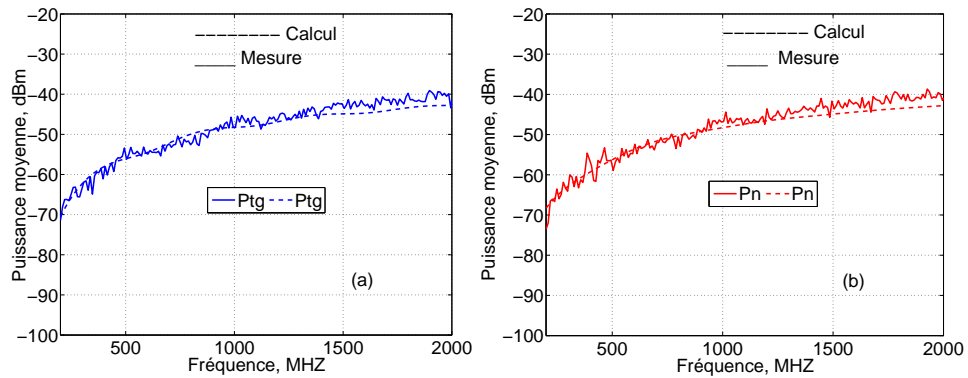


FIGURE 3.20 – (a)-Puissance moyenne mesurée et calculée en orientation parallèle à la paroi ; (b)-Puissance moyenne mesurée et calculée en orientation perpendiculaire à la paroi considérée

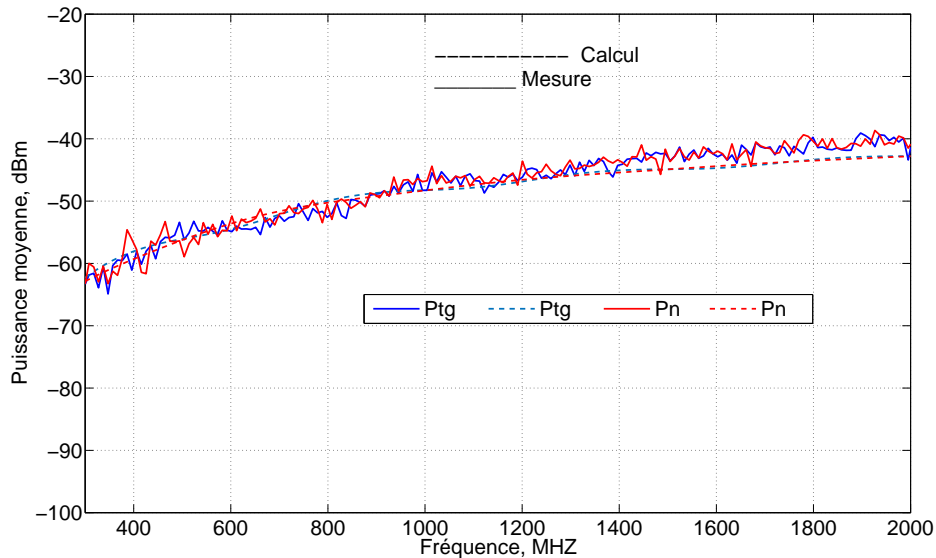


FIGURE 3.21 – Puissances moyennes mesurées et calculées dans le VDT pour les deux orientations du dipôle par rapport à la paroi considérée

La figure 3.21 regroupe les tracés expérimentaux et théoriques de la puissance moyenne en fonction de la fréquence et pour les deux orientations du dipôle. Ce résultat montre également que quelle que soit l'orientation du dipôle dans le VDT, nous obtenons des caractéristiques qui sont sensiblement identiques sur un tour de brasseur en fonction de la fréquence.

En effet, ceci montre les propriétés d'homogénéité et d'isotropie du champ électrique dans le volume de test d'une CRBM sur un tour du brasseur dans la bande de fréquence considérée. Cela démontre que pour ce type de caractérisation, le dipôle est tout à fait adapté.

Au vu de ce résultat, une seconde campagne de mesures a été réalisée pour étudier l'influence de la distance entre le brin du dipôle et une paroi de la CRBM.

3.5.2 Relation entre la puissance mesurée dans le VDT et sur une paroi métallique (sol) de la CRBM

Dans cette partie, nous allons comparer les puissances moyennes sur un tour de brasseur mesurées et calculées (3.14 et 3.15) dans le VDT et celles obtenues près d'une paroi de la CRBM sur un tour de brasseur.

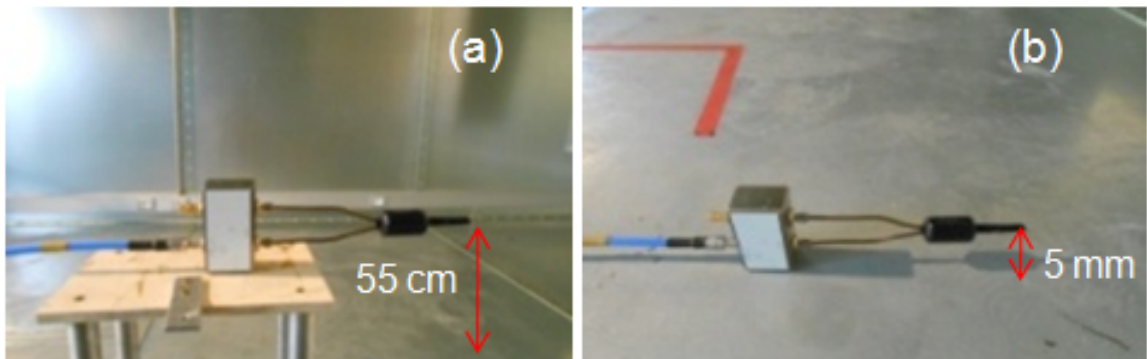


FIGURE 3.22 – dipôle perpendiculaire à la paroi ; (a) 55 *cm* de la paroi et (b) 5 *mm* de la paroi.

La paroi considérée pour ces mesures est le sol de la CRBM. La figure 3.22 présente les différentes configurations du dipôle dans la CRBM.

Le dipôle est placé dans le VDT à 55 *cm* de la paroi. Ensuite le dipôle est placé successivement perpendiculairement puis parallèlement près d'une paroi à une distance d'environ 5 *mm*.

Les différents graphiques ci-après présentent les résultats obtenus.

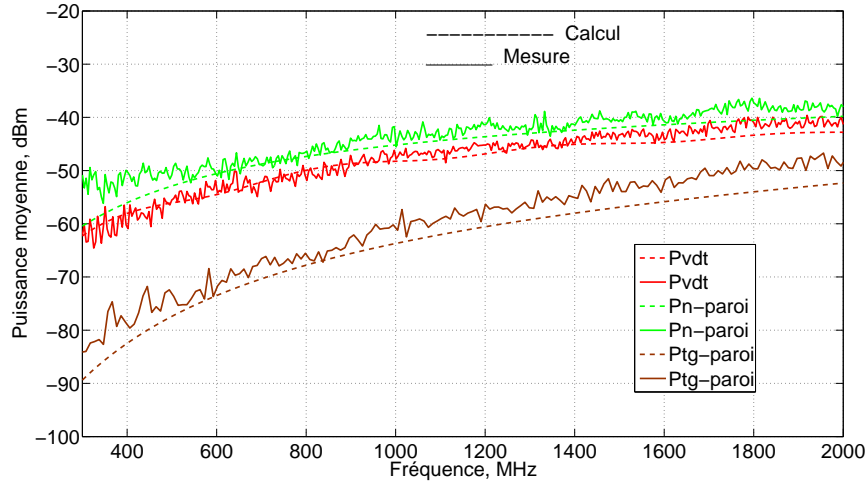


FIGURE 3.23 – Regroupement des puissances reçues dans le VDT et près d'une paroi pour les deux orientations

- P_{vdt} correspond au cas où le dipôle est placé dans le VDT.
- $P_{n-Paroi}$ correspond au cas où le dipôle est perpendiculaire près de la paroi (5 mm).
- $P_{tg-Paroi}$ correspond au cas où le dipôle est parallèle près de la paroi (5 mm).

Les résultats des mesures de puissance moyenne dans le VDT (courbe rouge) et près d'une paroi (courbe verte) en orientation perpendiculaire sont quasiment identiques à ceux issus des relations analytiques (3.15) en pointillés (figure 3.23). En revanche, dans le cas où le dipôle est parallèle à la paroi, des dissemblances sont à noter entre les valeurs expérimentales (courbe marron) et théoriques (courbe en pointillée) estimées par la relation (3.14). La puissance moyenne reçue $P_{tg-Paroi}$, sans être strictement nulle, reste néanmoins plus faible environ 20 dB que la puissance normale $P_{n-paroi}$.

En effet, l'influence du câble de mesure ainsi que l'interaction paroi/dipôle qui est plus marquée dans cette configuration, peuvent être à l'origine des divergences observées d'autant plus que les puissances mesurées sont faibles. Sur la figure 3.24, on représente les résultats expérimentaux et après calculs dans le cas du dipôle dans le VDT et près d'une paroi ; pour une orientation normale à la paroi.

On peut observer que les composantes perpendiculaires à la paroi, mesurées dans le VDT et près d'une paroi pour les deux distances (respectivement courbes bleue et verte de la figure 3.24) présentent la même caractéristique sur toute la bande de fréquence explorée, avec un écart moyen de $3\text{ dB} \pm 1\text{ dB}$ comme prévu par le calcul théorique (courbes en pointillés). Il est à noter que l'expression complète (équation 2.28) engendre des oscillations sur les courbes

théoriques.

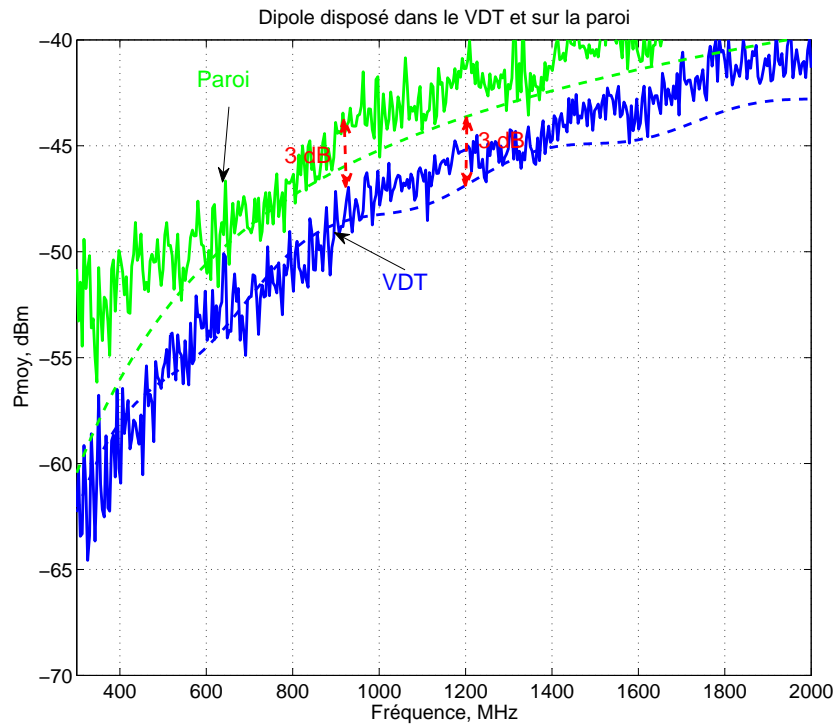


FIGURE 3.24 – Puissances moyennes reçues dans le VDT et près d'une paroi (orientation perpendiculaire à la paroi considérée)

De plus, ceci est mis en évidence par la figure 3.25 qui représente l'écart entre la puissance moyenne (courbe jaune) mesurée dans le VDT et celle mesurée près d'une paroi (orientation perpendiculaire à la paroi considérée), comparée à la valeur référence de 3 dB (courbe bleue).

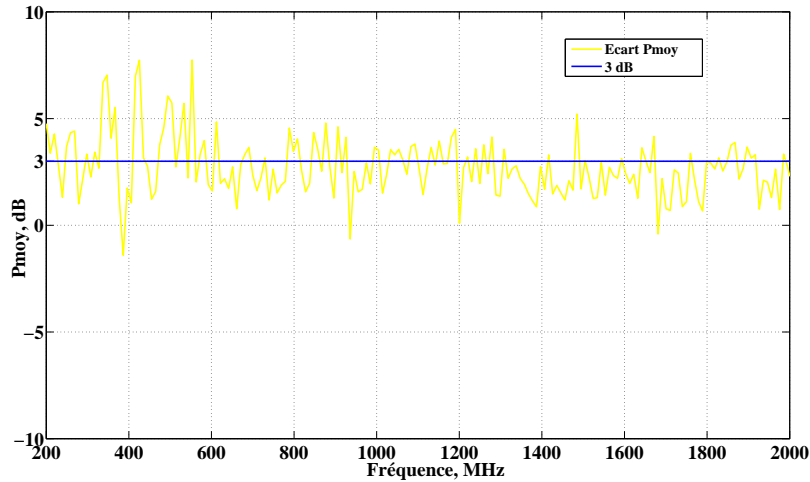


FIGURE 3.25 – Écart entre les puissances moyennes

Ces résultats expérimentaux confirment le caractère anisotrope de l'environnement électromagnétique de la CRBM au voisinage de la paroi dans la bande de fréquence considérée, démontré aussi par le calcul analytique. De plus, dans le cas d'une orientation normale à la paroi du dipôle, la puissance moyenne mesurée près de la paroi est bien le double de celle mesurée dans le volume de test comme prévu par le calcul présenté dans le chapitre 2. Dans le paragraphe suivant, nous nous intéressons à vérifier la limite spatiale de cette corrélation.

3.5.3 Évaluation de la limite de la zone uniforme

Nous nous sommes intéressés à la répartition des puissances moyennes en fonction de l'éloignement de la paroi, suivant l'axe longitudinal (OZ), et ce, pour deux orientations (normale et tangentielle à une paroi de la CRBM) du dipôle, comme nous montre la figure 3.26. Le dipôle est placé sur un morceau de bois de longueur 2 m et de largeur 20 cm que nous avons soigneusement gradué d'un pas de 1 cm afin de déplacer le dipôle horizontalement (l'axe OZ sera supposé l'axe de déplacement) sur toute la longueur.

Le support de bois est fixé sur un banc de hauteur de 0.7 m afin de s'éloigner de l'influence de la paroi constituée par le sol. Nous utilisons le même protocole que pour les mesures précédentes.

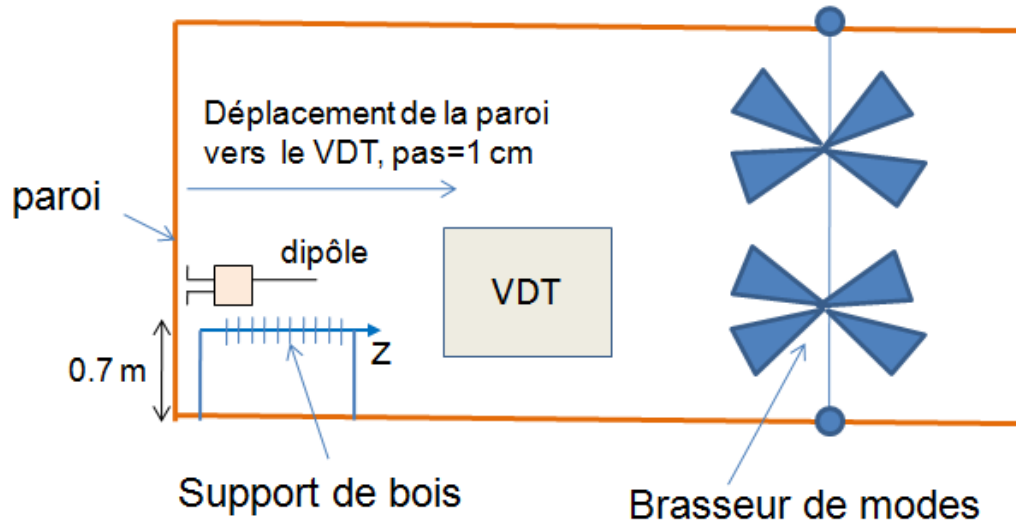


FIGURE 3.26 – Description de la configuration de mesure

Les courbes (a) et (b) de la figure 3.27, montre un exemple de la répartition des puissances moyennes à proximité d'une paroi à 700 MHz pour deux orientations du dipôle. Les courbes verte et rouge correspondent respectivement aux mesures de la puissance moyenne des composantes tangentielle et normale, en fonction de la variable longitudinale Z réduite en λ . Les courbes verte et rouge en pointillés représentent les résultats des calculs (équation 3.14 et équation 3.15) des puissances moyennes des composantes tangentielle et normale. On rappelle que P_n et P_{tg} représentent les puissances moyennes normale et tangentielle respectivement.

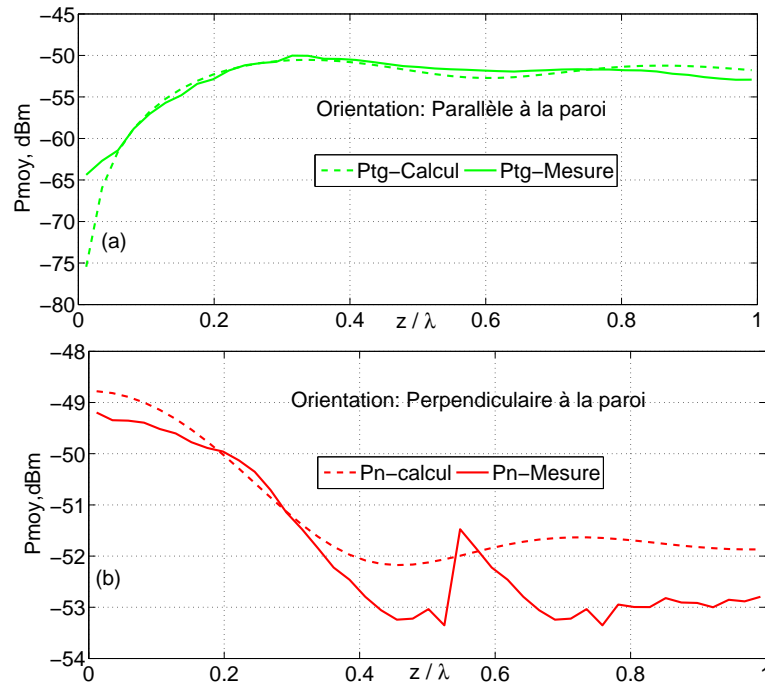


FIGURE 3.27 – Exemple de répartition des puissances en fonction de la distance paroi/dipôle à $F = 700$ MHz

Un bon accord peut être globalement observé entre les puissances mesurées et calculées. Cependant, un petit décalage peut être observé entre les composantes normales mesurées et calculées (figure 3.27-(b)). Ce dernier vient de toute la difficulté d'assurer l'orthogonalité de l'élément rayonnant du dipôle par rapport à la paroi. Les caractéristiques (a) et (b) de la figure 3.27 des puissances moyennes sont superposées et portées sur la figure 3.28. Ce résultat montre deux zones :

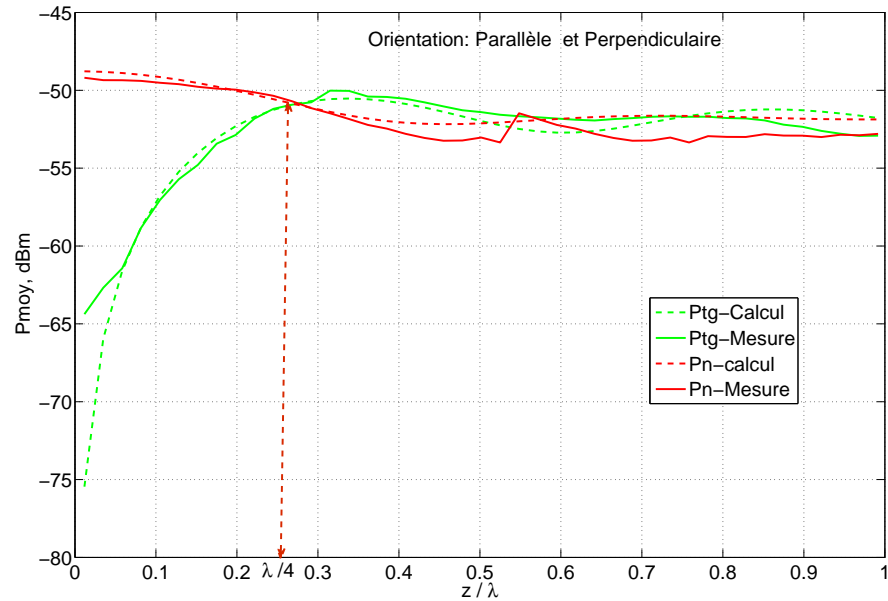


FIGURE 3.28 – Exemple de répartition des puissances en fonction de la distance paroi/dipôle à $F = 700$ MHz

- lorsque $z \leq \lambda/4$, la puissance moyenne tangentielle reste très petite par rapport à la puissance moyenne normale.
- en revanche pour $z \geq \lambda/4$, on observe une convergence entre les deux caractéristiques.

Ces résultats montrent bien le caractère anisotrope des champs électromagnétiques dans une zone comprise entre la paroi et environ $\lambda/4$. Plus on s'éloigne de la paroi, plus les composantes tangentielle et normale tendent évidemment vers la même valeur, indiquant ainsi l'introduction dans la zone uniforme (VDT).

Pour valider ces résultats, nous avons travaillé à d'autres fréquences (figures (3.29) et (3.30)), soit :

Les courbes vertes représentent les valeurs du rapport $\langle P_{tg} \rangle / \langle P_n \rangle$ issues des mesures. Les courbes en pointillés correspondent aux calculs à partir des relations (3.14 et 3.15).

Les résultats expérimentaux et issus des calculs sont très similaires et ne laissent apparaître qu'un faible écart, qui peut être dû aux conditions de mesure et à leurs incertitudes.

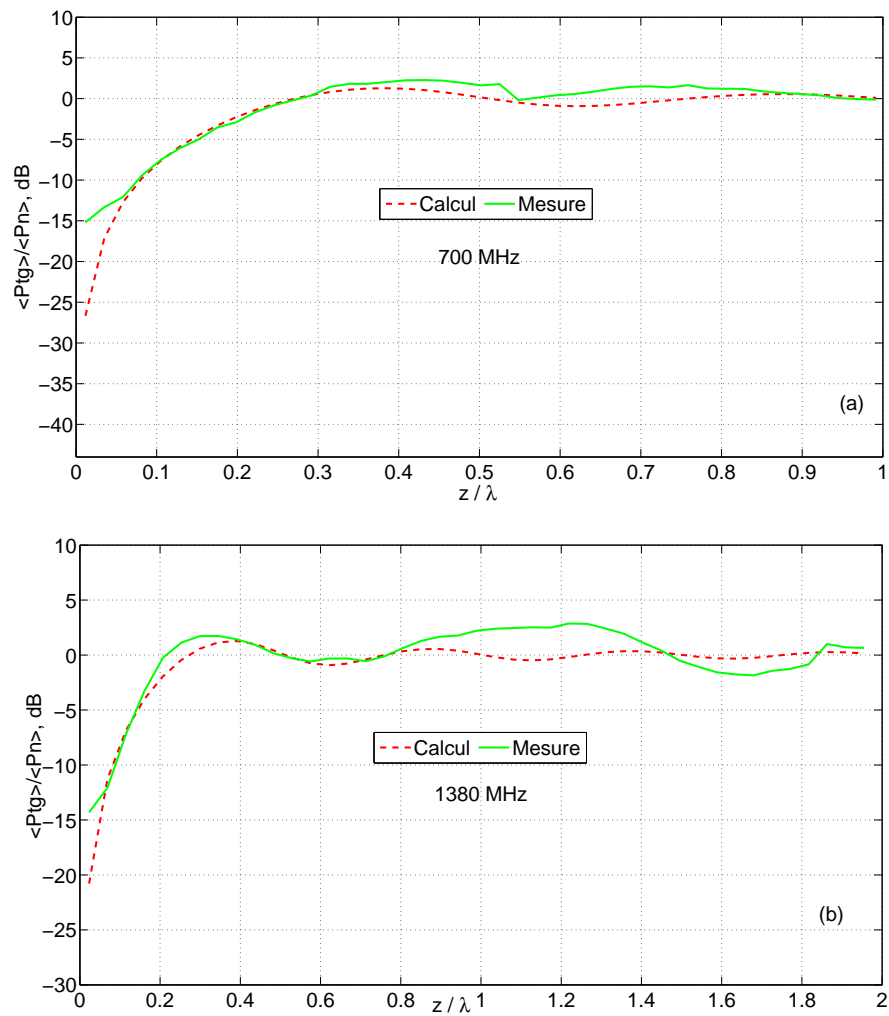


FIGURE 3.29 – Exemple de répartition du rapport des puissances en fonction de la distance paroi/dipôle à $F=700$ MHz, 1380Mz,

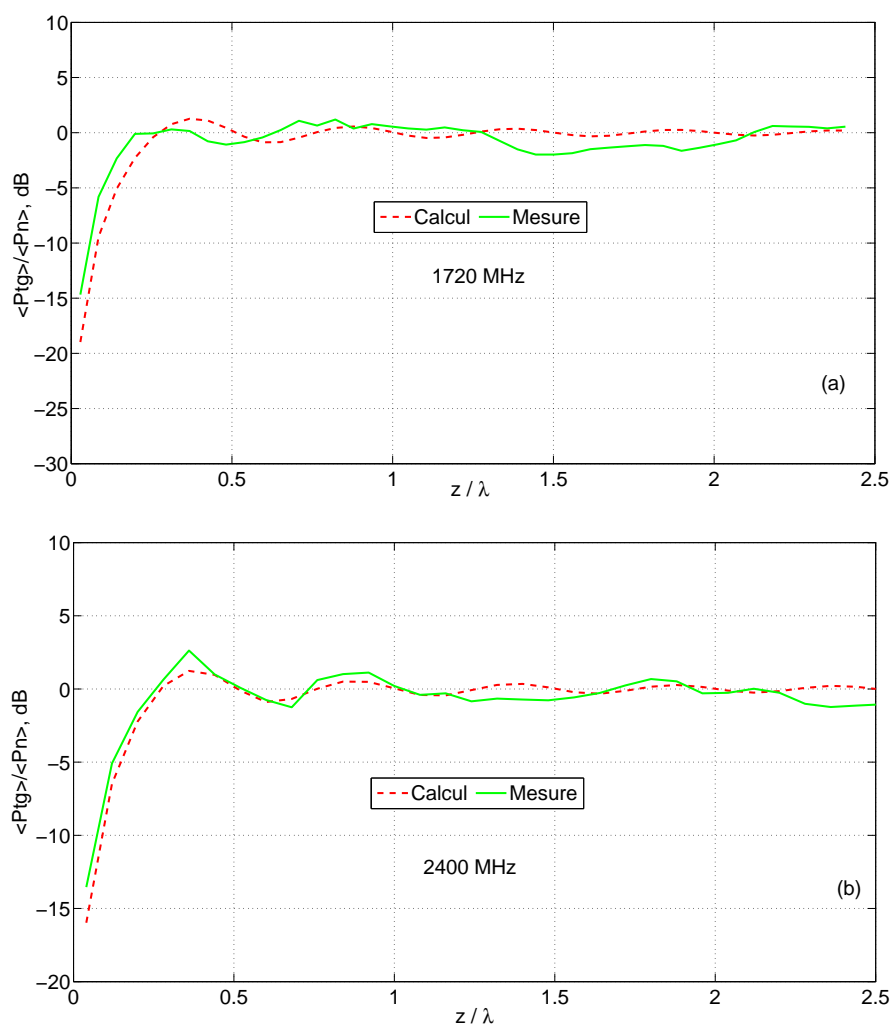


FIGURE 3.30 – Exemple de répartition du rapport des puissances en fonction de la distance paroi/dipôle à 1720MHz et 2400MHz

Ensuite, nous limitons l'analyse aux résultats obtenus uniquement avec la fréquence 2400 MHz.

L'analyse de la figure 3.31 montre :

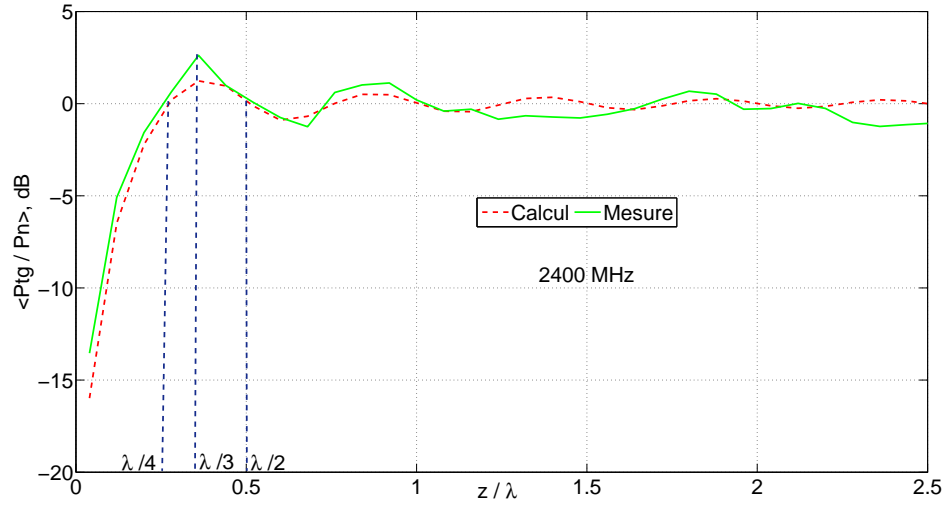


FIGURE 3.31 – Répartition du rapport des puissances en fonction de la distance paroi/dipôle à $F = 2400\text{ MHz}$

- $0 < z < \lambda/4$, dans cette zone, la puissance moyenne tangentielle est très petite devant la puissance moyenne normale ($P_{tg} \ll P_n$). La puissance présente une forte anisotropie qui laisse présager que dans cette zone, les variations rapides de l'énergie rendent vaine la recherche d'une quelconque uniformité.
- à $z \simeq \lambda/4$, $\langle P_n \rangle = \langle P_{tg} \rangle$, indique l'entrée dans le VDT
- $\lambda/4 < z < \lambda/3$, le rapport des puissances oscille autour de 0 dB avec un maximum d'écart vers $\lambda/3$.
- Au-delà de $\lambda/2$, l'isotropie est assurée à $\pm 1 \text{ dB}$.

D'après ces analyses, nous pouvons conclure que d'une part, ces résultats sont utiles pour dimensionner les capteurs de champ (dipôle ou monopole) à installer près des parois, d'autre part, ils peuvent aussi servir à affiner la limite de la zone de test (VDT) en fonction des marges d'incertitude acceptées.

3.5.4 Conclusion

On peut en conclure sur cette première partie, qu'il existe une forte corrélation entre les mesures de puissance réalisées dans le VDT et au voisinage d'une paroi. Cela signifie que dans les applications pour lesquelles une mesure de puissance est nécessaire dans le volume de test, via une antenne de référence conventionnelle dont les dimensions peuvent être problématiques, une alternative peut consister à utiliser un dipôle placé perpendiculairement à une paroi ou un monopole disposé sur une paroi. Bien entendu, ce dipôle étant électriquement court, il est beaucoup moins sensible qu'une antenne adaptée.

L'introduction de l'équipement sous test (EST) peut charger certaines chambres et l'énergie absorbée par ce dernier n'est alors plus disponible pour créer l'environnement d'essai souhaité. Il est ainsi important de connaître le niveau de puissance absorbée par ces objets.

C'est pourquoi, nous avons quantifié dans le paragraphe suivant la capacité du protocole alternatif que nous proposons, à détecter une éventuelle dérive de l'homogénéité du champ engendrée par la présence d'un objet sous test dans le VDT à travers une approche expérimentale.

3.6 Effet de la charge sur les puissances reçues dans le VDT et près d'une Paroi.

3.6.1 Évaluation de la puissance moyenne

Dans cette section, nous allons vérifier les effets de la charge de la CRBM sur l'homogénéité du champ à l'aide de mesures de puissance moyenne dans le VDT et près d'une paroi.

3.6.1.1 protocoles d'étude

La démarche est basée sur des comparaisons entre des mesures de puissance moyenne réalisées dans une chambre vide de tout absorbant et celles réalisées dans une chambre chargée avec des absorbants pyramidaux jouant le rôle d'un équipement sous test (EST); les mesures sont réalisées au moyen d'un dipôle et une antenne de référence log-périodique. Les pertes dues à l'EST sont simulées dans ces expériences par une dizaine de panneaux d'absorbant regroupés de façon compacte dans le VDT et occupant approximativement un volume de 1.4 m^3 , soit 18% du VDT.

Une photo de la configuration des absorbants et des antennes de mesures est présentée sur la figure 3.32.

3.6. Effet de la charge sur les puissances reçues dans le VDT et près d'une Paroi. 72

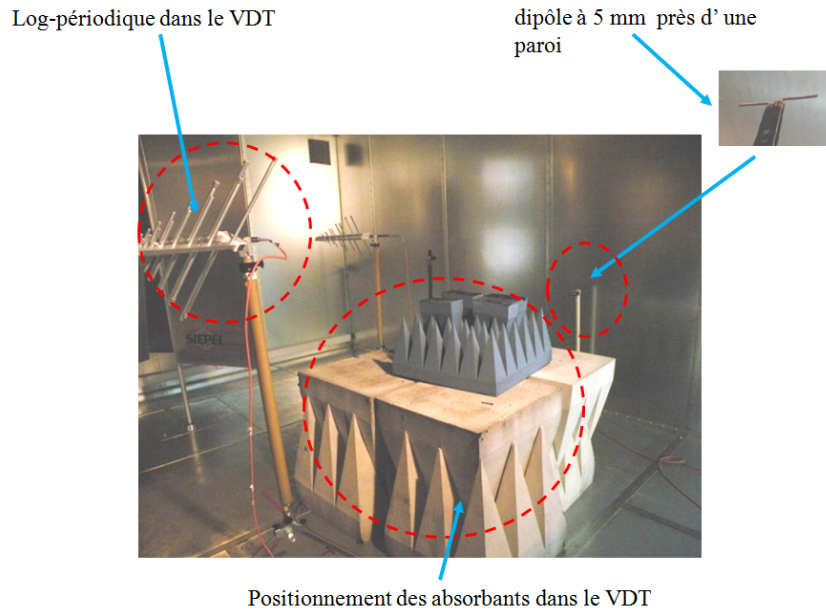


FIGURE 3.32 – Configuration des absorbants dans le volume de test

Nous utiliserons une antenne log-périodique pour injecter l'énergie dans la chambre sur une bande de fréquence de 300 MHz à 2 GHz. Le dipôle identique à celui utilisé lors des précédentes mesures est placé dans le VDT à 55 cm de la paroi puis perpendiculairement près d'une paroi à une distance de 5 mm. Une antenne log-périodique de référence est placée dans le VDT.

Toutes les mesures sont effectuées au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel, préalablement calibré. Les résultats sont donnés pour 90 pas sur un tour de brasseur.

3.6.1.2 Résultats des mesures

Les courbes des figures (3.33) et (3.35) représentent les puissances moyennes reçues dans le VDT et au voisinage d'une paroi sur un tour de brasseur en fonction de la fréquence pour une chambre vide (courbes vertes) et une chambre chargée (courbes rouges).

3.6. Effet de la charge sur les puissances reçues dans le VDT et près d'une Paroi.

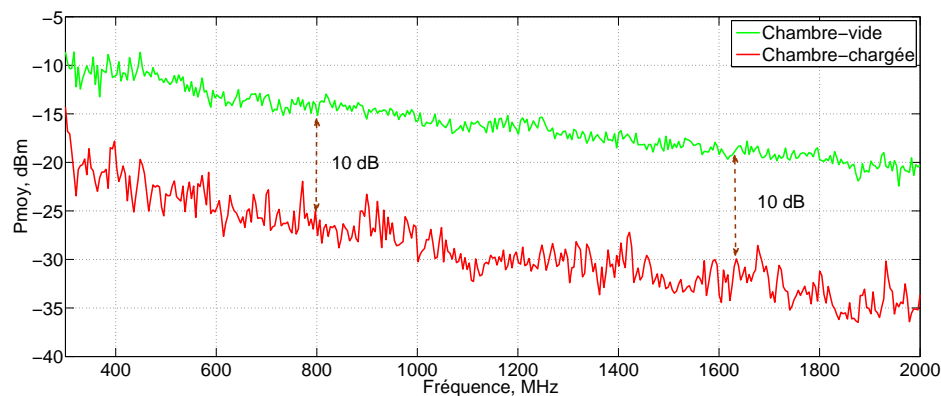


FIGURE 3.33 – Spectres de puissance moyenne mesurée dans le VDT avec une antenne de référence (log-périodique)

Sur la figure 3.33, les mesures de puissance réalisées avec l'antenne de référence log-périodique disposée dans le VDT, montrent bien que l'insertion des absorbants dans le VDT engendre une diminution des puissances de l'ordre de $10\text{ dB} \pm 2\text{ dB}$. Le même écart est retrouvé entre la chambre vide et la chambre chargée dans le cas où les mesures de puissance sont réalisées avec le dipôle, placé dans le VDT à 55 cm de la paroi considérée (3.34-(a)) puis perpendiculaire à 5 mm de la paroi (3.35-(b)).

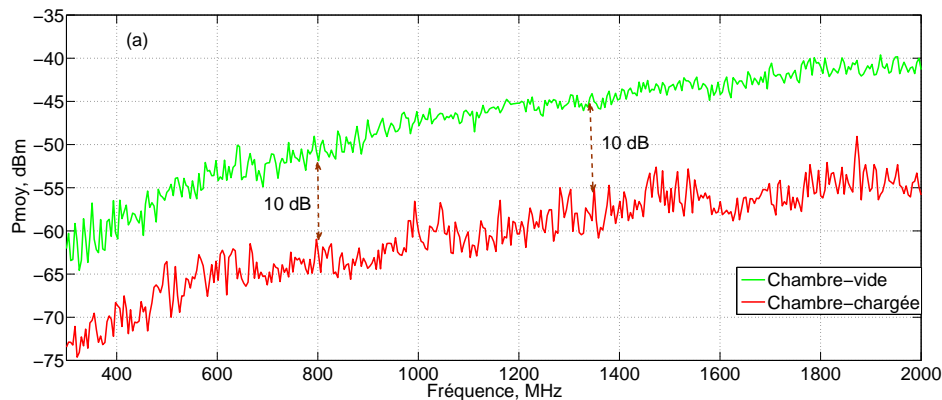


FIGURE 3.34 – Spectres de puissance moyenne mesurée dans le VDT (a) avec un dipôle (Chambre vide et chargée)

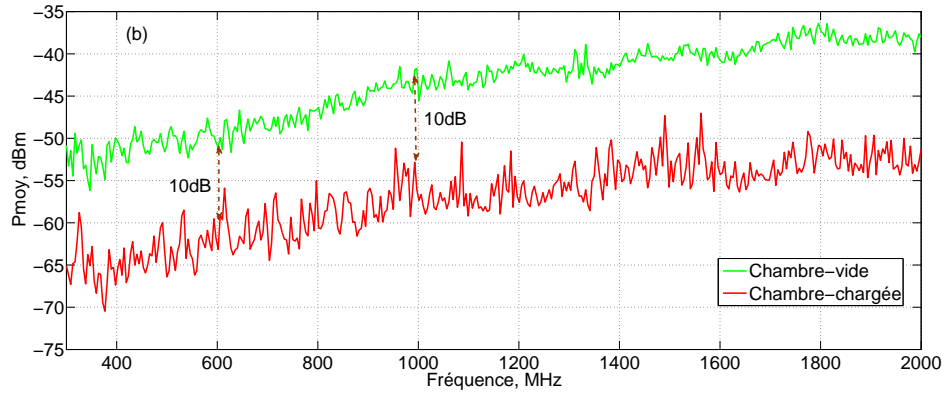


FIGURE 3.35 – Spectres de puissance moyenne mesurée près d'une paroi (b) avec un dipôle (Chambre vide et chargée)

Les résultats montrent une bonne cohérence entre les deux méthodes de mesure.

Cela démontre que pour ce type de caractérisation, des mesures réalisées sur les parois au moyen d'un dipôle permettent de mettre en évidence les effets d'absorption d'une charge dans le VDT.

Un équipement destiné aux tests de CEM, peut influencer les performances nominales de la CRBM, obtenues lors de la phase de calibrage à vide. D'ailleurs, la norme [3] stipule d'effectuer une vérification des effets de la charge avant de réaliser un essai de CEM. Pour cela la norme s'appuie sur la détermination du facteur de charge de la chambre réverbérante. Dans le paragraphe suivant, nous nous intéressons plus particulièrement à l'évaluation de ce facteur de charge par des méthodes expérimentales, afin de comparer la nouvelle approche avec la méthode usuelle [3] utilisant une antenne adaptée dans le VDT.

3.6.2 Application à la détermination du facteur de charge

L'une des applications potentielles de notre étude, est la détermination du facteur charge (F_c) qui traduit les pertes supplémentaires dues à la présence de l'EST dont il faut tenir compte lors des essais d'immunité et d'émissions rayonnées.

Il s'agit d'une grandeur relative qu'on évalue par des mesures de puissance, chambre vide P_{vide} , puis en présence de l'EST P_{EST} par l'équation 3.16 [3] :

$$\langle F_c \rangle = 10 \log \left(\frac{\langle P_{vide} \rangle}{\langle P_{EST} \rangle} \right) \quad (3.16)$$

Les résultats présentés sur la figure 3.36 correspondent à l'estimation du facteur de charge à partir des mesures effectuées suivant la procédure conventionnelle avec une antenne standard Log-périodique placée dans le VDT (spectre rouge), puis suivant notre approche au moyen du dipôle placé perpendiculairement à 5 mm près d'une paroi (spectre bleu). Les résultats montrent une bonne correspondance entre les deux méthodes de mesure.

Cela démontre que pour ce type de caractérisation, des mesures près des parois sont tout à fait adaptées.

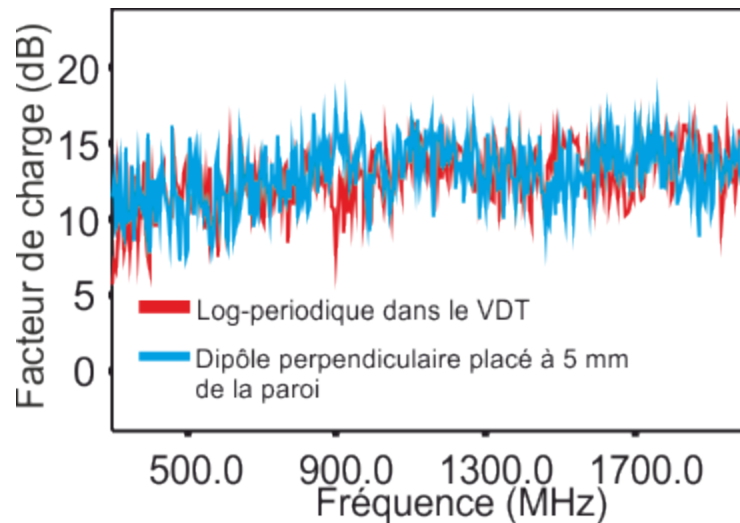


FIGURE 3.36 – Spectre de facteur de charge

3.6.3 Conclusion

On peut souligner que l'ensemble des résultats montre qu'il existe une forte corrélation entre l'ambiance électromagnétique dans le VDT et celle générée sur les parois.

Cependant, à proximité de la paroi, jusqu'à une distance de l'ordre de $\lambda/4$, les puissances dépendent de la distance radiale et les composantes de champ E contenues dans tout plan parallèle à la paroi, participent peu à l'énergie moyenne. Cela signifie, que si le champ électrique E est l'observable comme c'est le cas dans les applications CEM, l'intérêt doit être porté sur la composante normale (E_n) de E à la paroi.

C'est pour cette raison que nous ne chercherons pas à caractériser, sur le plan statistique, le module du champ total sur la paroi. La question est de savoir si le seul observable E_n permet de vérifier, de façon relative, les propriétés statistiques d'uniformité des champs dans le volume de test. Autrement dit, peut-on extraire de la statistique de cette composante, un indicateur d'une dégradation des performances de la chambre ?

3.7 Confrontation aux lois de distribution statistique

L'objectif de cette partie est de montrer d'abord que les lois de distribution statistique du champ électrique E et de la puissance dans le VDT sont conservées sur la paroi, lorsque la chambre est vide. La méthode proposée consiste à comparer la fonction de distribution CDF (Cumulative Distribution Function) théorique à celle issue des mesures.

Ensuite, nous vérifierons, dans quelle mesure notre approche peut permettre de déceler une dégradation éventuelle de l'uniformité et des lois de distribution attendues. Pour les raisons évoquées au paragraphe précédent, nous ne considérons qu'une composante de champ E , c.à.d E_n sur la paroi. Nous soulignons qu'une mesure du champ électrique est proportionnelle à une mesure de tension aux bornes du dispositif de mesure. Dans ce cas le champ E sera caractérisé ici par la tension V_r reçue par le dipôle (voir schéma électrique du dipôle de la figure 3.16).

3.7.1 Test sur les lois de distribution statistique près des Parois et dans le VDT

Hill [23] considère que les parties réelles et imaginaires des composantes du champ électrique, mesurées dans une CRBM, sont des variables aléatoires dont la distribution suit la loi gaussienne, centrée et de même écart type en tout point du VDT (cf 1.3.3.1). Nous donnons l'expression générale de leur densité de probabilité associée :

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.17)$$

avec x une variable quelconque et σ l'écart type défini par la relation (1.25). Signalons que des expériences préliminaires réalisées dans la CRBM utilisée, ont montré que les parties réelles et imaginaires de la tension V_r mesurée sur un tour de brasseur, suivent la loi normale aussi bien dans le VDT que sur la paroi. Connaissant ces lois de distribution, nous pouvons en déduire les lois des distributions du module d'une composante cartésienne de champ. Celle-ci est proportionnelle à la tension V_r et suit la loi de Rayleigh (χ_1^2).

On rappelle que cette loi est caractérisée par la valeur moyenne $\langle |V_r| \rangle$ et l'écart type σ_v de la variable aléatoire V_r :

$$\begin{aligned} \langle |V_r| \rangle &= \sigma\sqrt{\pi/2} \\ \sigma(|V_r|) &= \sigma\sqrt{2 - \pi/2} \end{aligned} \quad (3.18)$$

$\langle |V_r| \rangle$ représente la moyenne de la tension reçue par le dipôle et $\sigma(|V_r|)$ correspond à l'écart type de la tension. Connaissant la densité de probabilité définie

dans le paragraphe 1.3.3.1 du chapitre 1, on peut donner l'expression de la fonction de répartition CDF de la tension :

$$CDF = 1 - \exp\left(-\frac{\pi}{4} \frac{V_r^2}{\langle |V_r| \rangle^2}\right) \quad (3.19)$$

La puissance reçue par le dipôle étant proportionnelle au carré de la composante normale E_z devrait donc suivre la loi exponentielle (ou χ_2^2).

On rappelle aussi l'expression de la valeur moyenne et l'écart type de la variable P_r .

$$\begin{aligned} \langle P_r \rangle &= 2\sigma_2 \\ \sigma(P_r) &= 2\sigma_2 \end{aligned} \quad (3.20)$$

avec $\langle P_r \rangle$ la valeur moyenne de la puissance reçue par le dipôle et $\sigma(P_r)$ l'écart type des mesures de puissance.

A partir de l'expression de densité de probabilité définie dans le paragraphe 1.3.3.1 du chapitre 1, on peut exprimer l'expression de la fonction de distribution de la puissance :

$$CDF = 1 - \exp(-P_r/\langle P_r \rangle) \quad (3.21)$$

La comparaison se fera entre la fonction de distribution issue des données expérimentales et le résultat de la loi théorique issue des relations (3.19 et 3.21). Il est également intéressant de s'appuyer sur un indicateur statistique pour évaluer l'accord des lois de distribution expérimentale aux modèles théoriques. L'indicateur statistique théorique utilisé dans ces confrontations est le rapport de la valeur de l'écart-type sur la valeur moyenne des échantillons.

$$R_p = \frac{\sigma(P_r)}{\langle P_r \rangle} = \frac{2\sigma_2}{2\sigma_2} = 1 \quad (3.22)$$

Pour la tension

$$R_v = \frac{\sigma(|V_r|)}{\langle |V_r| \rangle} = \frac{\sqrt{4-\pi}}{\sqrt{\pi}} = 0.523 \quad (3.23)$$

On considère ici un écart absolu maximum autorisé pour les coefficients R_p et R_v de l'ordre de 10%. Ce qui donne un intervalle de confiance compris :

- pour la puissance : $0,9 \leq R_p \leq 1,1$
- pour la tension : $0,423 \leq R_v \leq 0,623$

La règle de décision retenue : si le rapport expérimental est compris dans l'intervalle de confiance défini, on admet que la distribution expérimentale suit la fonction de distribution théorique.

3.7.1.1 Résultats expérimentaux

Nous avons effectué, au moyen du dipôle, deux séries de mesures dans le VDT et près d'une paroi de la CRBM vide. Les mesures sont obtenues pour 72 pas sur un tour de brasseur et pour 2 points de fréquence de mesure (1 GHz et 100 MHz).

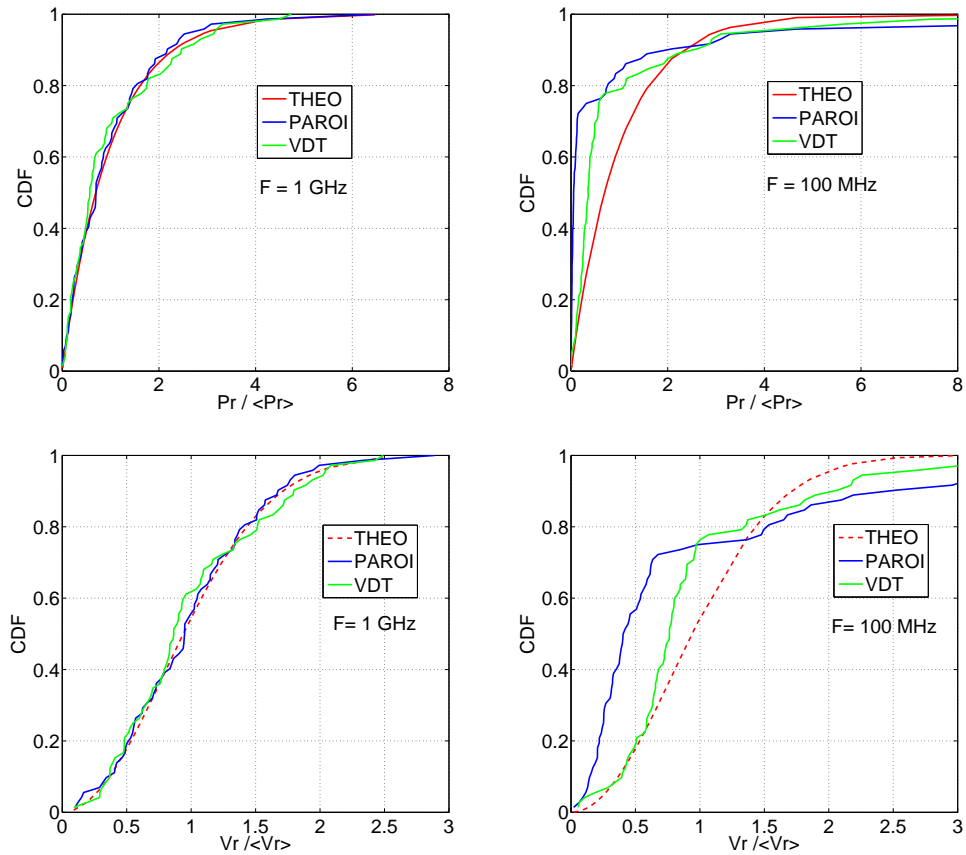


FIGURE 3.37 – CDF des puissances et des tensions mesurées à 100 MHz et 1 GHz :

Les résultats présentés sur la figure 3.37 représentent les estimations des lois théoriques (courbes rouges) et des mesures réalisées dans le VDT (spectres verts) et sur la paroi (spectres bleus) pour les mesures de puissance P_r et de tension V_r . Les différents résultats issus de l'indicateur statistique sont regroupés dans le tableau 3.2 :

Fréquence	position	R_p	R_v
1 GHz	THEO	1	0,523
	VDT	1,065	0,560
	Paroi	1,071	0,542
100 MHz	THEO	1	0,523
	VDT	2,042	2,15
	Paroi	3,052	1,444

TABLE 3.2 – Rapport entre la moyenne et l'écart type de la puissance

Dans le cas des résultats à 1 GHz (figure 3.37-(a) et (c)), on obtient une bonne concordance entre la CDF expérimentale et la CDF théorique, aussi bien dans le VDT que près de la paroi. Nous avons également les rapports R_p et R_v (tableau 3.2) qui sont bien compris dans l'intervalle de confiance, aussi bien dans le VDT ($R_p = 1,065$ et $R_v = 0,560$) que près de la paroi ($R_p = 1,071$ et $R_v = 0,542$).

En revanche à 100 MHz (figure 3.37-(b) et (d)), il y a un décalage entre le résultat de la mesure et la théorie. De plus les indicateurs (tableau 3.2) sont hors de l'intervalle de confiance pour des mesures dans le VDT ($R_p = 2,042$ et $R_v = 0,8$) ou près de la paroi ($R_p = 3,052$ et $R_v = 1,444$).

Ces résultats étaient prévisibles car cette fréquence est inférieure à la fréquence minimale ($LUF \approx 225$ MHz) de fonctionnement de la chambre.

Les comparaisons réalisées ci-dessus ont montré une bonne cohérence entre les informations recueillies près de la paroi et dans le VDT. Des résultats similaires ont été observés pour plusieurs fréquences supérieures à 300 MHz.

3.7.2 Test d'uniformité sur une paroi et dans le VDT

L'objectif de cette expérience est de vérifier la sensibilité de la procédure étudiée à déceler une modification de l'uniformité engendrée par la présence d'un Équipement Sous Test (EST) dont la charge est, dans notre expérience, toujours simulée par des absorbants, comme cela a été présenté au paragraphe 3.6 précédent.

L'uniformité est d'abord déterminée pour quelques fréquences, chambre vide et chambre chargée par des absorbants dans les mêmes conditions que celles décrites au paragraphe 3.6 (rappelée dans la figure 3.38).

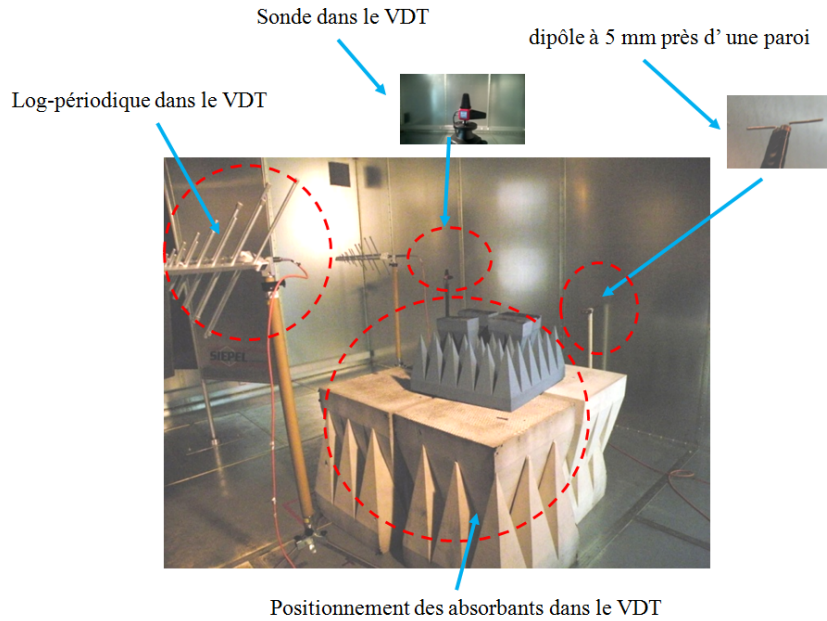


FIGURE 3.38 – Test d'uniformité

Pour s'approcher des procédures normalisées, rappelées dans le paragraphe 1.3.4 du chapitre 1, les mesures sont d'abord réalisées avec une sonde de champ E triaxiale successivement placée sur 8 emplacements dans le VDT.

Ensuite, des mesures de tension V_r (rappelons que le champ électrique E est caractérisé ici via la tension V_r reçue par le dipôle) sont effectuées aux bornes du dipôle en 8 emplacements répartis sur une surface d'environ $1m^2$ sur une paroi, dont le but est de travailler avec des échantillons non corrélés.

Dans chaque cas, on retient la valeur maximale, normalisée par rapport à la racine carrée de la puissance injectée, obtenue sur un tour de brasseur, et en chaque emplacement. La moyenne des 8 valeurs maximales et l'écart-type correspondant sont ensuite calculés. L'uniformité est caractérisée par l'écart-type σ calculé et exprimé en dB selon la norme [3] par :

$$\sigma_{dB} = 20 \log \left(\frac{\sigma + \langle E_{max} \rangle}{\langle E_{max} \rangle} \right) \quad (3.24)$$

Les résultats des mesures obtenues avec le dipôle ne sont évidemment comparables qu'à ceux d'une seule composante mesurée par la sonde de champ. Les courbes de la figure 3.39 montrent les valeurs obtenues dans les deux cas : chambre vide (pointillés) et chambre chargée (traits pleins).

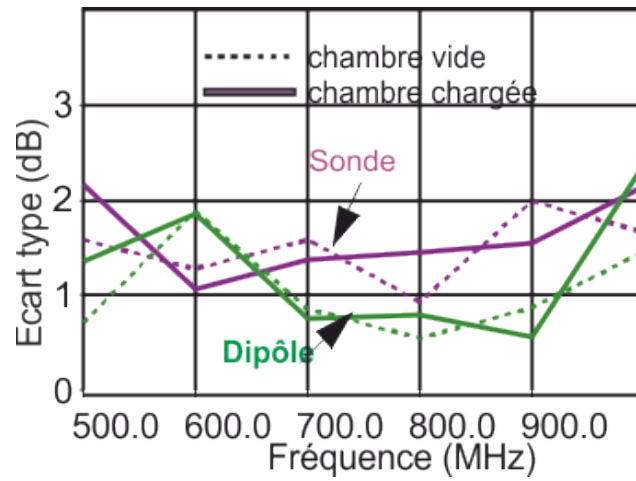


FIGURE 3.39 – Résultats des tests d'uniformité

On observe d'abord que le niveau d'uniformité n'est pas considérablement affecté malgré une charge relativement importante d'environ 12 dB . Cela indique, que même dans cette configuration, le brassage reste efficace. Ensuite, on remarque que les valeurs obtenues par les deux procédures de caractérisation sont très proches.

La figure 3.40 montre les fonctions CDF obtenues à 2 fréquences 700 MHz et 1 GHz pour des mesures en chambre vide (courbes bleues) et chargée (courbes vertes) confrontées aux CDF théoriques (courbes rouges).

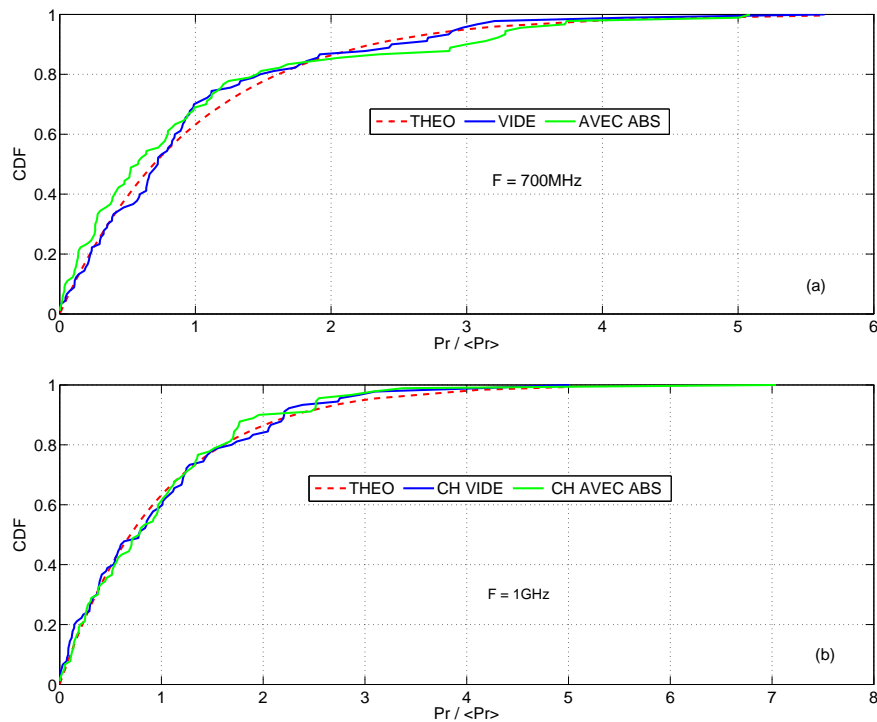


FIGURE 3.40 – Résultats des tests d'uniformité à 700 MHz et 1 GHz

Ces confrontations au moyen de CDF confirment ces résultats en ne montrant aucune dérive significative des lois statistiques.

Dans les paragraphes précédents de ce chapitre, nous nous sommes focalisés sur l'étude de la faisabilité des procédures de contrôle simple de performances d'une CRBM effectuée avec un dipôle installé près d'une paroi. Nous avons montré expérimentalement, la corrélation entre l'énergie moyenne disponible dans le VDT et celle générée près d'une paroi. De plus, près de la paroi, des composantes du champ E dans le plan parallèle à la paroi participent peu à l'énergie moyenne. Cela signifie, que l'intérêt principal de notre approche, doit être porté sur la composante normale à la paroi considérée.

De ce fait, l'utilisation d'un dipôle dans le cas de nos mesures n'est pas adaptée. En effet, la caractérisation de la CRBM au moyen d'un dipôle disposé perpendiculairement aux parois n'est pas simple à mettre en œuvre pour mesurer la composante normale au voisinage d'une paroi. Pour réduire l'encombrement du dipôle, nous privilégions l'utilisation d'un monopole monté sur un plan de masse, solidaire de la paroi et équivalent au dipôle. C'est la raison pour laquelle, nous proposons de mener par la suite des travaux avec un monopole.

3.8 Étude de la reproductibilité des mesures sur les parois

L'objectif de ces mesures consiste à vérifier uniquement la reproductibilité des mesures sur les différentes parois de la CRBM.

3.8.1 Mesure de puissance sur trois parois différentes

La première série de résultats correspond à des mesures de puissance moyenne effectuées sur trois parois différentes au moyen de trois monopoles identiques. Les conditions de mesures sont :

- Trois monopoles identiques décrits au paragraphe 3.2.2.4 de même longueur $h_m = 1,5 \text{ cm}$ fixés sur trois parois distinctes de la chambre. La disposition est donnée par la figure 3.41 ci-après.
- Puissance injectée : $P_{in} = 1 \text{ mW} = 0 \text{ dBm}$
- Rotation du brasseur en mode pas à pas, soit 90 échantillons sur un tour de brasseur.

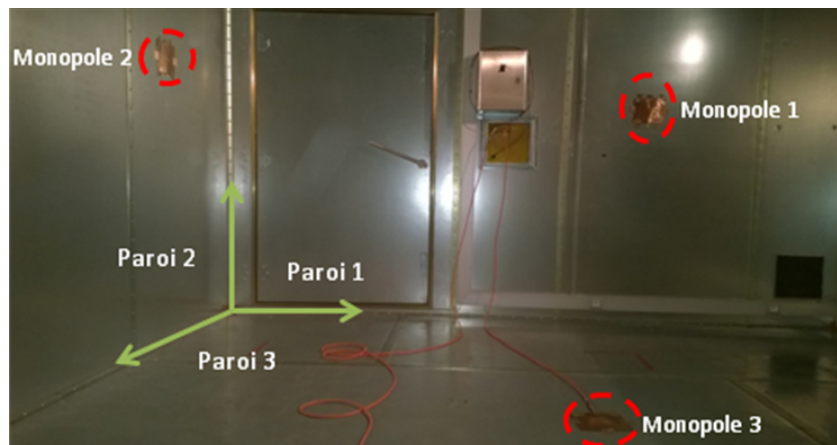


FIGURE 3.41 – Dispositif expérimental montrant trois monopoles disposés sur les trois parois de la CRBM

Des mesures de puissance moyenne sont réalisées dans la bande de fréquence 300 MHz à 6 GHz sur un tour de brasseur au moyen des monopoles placés loin des parois adjacentes pour négliger leurs effets potentiels. Il est à noter aussi que nous avons utilisé un ruban adhésif conducteur comme nous montre la figure 3.42, pour prolonger la continuité du plan de masse du monopole sur les parois.

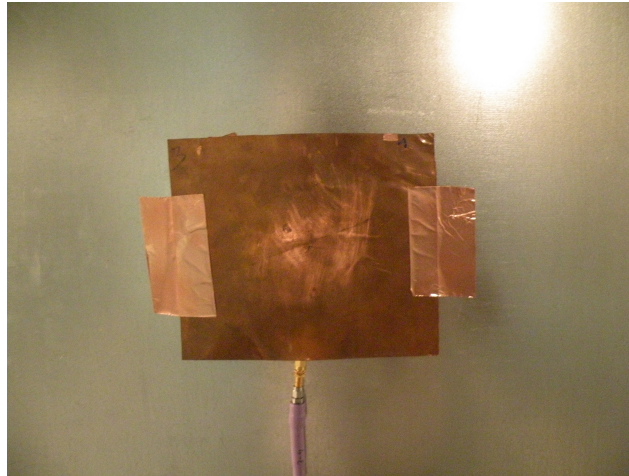


FIGURE 3.42 – Monopole disposé sur une paroi de la CRBM

Les courbes rouge, bleue et verte de la figure 3.43 représentent les spectres des puissances moyennes sur un tour de brasseur. Ces résultats montrent que quelle que soit la paroi utilisée, les trois configurations présentent les mêmes caractéristiques.

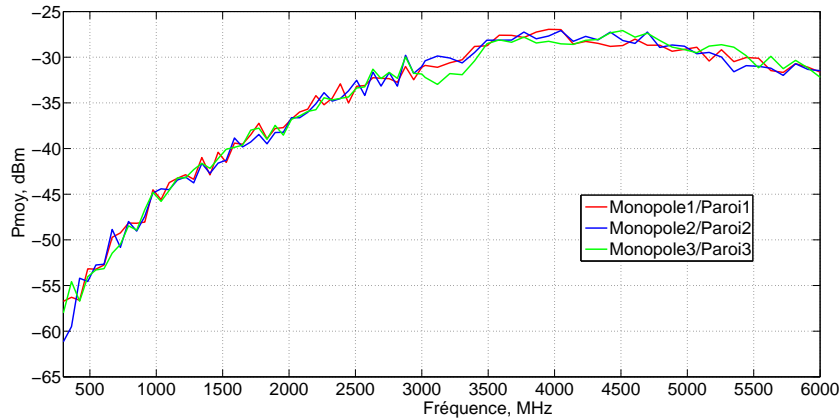


FIGURE 3.43 – Spectres de puissance

Ensuite, nous nous sommes intéressés aux effets d'une paroi adjacente sur les mesures de puissance reçue par un monopole.

3.8.2 Influence des parois adjacentes

L'objectif de cette partie consiste à déterminer expérimentalement la distance minimale où le monopole pourra être positionné par rapport à une arête

pour s'affranchir de l'effet de cette paroi, afin de caractériser la chambre. Nous avons donc placé successivement le monopole à une distance $D_1 = 2 \text{ cm}$, $D_2 = 4 \text{ cm}$, et $D_{\text{ref}} = 1 \text{ m}$ d'une arête de la CRBM, comme nous montre la figure 3.44.

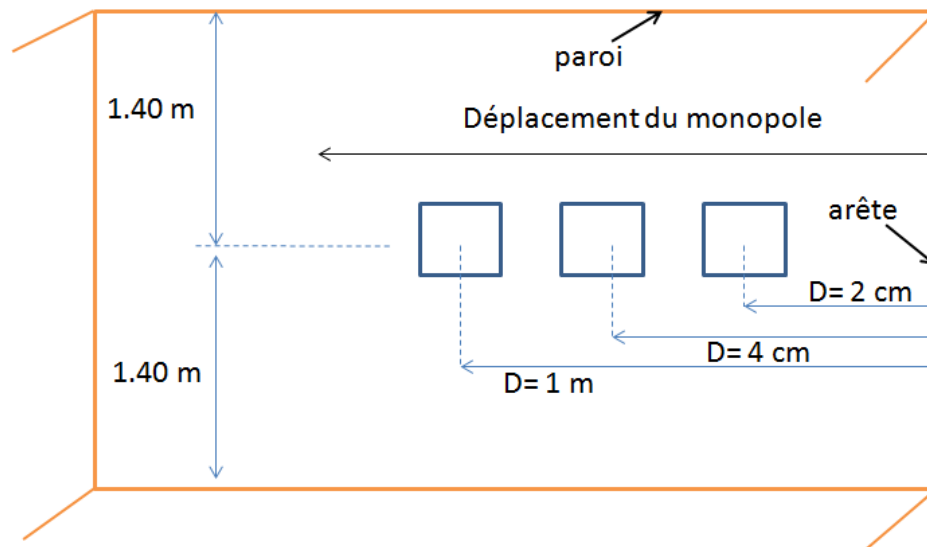


FIGURE 3.44 – Dessin de la configuration du monopole par rapport à une arête de la chambre

Les résultats sont obtenus dans la bande de fréquence de 300 MHz à 3 GHz. Sur la figure 3.45-(a) les courbes noire et verte représentent les mesures de la puissance moyenne reçue avec un monopole disposé respectivement à 2 cm, et 4 cm de l'arête.

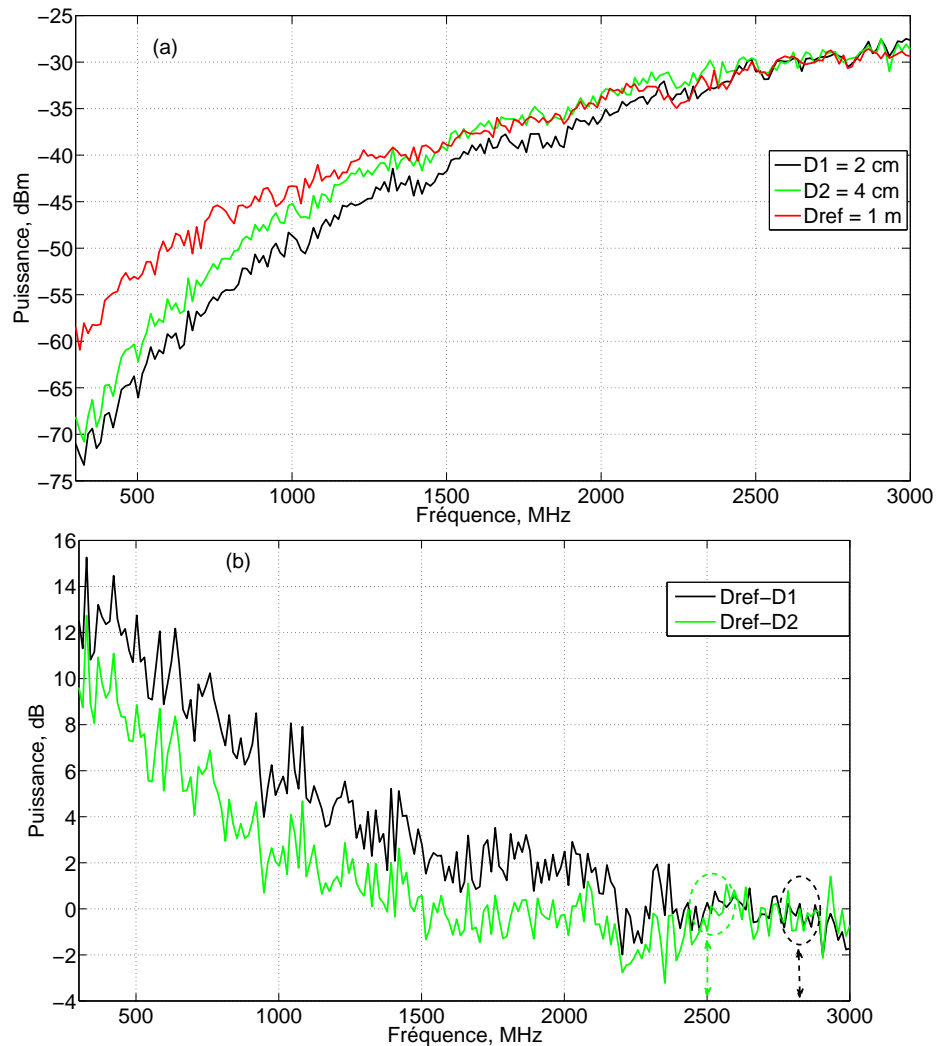


FIGURE 3.45 – (a) Puissance moyenne reçue par un monopole en fonction de la distance d’une arête de la CRBM ; (b) représentation de la différence des positions D1 et D2 par rapport à la position de référence Dref

La courbe rouge de la figure 3.45-(a) représente la mesure de la puissance reçue par ce monopole disposé sur une paroi à une distance $D_{ref} = 1 \text{ m}$ de l’arête. Par la suite, on prend pour référence ce spectre rouge. On peut observer qu’aux fréquences inférieures à 2500 MHz (courbe verte) et 2800 MHz (courbe noire), les mesures de puissance restent inférieures à la courbe de référence. De plus, ceci est mis en évidence par la figure 3.45-(b) qui représente l’écart en dB entre les puissances moyennes (verte et noire) et la puissance prise comme référence (courbe rouge). On observe qu’au dessus de 2500 MHz et 2800 MHz , les caractéristiques tendent vers 0 dB avec un écart $\pm 1 \text{ dB}$. On peut conclure

qu'au delà de ces points de fréquence, les caractéristiques rejoignent le spectre de référence.

Pour expliquer ces phénomènes, nous allons calculer le rapport entre la distance du monopole à l'arête et la longueur d'onde qui correspond à la fréquence de convergence (2500 MHz à $D2 = 4 \text{ cm}$ et 2800 MHz à $D1 = 2 \text{ cm}$) des mesures avec celles de référence. Les résultats sont rassemblés dans le tableau 3.3 ci-après :

Position monopole	Fréquence	Longueur d'onde	D/λ
$D1 = 2 \text{ cm}$	$f = 2800 \text{ MHz}$	$\lambda = 11 \text{ cm}$	$D1 = \lambda / 6$
$D2 = 4 \text{ cm}$	$f = 2500 \text{ MHz}$	$\lambda = 12 \text{ cm}$	$D2 = \lambda / 3$

TABLE 3.3 – Relation entre la distance du monopole à l'arête et la longueur d'onde à laquelle les caractéristiques rejoignent les courbes de référence.

Les résultats présentés dans le tableau 3.3 montrent qu'une distance de l'arête supérieure à $\lambda / 6$ est nécessaire pour s'affranchir des effets de la paroi adjacente sur les mesures.

En conclusion, pour avoir une meilleure reproductibilité des mesures et pour limiter l'influence des autres parois de la CRBM, une distance minimale de $\lambda/6$ doit être respectée. Dans la suite des travaux, nous travaillerons à une distance de 1 m par rapport aux arêtes des parois ; 1 m correspond à la longueur d'onde du signal à 300 MHz, la fréquence minimale de notre étude.

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une confrontation expérience théorie dont l'objectif est de développer des procédures simples de vérification des performances d'une CRBM au moyen de monopoles courts installés en permanence sur les parois. Les premiers résultats obtenus sont encourageants et ont montré que la puissance moyenne sur une révolution du brasseur de la composante normale du champ électrique mesurée au moyen d'un dipôle ou un monopole conçu dans le laboratoire et positionné sur une paroi d'une CRBM est proportionnelle à la valeur mesurée dans le volume de test. Ensuite, la faisabilité des mesures de contrôle à caractère relatif (comme celle du facteur de charge) avec ce type de dispositif, a été démontrée. Puis, nous avons montré que les lois de distribution statistique d'une composante de champ ainsi que de la puissance reçue dans le VDT sont conservées sur les parois. Enfin, nous avons étudié l'influence d'une paroi sur les mesures de puissance reçue par un monopole disposé sur une paroi adjacente.

Dans la phase actuelle, nous n'avons utilisé que des mesures de puissance reçue par un dipôle ou un monopole pour caractériser l'environnement électromagnétique près des parois. Cependant, lors de la phase de calibrage, l'uniformité du champ est caractérisée dans la norme [3], à partir de l'amplitude maximale du champ électrique, mesurée au moyen d'une sonde. Il apparaît donc nécessaire d'établir une correspondance entre l'amplitude du champ électrique et la puissance reçue au moyen de notre approche.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéresserons à l'estimation de l'amplitude du champ électrique E dans le VDT, à partir de la puissance mesurée au moyen d'un monopole court disposé sur une paroi.

Chapitre 4

Estimation du champ électrique
en CRBM et validation de la
méthode de calibrage

4.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de démontrer la faisabilité de la détermination de l'amplitude du champ E existant dans le VDT à partir de la puissance mesurée par un monopole court disposé sur une paroi. Ce passage de la puissance au champ est déjà proposé dans la norme [3]. Mais dans ce cas, l'antenne doit être adaptée et placée dans le VDT. L'intérêt de notre approche est de libérer le VDT de cette antenne de référence (encombrement/ interaction avec l'équipement sous test) en la remplaçant par un ou (plusieurs) monopole(s) électriquement court(s) sur les parois.

Dans une première étape, nous décrivons le comportement d'un monopole électrique en fonction du rapport de sa longueur h_m et de la longueur d'onde λ sur une large bande de fréquence.

Ensuite, nous établissons dans chaque cas, les relations de l'amplitude moyenne du champ estimé à partir de la puissance moyenne mesurée au moyen du monopole.

En effet, en fonction du rapport h_m/λ , on peut distinguer 3 zones de fréquence :

- dans la première zone, $h_m \leq \lambda/10$ le monopole est considéré électriquement court. La détermination du champ électrique E est basée sur un simple modèle captatif du monopole.
- dans la deuxième zone, on a $\lambda/10 \leq h_m \leq \lambda/4$, le modèle du monopole est plus complexe et doit prendre en compte sa résistance de rayonnement. Cette zone est désignée par la suite zone intermédiaire et c'est dans cette zone que les écarts de l'estimation du champ les plus importants ont été observés. Deux méthodes de correction des résultats sont proposées.
- enfin, la troisième zone est telle que $h_m \geq \lambda/4$. On montre expérimentalement que le monopole se comporte pratiquement comme une antenne standard adaptée. Dans ce cas, il suffit d'appliquer les formules classiques de passage de la puissance reçue au champ électrique E.

Puis nous présentons la confrontation entre les résultats de mesure de l'amplitude du champ issus du monopole et ceux des capteurs de référence (sonde de champ E, antennes log-périodique et cornet).

4.2 Propriétés et caractéristiques générales d'un monopole

Dans ce paragraphe, nous présentons le comportement électromagnétique d'une antenne filaire de type monopole, disposée sur une paroi de la CRBM.

4.2.1 Cas général

Considérons un monopole représenté sur la figure 4.1 de longueur h_m et de diamètre d_m ; celui-ci est disposé perpendiculairement sur un plan de masse de dimensions beaucoup plus grandes que la longueur h_m . Ce plan de masse étant supposé de conductivité électrique infinie, il ne peut y avoir de composante de champ électrique surfacique [35].

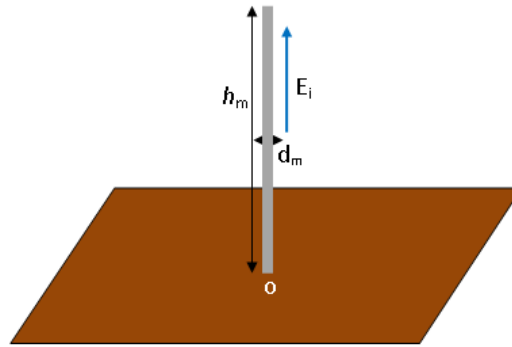


FIGURE 4.1 – Monopole avec un plan de masse illuminé par un champ E_i

Lorsque ce monopole est illuminé par le champ incident E_i parallèle au brin du monopole, celui-ci va donc induire un courant I , pour lequel nous supposons une distribution sinusoïdale. Aux bornes du monopole est également induite une f.e.m V_i dont l'amplitude est donnée par : $V_i = E_i \cdot h_{ef}$, h_{ef} étant la hauteur effective du monopole (détaillée plus tard). Ainsi, le circuit équivalent du monopole en réception est donné par le schéma de la figure 4.2 [36] :

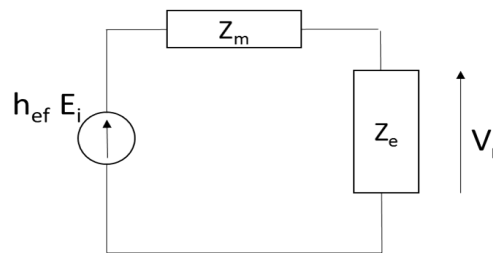


FIGURE 4.2 – Le schéma équivalent du monopole connecté au récepteur

A partir de ce circuit, la puissance P_r mesurée aux bornes de ce monopole par un récepteur d'impédance d'entrée Z_e peut alors s'exprimer par l'équation (4.1) suivante :

$$P_r = \frac{V_r^2}{Z_e} = (E_i \cdot h_{ef})^2 \frac{Z_e}{(Z_e + Z_m)^2} \quad (4.1)$$

où V_r est la tension aux bornes de l'impédance Z_e du récepteur. Dans cette relation on suppose que Z_e est une impédance purement réelle. Z_m est l'impédance interne du monopole et h_{ef} est sa hauteur effective.

La relation (4.1) montre bien que les paramètres du monopole les plus pertinents et qui vont avoir un impact sur la précision de la détermination du champ E sont : l'impédance Z_m et la hauteur effective h_{ef} . Ces deux paramètres seront étudiés en fonction des 3 zones de fréquence précédemment définies.

Pour le calcul de la hauteur effective nous considérons un repère cartésien (Oxyz) dont l'origine est le point O sur le plan de masse et dans lequel le monopole s'étend dans la direction de l'axe (Oz).

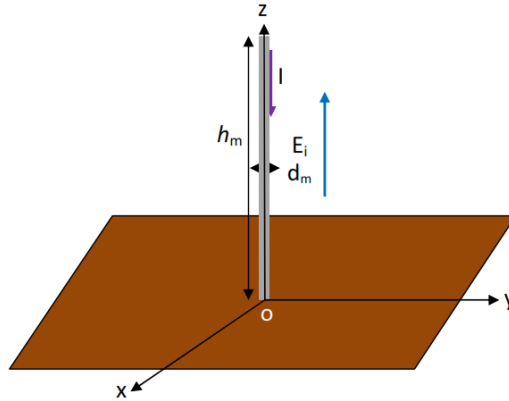


FIGURE 4.3 – Représentation du courant I induit par le monopole

En supposant le champ incident E_i uniforme le long du monopole, la force électromotrice (f.é.m) induite V_i à la base du monopole est donnée par :

$$V_i = \frac{-E_i}{I_e} \int_0^{h_m} I(z) dz \tag{4.2}$$

où I_e est le courant à la base et $I(z)$ représente la distribution du courant le long de ce monopole.

Par définition, la hauteur effective est le rapport entre la f.é.m V_i induite et l'amplitude du champ illuminant ce monopole [47]. Compte tenu de la relation (4.2), on a donc :

$$h_{ef} = \frac{1}{I_e} \int_0^{h_m} I(z) dz \tag{4.3}$$

Si on approxime le courant $I(z)$ par une distribution sinusoïdale d'amplitude I_0 , on a la relation suivante :

$$I(z) = I_0 \sin k(h_m - z) \tag{4.4}$$

où k est le nombre d'onde et I_e est le courant en $z = 0$ donc :

$$I_e = I(0) = I_0 \sin kh_m \quad (4.5)$$

Finalement, on peut écrire la hauteur effective du monopole :

$$h_{ef} = \frac{1}{\sin kh_m} \int_0^{h_m} \sin k(h_m - z) dz \quad (4.6)$$

Quant à l'impédance Z_m du monopole, sa détermination analytique est relativement complexe dans le cas général (Voir annexe A3). C'est pour cette raison et compte tenu de l'application envisagée que nous utiliserons des modèles approchés applicables dans le cadre des zones fréquentielles que nous avons définies.

4.2.2 Monopole électriquement court

4.2.2.1 Hauteur effective

Considérons le cas où le monopole est électriquement court, c'est-à-dire lorsque la longueur du monopole est petite devant la longueur d'onde ($h_m \leq \lambda/10$), les quantités kh_m et $k(h_m - z)$ de l'équation (4.6) sont très inférieures à l'unité, ce qui autorise un développement limité au premier ordre des fonctions sinus. Ainsi l'intégrale se calcule aisément et la hauteur effective s'exprime par :

$$h_{ef} = \frac{1}{\sin kh_m} \int_0^{h_m} \sin k(h_m - z) dz \approx \frac{1}{kh_m} \int_0^{h_m} k(h_m - z) dz \quad (4.7)$$

et finalement, on obtient l'expression bien connue :

$$h_{ef} \approx \frac{h_m}{2} \quad (4.8)$$

4.2.2.2 Impédance du monopole

Dans le cas du monopole électriquement court et supposé infiniment fin, l'impédance Z_m est dominée par celle de la capacité C_m du monopole. On peut écrire que : $Z_m = R_r + \frac{1}{jC_m\omega}$.

où R_r est la résistance de rayonnement, donnée par l'expression 4.9 [47]

$$R_m = 40\pi^2 \left(\frac{h_m}{\lambda} \right)^2 \quad (4.9)$$

Ce modèle est une approximation basée sur la théorie des lignes où l'on considère le monopole comme une ligne de transmission en circuit ouvert et pour

lequel on néglige le rayonnement. La capacité totale d'une telle ligne est donnée par la relation (4.10) [43].

$$C_m = \frac{2\pi\varepsilon_0 h_m}{\log\left(\frac{4h_m}{d_m}\right)} \quad (4.10)$$

avec $\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ (F/m) et d_m représente le diamètre du monopole.

Pour se faire une idée sur la prédominance de l'impédance de la capacité Z_{cm} sur celle du rayonnement, nous avons regroupé dans le tableau 4.1 les valeurs prises par ces deux paramètres à 3 fréquences. Les valeurs correspondent à un monopole de longueur $h_m = 1,5$ cm et de diamètre $d_m = 0,93$ mm. Dans ce cas la valeur théorique de C_m est de 0,201 pF.

Fréquence (MHz)	300	1000	2000
R_m (Ω)	0,1	1	4
Z_{cm} (Ω)	1584	792	395

TABLE 4.1 – Résistance de rayonnement du monopole

On voit bien que jusqu'à la fréquence de 2 GHz (fréquence limite de la condition $h_m \leq \lambda/10$), la résistance de rayonnement est négligeable devant l'impédance Z_{cm} de la capacité. On peut donc conclure que l'impédance du monopole est purement capacitive.

Pour un récepteur d'impédance d'entrée $Z_e = 50 \Omega$ (ce qui est notre cas), on a aussi $Z_e \ll |Z_m|$.

En intégrant sur tous les angles d'incidence θ , la puissance moyenne reçue par le monopole est donnée par l'équation (4.11) :

$$\begin{aligned} \langle P_r \rangle &= \int_0^\pi \frac{1}{2} P_r \sin \theta d\theta \\ &= \langle P_r \rangle = h_{ef}^2 \langle E_T^2 \rangle Z_e C_m^2 \omega^2 \end{aligned} \quad (4.11)$$

où E_T représente le champ total et $\langle E_T^2 \rangle$ est une quantité proportionnelle à l'énergie moyenne dans le VDT.

Cette relation donne donc un moyen de déterminer le champ E_T régnant dans le VDT.

L'expression de la valeur quadratique moyenne du champ électrique total s'écrit, en inversant l'équation (4.11) :

$$\langle E_T^2 \rangle = \frac{\langle P_r \rangle}{C_m^2 \omega^2 Z_e h_{ef}^2} \quad (4.12)$$

En supposant que le brassage soit efficace de telle sorte que l'énergie moyenne puisse être considérée comme uniforme dans le VDT et en appliquant les propriétés d'isotropie dans le VDT, on peut dire que les valeurs quadratiques moyennes des composantes du champ sont égales au tiers de la valeur quadratique moyenne du champ électrique total dans le volume de test, soit l'équation (4.13) :

$$\langle E_z^2 \rangle = \langle E_x^2 \rangle = \langle E_y^2 \rangle = \frac{1}{3} \langle E_T^2 \rangle \quad (4.13)$$

A partir des équations (4.12) et (4.13), on a donc dans le VDT :

$$\langle E_x^2 \rangle = \langle E_y^2 \rangle = \langle E_z^2 \rangle = \frac{1}{3} \frac{\langle P_r \rangle}{C_m^2 \omega^2 Z_e h_{ef}^2} \quad (4.14)$$

Pour relier l'amplitude moyenne des composantes du champ à la puissance moyenne reçue par le monopole, nous allons utiliser les propriétés des lois statistiques. On sait que dans le VDT :

- la valeur quadratique de chacune des composantes du champ électrique, donc la puissance suit une loi de χ^2 d'ordre 2, dont la valeur moyenne a pour valeur :

$$\langle |E_{x,y,z}|^2 \rangle = 2\sigma^2 \quad (4.15)$$

où $E_{x,y,z}$ représente une des composantes E_x , E_y et E_z du champ électrique.

- le module de chaque composante du champ électrique suit la loi de χ d'ordre 2. La valeur moyenne a pour expression :

$$\langle |E_{x,y,z}| \rangle = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (4.16)$$

On peut donc relier la valeur moyenne du module d'une composante de champ électrique et la racine carrée de l'amplitude quadratique moyenne de cette composante par l'équation (4.17) :

$$\frac{\langle |E_{x,y,z}| \rangle}{\sqrt{\langle |E_{x,y,z}|^2 \rangle}} = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \quad (4.17)$$

Comme cela a été montré au chapitre 3, les propriétés statistiques dans le VDT sont conservées sur les parois (à l'exception de la propriété d'isotropie). Nous pouvons donc déterminer la valeur moyenne du module d'une composante de champ dans le VDT à partir de la puissance moyenne mesurée par un monopole sur la paroi :

$$\langle |E_{x,y,z}| \rangle = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{1}{C_m \omega h_{ef}} \sqrt{\frac{\langle P_r \rangle}{3Z_e}} \quad (4.18)$$

avec $h_{ef} \approx \frac{h_m}{2}$ dans le cas étudié et $\omega = 2 \pi f$.

4.2.3 Monopole électriquement long

Dans le cas où la longueur h_m du monopole est telle que $h_m \geq \lambda/4$, ce monopole se comporte comme une antenne filaire surdimensionnée dont le comportement en CRBM est pratiquement celui d'une antenne adaptée [18]. Pour justifier ce comportement, nous avons représenté sur la figure 4.4 des résultats de mesures avec 3 monopoles de longueurs différentes. La mesure est pratiquée de 700 MHz à 10 GHz au moyen d'un analyseur de réseau. Les moyennes sont calculées sur 90 pas de brasseur.

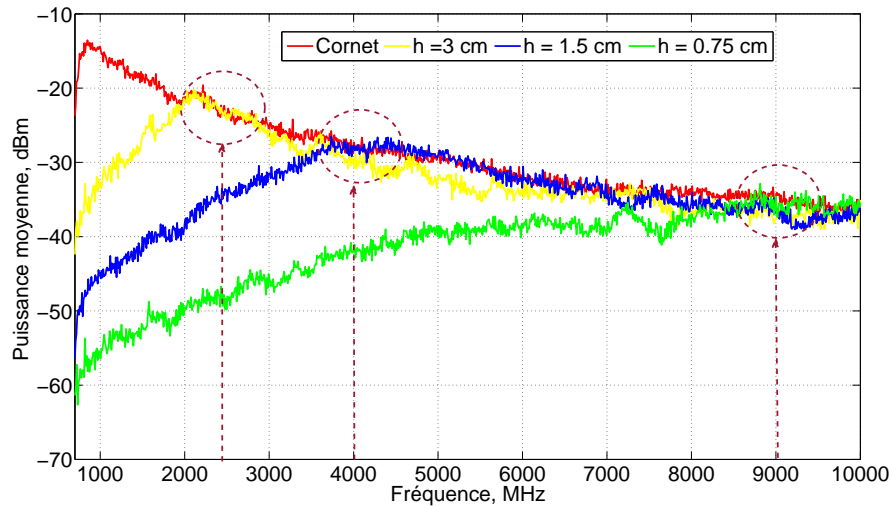


FIGURE 4.4 – Puissance moyenne reçue par un cornet dans le VDT et trois monopoles de longueurs différentes sur une paroi de la CRBM

La courbe rouge représente la puissance moyenne, sur un tour de brasseur, mesurée dans le VDT au moyen d'une antenne cornet. Les courbes jaune, bleue et verte représentent les puissances moyennes, sur un tour de brasseur reçues par 3 monopoles de longueurs h_m respectives de 3 cm, 1,5 cm et 0,75 cm, disposés sur une paroi de la CRBM.

Ces résultats montrent qu'aux alentours de $\lambda/2\pi$, les monopoles ont pratiquement les mêmes réponses que le cornet. Dans la suite, nous prendrons cette limite à $\lambda/4$ pour correspondre à une fréquence caractéristique du monopole. En pratique, le monopole n'est pas rigoureusement adapté en impédance comme le montrent quelques oscillations sur les courbes, mais nous considérons que cette condition est globalement satisfaite en moyenne. Dans ce cas, nous déterminons le champ E en utilisant la relation établie dans [20] et reprise par la norme [3].

La puissance moyenne reçue par une antenne parfaitement adaptée et efficace dans une CRBM bien brassée peut être exprimée par le produit de la densité

de puissance moyenne par la surface équivalente moyenne :

$$\langle P_r \rangle = \langle D_p \rangle \langle A_e \rangle \quad (4.19)$$

avec la densité de puissance moyenne : $\langle D_p \rangle = \frac{\langle E_T^2 \rangle}{120\pi}$

et la surface équivalente moyenne : $\langle A_e \rangle = \frac{\lambda^2}{8\pi}$

$$\langle P_r \rangle = \frac{\lambda^2}{960\pi^2} \langle E_T^2 \rangle \quad (4.20)$$

où $\langle P_r \rangle$ représente la puissance moyenne reçue par l'antenne et $\langle E_T^2 \rangle$ correspond à la valeur quadratique moyenne du champ total dans le VDT. λ est la longueur d'onde.

En appliquant à nouveau la propriété d'isotropie du champ dans le VDT sur un tour de brasseur, on obtient la relation (4.21) suivante :

$$\langle E_{x,y,z}^2 \rangle = \frac{1}{3} \langle E_T^2 \rangle = \frac{320\pi^2}{\lambda^2} \langle P_r \rangle \quad (4.21)$$

En exploitant à nouveau les propriétés des lois de distribution statistiques suivies par le module d'une composante de champ et sa valeur quadratique, puis en combinant les équations (4.21) et (4.17), on obtient finalement la relation suivante :

$$\langle |E_{x,y,z}| \rangle = \frac{4\pi}{\lambda} \sqrt{5\pi \langle P_r \rangle} \quad (4.22)$$

Rappelons que cette relation est établie pour une antenne adaptée en CRBM. Dans notre cas, on admettra que cette condition est satisfaite en moyenne par un monopole de longueur $\geq \lambda/4$.

4.3 Conditions des mesures

Cette phase de mesure a pour objectif de valider notre approche. Il s'agit donc de confronter les résultats issus de notre approche 'monopole' à ceux issus des méthodes usuelles qui sont :

- soit une mesure directe du champ E avec une sonde de champ E dans le VDT,
- soit une mesure indirecte via une antenne de référence adaptée, également installée dans le VDT.

Mais, avant de présenter les résultats de mesures et leur analyse, nous décrivons le protocole expérimental et les différents équipements utilisés.

Tous les résultats présentés sont obtenus avec un monopole de longueur $h_m = 1,5 \text{ cm}$ dont le choix a été justifié dans le paragraphe (3.2.2.4). Les valeurs moyennes sont calculées sur un tour de brasseur pour 90 valeurs prélevées.

Ces mesures sont réalisées avec un analyseur de réseau préalablement calibré pour compenser l'impact des connecteurs et des câbles sur les résultats. Les valeurs de champ correspondent à une puissance d'émission de 0 *dBm*. Pour couvrir une large bande passante à partir de 300 MHz, (fréquence proche de la fréquence basse utilisable de la CRBM), nous avons utilisé deux types d'antenne en fonction de leur bande passante : une log-périodique fonctionnant entre 230 MHz et 3 GHz et un cornet double ridge de bande passante 700 MHz - 18 GHz. La sonde de champ électrique qui va servir de référence dans une bande passante de 100 kHz à 3 GHz.

De ce fait nous avons adopté le découpage fréquentiel suivant :

- 300 MHz à 3 GHz : mesures avec l'antenne log-périodique
- 3 GHz à 6 GHz : mesures avec l'antenne cornet

Les expériences consistent à explorer N points de fréquence et pour chaque point, on mesure la puissance moyenne ou le champ électrique sur un tour complet du brasseur au moyen :

- d'un monopole disposé sur une paroi. Le monopole est placé ici à 1m des autres parois de la CRBM. En effet, des résultats décrits dans le chapitre 3, ont montré que le monopole doit être situé à une distance minimale de λ des autres parois afin d'éviter leur influence.
- d'une antenne log-périodique placée dans le volume de test.
- d'une antenne cornet double ridge placée dans le volume de test.
- d'une sonde de champ électrique dans le volume de test.

Une première campagne de mesures de puissance moyenne a été menée successivement avec une antenne log-périodique (figure 4.5) et une antenne cornet (figure 4.6) dans le VDT.

Une deuxième campagne de mesures a été menée avec le monopole disposé sur une paroi de la CRBM (figure 4.7) et une sonde de champ électrique (figure 4.8) placée dans le VDT.

Dans le cas des mesures avec la sonde de champ E, l'analyseur de réseau n'étant pas utilisable, nous avons utilisé un générateur de tension pour l'émission et un analyseur de spectre comme récepteur.

Pour se rapprocher des mesures avec l'analyseur de réseau, les pertes des câbles de mesure ont été mesurées et introduites dans le logiciel d'acquisition afin d'apporter les corrections nécessaires.

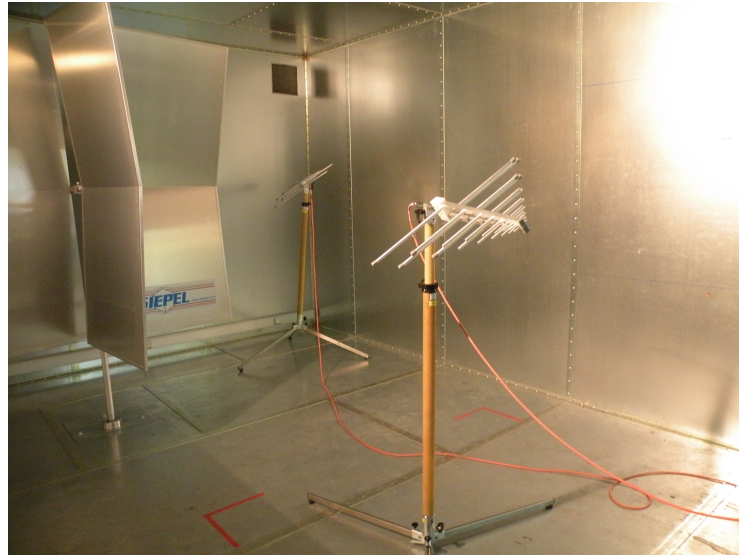


FIGURE 4.5 – Antenne log-périodique dans le VDT



FIGURE 4.6 – Antenne corne dans le VDT

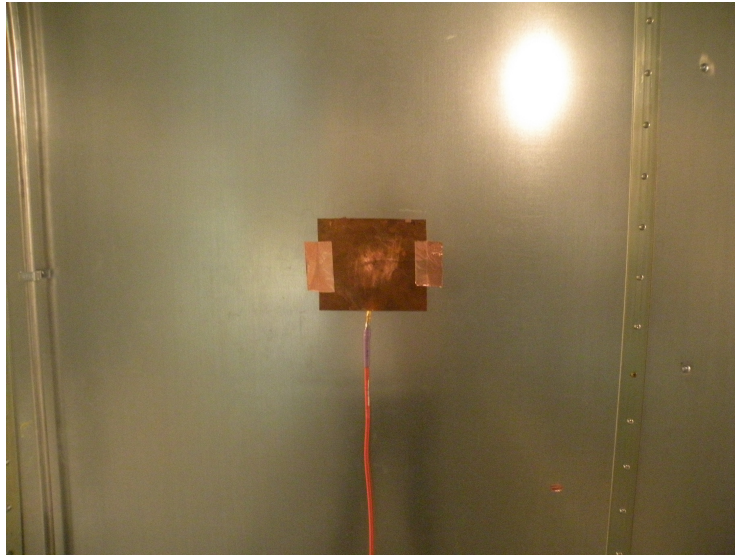


FIGURE 4.7 – Monopole disposé sur une paroi

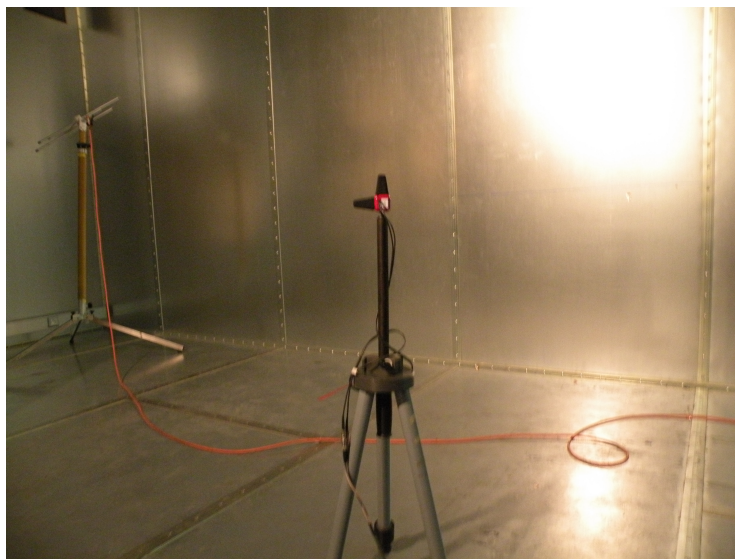


FIGURE 4.8 – Sonde de champ dans le VDT

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à la détermination du champ électrique dans la bande de fréquence 300 MHz à 3 GHz, bande passante de l'antenne log-périodique.

4.4 Champs estimés à partir de la puissance moyenne

Compte tenu des découpages imposés par les antennes, nous présentons les résultats entre 300 MHz et 3 GHz, puis entre 3 GHz et 6 GHz.

4.4.1 Bande fréquence 300 MHz - 3 GHz

La figure 4.9 montre les résultats obtenus dans une bande de fréquence de 300 MHz à 3 GHz. La courbe rouge correspond à la mesure d'une composante de champ réalisée dans le VDT avec une sonde de champ électrique. Les deux autres spectres représentent les résultats de l'estimation du champ électrique à partir des mesures de puissance réalisées avec l'antenne de référence log-périodique dans le VDT (courbe verte) et à l'aide du monopole sur une paroi (courbe bleue). Les résultats du monopole sont obtenus en appliquant la formule (4.18) dans laquelle la capacité C_m est donnée par la formule (4.10), soit $0,201 \text{ pF}$.

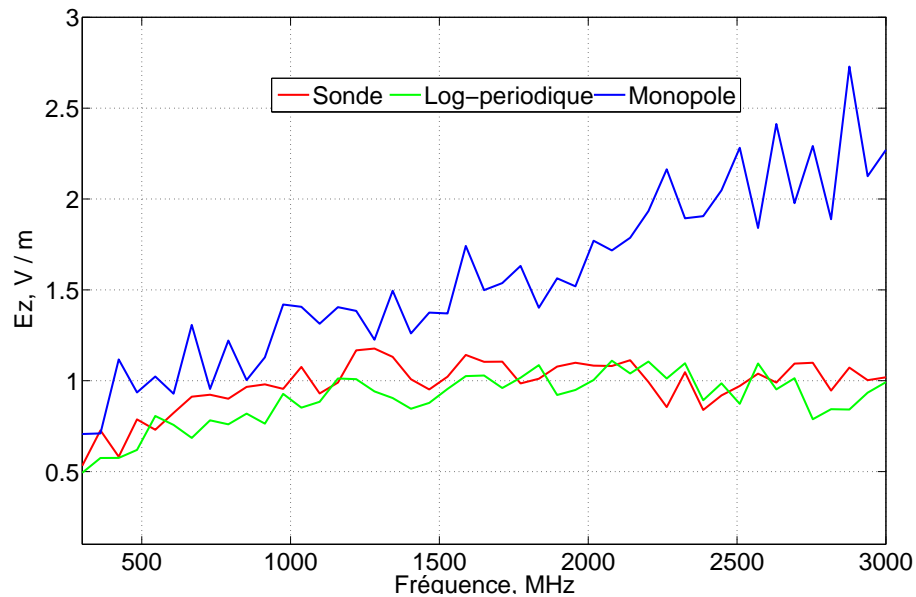


FIGURE 4.9 – Comparaison entre champ estimé dans le VDT (sonde et log-périodique) et sur la paroi (monopole)

L'analyse de ces résultats montre deux zones distinctes :

- Entre 300 MHz et 2 GHz : l'amplitude moyenne du champ électrique issue des mesures de puissance sur le monopole présente un écart moyen de l'ordre de 35 % par rapport à celle obtenue avec la sonde ou l'antenne

log-périodique. Cet écart est certainement lié à la valeur de la capacité calculée ici à l'aide de la formule (4.10). Pour vérifier cette hypothèse, nous allons procéder par la suite à la détermination expérimentale de cette capacité.

- Au-dessus de 2 GHz : l'amplitude du champ électrique issue des mesures avec le monopole est largement supérieure aux autres résultats, avec un écart croissant avec la fréquence, de 50 % à plus de 100 %. Dans cette zone, ce mauvais accord n'est pas surprenant, puisque la condition de monopole court n'est plus satisfaite.

L'écart constant observé jusqu'à environ 2 GHz à $h_m = \lambda/10$, peut provenir de l'estimation théorique de la capacité interne du monopole, qui dépend fortement de ses paramètres géométriques. Deux méthodes expérimentales sont utilisées pour déterminer la valeur de la capacité du monopole en basse fréquence ($h_m \leq \lambda/10$) :

- détermination indirecte en cellule TEM
- mesure directe avec un analyseur de réseau

4.4.1.1 Méthode indirecte : cellule TEM

La cellule TEM (La figure 4.10), enceinte fermée, repose sur le principe de ligne transmission triplaque, constituée de deux plans de masse intercalés par un conducteur central qu'on nomme habituellement le septum.



FIGURE 4.10 – Banc de mesure en cellule TEM

Dans cette cellule se propage une onde transverse électromagnétique (mode TEM). On suppose que la cellule est utilisée dans ses conditions normales de fonctionnement en mode TEM, qui sont :

- Fréquence de mesure inférieure à la fréquence maximale de fonctionnement TEM, cette fréquence est imposée par la longueur de la cellule,

- Cellule totalement adaptée en impédances c.à.d les impédances de charge et interne de l'instrumentation de mesure sont égales à l'impédance caractéristique de la cellule (généralement 50Ω .)

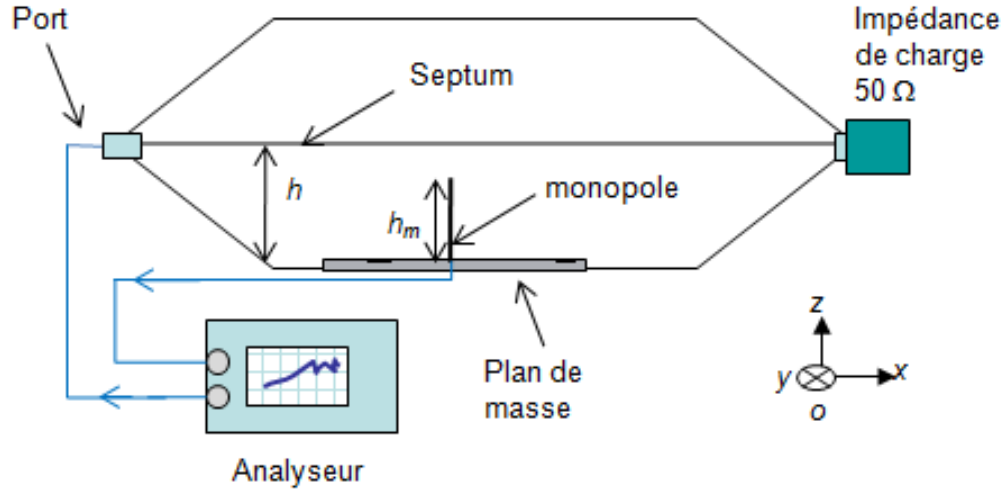


FIGURE 4.11 – Protocole de mesure

La cellule utilisée a une longueur de 3 m avec une largeur de $1,2 \text{ m}$. La hauteur du septum est $h = 0,6 \text{ m}$ et la fréquence maximale de fonctionnement TEM est de 100 MHz . La figure 4.11 montre le protocole de mesure de la tension induite sur un monopole.

L'onde générée par la source connectée à une extrémité de la cellule, possède les propriétés d'une onde plane se propageant suivant l'axe (Ox) avec une composante de champ électrique E_z perpendiculaire et une composante de champ magnétique H_y parallèle au plan de masse. Au centre de la cellule, le champ électrique est calculé en fonction de la tension appliquée V_0 et de la distance h entre le septum et le plan de masse, soit :

$$E_0 = \frac{V_0}{h} \quad (4.23)$$

Pour $V_0 = 1 \text{ V}$ et $h = 0,6 \text{ m}$, on a $E_0 = 1,66 \text{ V/m}$.

La tension induite aux bornes du récepteur Z_e est donnée par l'expression (4.24) suivante :

$$V = h_{ef} E_0 \left| \frac{Z_e}{Z_e + Z_m} \right| \quad (4.24)$$

Comme en basse fréquence c.à.d $h_m < \lambda/4$, la hauteur effective est égale à $h_m/2$ et si l'impédance du récepteur Z_e est négligeable devant l'impédance

du monopole Z_m (car Z_m est réduite à celle de la capacité du monopole), la tension V s'exprime alors :

$$V = \frac{h_m}{2} E_0 \left| \frac{Z_e}{Z_m} \right| \quad (4.25)$$

A partir de (4.25) et en posant $Z_m = \frac{1}{jC_{exp}\omega}$, on peut déterminer la valeur de la capacité expérimentale du monopole par la relation suivante :

$$C_{exp} = \frac{2V}{E_0 h_m Z_e \pi \omega} \quad (4.26)$$

où $Z_e = 50 \Omega$ dans notre cas.

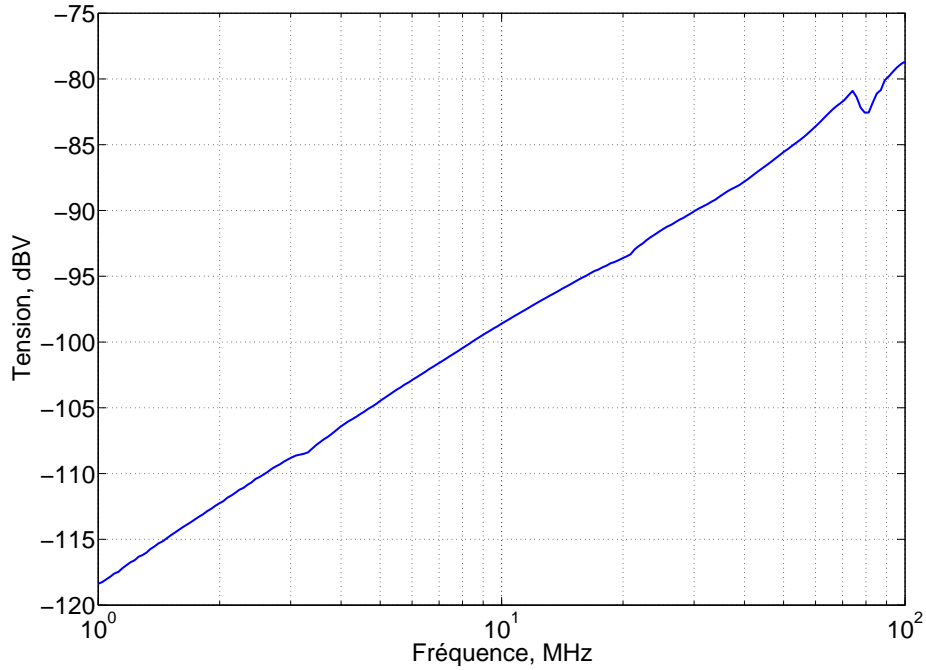


FIGURE 4.12 – Mesure avec une cellule TEM

La figure 4.12 présente la tension reçue par le monopole sur une bande de fréquence de 1 MHz à 100 MHz. Nous reportons sur le tableau 4.2 les valeurs de la capacité calculées et expérimentales déduites à partir de cette tension mesurée par le monopole dans la cellule de TEM pour 3 points de fréquence.

Fréquence (MHz)	$C_{exp}(pF)$	$C_m(pF)$	$\frac{C_{exp}}{C_m}$
20	0,266	0,2010	1,32
40	0,265	0,2010	1,32
60	0,273	0,2010	1,35

TABLE 4.2 – Comparaison entre les valeurs de la capacité expérimentales C_{exp} et théoriques C_m

Ainsi, on peut constater que les valeurs de la capacité mesurées sont supérieures à celle de la capacité théorique. De ce fait, nous devons faire une correction de la valeur de la capacité théorique par un facteur qui vaut :

$$\frac{C_{exp}}{C_m} \approx 1.33 \quad (4.27)$$

Compte tenu de la valeur très faible de la capacité, nous avons utilisé une autre méthode pour vérifier ce résultat.

4.4.1.2 Méthode directe : à l'analyseur de réseau

La mesure est réalisée avec un seul port d'un analyseur de réseau afin d'estimer l'impédance du monopole. La figure 4.13 montre la configuration de cette mesure.

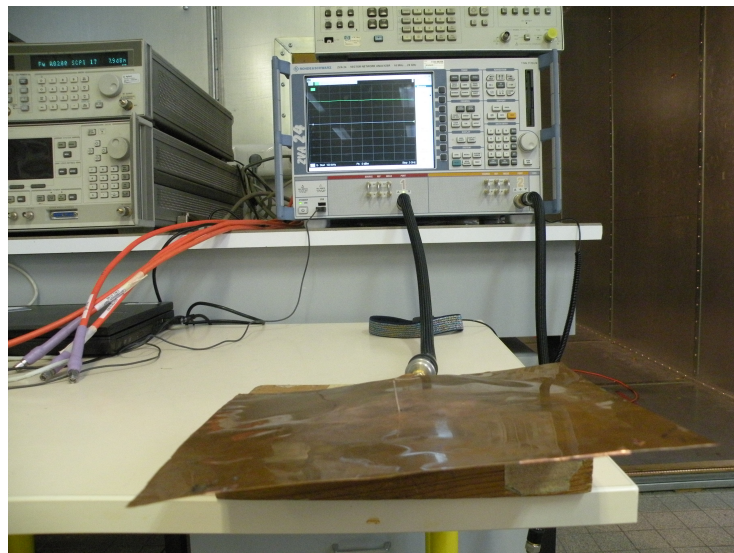


FIGURE 4.13 – Mesure de l'impédance du monopole

Cependant, la conception du monopole ne permet pas de réaliser un calibrage direct à la base du monopole. En effet, ce monopole n'est pas alimenté direc-

tement via une embase mais plutôt à travers un câble rigide de longueur 10 *cm*, comme nous montre la figure 4.14.

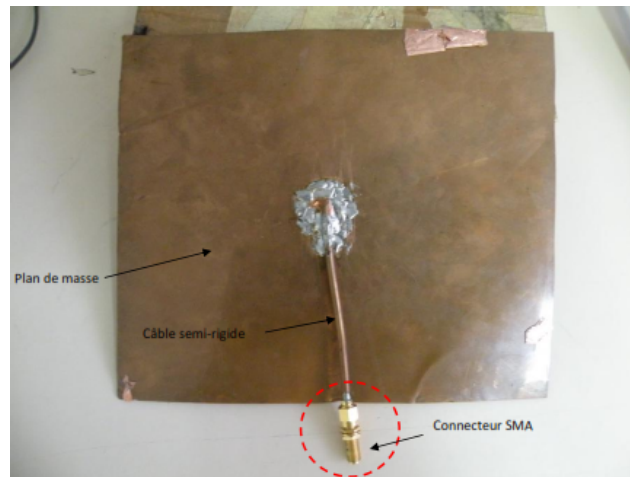


FIGURE 4.14 – Vue arrière du monopole

Dans cette condition, nous avons fait le calibrage avec un câble semi-rigide de même longueur et sans le monopole, afin de soustraire de la mesure la contribution de ce semi rigide de 10 *cm*.

La figure 4.15 montre l'impédance mesurée en entrée du monopole, impédance de laquelle on déduit la capacité.

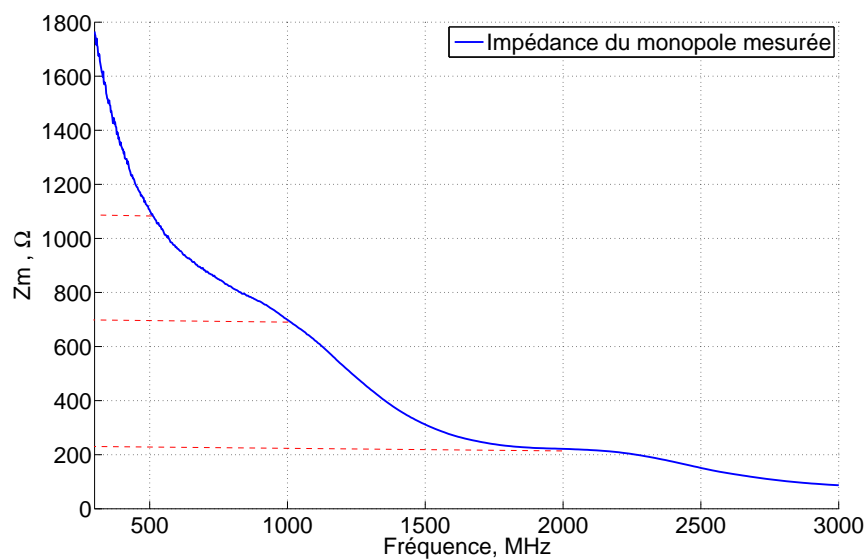


FIGURE 4.15 – Module de l'impédance mesurée du monopole

On reporte dans le tableau 4.3, les valeurs de la capacité déduites de ces mesures pour 3 points de fréquence.

Fréquence (MHz)	$Z_m(\omega)$	$C_{exp}(pF)$
500	1100	0,36
1000	695	0,29
2000	221	0,289

TABLE 4.3 – Estimation de la valeur expérimentale de la capacité du monopole

On constate une assez bonne correspondance entre les résultats issus des deux méthodes de mesure de la capacité. Ces résultats confirment donc ce que nous supposions à savoir que la valeur réelle de la capacité est plus importante que celle estimée par la formule (4.10). En effet l'effet capacitif de l'extrémité du monopole a pour effet de rallonger virtuellement sa longueur [49].

Par la suite, nous avons donc utilisé une valeur moyenne de la capacité égale à 0.32 pF dans les formules de calcul du champ. La figure 4.16 montre l'effet de cette correction sur les résultats de l'amplitude du champ électrique estimé par la relation (4.18) à partir des mesures précédentes (représentées sur la figure 4.9 sans correction).

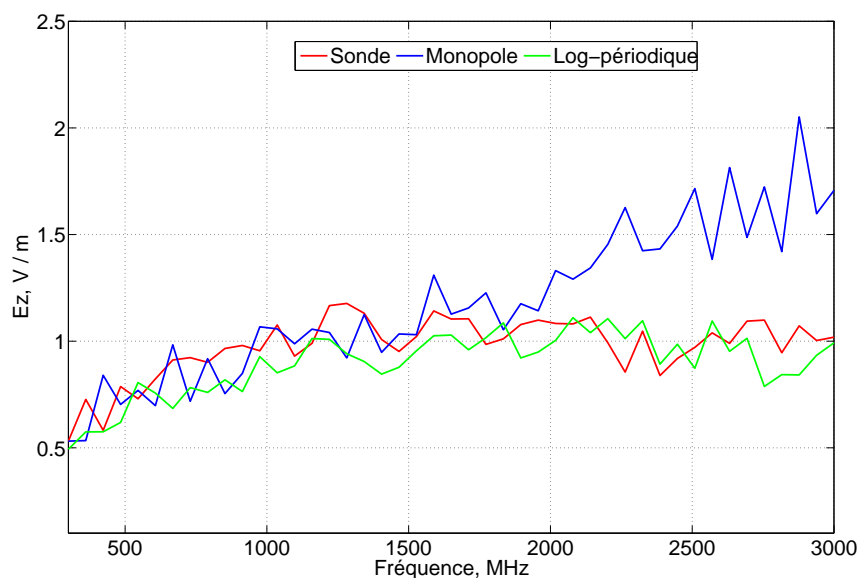


FIGURE 4.16 – Moyenne du champ mesurée dans le VDT (log-périodique et sonde) et sur la paroi (monopole)- valeurs corrigées

L'analyse de la figure 4.16 montre deux parties.

La courbe bleue correspond l'estimation du champ à partir de la valeur mesurée de la capacité du monopole. Les courbes rouge et verte représentent les valeurs du champ électrique issues des méthodes de mesure directe (sonde) et indirecte (log-périodique).

- zone 1 : Aux fréquences inférieures à 2 GHz ($h_m \leq \lambda/10$), on voit que les spectres se suivent avec un écart relatif moyen inférieur à 10 % par rapport à la sonde, prise comme référence.
- En revanche au-dessus 2 GHz la divergence reste importante, car il s'agit d'une zone pour laquelle le monopole n'est plus court et pas encore électriquement long. En effet, la fréquence de résonance théorique du monopole se situant autour de 5 GHz, l'hypothèse du monopole court n'est plus satisfaite au dessus de 2 GHz et l'approximation de l'impédance interne du monopole par une capacité n'est plus valable non plus.

4.4.2 Bande fréquence 3 GHz à 6 GHz

Dans cette partie, nous présentons le résultat de la détermination du champ électrique dans la bande passante de 3 GHz à 6 GHz. La figure 4.17 montre ces résultats issus des mesures de la puissance moyenne reçue par le monopole sur la paroi (spectre en bleu) et une antenne cornet (spectre en rouge) dans le VDT.

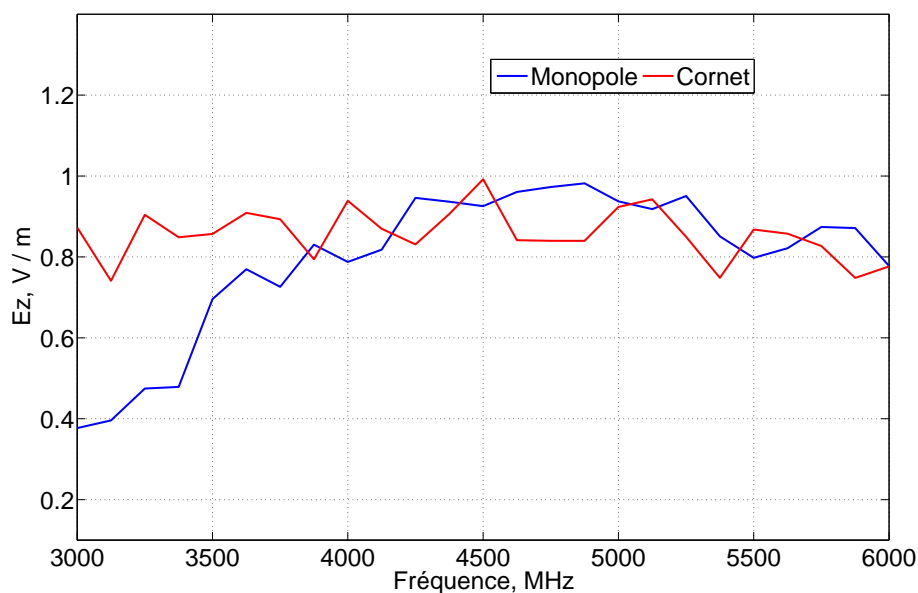


FIGURE 4.17 – Spectres de la moyenne du champ dans le VDT (cornet) et sur la paroi (monopole supposé électriquement long)

De nouveau, deux zones peuvent être remarquées :

- Entre 3 GHz et 4 GHz ,on observe une divergence entre les résultats , car il s’agit d’une zone pour laquelle le monopole n’est plus court et pas encore électriquement long.
- Au dessus 4 GHz, les deux caractéristiques fluctuent autour d’un même comportement moyen, avec un écart relatif moyen inférieur à 5%, ce qui valide le résultat du monopole.

4.4.2.1 En résumé

Nous avons regroupé tous les résultats sur la figure 4.18.

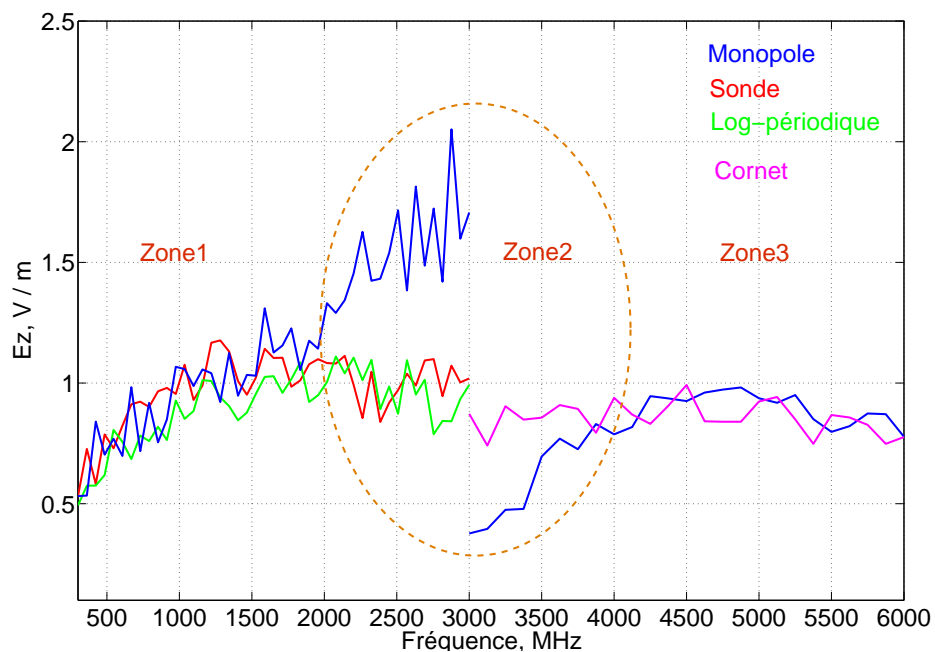


FIGURE 4.18 – Spectres de la moyenne du champ dans le VDT et sur la paroi : 300 MHz à 6 GHz

Il apparait une zone de fréquence entre 2 GHz et 4 GHz dans laquelle les résultats du monopole sont en total désaccord avec les autres. Ces bornes correspondent approximativement aux conditions $h_m \geq \lambda/10$ et $h_m \leq \lambda/4$. Dans ce cas, le monopole n’est plus électriquement court, (donc, la formule (4.18) n’est plus valable) et pas encore électriquement long (donc la formule (4.22) n’est pas applicable non plus). C’est ce qui explique aussi que l’on n’a pas la même valeur du champ à 3 GHz avec le monopole. D’après ces résultats, il convient donc d’étudier et d’apporter des corrections sur les résultats de mesure dans cette plage de fréquences (zone 2) désignée zone intermédiaire

4.5 Correction de la zone intermédiaire

Dans cette section, nous présentons deux méthodes de correction des résultats de mesure pour la zone intermédiaire, définie précédemment et dans laquelle on observe un écart très important entre les résultats issus des mesures sur une paroi avec un monopole et ceux issus des antennes de référence ou de la sonde dans le VDT. Pour cela, nous allons utiliser une méthode analytique et une méthode expérimentale.

4.5.1 Méthode analytique

La correction consiste à calculer analytiquement l'impédance d'entrée et la hauteur effective du monopole puis à les intégrer dans les relations de l'estimation du champ électrique. En effet, dans cette zone, la résistance de rayonnement n'est plus forcément négligeable et le modèle simplifié d'une capacité ne suffit plus pour représenter l'impédance du monopole.

4.5.1.1 Impédance interne du monopole

D'une façon générale, l'impédance du monopole peut être calculée par les expressions données en annexe A3. Mais nous utiliserons des développements asymptotiques de ces formules valables pour un monopole de longueur [48][51][52] ; lorsque $h_m \geq \lambda/4\pi$, (c.à.d pour $f \geq \frac{c}{4\pi h_m} \simeq 1,5$ GHz dans le cas étudié) [42].

$$Z_m = \frac{73}{2} \Omega \left| \frac{a + jb}{c + jd} \right| \exp j \left(\text{atan} \frac{b}{a} - \text{atan} \frac{b}{c} \right) \quad (4.28)$$

avec

$$a = 0.5[\cos(kh_m)(Si(4kh_m) - 2Si(2kh_m)) + \sin(kh_m)Cin(4kh_m)] \quad (4.29)$$

$$b = -\Omega \cos(kh_m) - 0.5[\cos(kh_m)(Cin(4kh_m) - 2Cin(2kh_m)) - \sin(kh_m)Si(4kh_m)]$$

$$c = \Omega \sin(kh_m) + 0.5 \cos(kh_m)(4Si(2kh_m) - Si(4kh_m)) + 0.5 \sin(kh_m)(2Cin(2kh_m) - Cin(4kh_m)) + 4 \log(2) \quad (4.30)$$

$$d = 0.5[\cos(kh_m)(Cin(4kh_m) - 4Cin(2kh_m)) + \sin(kh_m)(2Si(2kh_m) - Si(4kh_m))]$$

où Si et Cin représentent respectivement les fonctions sinus et cosinus intégral lorsque $2kh_m > 1$, on a :

$$Si(x) = \frac{x}{2} - \frac{\cos(x)}{x} \quad (4.31)$$

et

$$Cin(x) = 0.5772 + \log(x) - \frac{\sin(x)}{x} \quad (4.32)$$

avec k le vecteur d'onde et Ω .

$$\Omega = 2 \log \left(\frac{2h_m}{d_m} \right) \quad (4.33)$$

Nous avons représenté sur la figure 4.19 la variation de l'impédance du mo-

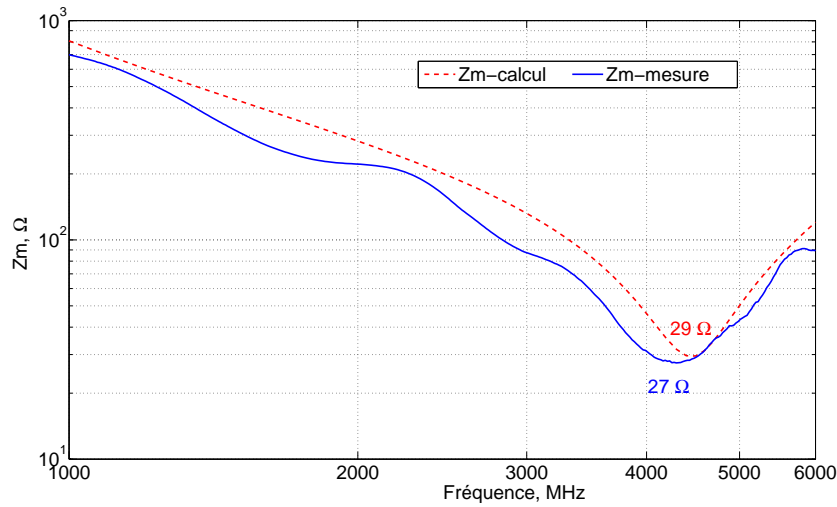


FIGURE 4.19 – Évolution de l'impédance interne du monopole en fonction de la fréquence

nopole en fonction de la fréquence. La mesure de l'impédance du monopole a été effectuée avec un analyseur de réseau. Le résultat obtenu est comparé avec celui calculé par la relation (4.28)).

Un accord satisfaisant entre les résultats de mesure et de calcul est obtenu. Il est intéressant de noter que les deux caractéristiques présentent une impédance Z_m réelle, de valeur égale et proche de 30Ω au voisinage de la fréquence de résonance.

4.5.1.2 Hauteur effective

La hauteur effective n'est plus simplement égale à $h_m/2$ et vaut [18] :

$$h_{ef} = \frac{1}{k \sin kh_m} (\cos kh_m - 1) \quad (4.34)$$

4.5.1.3 Application dans la zone intermédiaire

D'une façon générale, on peut calculer une composante de champ électrique à partir de la puissance moyenne reçue par le monopole au moyen de l'expression suivante :

$$\langle |E_z| \rangle = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \sqrt{\frac{\langle P_r \rangle}{Z_e + \langle h_{ef}^2 \rangle}} |Z_e + Z_m| \quad (4.35)$$

La figure 4.20 présente les résultats de l'estimation du champ électrique à partir des mesures de puissance avec un monopole sur une paroi et une antenne adaptée dans le VDT. Les calculs sont faits selon (4.28) et (4.34). Ainsi, nous remarquons une diminution de l'écart entre ces courbes mais qui reste quand même important de l'ordre de 10 à 20 %.

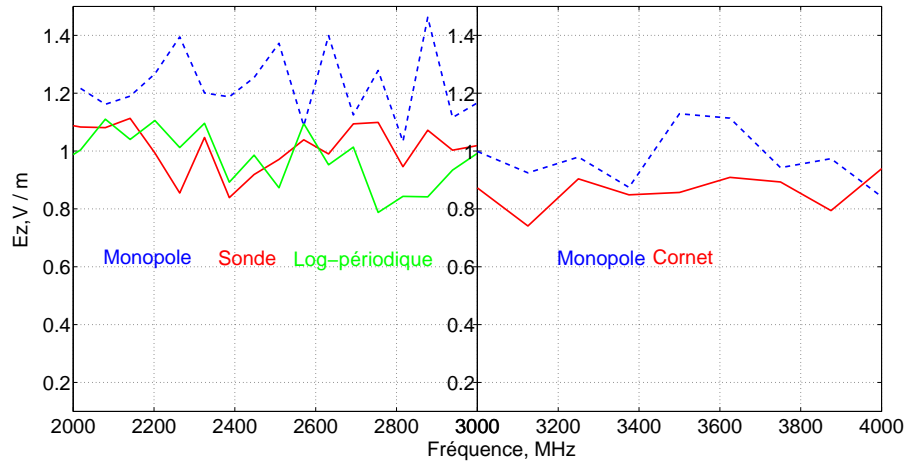


FIGURE 4.20 – Correction entre 2 GHz et 4 GHz

Cet écart peut être dû aux approximations introduites dans les relations théoriques de l'impédance du monopole et de la hauteur effective, c'est pourquoi une méthode expérimentale est proposée.

4.5.2 Méthode expérimentale

La méthode expérimentale consiste à étalonner le monopole par rapport à une antenne de référence adaptée de type log-périodique ou cornet. Pour ce faire, nous allons rechercher un facteur correctif F_{cor} qui se définit en dB comme la différence entre la puissance P_{mon} mesurée à l'aide du monopole et la puissance P_r mesurée par l'antenne de référence soit :

$$F_{cor}(dB) = P_{mon}(dBm) - P_r(dBm) \quad (4.36)$$

À partir de ce facteur, la puissance moyenne que mesurerait une antenne adaptée peut être déterminée par la relation (4.37) suivante :

$$P_{cmes}(dBm) = P_{mes}(dBm) - F_{cor}(dB) \quad (4.37)$$

où $P_{mes}(dBm)$ puissance mesurée par le monopole.

On note que cette procédure permet ensuite l'utilisation de la relation classique d'une antenne adaptée (l'équation 4.22) sur toute la bande de fréquence considérée. La figure 4.21 montre l'allure de cette fonction F_{cor} pour le monopole de 1,5 cm. On voit qu'autour de $\lambda/2\pi$ c.à.d à 4 GHz, F_{cor} tend vers 0 dB, montrant la condition de surdimensionnement et donc l'adaptation du monopole.

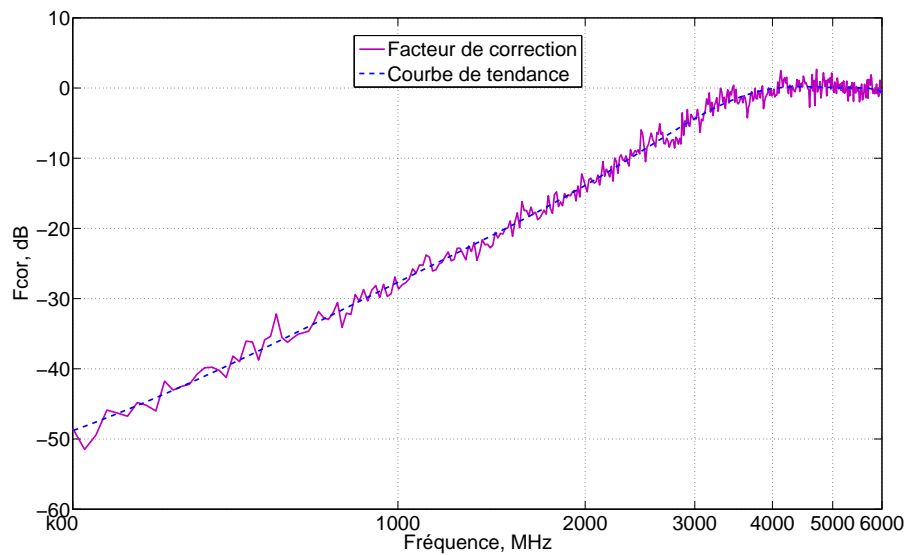


FIGURE 4.21 – Facteur de correction

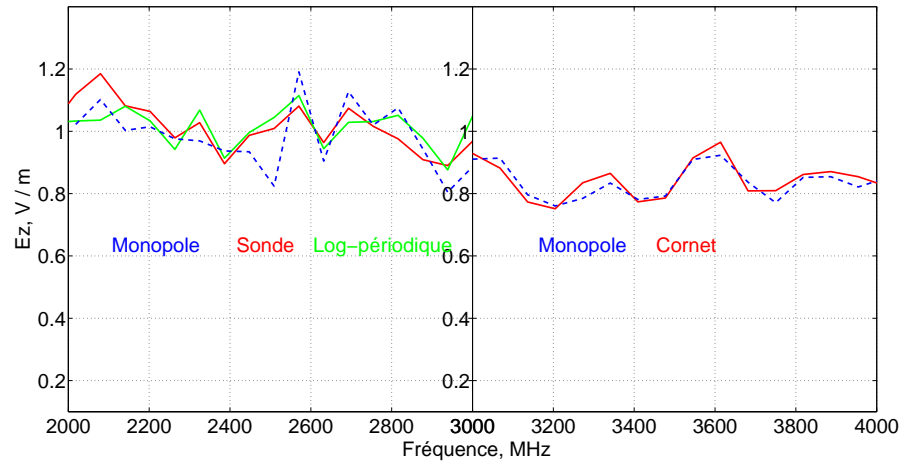


FIGURE 4.22 – Correction entre 2 GHz et 4 GHz

Les résultats de la figure 4.22 montrent l'effet de cette correction.

La courbe bleue montre le résultat de la correction de l'estimation du champ issu des mesures par un monopole sur une paroi. Les spectres rouge et vert correspondent respectivement à la mesure d'une composante de champ dans le VDT au moyen d'une sonde de champ électrique et des antennes de référence log-périodique et cornet. Les résultats montrent une très bonne concordance entre les résultats issus de mesure du champ électrique dans le VDT (mesure directe : sonde) ou estimés à partir de la puissance moyenne mesurée (mesure indirecte : log-périodique et cornet) et ceux issus des mesures sur les parois. Cette méthode devrait donc être privilégiée dans la pratique.

4.6 Résumé sur toute la bande de fréquence

Un monopole de hauteur h_m peut donc être utilisé pour déterminer la valeur du champ électrique dans une CRBM à partir de mesures de puissance sur les parois sur une large bande de fréquence selon le découpage fréquentiel suivant :

- Zone 1 ($h_m \leq \lambda/10$) : zone pour laquelle le monopole est électriquement court : l'impédance interne du monopole est équivalente à celle d'une capacité, l'estimation du champ à partir de mesures avec le monopole est en bon accord avec les résultats issus des capteurs conventionnels (antennes, sonde)
- Zone 2 ($\lambda/10 \leq h_m \leq \lambda/4$) : zone intermédiaire pour laquelle le monopole n'est électriquement ni court ni long. Cette plage de fréquence nécessite une correction de l'écart des mesures dû d'une part à l'esti-

mation de l'impédance du monopole et d'autre part à l'incertitude du dimensionnement du monopole.

- Zone 3 ($h_m \geq \lambda/4$), zone pour laquelle l'expérience montre que le monopole peut être considéré comme électriquement long. Dans ces conditions, le monopole peut être considéré comme une antenne pratiquement adaptée et le niveau de champ moyen estimé avec le monopole présente une très bonne convergence avec le champ moyen estimé par les antennes standard adaptées large bande.

. Dans le paragraphe suivant, nous présentons une application expérimentale de l'approche développée.

4.7 Application de la méthode de mesure

Dans ce paragraphe, nous présentons une application de la procédure alternative.

Dans la norme [3], comme cela a été rappelé au paragraphe 1.3.4 le calcul de l'écart type en dB permet d'évaluer l'uniformité du champ dans le VDT ainsi que l'isotropie de l'environnement électromagnétique de la chambre.

Dans le cas de notre approche, pour s'approcher de la procédure normalisée, les 8 positions de mesures du champ dans le VDT sont remplacées par 8 positions de mesures sur une paroi. Les 3 composantes du champ électrique mesurées par la sonde sont simulées par 3 monopoles disposés sur 3 parois différentes orthogonales.

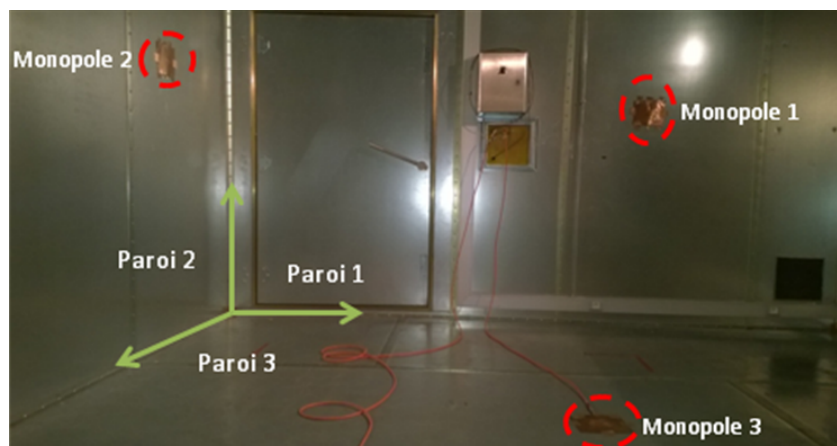


FIGURE 4.23 – Disposition des monopoles

Nous avons limité une surface de $2 m^2$ sur chacune des parois. Les points de relevés de mesure sont espacés de 50 cm afin d'éviter toute corrélation des résultats obtenus entre les différents points de mesure. Chaque point est

également situé à une distance minimale de 1 *m* des parois, du brasseur et de l'antenne d'émission. La norme préconise d'évaluer le maximum de chaque composante du champ E_x , E_y et E_z sur un tour de brasseur.

Ceux-ci sont normalisés par rapport à la racine carrée de la puissance injectée. La chambre satisfait aux conditions d'homogénéité du champ si l'écart type pour les 3 composantes de champ et l'écart type de l'ensemble des données sont inférieurs au seuil de tolérance imposée par la norme. On rappelle que les expressions de l'écart type sont définies dans le paragraphe 1.3.4 et rappelées ici :

$$\sigma_{8(dB)} = 20 \log \left(\frac{\sigma_8 + \langle E_8 \rangle}{\langle E_8 \rangle} \right) \quad (4.38)$$

$$\sigma_{dB} = 20 \log \left(\frac{\sigma_{24} + \langle E_{24} \rangle}{\langle E_{24} \rangle} \right) \quad (4.39)$$

On rappelle que la valeur moyenne d'une composante du champ peut être calculée par la relation classique d'une antenne adaptée rappelée ci-dessous :

$$\langle P_r \rangle = \frac{\lambda^2}{320\pi^2} \langle E_{x,y,z}^2 \rangle \quad (4.40)$$

$$\langle |E_{x,y,z}|^2 \rangle = \frac{320\pi^2}{\lambda^2} \langle P_r \rangle \quad (4.41)$$

Dans le cas d'une composante maximale du champ, on peut déterminer son expression à partir de la relation 4.40, en considérant que : $\langle |E_{x,y,z,max}| \rangle = E_{x,y,z,max}$, de même pour la puissance $\langle P_{rmax} \rangle = P_{rmax}$, on peut écrire le champ maximal en fonction de la puissance maximale par la relation suivante :

$$E_{x,y,z,max} = \sqrt{\frac{320\pi^2}{\lambda^2} \langle P_{rmax} \rangle} \quad (4.42)$$

d'où

$$E_{x,y,z,max} = \frac{8\pi}{\lambda} \sqrt{5P_{rmax}} \quad (4.43)$$

avec P_{rmax} puissance maximale que mesurerait une antenne adaptée. où P_{rmax} est déterminée par la relation suivante :

$$P_{rmax} = \frac{P_{maxmes}}{F_{cormax}} \quad (4.44)$$

avec P_{maxmes} puissance mesurée par le monopole, F_{cormax} est le facteur correctif et peut être déterminé en utilisant les puissances moyennes ou maximales, comme nous montre la figure 4.24.

Cette figure montre les mêmes caractéristiques entre F_{cormax} et F_{cormoy} pour le monopole de 1,5 cm.

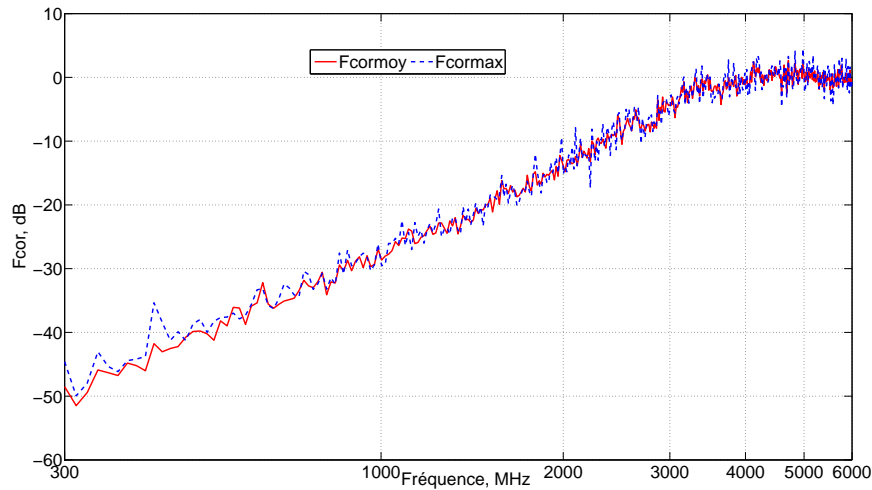


FIGURE 4.24 – Facteur correctif calculé en valeurs moyenne et maximale

Les mesures sont réalisées dans la bande de fréquence 100 MHz à 3 GHz (45 points de fréquence) et avec un analyseur de réseau utilisé en émission et en réception. Les valeurs de puissances maximales sont mesurées sur un tour de brasseur pour 50 positions du brasseur dans la bande de fréquence considérée. Les monopoles sont positionnés successivement sur 8 points dans une surface de $2 m^2$ sur chacune des parois. Pour chaque position, nous avons déterminé le champ maximal électrique à l'aide de la relation 4.43.

Pour valider le protocole, nous avons tout d'abord vérifié la reproductibilité des mesures de puissance maximale corrigée reçue par les monopoles sur les trois parois de la CRBM dans la bande de fréquence étudiée.

Les résultats sont représentés sur les courbes de la figure 4.25 et comparés avec une mesure de référence effectuée avec une antenne log-périodique placée dans le VDT.

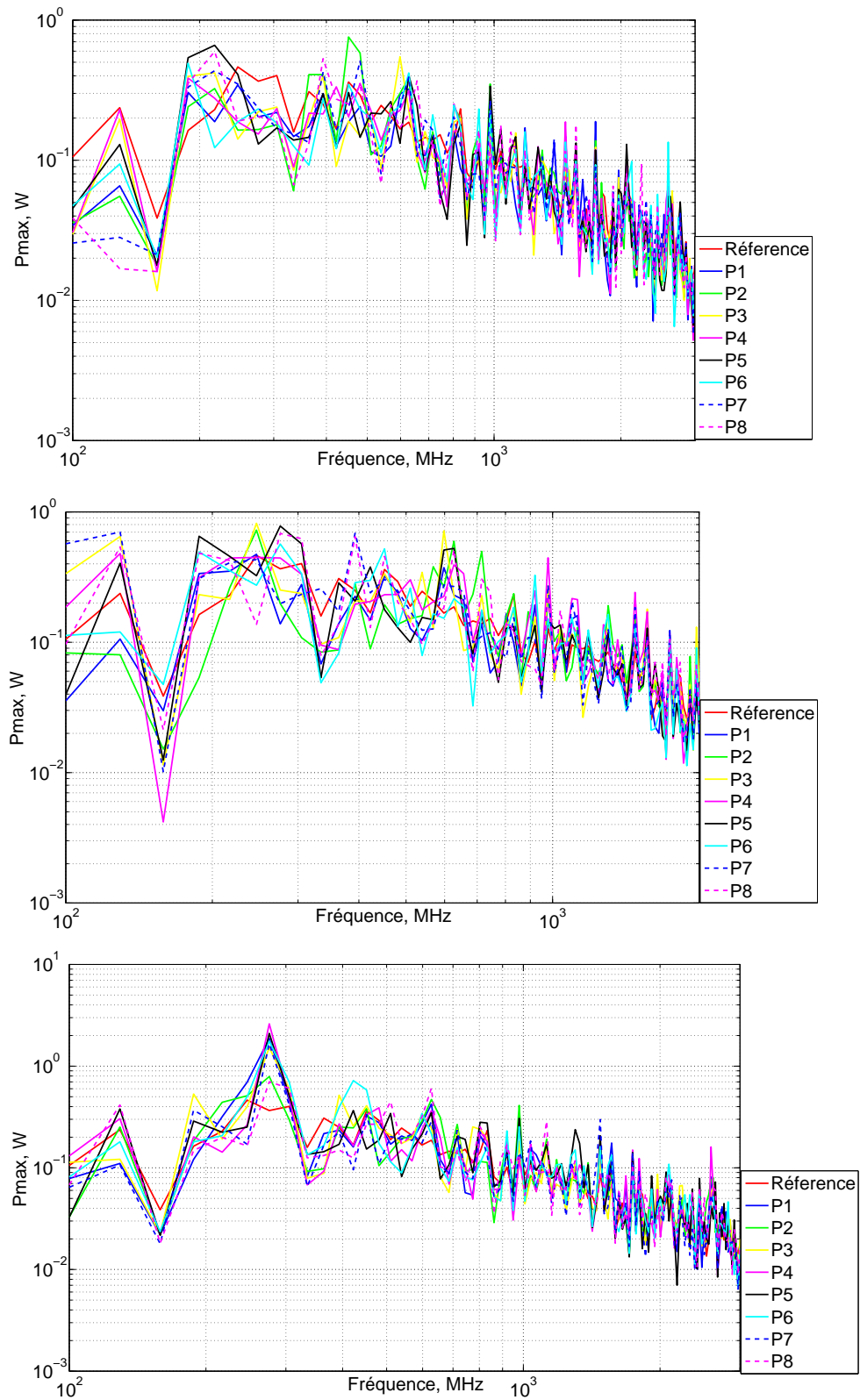


FIGURE 4.25 – Puissance moyenne reçue par un monopole corrigée avec le facteur $F_{cor_{max}}$ de correction

On peut observer que les puissances maximales mesurées avec les monopoles sur les parois sur un tour de brasseur, montrent une bonne concordance avec le résultat de mesure issu de l'antenne de référence.

Examinons ensuite, les amplitudes maximales du champ électrique estimées à partir de ces puissances maximales corrigées.

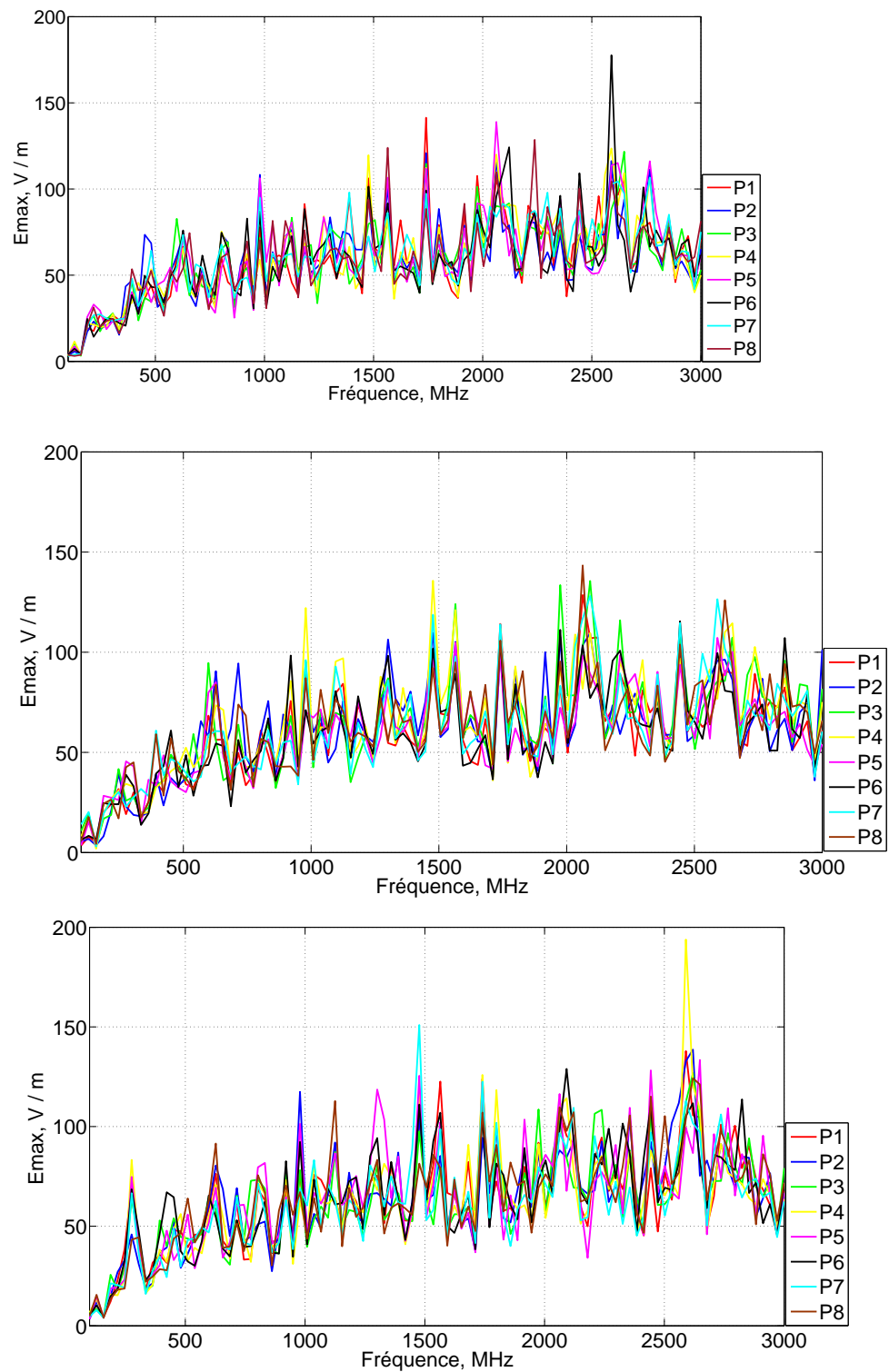


FIGURE 4.26 – Amplitudes du champ électrique normalisées estimées à partir des puissances maximales mesurées sur les 3 parois, en 8 emplacements du monopole

Nous avons représenté sur la figure 4.26, les amplitudes maximales du champ électrique obtenues à partir de la relation (4.43) mais normalisées par rapport à la puissance injectée. On peut observer une bonne concordance entre les résultats issus des mesures de différentes parois. Pour évaluer l'uniformité du champ obtenu avec la procédure alternative, l'écart type est calculé selon la procédure de calibrage décrite par la norme en 8 positions sur chacune des parois. Le résultat est présenté sur la figure 4.27; la courbe en marron sur cette figure correspond au gabarit imposé la norme.

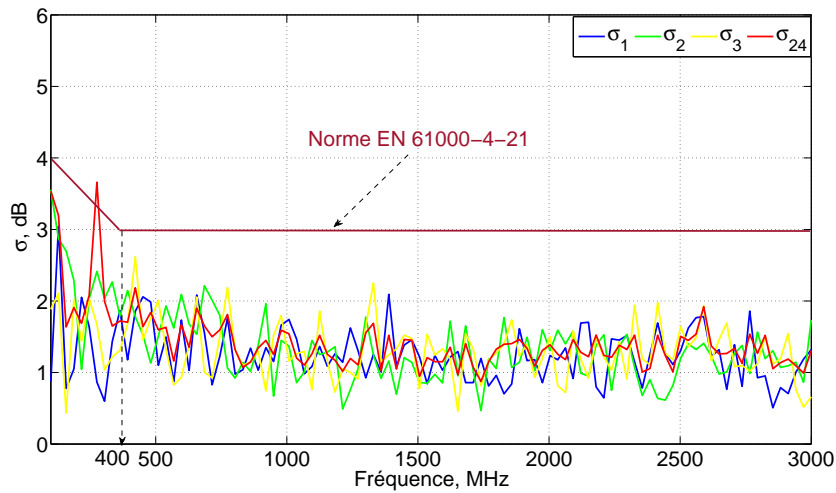


FIGURE 4.27 – Écart type des composantes du champ électrique mesurées avec des monopoles

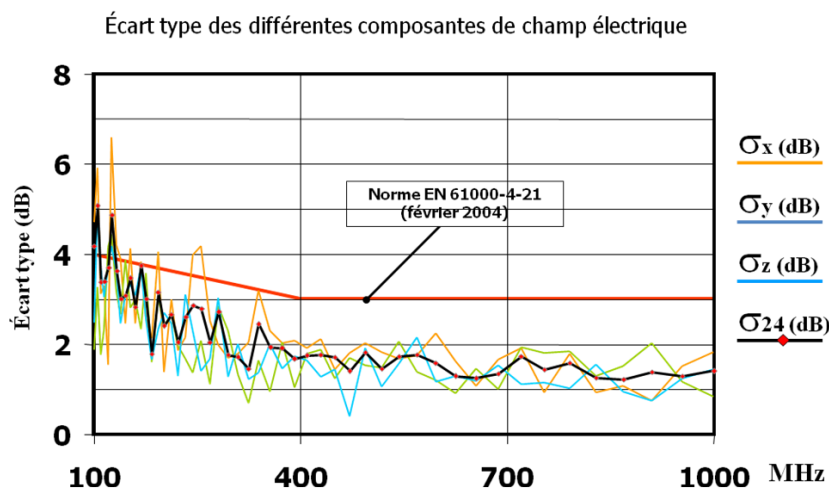


FIGURE 4.28 – Écart type des composantes de champ électrique selon la norme EN 61000-4-21

Ces résultats sont à comparer à ceux obtenus avec la procédure normative reportés sur la figure 4.28. On voit que le niveau d'uniformité issu des mesures sur les parois suit le gabarit imposé par la norme pour les protocoles usuels (courbe marron). Les courbes issues des deux méthodes de mesures présentent les mêmes évolutions. Dans le tableau ci-après, nous regroupons le temps de mesure total obtenu lors d'un essai de calibration avec la procédure classique et avec la méthode alternative présentée dans ces travaux.

	Temps total de l'essai
Méthode classique	48 heures
Méthode alternative	3 heures

TABLE 4.4 – Comparaison du temps de mesure entre la méthode classique et la méthode alternative

Le tableau 4.4 montre la pertinence de cette méthode qui permet de diminuer considérablement le temps de mesure lors de la phase de calibration de la chambre. La durée totale de mesure est divisée par 16.

4.8 Conclusion

Dans un premier temps, nous avons présenté dans ce chapitre une méthode de détermination du champ électrique dans le volume de test d'une CRBM à partir de la puissance moyenne mesurée aux bornes d'un monopole placé

sur une paroi. La confrontation des résultats de cette approche avec ceux des procédures usuelles utilisant soit une sonde de champ E (mesure directe), soit une antenne standard adaptée large bande (mesure indirecte) placée dans le volume de test a montré une très bonne concordance. Les modèles simplifiés de la réponse d'un monopole de longueur h_m , ont montré leur limite d'application dans une zone de fréquence telle que $\lambda/10 \leq h_m \leq \lambda/4$, zone dans laquelle les écarts les plus importants par rapport aux mesures de référence ont été observés. Les méthodes de correction proposées ont permis de ramener ces écarts de plus 100% (avant correction) à moins de 10%.

Puis, nous avons réalisé la validation de cette méthode par une application au protocole de calibrage de la chambre vide. Les résultats sont très encourageants et montrent que notre méthode est adaptée pour caractériser l'environnement électromagnétique du VDT à partir de mesures effectuées sur les parois à l'aide de ces monopoles courts.

Cette approche simple, économique et d'encombrement insignifiant peut donc être utilisée pour évaluer la valeur du champ électrique dans le VDT durant la phase de calibrage ou pour évaluer la modification apportée par la présence du dispositif à tester lors des mesures de CEM.

Conclusion générale

Le travail effectué durant cette thèse constitue une contribution à l'étude de méthodes alternatives pour la caractérisation de l'environnement électromagnétique d'une chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM).

Dans un premier temps, nous avons rappelé le principe de fonctionnement et les paramètres de caractérisation de la CRBM. Nous avons ensuite situé les problèmes de charge de la chambre réverbérante par l'équipement sous test (EST) lors des essais d'immunité ou d'émission rayonnées. Pour ce faire, nous avons abordé le protocole d'étalonnage de la chambre et montré que cette phase d'étalonnage de la chambre est relativement longue et lourde. De plus, la nécessité de caractériser systématiquement les effets de charge de l'équipement sous test pendant tout essai, oblige à installer en permanence une antenne de référence de mesure de puissance dans le volume de test (VDT). Ceci implique un problème d'encombrement dans certaines chambres dans lesquelles leur zone uniforme est limitée. Cela conduit au besoin de développer une alternative complémentaire aux procédures actuelles d'étalonnage qui :

- est simple et rapide
- fournit des indicateurs statistiques et quantitatifs exploitables pour les essais.
- couvre une large bande de fréquence.

Un développement analytique du champ électromagnétique dans une CRBM a été effectué. Ceci a permis de décrire les aspects théoriques de l'environnement électromagnétique à l'intérieur de la chambre réverbérante et de montrer que cet environnement peut être caractérisé par des grandeurs mesurées sur les parois. La faisabilité de caractérisation d'une chambre à partir de mesures sur les parois est donc démontrée et nous proposons de la réaliser au moyen de capteurs de champ électriquement petits, c.à.d d'interaction insignifiante vis-à-vis de son environnement.

L'objectif étant de valider l'approche analytique par une méthode expérimentale, nous nous sommes ensuite focalisés sur les mesures de puissance dans le VDT et au voisinage d'une paroi de la CRBM. Ainsi, nous avons mis en place des dipôles et monopoles pour mesurer les différentes composantes du champ électrique. Après avoir effectué différentes mesures avec un dipôle, plusieurs conclusions importantes ont été retenues :

- l'existence d'une corrélation entre l'environnement dans le volume de test et celui près des parois
- une mesure près des parois permet de caractériser les effets de charge apportés par l'équipement sous test

Les expériences réalisées ont certes montré la faisabilité de la méthode proposée mais l'utilisation d'un dipôle près des parois s'est révélée problématique. En effet, il n'est pas simple de positionner un dipôle perpendiculairement à une paroi et la solution proposée est donc d'utiliser un monopole équivalent dont le plan de masse est constitué sur la paroi.

Dans la dernière partie de cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'évaluation de l'amplitude du champ électrique dans le VDT à partir de la puissance moyenne mesurée par un monopole court installé sur une paroi. En effet, lors d'un étalonnage préalable de la chambre, le protocole classique propose l'évaluation de l'écart type des composantes maximale du champ électrique mesurées dans le VDT. Cela nous impose donc de définir la correspondance entre le champ électrique et la puissance reçue par un monopole.

Pour ce faire, nous avons étudié les caractéristiques de ce monopole en fonction du rapport de sa longueur et la longueur d'onde du signal injecté. Puis, nous établissons en fonction de ce rapport l'estimation de l'amplitude moyenne du champ électrique au point de mesure à partir de la puissance moyenne reçue par ce monopole disposé sur une paroi. Nous avons ensuite validé ces résultats en effectuant des comparaisons avec des résultats obtenus à partir de mesures réalisées avec des antennes de référence installées dans le VDT.

Ces confrontations ont permis de montrer que la méthode proposée présente une limite d'application dans une zone de fréquence, que nous avons appelé zone intermédiaire. C'est une zone dans laquelle ce monopole n'est ni court et ni électriquement long. Pour y remédier, deux méthodes de corrections ont été appliquées. Et enfin, nous avons testé l'approche proposée par une procédure d'étalonnage de l'uniformité du champ dans le VDT à l'aide du calcul de l'écart type du champ électrique estimé à partir de la puissance maximale reçue par ce monopole. Les résultats obtenus se sont avérés très encourageants dans la bande de fréquence considérée.

La méthode de caractérisation développée durant cette thèse présente plusieurs avantages :

- sa facilité de mise en œuvre et son faible coût.
- son implantation en permanence sur les parois.
- la faible interaction avec l'équipement sous test.
- libération du volume de test (VDT) de la présence des antennes de référence.
- la rapidité des mesures.
- la large bande de fréquence couverte.

Les travaux présentés dans cette thèse constituent une première étape prometteuse d'une nouvelle approche de la caractérisation de l'environnement électromagnétique d'une CRBM et conduire à des compléments de la norme. En effet la poursuite de ce travail peut se faire dans plusieurs directions :

D'abord on pourrait envisager des mesures sur différentes chambres réverbérantes, afin de vérifier la reproductibilité des mesures et de constituer une base de comparaison.

Ensuite, il serait intéressant d'effectuer une analyse plus poussée sur les lois de distribution, notamment à l'aide des tests d'ajustement tel que Kolmogorov-Smirnov.

De plus, on pourrait envisager de tester la méthode sur différents types de brassages (électronique ou parois mobiles).

Et enfin, l'automatisation de la chaîne de mesure avec l'utilisation des convertisseurs RF pour obtenir simultanément les réponses des monopoles disposés sur l'ensemble des parois de la chambre réverbérante.

Toutes ces études complémentaires pourraient constituer une base d'amélioration de la norme en permettant le calibrage sur les parois.

Annexe A1 : Facteur de charge de l'équipement sous test

Vérification de la charge maximale de la chambre :

Cette étape consiste à vérifier si l'uniformité du champ dans la chambre est affectée par l'introduction d'un équipement sous test (EST).

La norme [3] impose de refaire l'évaluation de cette uniformité dans des conditions de charge simulées. Pour cela, il faut déterminer le seuil de charge maximum, en calculant d'abord :

- le facteur d'étalonnage Fe_{vide} de l'antenne de référence placée dans le VDT dans la chambre vide pour chaque fréquence de calibrage donné par :

$$Fe_{vide} = \left\langle \frac{\langle P_{rvide} \rangle}{P_0} \right\rangle \quad (4.45)$$

- Ensuite, la chambre est chargée avec des absorbants dans le VDT, le facteur d'étalonnage Fe_{charge} de l'antenne de la chambre chargée s'écrit :

$$Fe_{charg} = \left\langle \frac{\langle P_{rcharg} \rangle}{P_0} \right\rangle \quad (4.46)$$

La détermination du facteur de charge s'effectue en faisant le rapport entre le facteur d'étalonnage de l'antenne dans la chambre vide et de celui dans la chambre chargée, soit ;

$$Fch = \frac{Fe_{vide}}{Fe_{charge}} \quad (4.47)$$

La norme préconise qu'un facteur de charge Fch égal à 16 (soit proche de 12 dB) est considéré comme un facteur de charge nominal.

La chambre est considérée comme chargée, si les écarts types σ des composantes de champ électrique mesurées aux 8 sommets du VDT comme cela est décrit au paragraphe (1.3.4) dépassent le seuil de 3 dB autorisé. Dans ce cas, il faut réduire le taux de remplissage de la chambre et l'évaluation des effets de la charge doit être répétée, jusqu'à obtenir le critère d'uniformité du champ acceptable (c'est à dire $\sigma < 3 \text{ dB}$).

Vérification de la charge avec l'équipement sous test

L'équipement sous test est placé dans le volume de test de la chambre précédemment calibrée. La procédure [3] précise bien les conditions d'installation de l'EST dans la chambre. Le facteur de charge de la chambre avec l'EST (F_{EST}) peut être déterminé par le rapport entre le facteur d'étalonnage de la chambre $F_{e_{cf}}$ avec l'équipement sous test (relation 4.46), la charge étant constituée maintenant par l'EST et le facteur d'étalonnage à vide $F_{e_{vide}}$ (relation 4.45) pour chaque fréquence d'étalonnage :

$$F_{EST} = \frac{F_{e_{cf}}}{F_{e_{vide}}} \quad (4.48)$$

Le facteur de charge avec l'EST ne doit pas dépasser le facteur de charge défini dans la relation (4.47). Si l'uniformité est affectée, il faut renouveler la phase d'évaluation de l'uniformité du champ en présence de l'équipement sous test. Dans cette phase de vérification de calibrage, d'autres paramètres peuvent être déterminés, comme la constante de temps de réponse de la chambre et le facteur de qualité de la chambre en présence de l'équipement sous test.

Annexe A2 : Composantes du champ magnétique dans une CRBM

Champ magnétique en un point quelconque de la CRBM :

$$\begin{aligned}
 \vec{H}_x &= -2H_i \cos \theta \cos(kz \cos \theta) \exp(-jkx \sin \theta) \vec{X} \\
 \vec{H}_y &= 2H_i \cos(kz \cos \theta) \exp(-jkx \sin \theta) \vec{Y} \\
 \vec{H}_z &= -2jH_i \sin \theta \sin(kz \cos \theta) \exp(-jkx \sin \theta) \vec{Z}
 \end{aligned} \tag{4.49}$$

Valeurs quadratiques moyennes des champ magnétiques :

$$\begin{aligned}
 |H_x|^2 &= |H_T|^2 \cos^2(\theta) \cos^2(kz \cos \theta) \\
 |H_y|^2 &= |H_T|^2 \cos^2(kz \cos \theta) \\
 |H_z|^2 &= |H_T|^2 \sin^2(\theta) \sin^2(kz \cos \theta)
 \end{aligned} \tag{4.50}$$

On a posé que $4 |H_i|^2 = |H_T|^2$.

On obtient :

$$\begin{aligned}
 \langle |H_x|^2 \rangle &= \langle |H_T^2| \rangle \left| \frac{1}{6} + \frac{1}{2} \frac{\sin(2kz)}{2kz} - \frac{1}{(2kz)^2} \left(\frac{\sin(2kz)}{(2kz)} - \cos(2kz) \right) \right| \\
 \langle |H_y|^2 \rangle &= \langle |H_T^2| \rangle \left| \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{\sin(2kz)}{2kz} \right| \\
 \langle |H_z|^2 \rangle &= \langle |H_T^2| \rangle \left| \frac{1}{3} - \frac{1}{(2kz)^2} \left(\frac{\sin(2kz)}{(2kz)} - \cos(2kz) \right) \right|
 \end{aligned} \tag{4.51}$$

Répartition de l'énergie entre TE et TM :

$$\begin{aligned}
 \langle |H_{tan}|^2 \rangle &= \langle |H_T^2| \rangle \left| \frac{2}{3} + \frac{\sin(2kz)}{2kz} - \frac{1}{2(2kz)^2} \left(\frac{\sin(2kz)}{(2kz)} - \cos(2kz) \right) \right| \\
 \langle |H_{nor}|^2 \rangle &= \langle |H_T^2| \rangle \left| \frac{1}{3} - \frac{1}{(2kz)^2} \left(\frac{\sin(2kz)}{(2kz)} - \cos(2kz) \right) \right|
 \end{aligned}$$

A grande distance des parois :

$$\langle |H_{tan}|^2 \rangle = \langle |H_{nor}|^2 \rangle = \frac{1}{3} \langle |H_T|^2 \rangle \quad (4.52)$$

A proximité des parois :

$$\langle |H_{tan}|^2 \rangle = \frac{2}{3} \langle |H_T|^2 \rangle \quad (4.53)$$

$$\langle |H_{nor}|^2 \rangle = 0 \quad (4.54)$$

Annexe A3 : Calcul de la résistance de rayonnement

Pour un dipôle, le puissance moyenne rayonnée s'écrit :

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{1}{2} \Re(E \times H^*) \\
 &= \frac{1}{2\eta} |E_\theta|^2 \\
 W &= \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right]^2
 \end{aligned} \tag{4.55}$$

Puissance totale rayonnée par l'antenne :

$$P_{ray} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W r^2 \sin \theta d\theta d\phi \tag{4.56}$$

$$P_{ray} = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right]^2 d\theta \tag{4.57}$$

$$\begin{aligned}
 P_{ray} &= \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \left(C + \ln(kl) - C_i(kl) \right. \\
 &\quad + \frac{1}{2} \sin(kl) \times [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) \times \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right)
 \end{aligned} \tag{4.58}$$

Avec $C = 0.5772$ constante Euler , $C_i(x)$ et $S_i(x)$ représentent le cosinus et sinus intégrales :

$$\begin{aligned}
 C_i(x) &= - \int_x^\infty \frac{\cos y}{y} dy \\
 &= \int_\infty^x \frac{\cos y}{y} dy
 \end{aligned} \tag{4.59}$$

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin y}{y} dy \quad (4.60)$$

Résistance rayonnement :

$$R_r = \frac{2P_r}{|I_0|^2} \quad (4.61)$$

$$\begin{aligned} R_r &= \frac{\eta}{2\pi} \left(C + \ln(kl) - C_i(kl) \right. \\ &+ \frac{1}{2} \sin(kl) \times [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \\ &+ \left. \frac{1}{2} \cos(kl) \times \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right) \end{aligned}$$

Bibliographie

- [1] E. E. DONALDSON, F.R. WILLIAM, D.W. ROBERTSON, J.A. WOODY,
Field measurements made in an enclosure, Proceedings of the IEEE, 66,
464-472 (1978). (Cité en page 6.)
- [2] E. E. CHARLES, JR. MALING, C. GEORGE,
*Reverberation room qualification for determination of sound power of
sources of discrete frequency sound*, The Journal of the Acoustical Society
of America, 54, 935-949, (1973). (Cité en page 6.)
- [3] IEC. EN 61000-4-21 ,
Testing and measurements techniques, Electromagnetic compatibility
(EMC) Part 4, (February 2004). (Cité en pages 2, 6, 12, 20, 22, 23,
44, 74, 80, 88, 90, 96, 115, 129 et 130.)
- [4] E.J. BORGSTROM,
EMC requirements for avionics : RTCA/DO-160e, Interference Techno-
logy, 1, 1-7, (2004). (Cité en pages 6 et 20.)
- [5] S. MAZZOLA,
*MIL-STD-461 : The basic military EMC specification and it's evolution
over the years*, Systems, Applications and Technology Conference, LI-
SAT'09. IEEE Long Island, 1-5, (2009). (Cité en page 6.)
- [6] M. ROMAN, V.Z ROBERT,
Passive field uniformity enhancement in reverberation chambers, AFRI-
CON IEEE, 1-6, (2011). (Cité en page 6.)
- [7] C. L. HOLLOWAY, D.A. HILL, J. LADBURY, G. KOEPKE, R. GARZIA,
*Shielding effectiveness measurements of materials using nested reverberation
chambers*, Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on,
45, 2, 350-356, (2003). (Cité en page 6.)
- [8] LAGROYE, ISABELLE AND AL,
Les effets du Wi-Fi : les résultats des études réalisées au laboratoire IMS.
(Cité en page 6.)
- [9] HARIMA, KATSUSHIGE,
*Development of reverberation chamber for accurate measurements of mobile
phones and mobile phone antennas*, (2004). (Cité en page 6.)

- [10] HEGGE, NIELS AND ORLENIUS, CHARLIE AND KILDAL, PER-SIMON, *Development of reverberation chamber for accurate measurements of mobile phones and mobile phone antennas*, (2004). (Cité en page 6.)
- [11] EL HAFFAR, MOUSTAFA AND REINEIX, ALAIN AND GUIFFAUT, CHRISTOPHE AND ADARDOUR, AZIZ, *Reverberation chamber modeling using the FDTD method*, Advances in Computational Tools for Engineering Applications, ACTEA'09. International Conference on, IEEE, 151-156,2009. (Cité en page 6.)
- [12] J.J. ELY, V. SANDRA AL, *Radiated Emissions From a Remote-Controlled Airplane—Measured in a Reverberation Chamber*, (2011). (Cité en page 6.)
- [13] O. DELANGRE, , *Caractérisation et modélisation du canal radio en chambre réverbérante*, Thèse Doctorat Univ Lille1 et Univ Libre de Bruxelles, (2008). (Cité en page 6.)
- [14] H. FRÉDÉRIC, *Analyse du comportement électromagnétique des chambres réverbérantes à brassage de modes par l'utilisation de simulations numériques*, Thèse Doctorat Univ Lille1, (2001) . (Cité en pages 8 et 10.)
- [15] F.LEFERINK, D. BOERLE, F. SOGTOEN, G. HEIDEMAN, W.V ETTENN, *In situ EMI measurements using a vibration intrinsic reverberation chamber*,Proc. 14th Int. Zurich Symp. and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility. Zurich, Switzerland : Swiss Federal Inst. Techol. Zurich, 653–658, (2001). (Cité en page 8.)
- [16] F.LEFERINK, *Using reverberation chambers for EM measurements*,Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM), International Conference on, IEEE, 1-5, (2010) (Cité en pages xii et 8.)
- [17] F. LEFERINK, V. ETTEN , *The Vibrating Intrinsic Reverberation Chamber* , IEEE Tr. on EMC, (2001). (Cité en pages xii et 8.)
- [18] N. LAMBLAIN, *Etude du brassage électronique de modes en chambre réverbérante appliqué aux mesures d'immunité électromagnétique*, Thèse Doctorat Univ Lille1 , (1996). (Cité en pages 10, 96 et 111.)
- [19] D.A. HILL, *Electromagnetic fields in cavities*, (2009). (Cité en pages 12 et 16.)
- [20] J. LADBURY, G. KOEPKE, GALEN, D. CAMEL, *Evaluation of the NASA Langley Research Center mode-stirred chamber*, facility NIST technical note,1508, 1-282, (1999) . (Cité en pages viii, 13, 57 et 96.)

- [21] P. DEGAUQUE AND A. ZEDDAM,
Compatibilité électromagnétique 2 des concepts de base aux applications,
Collection technique et scientifique des télécommunications, (Septembre
2007) . (Cité en pages 14 et 15.)
- [22] S. BARANOWSKI, L. KONÉ, B. DÉMOULIN, M. CAUTERMAN,
*Les chambres réverbérantes à brassage de modes : expériences et théorie
sous maquette 2D*, (2003). (Cité en page 16.)
- [23] D. A. HILL,
Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers,
Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, 40, 3, 209-217,(
1998). (Cité en pages 16 et 76.)
- [24] C LEMOINE,
*Contribution à l'analyse statistique des mesures en chambre réverbérante
à brassage de modes*, Thèse Doctorat Université Européenne de Bretagne,
(2008). (Cité en pages 17, 18 et 19.)
- [25] S. C SI AHMED,
*Contribution à l'étude du coefficient de qualité d'une chambre réverbé-
rante à brassage de modes*,Thèse Doctorat Univ Lille1 , (Mars 2001) (Cité
en page 23.)
- [26] J. M. DUNN,
Local, high-frequency analysis of the fields in a mode-stirred chamber,
IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 32, 1, 53-58, (1990).
(Cité en pages 26, 27 et 39.)
- [27] D. A. HILL,
Boundary fields in reverberation chambers, Electromagnetic Compatibi-
lity, IEEE Transactions on, 47, 2, 281-290, (2005). (Cité en pages 27, 30
et 31.)
- [28] L. R. ARNAUT ,
Electromagnetic reverberation near a perfectly conducting boundary, IEEE
Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 48, n2, pp. 359-371, May
2006. (Cité en page 29.)
- [29] A. SOMANI, S. GORLA, M. MAGDOWSKI, R. VICK,
Measurement of boundary fields in a reverberation chamber, EMC Europe
York, IEEE, (2011). (Cité en pages xii et 30.)
- [30] M. MAGDOWSKI, R. VICK, M. AIDAM,
*Alternative field leveling and power control of immunity tests in a re-
verberation chamber*, Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE),
International Symposium on, IEEE, 1-6, (2012). (Cité en pages xii, 30
et 31.)

- [31] C. HOLLOWAY, D. SANDRONI, M. LADBURY, J. CODER, J. KOEPKE, A. G. MARVIN,
Use of reverberation chambers to determine the shielding effectiveness of physically small, electrically large enclosures and cavities, (2008). (Cité en pages xii, 31 et 32.)
- [32] P. F. COMBES,
Micro-ondes : Lignes, guides et cavités : cours et exercices, Dunod, (1996). (Cité en page 33.)
- [33] T. BÉCHERRAWY,
Electromagnétisme équations de Maxwell, propagation et émission, Lavoisier, (2012). (Non cité.)
- [34] G. CHARTIER,
Manuel d'optique, Hermes, (1997). (Non cité.)
- [35] B. DÉMOULIN, P. BESNIER,
Les chambres réverbérantes en électromagnétisme, SIAM J. (2010). (Cité en page 91.)
- [36] A. IBRAHIM IGUEH, L. KONÉ, S. BARANOWSKI, A. IBRAHIM IDRIS ,
Estimation du champ électrique dans une CRBM à partir de la puissance moyenne mesurée par un monopole, CEM Rennes, (juillet 2016). (Cité en page 91.)
- [37] M. NDOYE,
Étude de capteur de courant surfacique et comparaison avec des mesures de champ électromagnétique dans une CRBM., Rapport de stage, Polytech'Lille, (2012). (Cité en page 49.)
- [38] FCC,
Fisher Custom Comunication, 20603 Earl Street, Torrance , CA90503. (Cité en pages xii et 50.)
- [39] C.A. BALANIS,
Advanced engineering electromagnetics, Wiley Online Library, 111, (2012). (Cité en page 51.)
- [40] D.G. FANG,
Antenna theory and microstrip antennas, CRC Press, (2009) (Cité en page 51.)
- [41] YI. HUANG, K. BOYLE,
Antennas : from theory to practice, John Wiley and Son, (2008). (Non cité.)
- [42] J.D. KRAUS, R.J. MARHEFKA,
Antenna for all applications, Upper Saddle River, NJ : McGraw Hill, (2002). (Cité en page 110.)

- [43] M. KANDA,
Standard probes for electromagnetic field measurements, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 41, 10, 1349-1364, (1993). (Cité en pages 55 et 94.)
- [44] M. L. CRAWFORD, G. H. KOEPKE,
Design, evaluation, and use of a reverberation chamber for performing electromagnetic susceptibility/vulnerability measurements, US Department of Commerce, National Bureau of Standards, (1986). (Cité en page 57.)
- [45] D. WARIN,
Exploitation de l'environnement électromagnétique généré dans une chambre réverbérante à brasseur de modes pour l'évaluation du seuil de dysfonctionnement de circuits intégrés, Thèse Doctorat Univ Lille1, (1996) (Cité en page 59.)
- [46] L. KONÉ, A. IBRAHIM, S. BARANOWSKI, ,
Recherche de protocoles de caractérisation d'une CRBM à partir de mesures pratiquées sur les paroi, CEM Clermont-Ferrand, (juillet 2014). (Non cité.)
- [47] C. A. BALANIS,
Antenna theory : analysis and design, John Wiley and Sons, (2016). (Cité en pages 55, 92 et 93.)
- [48] F. LEFERINK,
Fast, broadband, and high-dynamic range 3-D field strength probe, IEEE transactions on electromagnetic compatibility, 55, 6, 1015-1021, (2013). (Cité en page 110.)
- [49] G. DUBOST,
Propagation libre et guidée des ondes électromagnétiques rayonnement, Masson, Paris, (1981). (Cité en page 107.)
- [50] D. A. HILL, AND J.M.LADBURY,
Spatial-correlation functions of fields and energy density in a reverberation chamber, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 44, 1, 95-101, (2002). (Non cité.)
- [51] E. HALLEN,
Electromagnetic theory, (1962). (Cité en page 110.)
- [52] R. W.P KING, G. J. FIKIORIS, R. B. MACK,
Cylindrical antennas and arrays, Cambridge University Press, (2002). (Cité en page 110.)