



HAL
open science

Contribution aux méthodes de mesure de rendement d'antenne. Caractérisation par "ULB Wheeler Cap" et via le retournement temporel en chambre réverbérante

Gwenn Le Fur

► **To cite this version:**

Gwenn Le Fur. Contribution aux méthodes de mesure de rendement d'antenne. Caractérisation par "ULB Wheeler Cap" et via le retournement temporel en chambre réverbérante. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Rennes 1, 2009. Français. NNT: . tel-00469361

HAL Id: tel-00469361

<https://theses.hal.science/tel-00469361>

Submitted on 1 Apr 2010

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

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



THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1
sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne

pour le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1
Mention : Traitement de signal et Télécommunications

Ecole doctorale Matisse

présentée par

Gwenn LE FUR

préparée à l'unité de recherche IETR (UMR 6164)
Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes
UFR Sciences et Propriétés de la Matière

**Contribution aux
méthodes de mesure
de rendement
d'antenne**

**Caractérisation par
"ULB Wheeler Cap" et via
le retournement temporel
en chambre réverbérante**

**Thèse soutenue à Rennes
le 19 novembre 2009**

devant le jury composé de :

Serge TOUTAIN

Professeur à Polytech Nantes

Lluis JOFRE

Professeur à l'UPC, Barcelone/ *rapporteur*

Cyril LUXEY

Professeur à l'Université de Nice Sophia-Antipolis/
rapporteur

Marta MARTINEZ-VAZQUEZ

Docteur - Ingenieur IMST GmbH / *examineur*

Ala SHARAIHA

Professeur à l'Université de Rennes 1 - IETR /
directeur de thèse

Philippe BESNIER

Chargé de Recherche CNRS (HDR) / *co-directeur
de thèse*

Christophe DELAVEAUD

Docteur Ingénieur – CEA-LETI Grenoble / *invité*

Jean-François PINTOS

Ingénieur – Thomson R&D Rennes / *invité*

*“When you can measure what you are speaking about,
and express it in numbers,
you know something about it”*

Lord Kelvin

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier messieurs Lluis Jofre et Cyril Luxey d'avoir accepté de rapporter ce manuscrit et fournit des remarques objectives et constructives. Merci également à Marta Martinez-Vazquez, Serge Toutain, Christophe Delaveaud et Jean-François Pintos pour leurs présences en tant qu'examineurs.

Je remercie bien évidemment Ala Sharaiha pour sa direction de thèse dans laquelle il a su me faire découvrir le monde de la recherche à travers un enseignement discret tout en se rendant disponible et efficace. Un grand merci également à Philippe Besnier pour son encadrement amical, professionnel et judicieux. J'ai en effet beaucoup appris sur le juste positionnement qu'un chercheur doit adopter au cours de ses travaux pour servir au mieux les avancées technologiques.

Un grand merci, d'autant plus important qu'il est malheureusement trop rare au quotidien, aux secrétaires, au mécanicien et à la mécanicienne pour leurs réalisations précises et indispensables au bon déroulement de cette thèse. Je pense en particulier à Sandrine Jaffredo-Evenot et Laurent Cronier qui sont des pièces maitresses (mais heureusement non mécaniques !) de la recherche antennaire au sein de l'IETR. Un rictus malicieux pour Laurent Le Coq et ses mesures de pointe saupoudrées d'humour ainsi qu'un merci chaleureux pour Joelle Drouet dont le rôle dépasse amplement celui du secretariat.

Ces trois années de thèse se révèlent courtes et agréables en compagnie d'une joyeuse équipe de doctorants et permanents contribuant à la bonne ambiance de travail. Je pense par ailleurs aux membres du conseil des doctorants et à mes amis proches.

Un remerciement tout naturel va à ma famille qui a su se montrer intéressée, curieuse et confiante malgré sa vision floue de mes travaux. Enfin, un tendre merci s'adresse à Line et à la fin peu ordinaire de ma rédaction.

Merci à vous, lecteurs, qui êtes arrivés au bout cette page et bonne lecture ...

Grenoble, le 6 décembre 2009

Table des matières

Introduction	1
Caractérisation et Mesure	1
La technologie Ultra Large Bande	2
Caractérisation d’antennes	3
Objectifs et plan de la thèse	4
1 Méthodes de détermination du rendement d’antenne	7
1.1 Introduction	9
1.2 Méthode de mesure classique : Gain/Directivité	12
1.3 Méthode Wheeler Cap	15
1.3.1 Principe	16
1.3.2 Avantages	18
1.3.3 Limitations	18
1.4 Variantes de la méthode Wheeler Cap	19
1.4.1 Méthode des puissances	19
1.4.2 Méthode de McKinzie	19
1.5 Méthode du facteur de qualité Q	20
1.6 Méthode de comparaison de résistance	21
1.7 Méthode radiométrique	22
1.8 Méthode de la RFM	24
1.9 Mesures de rendement d’antennes en chambre réverbérante	25
1.9.1 Généralités	25
1.9.1.1 Principe de mesure	25
1.9.1.2 Modes excités	27
1.9.1.3 Brassage de modes	27
1.9.1.4 Uniformité des champs	28
1.9.1.5 LUF (<i>lowest usable frequency</i>)	28
1.9.1.6 Volume utile	29
1.9.2 Mesure par référence	30
1.9.3 Mesure sans référence	31
1.9.3.1 Mesure en réflexion	32
1.9.3.2 Mesure en réflexion basée sur le principe de Wheeler	34

1.10	Méthode de Johnston	36
1.10.1	Mesure en transmission	36
1.10.2	Mesure en réflexion	37
1.10.3	Exploitation géométrique des mesures en réflexion	37
1.10.4	Adaptation à la mesure large bande	38
1.11	ULB Wheeler Cap	41
1.11.1	Principe	41
1.11.2	Avantages	43
1.11.3	Limitations	43
1.12	Apport potentiel des méthodes récentes sur la mesure de rendement d'antenne	44
1.12.1	Caractérisation d'antennes miniatures	44
1.12.2	Mesure temporelle	46
1.13	Conclusion	47
2	ULB Wheeler Cap	49
2.1	Introduction	51
2.2	Présentation de l'ULB Wheeler Cap	52
2.2.1	Réalisation de l'ULB Wheeler Cap	52
2.2.2	Principe de mesure	53
2.2.2.1	Formalisme de Huynh	55
2.2.2.2	Comparaison des formalismes	57
2.2.3	Domaine de fonctionnement	58
2.2.3.1	Exemple d'utilisation en Wheeler Cap classique	59
2.2.3.2	Facteur de qualité	60
2.2.4	Fréquences de résonance de la cavité sphérique	61
2.2.5	Traitement des mesures	63
2.3	Etude de la configuration de mesure	68
2.3.1	Etude de l'influence de la position de l'antenne sous test	68
2.3.2	Etude de l'influence de la forme de la cavité	73
2.3.2.1	Modification de la formulation de Huynh pour une cavité à pertes	73
2.3.2.2	Résultat expérimental	73
2.3.3	Conclusions sur la configuration de mesure	74
2.4	Résultats expérimentaux	76
2.4.1	Antennes Ultra Large Bande	76
2.4.2	Antennes bandes étroites	81
2.4.2.1	Antenne multibande	81
2.4.2.2	Antennes monobande	83
2.4.2.3	Antennes électriquement petites	86
2.4.2.4	Limites expérimentales rencontrées	89
2.5	Extension de la méthode à la bande VHF	92
2.5.1	Dipôle accordable (20-150MHz)	92

2.5.2	Antenne large bande (30-200MHz)	94
2.6	ULB Wheeler Cap en millimétrique	96
2.6.1	Résultats expérimentaux	96
2.6.2	ULB Wheeler Cap de faibles dimensions	99
2.7	Tableau des mesures en ULB Wheeler Cap	101
2.8	Conclusion	107
3	Méthode TREM	109
3.1	Introduction	111
3.1.1	La Chambre Réverbérante	111
3.1.2	Le Retournement temporel	113
3.1.3	Elaboration d'une mesure - Motivations	117
3.2	La méthode TREM	119
3.2.1	Principe	119
3.2.2	Protocole	120
3.2.3	Temps de mesure	122
3.3	Détermination de l'efficacité	123
3.3.1	Domaine temporel	123
3.3.2	Domaine fréquentiel	125
3.3.3	Récapitulatif / synthèse	127
3.4	Traitement des mesures	128
3.4.1	Séquence de traitement	129
3.4.2	Premiers résultats expérimentaux illustratifs	132
3.4.2.1	Domaine fréquentiel	132
3.4.2.2	Domaine temporel	135
3.5	Résultats	136
3.5.1	Paramètres de mesure	136
3.5.2	Domaine temporel	138
3.5.2.1	Référence antenne cornet	138
3.5.2.2	Référence antenne monopôles coniques	141
3.5.3	Domaine fréquentiel	143
3.5.3.1	Référence antenne cornet	144
3.5.3.2	Référence antenne monopôles coniques	146
3.5.4	Recoupement des résultats	148
3.5.5	Influence du Retournement Temporel sur la mesure	149
3.6	Pespectives/variantes	150
3.6.1	Amélioration de la méthode TREM	150
3.6.2	Principe de la mesure simultanée	151
3.6.3	Mesure dans un milieu non réverbérant	151
3.7	Conclusion	152

4	Structure d'antenne ULB pour applications de filtrage	155
4.1	Introduction	156
4.1.1	Topologies de filtres planaires	156
4.1.2	Filtrage de l'ULB	158
4.2	Filtrage par utilisation de spirales résonantes	161
4.2.1	Dimensionnement	161
4.2.2	Premier exemple expérimental	163
4.3	Applications de filtrage sur antenne ULB	167
4.3.1	Paramètres	167
4.3.1.1	Influence de la position de la PSCR	169
4.3.1.2	Influence du nombre de PSCRs	169
4.3.1.3	Influence de la distance inter-PSCRs	171
4.3.2	Filtrage passif	172
4.3.2.1	Caractérisation du filtre	172
4.3.2.2	Résultat numérique	172
4.3.2.3	Résultat expérimental	175
4.3.3	Perspectives	178
4.3.3.1	Filtrage reconfigurable actif	178
4.3.3.2	Elargissement de la bande filtrée	179
4.4	Conclusion	180
	Conclusion générale	183
	Annexe	187
	A Antenne Ultra Large Bande	189
	B Mesure de Gain	193
	B.1 Méthode de mesure du gain absolu	193
	B.2 Méthode de mesure de gain par comparaison	193
	C NF EN 573 : AW 2017A [Al Cu 4 Mg Si (A)]	195
	D Plans de l'ULB Wheeler Cap	197
	E Comportement de l'antenne cornet	205
	F Publications de l'auteur	207
	Table des figures	209
	Liste des tableaux	215

Table des matières

xi

Bibliographie

217

Introduction

Caractérisation et Mesure

Ce manuscrit a trait à la caractérisation d'antennes. Commençons par bien cerner ce qu'est la caractérisation, et son étroit lien avec la mesure. De manière générale, une caractérisation est une définition distinguant les caractères propres. Dans les domaines plus spécifiques tels que la physique ou en lien avec les technologies, une caractérisation est une vérification de la conformité d'un produit à ses spécifications au moyen d'un ensemble de tests physiques ou électriques. Elle permet donc de comprendre, définir, déterminer, préciser ou encore spécifier. Ainsi, caractériser nécessite de réaliser un ensemble de tests à l'aide d'instruments. La mesure sert donc la caractérisation. L'instrumentation et la mesure ne sont pas rattachées à une discipline particulière. En effet, on mesure aussi bien un phénomène physique tel qu'une force, une énergie électromagnétique ou un laps de temps entre deux événements, qu'un phénomène biologique comme la progression de bactéries. Les deux cas cités ne représentent bien évidemment que des exemples, puisque tout phénomène présent dans la nature est susceptible d'être mesuré. Par ailleurs, les moyens utilisés pour y arriver font eux-mêmes appel à des disciplines très différentes : l'optique, la mécanique, l'électromagnétisme, la thermique, la chimie ...

Dans le processus de développement d'un produit, la mesure intervient suite à la réalisation d'une étape, afin de vérifier les prédictions, et à la fin du processus pour s'assurer de la conformité du produit. Elle constitue donc une étape charnière dans le bon déroulement du processus et est souvent considérée comme vraie, réelle, validante, référente par opposition à la simulation. Néanmoins, parler de mesure absolue serait une erreur entachée d'incertitude. En effet, la mesure physique est l'estimation ou la détermination d'une dimension spécifique (longueur, capacité, ...), habituellement en relation avec un étalon ou une unité de mesure. Le résultat de la mesure physique s'exprime en termes de multiple de l'étalon. Toute mesure est donc relative et comporte des incertitudes. En effet, pour certaines quantités physiques, l'obtention de mesures précises peut être (très) difficile. L'exactitude absolue ne peut être atteinte : des mesures répétées vont varier en raison de différents facteurs comme la température, le temps, les champs électromagnétiques, et, évidemment, de la méthode de mesure qui inclut les incertitudes dues à l'instrumentation.

A ces incertitudes de mesures s'ajoutent des erreurs de mesures. Incertitude et erreur sont liées et différentes. On parlera d'incertitude de mesure pour le biais d'un résultat par rapport à une

valeur attendue (par exemple la valeur moyenne d'une série de mesures) et d'erreur de mesure pour le biais d'un résultat par rapport à une valeur vraie. On peut donc avoir une incertitude de mesure très faible associée à une erreur de mesure très forte (l'inverse est bien évidemment aussi plausible). L'objectif du mesureur est donc de minimiser ces deux paramètres afin d'obtenir un résultat de mesure le plus vrai possible. Gardons tout de même à l'esprit que « *La mesure d'une erreur est en même temps la mesure de la vérité correspondante* ». (Claude de Saint-Martin [1]). Le développement d'un moyen ou d'un protocole de mesure n'est donc pas tâche aisée et nécessite beaucoup de tests et d'expérimentations pour calibrer ce moyen afin d'obtenir des résultats comparables avec d'autres moyens. Il s'avère par ailleurs très intéressant, enrichissant et valorisant de se lancer dans une telle aventure, où l'expérimental doit s'accorder avec les principes théoriques existant ⁽¹⁾.

La technologie Ultra Large Bande

Les technologies de communication ne cessent de se développer pour répondre à une demande de plus en plus importante, notamment du grand public. L'essor d'Internet ainsi que des communications mobiles engendre de nouveaux besoins, surtout en termes de capacité et de vitesse de transfert de données (que ce soit du texte, du son, de la photo ou bien encore de la vidéo).

Parmi les nouvelles techniques émergentes pour les systèmes haut débit, sans fil, les communications radio Ultra Large Bande (ULB) s'avèrent particulièrement intéressantes. Ces dernières exploitent le principe de liaison radio en impulsions de très courtes durées, sans porteuse. Une très large bande de fréquences est utilisée mais avec des densités spectrales de faibles puissances, ce qui permet la cohabitation avec les systèmes bande étroite existants. Cela confère plusieurs avantages à l'ULB par rapport à ces applications classiques bande étroite. Ainsi la puissance de rayonnement mise en jeu est très faible. De plus de très forts débits peuvent être atteints sur de courtes distances (la formule de Shannon sur la capacité d'un canal stipule que sa capacité augmente proportionnellement à la bande passante). Enfin il faut souligner que la suppression des étages de radiofréquence permet de réduire le coût des systèmes.

D'abord employée dans un contexte militaire puis pour des applications radar, la technologie ULB est devenue une candidate sérieuse pour les systèmes multimédia haut débit dans des environnements indoor personnel ou professionnel WLAN (Wireless Local Area Network) et WPAN (Wireless Personal Area Network), normes IEEE 802.15.3 et 802.15.4. Pour concurrencer les autres applications envisagées (WIFI, Bluetooth ...), les terminaux ULB devront être de faible coût et de taille réduite. Dans ces conditions, l'antenne devient un élément clé pour le développement de l'ULB, tant du point de vue de la conception que de la réalisation.

Le comportement des antennes en présence d'impulsions très courtes a été largement étudié

(1). "Une grandeur physique se définit bien plus exactement par une équation que par une mesure, mais en procédant de la sorte, on renonce au fond à connaître la signification propre de la grandeur en cause tout en lui conservant son nom, ce qui entraîne facilement des imprécisions et des malentendus" Max Planck

dans le contexte de radar ultra large bande. Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit s'intéressent à la caractérisation d'antennes ULB par leur efficacité.

Historique et normalisation de l'ULB :

La technologie ULB tire son origine d'applications RADAR. Les premiers travaux de recherche menés sur ce thème furent effectués sous le couvert de la confidentialité du gouvernement américain. Ce n'est qu'à partir de 1992 que les premiers articles portant sur ce sujet parurent dans la littérature scientifique [2] et il faudra attendre 1997 avant que le terme UWB ne soit cité pour la première fois [3].

Décrite au départ en tant que formes d'onde sans porteuse, faites d'impulsions de courtes durées, c'est en février 2002 que la Federal Communications Commission (FCC), aux Etats-Unis, donna une première définition officielle de cette technologie [3] : "An intentional radiator that, at any point in time, has a fractional bandwidth equal to or greater than 0.20 or has a UWB bandwidth equal to greater than 500 MHz, regardless of the fractional bandwidth". La FCC alloua immédiatement deux bandes à l'ULB : la première appelée bande basse de 0.03 à 2.6 GHz ; la seconde appelée bande haute de 3.1 à 10.6 GHz⁽²⁾ ; puis elle mit en place une normalisation (norme IEEE 802.15.3a) ayant pour but de protéger les différents services déjà existants dans cette bande, qu'ils soient civils ou militaires [4]. Cela aboutit à appliquer un masque d'émission (plus précisément un dans le cas "indoor" et un dans le cas "outdoor") sur le niveau initial de -41.3 dBm/MHz en termes de PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Effective). Cette rapidité de régulation a permis aux Etats-Unis d'être les premiers à présenter des composants ULB sur le marché et de commercialiser dès 2006 des produits grand public.

Caractérisation d'antennes

Les premières caractérisations d'antenne s'effectuèrent en champ lointain, tout d'abord en extérieur puis en espace confiné avec l'apparition de la chambre anéchoïque dans les années 60 grâce aux absorbants en polyuréthane chargé en carbone.

Les années 60 et 70 virent le développement des transformations champ proche - champ lointain [5] qui servirent les premières bases compactes et les techniques d'observation champ proche planaire apparues dans les années 80. Les techniques de champ proche planaire évoluèrent rapidement en champ proche sphérique [6, 7] permettant une visualisation en trois dimensions du rayonnement des antennes. Ces dernières ont permis le développement de bases de mesure champ proche bien connues et utilisées aujourd'hui.

Les motivations de développement de nouvelles techniques restent globalement les mêmes depuis

(2). Cette bande d'environ 7 GHz de large pourrait donc éventuellement être décomposée en 14 sous "canaux" de 500 MHz. Un système de communication utilisant la totalité de la bande, ou un ensemble des sous canaux de 500 MHz ou même un seul canal de 500 MHz sera donc considéré comme un système ULB, à condition qu'il respecte les contraintes réglementaires de mise en service.

toujours : des mesures **rapides et précises**. L'analyseur de réseau introduit dans les années 80 a permis une avancée considérable pour la rapidité des mesure. La précision est par ailleurs sans cesse accrue grâce au perfectionnement de l'instrumentation et à la diversité des moyens de mesures permettant des comparaisons.

"Caractériser une antenne" est une expression somme toute assez vague qui peut désigner la spécification de maints paramètres inhérents à l'antenne. Ces spécifications peuvent être obtenues par la mesure ou numériquement. Malgré les avancées des techniques de modélisation numérique, la plupart des antennes nécessitent d'être caractérisées par la mesure en raison de la complexité de leur structures⁽³⁾. Les paramètres qui souvent illustrent le mieux les performances d'une système antennaire sont le diagramme de rayonnement (amplitude et phase), le gain, la directivité, l'efficacité, l'impédance, la distribution de courant et la polarisation. Ces différents paramètres et les techniques de mesure associées sont détaillées dans [10] et de manière plus exhaustive dans [11, 12, 13].

Objectifs et plan de la thèse

Les objectifs initiaux de ce doctorat portaient sur la recherche de structures antennaires ULB compactes ainsi que sur le développement de potentiels moyens de caractérisation adaptés à l'ULB. Deux grands axes ont donc été définis, à savoir le développement antennaire ULB et la mesure d'efficacité associée. Ce dernier axe, expérimental et très chronophage, a prédominé la recherche purement antennaire. Néanmoins, des études ont été menées simultanément sur les structures antennaires ULB dont une partie est présentée en fin de manuscrit.

Concernant l'axe "*mesure*", le paramètre caractéristique qui nous intéresse dans les travaux de ce doctorat est l'**efficacité totale**, autrement dit le **rendement** de l'antenne. Plus spécifiquement, nous nous intéressons à la détermination du **rendement des antennes Ultra Large Bande**. Les techniques de mesure actuelles sont principalement dédiées aux antennes fonctionnant sur des bandes de fréquences étroites et de ce fait peu adaptées à l'ULB. Néanmoins, afin de repousser les limites de la caractérisation conventionnelle, différentes techniques sont proposées. Il existe une première méthode, dérivée de la mesure étroite et effectuée dans le domaine fréquentiel, qui offre de bons résultats pour la mesure ULB. Un premier objectif est d'étudier et approfondir l'exploitation de cette méthode de mesure nommée ULB Wheeler Cap. Par ailleurs, les techniques de brassage de modes en chambre réverbérante semblent intéressantes pour la caractérisation large bande. Un second objectif est alors d'évaluer et d'utiliser la potentialité de protocoles de mesures innovants associés à ces moyens d'essais afin d'élaborer une méthode de caractérisation.

Quant à l'axe "*antenne*", il constitue un troisième objectif illustré de façon mineure dans ce manuscrit. Relevant du développement antennaire, il s'attache à l'élaboration de structures

(3). Des techniques récentes associent modélisation électromagnétique et la mesure champ proche [8, 9]

filtrantes intégrées aux antennes ULB. Ces structures s'avèrent nécessaires et importantes afin d'assurer l'adaptation de l'ULB aux technologies existantes en termes d'interférences.

Ces deux grands axes se sont révélés très complémentaires durant les travaux. En effet, les moyens de mesure servent directement la caractérisation de nouvelles structures antennaires prototypes. Réciproquement, ces structures offrent des caractéristiques intéressantes et variées pouvant mettre à l'épreuve et tester la robustesse de nouvelles méthodes de mesure. Effectuer des recherches sur ces deux axes s'avère alors très intéressant et global car ils englobent le processus entier de la conception antennaire (de la modélisation à la mesure en passant par la réalisation).

Pour résumer, les objectifs de ce doctorat sont les suivants :

- Etudier et approfondir l'exploitation de la méthode de mesure ULB Wheeler Cap.
- Elaborer une méthode originale de caractérisation utilisant les propriétés de la chambre réverbérante adaptée à l'ULB .
- Proposer des structures filtrantes simples à réaliser, bas coût et d'intégration facile pour les antennes ULB.

Les travaux présentés sont donc majoritairement de nature expérimentale visant à servir le développement antennaire au sein de la communauté. Les trois objectifs énoncés précédemment guident l'organisation du document présentée ci-après.

Présentation du document

Le chapitre 1 dresse un état de l'art des méthodes de détermination du rendement d'antenne. L'efficacité d'une antenne est tout d'abord définie de manière générale puis précisée pour les antennes large bande. Viennent ensuite les descriptions des méthodes de détermination classiques telles que celles réalisées en champ lointain ou champ proche. Puis plusieurs protocoles utilisant des cavités métalliques (Wheeler Cap ou Chambre Réverbérante à Brassage de Modes *CRBM*) sont détaillés. Un accent est mis sur la description de la *CRBM* dont nous nous servirons lors de l'élaboration d'une nouvelle méthode (Chapitre 3). Les potentialités et limitations de ces moyens de mesure classiques, destinés à la mesure bande étroite, sont répertoriées vis à vis d'éventuelles adaptations à l'ULB. La fin du chapitre est consacrée à la présentation des méthodes adaptées aux larges bandes à savoir la "méthode de Johnston" et l'"ULB Wheeler Cap". Ce chapitre se conclut par un constat sur les méthodes existantes ainsi que la présentation de l'apport potentiel des méthodes récentes sur la mesure de rendement.

Le chapitre 2 se focalise sur la méthode "ULB Wheeler Cap". Réputée pour sa rapidité et sa simplicité de mesure, l'ULB Wheeler Cap est très pratique et "efficace" pour observer le comportement global d'un prototype antennaire avant de caractériser ce dernier de façon plus détaillée. Malgré les bons résultats qu'elle fournit en accord avec les moyens de mesures conventionnels, le fonctionnement précis de l'ULB Wheeler Cap semble encore peu connu. Le chapitre s'attache donc à fournir des connaissances supplémentaires à ce moyen. A travers la description

du principe de mesure, des prérequis et des différents formalismes d'obtention du rendement, la mesure est détaillée et un traitement des résultats est proposé. Puis l'accent est mis sur différentes configurations de mesure afin d'estimer l'influence de la position de l'antenne sous test ainsi que la forme de la cavité sur les résultats. De nombreux résultats de mesure sont présentés au gré des campagnes effectuées et une extension du formalisme est proposée pour la mesure d'antenne VHF. Enfin, le comportement de la méthode face au domaine millimétrique est abordé.

Le chapitre 3 se consacre à l'élaboration d'une nouvelle méthode de mesure d'efficacité d'antenne adaptée à l'ULB. Le constat dressé en fin d'état de l'art guide les motivations de cette élaboration. L'idée sous-jacente est d'effectuer la mesure dans le domaine temporel en tirant parti des caractéristiques d'environnement de propagation offert par la chambre réverbérante. Il s'agit également de profiter des faibles contraintes en termes de volume et de positionnement. Ces avantages sont complétés par l'utilisation du Retournement Temporel afin d'exploiter au mieux l'environnement multitrajet offert par la chambre réverbérante. Il en résulte une mesure rapide fournissant une information large bande immédiate sur l'efficacité de l'antenne. Le principe et le protocole de la méthode temporelle mise au point sont détaillés et des formulations du rendement sont associées. Enfin, divers résultats sont présentés et comparés aux résultats des moyens de mesures conventionnels. Le chapitre se termine par les futurs travaux visant l'amélioration de la méthode.

Le chapitre 4 s'intéresse aux structures de filtrage antennaire visant à assurer la cohabitation et la sécurité de chacune des utilisations des fréquences. Nous proposons alors une topologie de filtre réjecteur de bande intégré à la structure de l'antenne. Ce filtre est basé sur l'utilisation d'éléments résonants passifs localisés venant perturber l'antenne sur la bande à rejeter. Il est simple à réaliser, bas coût et offre une intégration totale et facile à la structure de l'antenne. Deux exemples de réalisations utilisant ce dispositif sont présentés à savoir une antenne multibande et une antenne ULB à bande de réjection. Le chapitre se termine par les différentes applications offertes par la nouvelle structure filtrante.

Enfin la conclusion générale regroupe les principaux résultats présentés dans ces travaux ainsi que les perspectives qu'ils ouvrent.

Chapitre 1

Méthodes de détermination du rendement d'antenne

Sommaire

1.1	Introduction	9
1.2	Méthode de mesure classique : Gain/Directivité	12
1.3	Méthode Wheeler Cap	15
1.3.1	Principe	16
1.3.2	Avantages	18
1.3.3	Limitations	18
1.4	Variantes de la méthode Wheeler Cap	19
1.4.1	Méthode des puissances	19
1.4.2	Méthode de McKinzie	19
1.5	Méthode du facteur de qualité Q	20
1.6	Méthode de comparaison de résistance	21
1.7	Méthode radiométrique	22
1.8	Méthode de la RFM	24
1.9	Mesures de rendement d'antennes en chambre réverbérante	25
1.9.1	Généralités	25
1.9.1.1	Principe de mesure	25
1.9.1.2	Modes excités	27
1.9.1.3	Brassage de modes	27
1.9.1.4	Uniformité des champs	28
1.9.1.5	LUF (<i>lowest usable frequency</i>)	28
1.9.1.6	Volume utile	29
1.9.2	Mesure par référence	30
1.9.3	Mesure sans référence	31
1.9.3.1	Mesure en réflexion	32
1.9.3.2	Mesure en réflexion basée sur le principe de Wheeler	34
1.10	Méthode de Johnston	36

1.10.1	Mesure en transmission	36
1.10.2	Mesure en réflexion	37
1.10.3	Exploitation géométrique des mesures en réflexion	37
1.10.4	Adaptation à la mesure large bande	38
1.11	ULB Wheeler Cap	41
1.11.1	Principe	41
1.11.2	Avantages	43
1.11.3	Limitations	43
1.12	Apport potentiel des méthodes récentes sur la mesure de rende- ment d'antenne	44
1.12.1	Caractérisation d'antennes miniatures	44
1.12.2	Mesure temporelle	46
1.13	Conclusion	47

1.1 Introduction

Ce chapitre dresse un état de l'art non exhaustif des méthodes de détermination du rendement des antennes. D'un point de vue général, le rendement peut être assimilé à la grandeur caractérisant l'efficacité d'un processus (ici le rayonnement d'une onde électromagnétique). Il en va de même pour le rendement d'un moteur thermique ou électrique où l'on caractérisera son rendement en observant le couple rotatif utile obtenu par rapport à la quantité d'énergie (par exemple électrique) qu'on lui aura fourni. La comparaison peut être poussée au rendement d'une équipe de travail en observant les tâches réalisées par rapport au temps de travail effectif.

Le rendement d'antenne (η_{ray}) ou encore efficacité de rayonnement d'antenne est défini comme le rapport de la puissance utile rayonnée par la puissance acceptée par l'antenne [14] : "*L'efficacité de rayonnement d'une antenne est le rapport de la puissance totale rayonnée par l'antenne par la puissance active acceptée par l'antenne à son port durant le processus de rayonnement*". C'est donc une figure de mérite globale du comportement de l'antenne. Les méthodes décrites dans ce chapitre s'appuient sur cette définition générale.

De façon à introduire les variables que l'on retrouvera par la suite, nous pouvons tout d'abord formuler cette définition. La puissance fournie à l'antenne est dissipée par les pertes dans l'antenne et rayonnée dans l'espace libre. Avec P_{acc} la puissance totale active acceptée par l'antenne, P_{ray} celle qui est rayonnée, une première expression de l'efficacité de rayonnement définie ci dessus est :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \quad (1.1)$$

Cependant, il faut bien distinguer les différentes puissances mises en jeu dans le processus de rayonnement (Fig.1.1) :

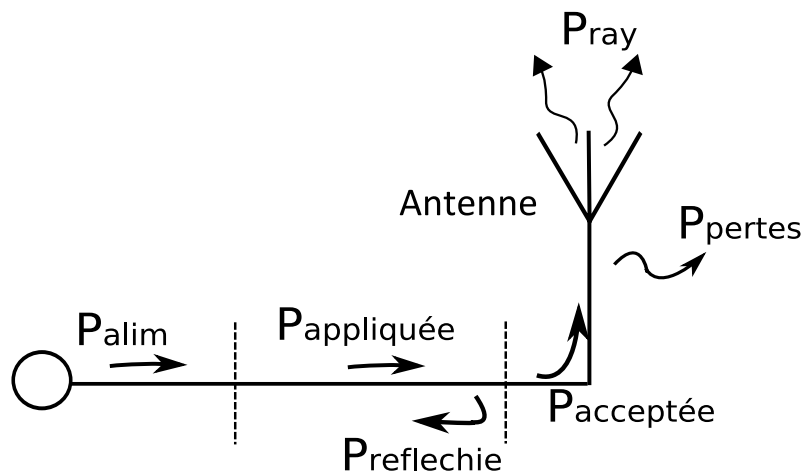


FIGURE 1.1 – Puissances mises en jeu durant le processus de rayonnement

- P_{app} est la puissance appliquée au port de l'antenne. La différence entre la puissance d'alimentation et P_{app} sont les éventuelles pertes dues aux câbles d'alimentation ou au générateur lui même.
- P_{acc} est la puissance active acceptée par l'antenne c'est à dire la puissance réellement consommée par l'antenne. La différence entre P_{app} et P_{acc} sont les pertes par réflexion de l'antenne P_{reflec} .

Ceci étant fixé, la puissance acceptée par l'antenne P_{acc} est ensuite dissipée par rayonnement (P_{ray}) et par les pertes propres à l'antenne P_{pertes} (incluant les pertes ohmiques), nous avons donc (Fig. 1.1 & 1.2) :

$$P_{acc} = P_{ray} + P_{pertes} \quad (1.2)$$

L'efficacité de rayonnement définie par l'équation 1.1 peut alors s'écrire :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} = \frac{P_{ray}}{P_{ray} + P_{pertes}} \quad (1.3)$$

Une définition équivalente de ce rendement en terme de résistance est :

$$\eta_{ray} = \frac{R_{ray}}{R_{acc}} = \frac{R_{ray}}{R_{ray} + R_{pertes}} \quad (1.4)$$

avec R_{ray} la résistance de rayonnement et R_{pertes} celle de pertes.

Dans le cas d'antenne alimentée par un générateur supposé idéal, la puissance d'alimentation et celle appliquée P_{app} sont égales. De plus, si l'antenne dispose d'un réseau d'adaptation (possible essentiellement pour les antennes bandes étroites), la grandeur P_{reflec} est nulle, et l'efficacité de rayonnement peut s'écrire :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} = \frac{P_{ray}}{P_{app}} = \frac{P_{ray}}{P_{ray} + P_{pertes}} \quad (1.5)$$

Pour le cas des antennes Ultra Large Bande, il en va de même mais la grandeur P_{reflec} ne peut être négligée. En effet, il est difficile de disposer d'un réseau d'adaptation efficace sur une large bande de fréquence. La puissance acceptée P_{acc} peut alors s'écrire [15] :

$$P_{acc} = P_{app} - P_{reflec} \quad (1.6)$$

Compte tenu de l'équation 1.6, l'efficacité totale peut s'écrire [15] :

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} = \frac{P_{ray}}{P_{ray} + P_{pertes} + P_{reflec}} \neq \frac{P_{ray}}{P_{app}} \quad (1.7)$$

Cette dernière diffère de l'équation 1.1. Etant donné que la puissance réfléchiée par désadaptation est typiquement la plus importante perte dans le bilan de puissance lors du rayonnement, cette définition (efficacité totale) est plus adéquate pour le cas des antennes ULB.

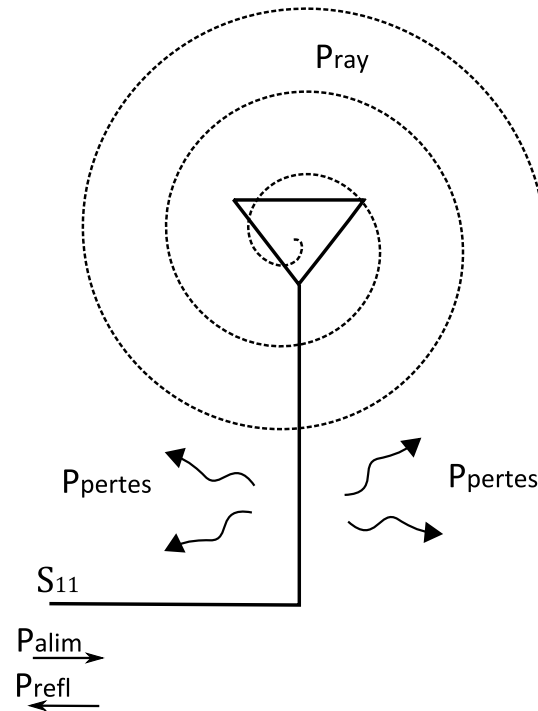


FIGURE 1.2 – Schéma de la dispersion d'énergie dans une antenne

Le rendement d'une antenne est très important et caractérise globalement son comportement mais il peut être très difficile à déterminer. Par exemple, les antennes imprimées ont souvent une très bonne efficacité de rayonnement mais les pertes dues au réseau d'alimentation, au matériau (ou substrat) et aux ondes de surface réduisent considérablement le rendement d'antenne. Quantifier à priori les pertes en calculant les résistances équivalentes à ces pertes n'est pas aisé. Certains facteurs tels que la résistance surfacique sont difficiles à évaluer sur le plan théorique. C'est pourquoi la détermination du rendement nécessite une étape de mesure.

L'arrivée de la technologie Ultra Large Bande (ULB) apporte de nouvelles problématiques quant à la détermination du rendement. En effet, outre la détermination des pertes ou autres paramètres constitutifs de l'antenne, les moyens de mesure actuels sont pour la plupart très consommateurs en temps pour effectuer une mesure sur une large bande de fréquence. Il convient donc d'adapter les moyens existants à cette technologie ou de développer de nouvelles méthodes rapides et performantes pour l'ULB.

Ce chapitre s'articule autour des différentes méthodes majeures. Après la description de la méthode classique de détermination du rendement d'antennes (§1.2), la méthode dite de Wheeler Cap est détaillée (§1.3). Viennent ensuite les méthodes inspirées du principe de Wheeler (§1.4) puis quelques méthodes plus généralistes (§1.5, 1.6, 1.7, 1.8). Ensuite, les méthodes utilisant une chambre réverbérante sont décrites ainsi que leurs variantes (§1.9). Enfin, deux méthodes adaptées à l'ULB inspirée de celle dite de Wheeler Cap sont présentées, à savoir la méthode

de Johnston (§1.10) et l'adaptation de la méthode Wheeler Cap à l'Ultra Large Bande (§1.11). Ce chapitre se termine par une conclusion sur les méthodes de détermination de rendement d'antennes visant à résumer les insuffisances des techniques actuelles afin de bien cerner le champ de recherche des chapitres suivants.

1.2 Méthode de mesure classique : Gain/Directivité

La méthode classique et la plus courante pour déterminer le rendement d'une antenne consiste à mesurer le gain et la directivité de l'antenne sous test (AST) et à en faire le rapport selon les différentes directions [16, 10]. Ces mesures s'effectuent en chambre anéchoïque suivant deux variantes : la mesure en champ lointain (Fig1.3) et la mesure en champ proche (dans une base champ proche. ex : Fig1.4)

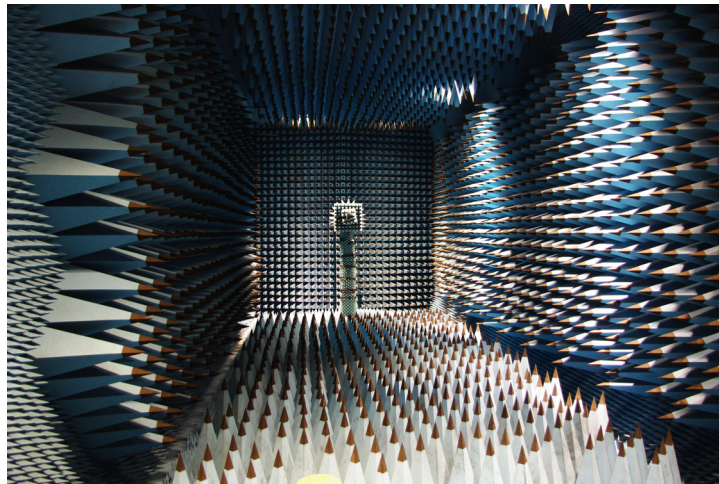


FIGURE 1.3 – Chambre anéchoïque 800 MHz - 18 GHz de l'IETR



FIGURE 1.4 – Base champ proche de l'IETR (Satimo Stargate 32)

Pour une direction (θ, ϕ) donnée, l'efficacité de rayonnement s'exprime par le rapport du Gain G et de la directivité D suivant ⁽¹⁾ :

$$\eta_{ray} = \frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)} \quad (1.8)$$

L'efficacité peut donc être déduite des équations 1.1 et 1.8 de manière simple. En effet, il suffit de mesurer la puissance injectée dans l'antenne puis celle rayonnée (Eq. 1.1). Cette dernière peut être mesurée pour une direction (θ, ϕ) donnée afin de déterminer la directivité et le gain dans cette direction et obtenir une efficacité de rayonnement dans cette dite direction (Eq. 1.8). Ces approches s'appuient donc en amont sur la même détermination de la puissance rayonnée (Eq. 1.14). Elles sont donc très similaires car toutes deux font appel à la même mesure à savoir celle de la puissance rayonnée par l'antenne dans tout l'espace. Cette dernière est obtenue en chambre anéchoïque par intégration du diagramme de rayonnement de l'antenne à l'intérieur d'une surface fermée englobant l'antenne (sphère) dans la zone de champ lointain.

Partons tout d'abord de la directivité D définie comme le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée par l'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope dans cette direction ⁽²⁾. L'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope U_0 est égale à la puissance totale rayonnée par l'antenne divisée par 4π :

$$U_0 = \frac{P_{ray}}{4\pi} \quad (1.9)$$

La directivité D d'une antenne anisotrope sera donc donnée par :

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{ray}} \quad (1.10)$$

Avec :

- D la directivité (sans dimension)
- U l'intensité de rayonnement (Watt/unité d'angle solide)
- U_0 l'intensité de rayonnement d'une source isotrope (Watt/unité d'angle solide)
- P_{ray} la puissance totale rayonnée (Watt)

Afin d'exprimer la directivité dans une direction (θ, ϕ) , introduisons maintenant la puissance rayonnée par l'antenne P_{ray} qui est obtenue par intégration de l'intensité de rayonnement $U(\theta, \phi)$ sur l'angle solide de $4\pi r^2$:

$$P_{ray} = \oint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (1.11)$$

avec $d\Omega$ un élément d'angle solide égal à $\sin\theta d\theta d\phi$.

(1). Cette définition suppose que le rendement n'affecte en rien le diagramme de rayonnement. Cette hypothèse est en général raisonnable si la fréquence d'accord de l'antenne n'est pas modifiée.

(2). L'intensité de rayonnement est égale à la puissance de rayonnement par unité d'angle solide dans une direction donnée

Une autre formulation de la puissance rayonnée grâce au flux du vecteur de Poynting traversant une surface S est :

$$P_{ray} = \frac{1}{2} \oint_S \operatorname{Re} (E \times H^*) dS \quad (1.12)$$

L'intensité de rayonnement $U(\theta, \phi)$ est reliée au champ électrique lointain par :

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\xi_0} |E(r, \theta, \phi)|^2 \approx \frac{r^2}{2\xi_0} \left[|E_\phi^r(\theta, \phi)|^2 + |E_\theta^r(\theta, \phi)|^2 \right] \quad (1.13)$$

avec $E(r, \theta, \phi)$ l'intensité du champ électrique de l'antenne en champ lointain (à la distance r , E_θ et E_ϕ les composantes du champ électrique en champ lointain et ξ_0 l'impédance équivalente en espace libre (377Ω)).

La puissance rayonnée peut donc s'écrire :

$$P_{ray} = \frac{r^2}{2\xi_0} \int_0^\Pi \int_0^{2\Pi} \left(|E_\phi^r(\theta, \phi)|^2 + |E_\theta^r(\theta, \phi)|^2 \right) \sin\theta d\theta d\phi \quad (1.14)$$

La directivité peut alors s'écrire :

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}(\theta, \phi)} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{ray}(\theta, \phi)}$$

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi \left[|E_\phi^r(\theta, \phi)|^2 + |E_\theta^r(\theta, \phi)|^2 \right]}{\int_0^\Pi \int_0^{2\Pi} \left(|E_\phi^r(\theta, \phi)|^2 + |E_\theta^r(\theta, \phi)|^2 \right) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (1.15)$$

Avec $U(\theta, \phi)$ l'intensité de rayonnement (en W/Sr), P_{ray} la puissance totale rayonnée (en W), $|E_\phi^r(\theta, \phi)|$ et $|E_\theta^r(\theta, \phi)|$ les composantes du champ électrique tangentiel à la surface de la sphère d'intégration.

Une fois la puissance rayonnée mesurée dans une direction, la directivité peut être déterminée. De plus, connaissant la puissance acceptée par l'antenne, l'efficacité de rayonnement dans cette même direction peut être obtenue par l'équation 1.1⁽³⁾. Il faut alors intégrer l'ensemble des valeurs afin d'obtenir une efficacité de rayonnement fonction de la fréquence.

L'intégration du diagramme de rayonnement 3D nécessite au préalable une série de mesures des composantes du champ rayonné en chambre anéchoïque. On obtient alors un ensemble de plans de coupe construisant le diagramme 3D. Si l'antenne est particulièrement directive, les plans de coupe seront réalisés de préférences sur les lobes principaux. Néanmoins, la méthode requiert un bon calibrage de la chambre anéchoïque pour obtenir une bonne précision. Elle est aussi souvent longue en temps, spécialement pour les antennes à diagramme de rayonnement ou

(3). La connaissance du gain n'est donc pas nécessaire pour obtenir une efficacité de rayonnement si la puissance rayonnée est mesurée. L'obtention de l'efficacité par le rapport du gain et de la directivité n'est pas utilisé dans la mesure. Il peut cependant être utile afin d'estimer une efficacité suite à des simulations fournissant gain et directivité. Cependant, la mesure de gain peut aussi être utile pour apprécier les performances de l'antenne. Les méthodes de mesure du gain sont présentées en annexe B.

polarisation compliqués. Le livre [17] donne la démarche complète de l'intégration du diagramme pour l'évaluation de la directivité.

La mesure en champ lointain possède un défaut non négligeable : elle nécessite un temps considérable. En effet, pour obtenir une efficacité, il est nécessaire d'intégrer l'ensemble des diagrammes de rayonnement et ce pour chaque point de fréquence. Mesurer une antenne sur une large bande de fréquence par cette méthode prendrait un temps considérable. Cependant, elle est théoriquement la méthode la plus fiable et applicable sur beaucoup de types d'antennes différents.

Les techniques de champs proches constituent une approche efficace à la caractérisation d'antennes et plus largement de systèmes rayonnants complexes. Leur pouvoir résulte principalement d'une combinaison optimale des mesures et de traitements numériques dont la transformation "champ proche/champ lointain" est désormais un exemple bien connu. Plus généralement, un nombre minimal de mesures sur une surface entourant l'antenne sous test permet d'accéder au champ, pratiquement partout à l'extérieur de l'antenne (champ lointain). De plus, l'utilisation de réseaux de sondes, au lieu d'une sonde isolée déplacée mécaniquement, procure une rapidité inégalée en comparaison des mesures effectuées plus classiquement en chambre champ lointain ou compactes. Nous ne détaillerons pas ici les principes physiques inhérents à la mesure en champ proche et les traitements numériques associés largement étudiés dans [18].

Outre la mesure des rayonnements intentionnels tels que ceux des antennes ou systèmes sous test, les techniques de champ proche peuvent également être mises en oeuvre pour les rayonnements non intentionnels. Cette dernière possibilité explique leur utilisation croissante dans le domaine de la Compatibilité Electromagnétique (CEM) [19].

1.3 Méthode Wheeler Cap

La mesure de l'efficacité et la caractérisation des petites antennes est difficile à réaliser. En effet, il n'est pas aisé de distinguer les pertes ohmiques associées au matériau de l'antenne et les pertes dues au réseau d'alimentation de cette dernière. Pour faciliter ces mesures, H.A.Wheeler [20] a introduit le concept de mesure "sous cloche" conductrice appelée "Wheeler cap". Avant cela il a également défini le concept de "radiansphere", sphère hypothétique ayant un rayon d'une longueur radiale ($\lambda/2\pi$) depuis le centre de l'antenne de taille plus petite que la dite "radiansphere". Physiquement, elle marque la transition entre le champ proche (à l'intérieur) et le champ lointain (à l'extérieur) [20]. L'antenne à mesurer est disposée en son centre. Une fois émis, le champ rayonné est constitué d'énergie réactive et de puissance rayonnée. La première est prédominante dans le champ proche et la seconde dans le champ lointain. La cloche délimite alors la zone réactive du champ proche [21] c'est à dire l'espace dans lequel la densité de puissance réactive dépasse la densité de puissance de rayonnement. S'appuyant sur cette frontière virtuelle, plusieurs méthodes ont vu le jour, elles sont développées dans ce chapitre (§1.4).

1.3.1 Principe

Un circuit équivalent composé d'une résistance de rayonnement en série avec une résistance de pertes peut modéliser simplement l'impédance d'entrée de l'antenne (*cf* Fig 1.5). Ceci restreint la méthode aux antennes pouvant être modélisées par ce schéma équivalent série ou parallèle (sont notamment exclues les antennes multibandes).

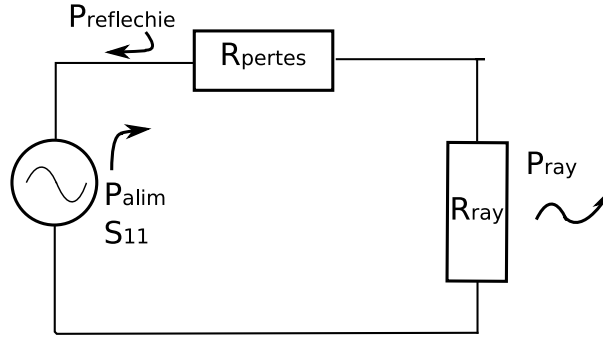


FIGURE 1.5 – Schéma équivalent de l'impédance d'entrée d'une antenne

Selon la définition de l'efficacité donnée en 1.1, son efficacité de rayonnement peut être calculée par l'expression suivante :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} = \frac{P_{ray}}{(P_{ray} + P_{pertes})} = \frac{R_{ray}}{(R_{ray} + R_{pertes})} \quad (1.16)$$

où P_{ray} et R_{ray} sont la puissance rayonnée par l'antenne et sa résistance de rayonnement, P_{alim} la puissance fournie à l'antenne, P_{pertes} la puissance perdue et R_{pertes} la résistance associée (*cf* fig 1.5).

La quantité $R_{ray} + R_{pertes}$ est facile à déterminer (partie réelle de l'impédance d'entrée) [22]. Cependant il n'est pas aisé de déterminer quelle partie de la puissance d'entrée est due au rayonnement et laquelle est due aux pertes ohmiques. Pour séparer ces deux termes de pertes (pertes résistives et pertes par rayonnement) et obtenir l'efficacité de l'antenne, deux mesures de l'impédance d'entrée de l'antenne sont réalisées [22, 23, 16, 24, 25] :

- La première mesure s'effectue sous les conditions normales de rayonnement (i.e espace libre (*cf* Fig 1.6)). La partie réelle du coefficient de réflexion de l'antenne correspondant à la somme $R_{ray} + R_{pertes}$ est mesurée :

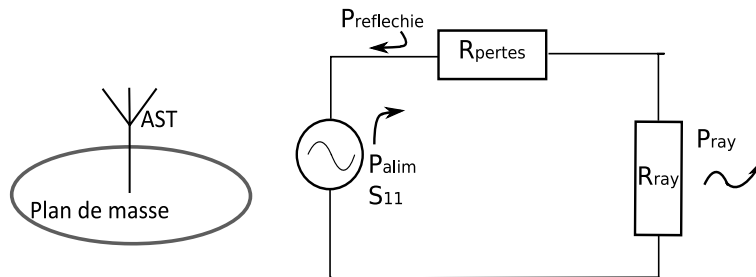


FIGURE 1.6 – Schéma équivalent de l'impédance d'entrée d'une antenne sans la cavité

$$R_{ray} + R_{pertes} = Z_0 \frac{1 + S_{11fs}}{1 - S_{11fs}} \quad (1.17)$$

- La deuxième mesure consiste à placer l'antenne dans une cavité conductrice (cf Fig 1.7 et 1.8) afin d'observer seulement l'influence de la résistance de pertes. En effet, sous cette cloche, la résistance de rayonnement est supposée court-circuitée [23]. Le dimensionnement de cette cloche conductrice ("Wheeler Cap") de rayon $\lambda/2\pi$ ("radiansphere") semble être une optimisation empirique de Wheeler [20] afin d'annihiler la résistance de pertes. A ce sujet, d'autres auteurs [22, 16, 26, 27] avancèrent qu'aucune forme ou dimension exactes de cloches était si importante. Néanmoins, il a été remarqué [22, 16] que le bon contact entre la cavité et le plan de masse de l'antenne ainsi que le centrage de la cloche par rapport à l'antenne est très important. Lors de l'immersion de l'antenne dans cette cavité conductrice, on suppose qu'il n'y a aucune influence sur la résistance de pertes [24, 28], i.e la cavité ne change pas la distribution de courant sur l'antenne. Dans le cas d'antenne électriquement petite ($tailleglobale < \lambda/10$), la distribution de courant est quasiment la même pour toutes les fréquences. Ainsi, les champs proches d'antennes électriquement petites sont presque quasi-statiques et les troubles dus à des objets métalliques proches sont négligeables. Une preuve mathématique de la stabilité des champs proches de ce type d'antenne utilisant l'analyse asymptotique peut être trouvée dans [24].

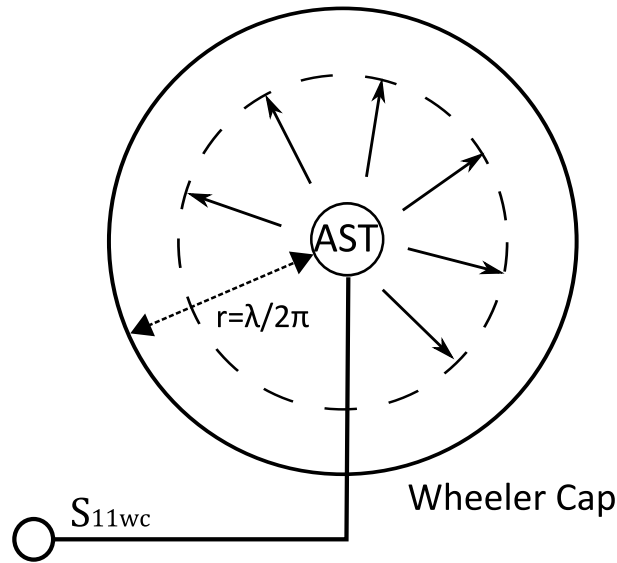


FIGURE 1.7 – Cavité conductrice "Wheeler Cap"

La partie réelle du S11 mesurée représente donc exclusivement R_{pertes}

$$R_{pertes} = Z_0 \frac{1 + S_{11wc}}{1 - S_{11wc}} \quad (1.18)$$

Une fois la valeur de R_{pertes} obtenue, deux modèles circuits équivalents de l'impédance d'entrée de l'antenne sont possibles afin de déterminer l'efficacité de rayonnement. Les modèles

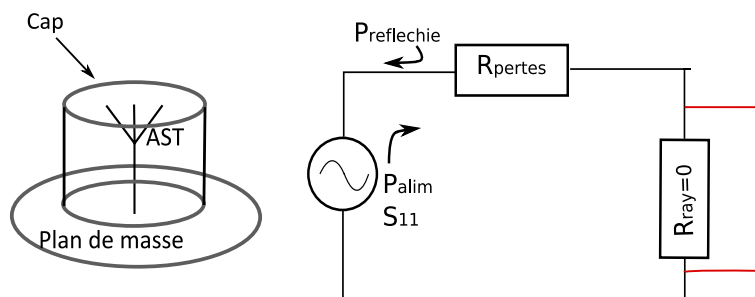


FIGURE 1.8 – Schéma équivalent de l'impédance d'entrée d'une antenne avec la cavité

possibles sont les circuits RLC série et parallèle où les termes résistifs prennent en compte les résistances de pertes et de rayonnements et les termes capacitifs et inductifs les facteurs de stockage d'énergie.

- Si l'antenne se rapproche plus du modèle RLC série près de sa résonance, l'efficacité de rayonnement sera donnée par :

$$\eta_{ray} = \frac{Re(Z_{ant}) - Re(Z_{pertes})}{Re(Z_{ant})} \quad (1.19)$$

où $Re()$ désigne la partie réelle et Z_{ant} et Z_{pertes} les impédances d'antenne et de pertes respectivement.

- Si au contraire elle se rapproche plus du modèle parallèle, l'efficacité de rayonnement sera :

$$\eta_{ray} = \frac{Re(Y_{ant}) - Re(Y_{pertes})}{Re(Y_{ant})} \quad (1.20)$$

où Y est l'admittance.

Et l'efficacité totale peut donc être obtenue [14] :

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} \times (1 - |S_{11FS}|^2) \quad (1.21)$$

1.3.2 Avantages

Les principaux intérêts de cette méthode sont la rapidité, la simplicité et la facilité de mise en place des mesures. En effet, elle nécessite un équipement standard à savoir une cavité métallique et un analyseur de réseau vectoriel. De plus la méthode est précise et demande peu d'analyse de données (la résistance de rayonnement peut rester inconnue). Cette méthode est relativement bien adaptée pour la mesure "indoor" des antennes miniatures à bande étroite.

1.3.3 Limitations

De part le fait que la sphère de Wheeler a une taille déterminée par la fréquence de travail de l'antenne, il n'est pas possible d'utiliser cette méthode telle quelle pour mesurer des antennes fonctionnant sur des bandes fréquentielles plus grandes [29]. Un autre inconvénient est l'impossibilité de mesurer des antennes basses fréquences de part la taille trop importante de la sphère

qu'il faudrait réaliser.

1.4 Variantes de la méthode Wheeler Cap

Les différentes méthodes de cette partie sont toutes inspirées du principe introduit par H.A.Wheeler [20] en 1959.

1.4.1 Méthode des puissances

Une méthode s'appuyant sur le principe introduit par H.A.Wheeler [20] a été développée par Agahi et Domino [26]. Cette variante se différencie seulement par l'exploitation des données. En effet, selon [26], lorsque l'antenne est en espace libre, on a la relation suivante :

$$\frac{P_{ray} + P_{pertes}}{P_{acc}} = 1 - |S_{11fs}|^2 \quad (1.22)$$

avec P_{ray} la puissance rayonnée et P_{pertes} celle perdue, P_{acc} la puissance acceptée par l'antenne et $|S_{11fs}|$ le module du coefficient de réflexion de l'antenne en espace libre.

Lorsque l'antenne est dans la cavité conductrice, on a :

$$\frac{P_{pertes}}{P_{acc}} = 1 - |S_{11wc}|^2 \quad (1.23)$$

avec $|S_{11wc}|$ le module du coefficient de réflexion de l'antenne à l'intérieur de la cavité.

Le rapport suivant exprime alors l'efficacité de rayonnement η_{ray} de l'antenne sous test [30] :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{ray} + P_{pertes}} = \frac{(1 - |S_{11fs}|^2) - (1 - |S_{11wc}|^2)}{1 - |S_{11fs}|^2} \quad (1.24)$$

$$\eta_{ray} = \frac{|S_{11wc}|^2 - |S_{11fs}|^2}{1 - |S_{11fs}|^2} \quad (1.25)$$

L'avantage de cette méthode est que l'efficacité de rayonnement peut être obtenue par la seule mesure du coefficient de réflexion de l'antenne en espace libre et dans la cavité. Ainsi, la connaissance de la résistance de pertes n'est pas nécessaire.

Un inconvénient est l'altération de la précision car la mesure de l'efficacité n'est permise qu'à la fréquence de résonance de l'antenne.

1.4.2 Méthode de McKinzie

Cette méthode s'inspire directement de la méthode Wheeler Cap. En effet, les mesures effectuées en espace libre et en cavité restent les mêmes, seule l'approche de ce qui est mesuré change en aval. Selon [31], la méthode originale de Wheeler est considérée comme une des plus simples et plus précises pour mesurer les antennes électriquement petites. Cependant, le modèle de circuit

équivalent RLC peut ne pas être approprié pour toutes les antennes. Il est alors proposé une transformation des données mesurées du coefficient de réflexion de façon à ce que l'approximation RLC série ou parallèle soit toujours valide au voisinage de la résonance de l'antenne.

L'apport consiste en une méthode graphique consistant à effectuer une rotation du lieu du coefficient de réflexion afin que son minimum (obtenu à la résonance) soit tangent au cercle à résistances constantes ou à celui des conductances constantes (sur l'abaque de Smith) selon que le circuit équivalent modélisant l'antenne soit parallèle ou série. L'objectif est donc de rendre la partie imaginaire du coefficient de réflexion nulle à la résonance c'est à dire obtenir une égalité entre la fréquence de résonance et celle de l'adaptation.

Une fois la méthode graphique réalisée, l'efficacité de rayonnement est obtenue par les mêmes expressions que dans l'approche classique :

- Si l'antenne se rapproche plus du modèle RLC série près de sa résonance, l'efficacité de rayonnement sera donnée par :

$$\eta_{ray} = \frac{Re(Z_{ant}) - Re(Z_{pertes})}{Re(Z_{ant})} \quad (1.26)$$

où $Re()$ désigne la partie réelle et Z_{ant} et Z_{pertes} les impédances d'antenne et de pertes respectivement.

- Si au contraire elle se rapproche plus du modèle parallèle, l'efficacité de rayonnement sera :

$$\eta_{ray} = \frac{Re(Y_{ant}) - Re(Y_{pertes})}{Re(Y_{ant})} \quad (1.27)$$

où Y est l'admittance.

Il en ressort une précision améliorée de l'efficacité mesurée comparée à l'approche classique ainsi que la suppression des incertitudes sur certaines fréquences. Cette variante reste néanmoins bande étroite.

1.5 Méthode du facteur de qualité Q

Cette méthode permet d'obtenir une mesure de rendement d'antenne par comparaison entre le Q mesuré et le Q idéal [22]. Appelée "méthode du facteur Q ", elle donne accès à une "efficacité Q ". Le facteur Q_{re} d'une antenne réelle est défini par :

$$Q_{re} = \frac{\omega * P_{es}}{\langle P_{ray} \rangle + \langle P_{pertes} \rangle} \quad (1.28)$$

où ω est la pulsation, P_{es} le pic d'énergie stockée et $\langle P_{ray} \rangle$ et $\langle P_{pertes} \rangle$ les puissances moyennes rayonnées et dissipées.

De manière similaire, si on considère une antenne idéale constituée de conducteurs ayant une conductivité parfaite et de diélectriques sans pertes, le facteur idéal Q_{id} s'exprime comme suit :

$$Q_{id} = \frac{\omega * P_{es}}{\langle P_{ray} \rangle} \quad (1.29)$$

Considérant la même distribution de courant sur l'antenne réelle et sur l'idéale, l'énergie stockée est aussi la même. L'efficacité de l'antenne réelle est donc le simple rapport suivant qui correspond à la définition classique de l'efficacité :

$$\eta_Q = \frac{Q_{re}}{Q_{id}} = \frac{P_{ray}}{P_{ray} + P_{pertes}} \quad (1.30)$$

Q_{re} peut être déterminé en mesurant l'impédance de l'antenne réelle afin d'évaluer la bande passante de l'antenne Δf . Cette bande passante est définie par les fréquences minimales et maximales pour lesquelles la résistance et la réactance de l'antenne sont égales. Q_{re} est alors obtenu en faisant le rapport de la fréquence de travail de l'antenne par cette bande passante. Q_{id} est plus délicat à déterminer. Les travaux de Chu [32] et Harrington [33] peuvent être utilisés pour évaluer le facteur Q de cette antenne idéale. Néanmoins, il est très important et délicat de bien définir la taille de la sphère d'intégration de façon à ne prendre en compte que le premier mode TM_{01} . Des études sur l'influence de cette taille de sphère d'intégration sont données dans [22].

[22] compare les résultats de la méthode Wheeler Cap et cette méthode pour une antenne électriquement petite. Les deux méthodes donnent un très bon accord dès lors que l'impédance de l'antenne est déterminée avec précision. La méthode du facteur Q a cet avantage de ne pas posséder de fréquence limite basse pour la mesure car elle n'utilise pas de cavité de mesure.

1.6 Méthode de comparaison de résistance

Le principe de cette méthode est assez simple. [34] propose une méthode basée sur la comparaison des résistances de deux antennes proches. Pour se faire, deux antennes identiques en structures sont utilisées. Seules les caractéristiques de leur métal changent. Soient σ_1 et μ_1 la conductivité et la perméabilité du métal de l'antenne 1. Soient σ_2 et μ_2 pour l'antenne 2.

Comme définies précédemment (cf 1.1), les efficacités de rayonnements des deux antennes sont exprimées comme suit :

$$\eta_{ray1} = \frac{R_{ray1}}{R_{ray1} + R_{pertes1}} \quad (1.31)$$

$$\eta_{ray2} = \frac{R_{ray2}}{R_{ray1} + R_{pertes2}} \quad (1.32)$$

La différence entre les conductivités σ_1 et σ_2 crée une légère perturbation supposée négligeable sur les résistances de rayonnement ($R_{ray1}=R_{ray2}$). Par ailleurs, les résistances de pertes $R_{pertes1}$ et $R_{pertes2}$ sont supposées différentes l'une de l'autre à une constante multiplicative Ψ près.

Si la fréquence et les conductivités sont élevées, le concept de résistance de surface peut être utilisé. On a alors :

$$\Psi = \frac{R_{pertes2}}{R_{pertes1}} \approx \frac{R_{S2}}{R_{S1}} = \sqrt{\frac{\mu_2 \sigma_1}{\mu_1 \sigma_2}} \quad (1.33)$$

On peut alors déduire l'efficacité de rayonnement de ces antennes connaissant la constante Ψ et les valeurs des résistances d'entrée pour les deux antennes ($R_i = R_{rayi} + R_{pertesi}$). L'efficacité de rayonnement de l'antenne 1 sera alors obtenue par :

$$\eta_{ray1} = \frac{\frac{R_2}{R_1} - \Psi}{1 - \Psi} \quad (1.34)$$

L'avantage de cette méthode est la facilité de mise en oeuvre. Elle nécessite en effet seulement un analyseur de réseau vectoriel. Cependant, la réalisation de deux antennes très identiques est complexe et induit un surcoût. Cette méthode reste peu utilisée.

1.7 Méthode radiométrique

La méthode radiométrique [16, 35] se base sur la principe suivant : une antenne réelle (avec des pertes), pointée vers une source (ou cible) de bruit froid, générera davantage de puissance de bruit qu'une antenne plus idéale (avec moins de pertes) pointée vers cette même cible.

A partir de ce principe, cette méthode revient à comparer les puissances de bruit de l'antenne quand celle-ci se trouve face à une source chaude puis face à une source froide. On utilise pour cela un radiomètre qui mesure la puissance de bruit relative au circuit en plus de celle générée par l'antenne. Deux puissances de bruit sont alors relevées : P_c lorsque l'antenne rayonne face à la source chaude (une chambre anéchoïque, température de bruit 290K) et P_f lorsqu'elle rayonne face à la source froide (le ciel clair, température de bruit 3K).

Une puissance de bruit s'exprime comme suit :

$$P = kTBV \quad (1.35)$$

Avec P la puissance reçue (en W), k la constante de Boltzman ($1.38 \cdot 10^{-23} J.K^{-1}$), T la température absolue (en K), B la bande passante (en Hz) et V l'amplification du récepteur.

Pour les deux mesures (source chaude T_c et froide T_f), il faut prendre en compte la température équivalente T_e du récepteur du radiomètre :

$$\begin{aligned} P_c &= k(T_c + T_e)BV \\ P_f &= k(T_f + T_e)BV \end{aligned} \quad (1.36)$$

La température de bruit d'une antenne est aussi due au bruit qu'elle ajoute par ses lobes de rayonnements parasites. Ainsi, si l'antenne (de température physique T_a) voit son entourage à une température de bruit uniforme T_t avec une efficacité de rayonnement η_{ray} , la température de bruit effective de l'antenne à son port d'entrée ou de sortie T_e s'écrit :

$$T_e = T_a(1 - \eta_{ray}) + T_t\eta_{ray} \quad (1.37)$$

A la sortie de la chaîne d'amplification de radiomètre, la puissance de bruit disponible est :

$$U = k [T_e + (F - 1)T_0] BG \quad (1.38)$$

Avec k la constante de Boltzman, T_0 la température ambiante (en K), B la bande passante (en Hz), F le facteur de bruit et G le gain total du récepteur.

Une fois les deux mesures effectuées, le rapport des puissances U_c pour la cible chaude (à la température T_c) et U_f pour la cible froide (à la température T_f) s'exprime comme suit :

$$\varepsilon = \frac{U_c}{U_f} = \frac{(F - 1)T_0 + T_a(1 - \eta_{ray}) + T_c\eta_{ray}}{(F - 1)T_0 + T_a(1 - \eta_{ray}) + T_f\eta_{ray}} \quad (1.39)$$

Pour une antenne de référence d'efficacité de rayonnement proche de 1, et considérant les températures T_a et T_c égales à la température ambiante ($293K$), le rapport ci dessus (Eq. 1.39) devient :

$$\delta = \frac{(F - 1)T_0 + T_a}{(F - 1)T_0 + T_f} \quad (1.40)$$

Ainsi, les équations 1.39 et 1.40 donnent accès à l'efficacité de rayonnement de l'antenne sous test, fonction des quantités ε et δ mesurées pour l'antenne sous test et l'antenne de référence respectivement.

$$\eta_{ray} = \frac{\delta(\varepsilon - 1)}{\varepsilon(\delta - 1)} \quad (1.41)$$

Il a cependant été remarqué [35] que la mesure vers la cible froide comporte deux inconvénients majeurs. Tout d'abord, il faut veiller à ce que les antennes à large ouverture ne voient que le ciel. Ensuite, cette mesure vers la source froide doit être réalisée en extérieur (sur un toit ou en intérieur à travers une ouverture électriquement transparente), ce qui peut apporter son lot de contraintes.

Pour pallier ces contraintes, [35] a modifié la méthode radiométrique de telle sorte qu'une seule source ou cible est nécessaire. La température électrique vue par l'antenne sous test T_t est alors constante. Pour réaliser la mesure, il convient alors d'augmenter la température physique de l'antenne jusqu'à une température T_2 en plaçant l'antenne dans un espace fermé et électriquement transparent dont la température ambiante T_a est variable.

Pour l'antenne sous test, en prenant T_t constant et égale à T_a , le rapport en sortie du radiomètre est :

$$\varepsilon' = \frac{(F - 1)T_0 + T_2(1 - \eta_{ray}) + T_a\eta_{ray}}{(F - 1)T_0 + T_a} \quad (1.42)$$

Au lieu d'utiliser une antenne de référence de forte efficacité de rayonnement, une charge

factice d'efficacité nulle peut être employée. L'équation 1.42 devient alors :

$$\delta' = \frac{(F-1)T_0 + T_2}{(F-1)T_0 + T_a} \quad (1.43)$$

L'efficacité de rayonnement de l'antenne sous test est alors obtenu par substitution des équations 1.43 et 1.42 :

$$\eta_{ray} = \frac{\delta' - \varepsilon'}{\delta' - 1} \quad (1.44)$$

Cette méthode a l'avantage d'être précise si les composants RF du circuit sont de haute qualité et utilisés avec soin. Elle est par ailleurs techniquement complexe à mettre en oeuvre et mal appropriée aux antennes électriquement petites de faible directivité.

1.8 Méthode de la RFM

La méthode de la RFM pour "Random Field Measurement" [36] consiste en plusieurs transmissions entre deux antennes dont l'antenne en réception est en rotation (Fig. 1.9). Cette méthode est relative à l'efficacité d'une antenne de référence. Ainsi, deux étapes sont nécessaires :

- La première étape consiste en la transmission entre l'antenne de référence et l'antenne en rotation.
- La deuxième étape consiste en la transmission entre l'antenne sous test (AST) et la même antenne en rotation.

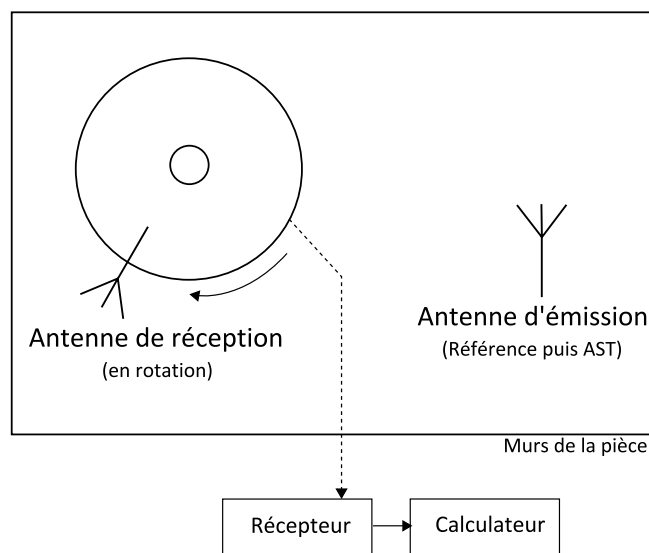


FIGURE 1.9 – Installation pour la mesure RFM en intérieur

La valeur mesurée durant ces deux étapes est la probabilité cumulée de réception. Les deux transmissions réalisées de préférence en intérieur (Fig. 1.9) fournissent alors deux probabilités cumulées en réception supposées suivre la même loi de distribution.

L'efficacité de rayonnement de l'antenne sous test est alors déterminée par la différence entre la puissance en réception pour l'antenne sous test et celle pour l'antenne de référence donnant la même probabilité cumulée en réception. L'efficacité de rayonnement ne dépendant pas de la direction d'installation de l'antenne, la valeur moyenne de la puissance reçue par l'antenne doit être constante indépendamment de la direction de l'installation.

Un inconvénient majeur de cette méthode est la mise en oeuvre d'une telle expérience. En effet, la nécessité d'égalité entre les deux probabilités cumulées en réception peut être difficile à obtenir.

1.9 Mesures de rendement d'antennes en chambre réverbérante

Cette section présente les mesures de rendements d'antennes utilisant la Chambre Réverbérante à Brassage de Modes (CRBM). Introduit par H.A Mendes en 1968 [37], le développement expérimental dédié aux mesures d'immunité et de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) des CRBMs a lieu dans les années 80 aux Etats Unis et arrive en Europe dans les années 90. Une description supplémentaire de la CRBM sera faite dans le chapitre 3 page 109). Le concept d'une CRBM est comparable à celui d'un grand micro-onde.

1.9.1 Généralités

Une CRBM est une cage de Faraday surdimensionnée, une cavité présentant des modes de propagation associés à un régime d'ondes stationnaires. Ces modes possèdent des caractéristiques de modes résonants à fort coefficient de qualité. La distribution des champs à l'intérieur est inhomogène [37, 38, 39]. Elle est constituée de parois métalliques et supporte un grand nombre de modes potentiellement excitables (le nombre de modes excitables augmente avec la taille de la chambre).

Une caractéristique importante d'une CRBM est son facteur Q composite. Ce facteur décrit la capacité de la chambre à stocker l'énergie. Il peut se définir en fonction de la puissance d'entrée P_{ent} et de celle du champ moyen reçu P_{moyrec} lors d'une transmission par [39] :

$$Q = \frac{16\pi^2 V}{\eta_{rayEM} \eta_{rayRE} \lambda^3} \left\langle \frac{P_{moyrec}}{P_{ent}} \right\rangle \quad (1.45)$$

Avec η_{rayEM} et η_{rayRE} les efficacités de rayonnement des antennes d'émission et de réception respectivement, V le volume de la chambre et λ la longueur d'onde. On peut ainsi déterminer l'amplitude du champ dans la chambre pour un niveau de puissance rayonnée donné.

1.9.1.1 Principe de mesure

Le principe de mesure habituellement et couramment utilisé en CRBM pour déterminer le rendement d'antennes est le suivant :

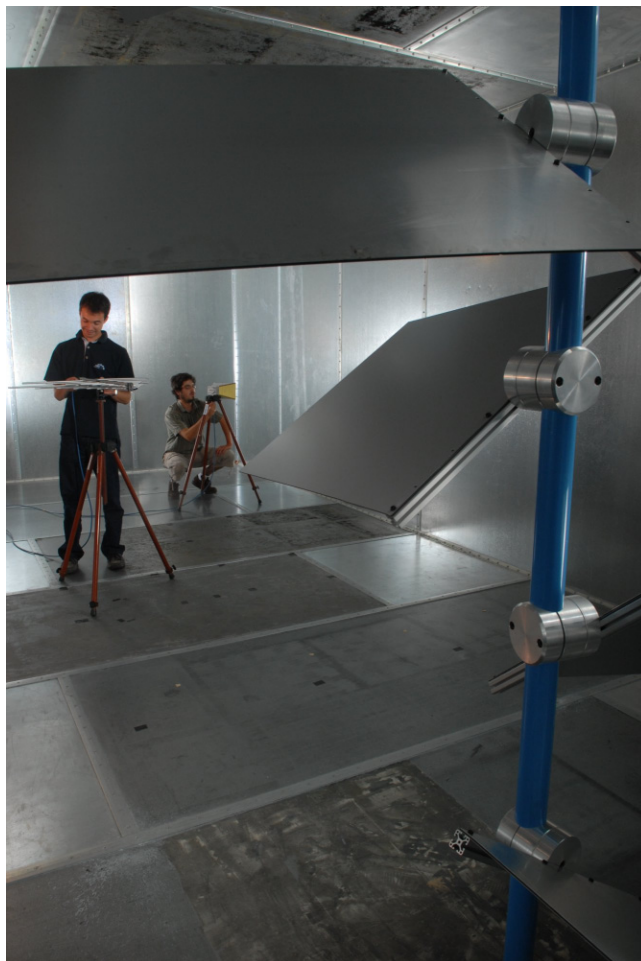


FIGURE 1.10 – Chambre Réverbérante de l'IETR

- Excitation des modes : Celle-ci est réalisée par une antenne fixe ou par l'AST elle-même [40]. Dans la mesure relative à une référence (cf 1.9.2), l'antenne fixe est l'antenne qui sert à exciter les modes pour la mesure de référence **et** pour la mesure de l'AST (par réciprocité, l'inverse est aussi possible). Dans le cas d'une mesure en réflexion (cf 1.9.3.1), les modes sont excités par l'AST.
- Obtention d'un mélange efficace de la puissance donnant des amplitudes de signaux suivant une loi stochastique (du χ^2 ou de Rayleigh [41]). Les champs et l'environnement de la chambre deviennent alors statistiquement uniformes. Ce mélange est obtenu par différentes techniques de brassage décrites plus bas.
- Moyennage des puissances reçues lors des deux transmissions (antenne fixe vs antenne de référence P_{moyREF} et antenne fixe vs AST P_{moyAST})

L'efficacité de rayonnement de l'AST est alors obtenue par (à condition que les coefficients de réflexions respectifs des deux antennes soient petits devant 1) :

$$\eta_{rayAST} = \frac{P_{moyAST}}{P_{moyREF}} \quad (1.46)$$

1.9.1.2 Modes excités

La précision d'une telle mesure peut être améliorée en augmentant le nombre de modes excités. La moyenne des puissances reçues est alors évaluée plus précisément ce qui augmente la précision sur l'efficacité de rayonnement obtenue.

Le nombre de modes excités dans une cavité parallélépipédique en dessous d'une fréquence f est défini par :

$$N_{modes} = \frac{8\pi \cdot abc f^3}{3c_0^3} - \frac{(a+b+c)f}{c_0} \quad (1.47)$$

Avec a,b et c les dimensions du parallélépipède et c_0 la célérité.

Les fréquences de résonance d'une telle cavité sont données par :

$$f_{mnp} = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2} \quad (1.48)$$

[42] introduit un modèle 2D idéal de la CRBM avec un mélange en fréquence. Ce modèle suppose que la source rayonne autant en CRBM qu'en espace libre et considère le champ rayonné comme uniforme et parfait. De ce modèle, nous pouvons citer quelques grandeurs intéressantes :

- La densité de modes traduisant le comportement du champ dans la chambre et définie par :

$$\frac{dN}{df} = \frac{2\pi abf}{c_0^2} \quad (1.49)$$

- La densité de modes spécifiques dans la bande passante à $-3dB$:

$$N_s = \frac{f}{Q} \frac{dN}{df} = \frac{2\pi abf^2}{Qc_0^2} \quad (1.50)$$

- Une approximation de cette densité si la source possède une bande passante non nulle :

$$N_{BW} = \frac{2\pi abf N_{BW}}{c_0^2} \quad (1.51)$$

Cette dernière approximation prend un intérêt considérable pour la mesure d'antennes ULB. En effet, une large bande passante apporte un fort accroissement du nombre de modes excités et donc de la précision sur la mesure.

1.9.1.3 Brassage de modes

Le brassage de modes sert à modifier la distribution des modes résonants. Le but de ce brassage est d'obtenir une variation stochastique de la puissance reçue par l'antenne réceptrice (Référence ou AST) c'est à dire créer des champs statistiquement uniformes. Il est alors possible d'appliquer des lois statistiques telles que celles du χ^2 ou de Rayleigh [41]. Il résulte de ce brassage un **environnement multitrajet uniforme**.

L'efficacité du brassage peut être appréciée par le nombre d'échantillons de puissance collectés **indépendants** i.e non corrélés.

On distingue deux types de brassage :

1. Le brassage mécanique. Il consiste en le mouvement d'objets métalliques à l'intérieur de la CRBM. La plupart des CRBM sont équipées d'un brasseur de modes constitué d'un mât rotatif et de plusieurs pales (plans métalliques *cf* fig.1.10). Il peut aussi être réalisé en plaçant l'antenne à caractériser sur un socle tournant [38].
2. Le brassage par modification du couplage entre les antennes et la CRBM ou par modification de l'excitation de la CRBM [42, 41]. Ce type de brassage est réalisé en variant la fréquence de la source d'excitation ou en changeant la position de cette source. L'utilisation de la variation de la fréquence de la source consiste à moyennner la puissance reçue sur une certaine largeur de bande autour de la fréquence d'intérêt.

Ces brassages ont donné naissance à deux protocoles de mesure :

1. "mode tuned operation". Ce protocole consiste en les mesures de champs ou de puissances à différentes fréquences discrètes pour différentes positions du brasseur (le standard *IEC61000 – 4 – 21 – B* [43] recommande de changer la fréquence après avoir tourné le brasseur). Les différentes réalisations sont ensuite moyennées.
2. "mode stirred operation". Ce protocole consiste en les mesures de champs ou de puissances à fréquence discrète lors de la rotation continue du brasseur à vitesse constante. Une statistique est ensuite calculée à partir des différentes réalisations.

1.9.1.4 Uniformité des champs

Dans le cas d'un brassage mécanique, l'uniformité des champs dépend du nombre de modes indépendants i.e. du nombre de positions de brasseur indépendantes. Pour un niveau d'uniformité de champ donné, plus de positions de brasseur seront nécessaires en basses fréquences (eq. 1.47). Pour des champs "bien mélangés" mécaniquement (cas idéal), Hill [44] introduit une représentation des champs à l'intérieur de la CRBM à l'aide d'intégrales d'ondes planes. Les équations de Maxwell sont alors vérifiées et la déduction de propriétés statistiques des champs en s'appuyant sur le spectre angulaire (pris comme variable aléatoire) est alors possible. Un résultat important de cette représentation est que la moyenne de la puissance reçue par l'AST est égale à la moyenne sur les polarisations et les incidences d'une onde plane. [44] apporte donc ici un outil mathématique puissant et précis mais qui reste "idéal".

Pour le brassage par variation de la fréquence de la source, l'uniformité des champs est fonction de la bande passante considérée.

1.9.1.5 LUF (*lowest usable frequency*)

La *LUF*, ou fréquence minimum d'utilisation de la chambre réverbérante, est communément considérée comme la fréquence à partir de laquelle la CRBM atteint les propriétés requises

à son exploitation. Autrement dit, la *LUF* est la plus basse fréquence permettant un régime de fonctionnement de cavité surdimensionnée. On parle aussi de *LOF* pour *lowest overmoded frequency*. En fait, on trouve en général plusieurs définitions de la *LUF* :

- la *LUF* est égale à 3 fois la fréquence de résonance du mode fondamental de la cavité (premier mode) ayant les mêmes dimensions que la CRBM mais sans brasseur. On trouve aussi 4,5 ou 6 fois la première fréquence de résonance pour définir la *LUF* ;
- la *LUF* est définie comme la fréquence à partir de laquelle les 60 à 100 premiers modes de la cavité (sans brasseur) sont excités, avec une densité de modes d'au moins 1,5 modes par MHz au voisinage de la *LUF* ;
- la *LUF* est considérée comme la plus basse fréquence à partir de laquelle l'uniformité du champ est réalisée au sein d'un volume défini par un calibrage à l'aide de plusieurs positions de sondes [43, 45].

Il est important de noter que les deux premières définitions sont très qualitatives. En particulier, pour la première, selon le coefficient que l'on retient, la *LUF* peut varier du simple au double ! La troisième définition est plus précise bien que moins rapide à exploiter, puisqu'elle est directement reliée aux caractéristiques réelles des mesures en CRBM. En particulier, l'incertitude de mesure liée au nombre de positions de brasseur est prise en considération. Cependant, le critère d'uniformité demeure arbitraire donc une certaine liberté réside dans la détermination de la *LUF*.

1.9.1.6 Volume utile

Le volume utile peut être défini comme le volume (souvent parallélépipédique) au sein duquel les propriétés statistiques d'homogénéité et d'isotropie du champ sont respectées.

On étend cette définition au volume au sein duquel les lois de distribution statistiques du champ sont conformes au modèle de cavité idéale de Hill [44] : c'est-à-dire loi de Rayleigh pour E_x , E_y , E_z , et exponentielle pour la puissance.

On étend aussi cette définition (dans les normes), au volume au sein duquel l'écart type des maxima de champ E_x , E_y , E_z relevés par une sonde ne dépasse pas un niveau de 3 dB (avec une tolérance jusqu'à 4 dB à basse fréquence) imposé par les normes.

C'est à l'intérieur de ce volume que sont réalisés les essais CEM ou de caractérisation d'antennes. En effet, les caractéristiques statistiques des mesures y sont bien maîtrisées. On parle de volume utile, ou de volume de test. On considère souvent un volume défini à une distance de $\lambda/4$ de n'importe quel obstacle (parois, brasseur, émetteur). A proximité des parois, les "effets de bord" ont tendance à dégrader les propriétés statistiques du champ que l'on considère en général (lois de distribution, homogénéité, isotropie).

1.9.2 Mesure par référence

Il s'agit d'une mesure d'efficacité relative à une antenne de référence. Parmi les auteurs sur le sujet, relevons en particulier Kildal qui a publié depuis l'an 2000 un certain nombre d'articles sur le sujet [38, 40, 46]. Cette méthode est utilisée commercialement par la société BLUETEST.SE [47]. Cette méthode est bien connue, mise en place et exploitée au laboratoire. Elle constitue désormais une bonne référence pour le développement de nouvelles procédures.

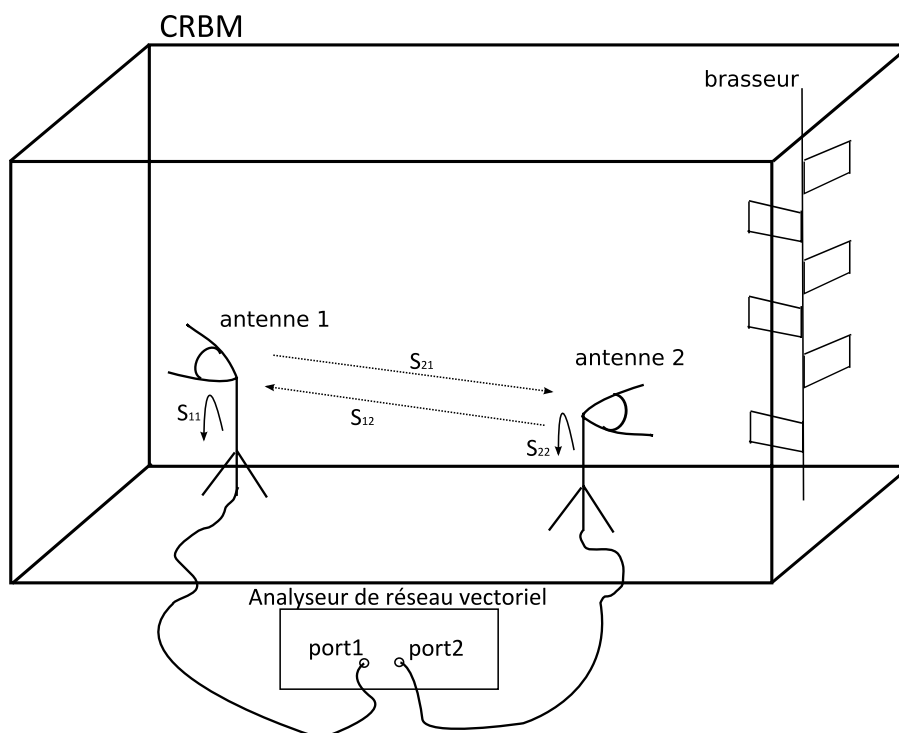


FIGURE 1.11 – Configuration expérimentale d'une mesure d'efficacité d'antenne en chambre réverbérante à brassage de modes.

La configuration de l'expérience est indiquée en figure 1.11. Une première série d'expériences consiste à connecter sur le port 2 de l'analyseur de réseau, l'antenne de référence dont l'efficacité de rayonnement $\eta_{ray_{réf}}$ est connue. La seconde série d'expériences est la réplique de la première sauf que l'on dispose à la place de l'antenne de référence, l'antenne dont l'efficacité de rayonnement $\eta_{ray_{inc}}$ est inconnue. L'antenne connectée sur le port 1 est la même antenne dans les deux expériences. Il peut s'agir par exemple de la même antenne de référence si l'on en dispose de deux. Cela étant, il suffit que cette antenne puisse émettre un rayonnement, *i.e.* il faut qu'elle soit suffisamment bien adaptée dans la bande de fréquence requise.

Pour une antenne placée dans le volume utile de la CRBM, son coefficient de réflexion, ou paramètre complexe S_{11} mesuré à l'analyseur de réseau vectoriel, peut s'écrire comme une somme d'un terme $S_{11_{el}}$ déterministe correspondant au coefficient de réflexion de cette antenne en espace libre, et d'un terme $S_{11_{ch}}$ provenant des réflexions multiples dans la CRBM [40] :

$$S_{11} = S_{11_{el}} + S_{11_{ch}}. \quad (1.52)$$

Le coefficient de réflexion $S_{11_{\text{ch}}}$ dû à la chambre dépend de la position du brasseur. Cependant, à l'instar des parties réelles et imaginaires de chaque composante cartésienne de champ électrique, il est raisonnable de supposer que les parties réelles et imaginaires de $S_{11_{\text{ch}}}$ relevées par brassage des modes dans la cavité, sont distribuées selon une loi normale de moyenne nulle. Dès lors, si on évalue la moyenne du coefficient de réflexion S_{11} mesuré pour un grand nombre N de positions de brasseur, nous retrouvons alors le coefficient de réflexion $S_{11_{\text{el}}}$ de l'antenne en espace libre :

$$\overline{S}_{11} = S_{11_{\text{el}}}, \quad (1.53)$$

avec :

$$\overline{S}_{11} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_{11}^{(i)}, \quad (1.54)$$

où $S_{11}^{(i)}$ désigne la $i^{\text{ème}}$ mesure de S_{11} pour la $i^{\text{ème}}$ position de brasseur. Compte tenu de la relation (1.53), on peut montrer que l'efficacité de rayonnement $\eta_{\text{ray}_{\text{inc}}}$ à déterminer peut s'exprimer en fonction de l'efficacité de rayonnement de l'antenne de référence $\eta_{\text{ray}_{\text{réf}}}$ de la manière suivante [46] :

$$\eta_{\text{ray}_{\text{inc}}} = \eta_{\text{ray}_{\text{réf}}} \times \frac{\overline{|S_{21}^{(\text{inc})}|^2}}{\overline{|S_{21}^{(\text{réf})}|^2}} \times \frac{1 - \overline{|S_{11}^{(\text{réf})}|^2}}{1 - \overline{|S_{11}^{(\text{inc})}|^2}} \times \frac{1 - \overline{|S_{22}^{(\text{réf})}|^2}}{1 - \overline{|S_{22}^{(\text{inc})}|^2}}, \quad (1.55)$$

où l'exposant “(réf)” désigne la mesure en présence de l'antenne de référence reliée au port 2 de l'analyseur de réseau, et “(inc)” désigne la mesure en présence de l'antenne d'efficacité inconnue reliée au port 2.

On peut ensuite admettre que le terme $\left(\frac{1 - \overline{|S_{11}^{(\text{réf})}|^2}}{1 - \overline{|S_{11}^{(\text{inc})}|^2}}\right)$ vaut 1 car l'antenne est en pratique identique lors des mesures de références et de l'AST (on ne change que l'antenne 2), d'où :

$$\eta_{\text{ray}_{\text{inc}}} = \eta_{\text{ray}_{\text{réf}}} \times \frac{\overline{|S_{21}^{(\text{inc})}|^2}}{\overline{|S_{21}^{(\text{réf})}|^2}} \times \frac{1 - \overline{|S_{22}^{(\text{réf})}|^2}}{1 - \overline{|S_{22}^{(\text{inc})}|^2}}, \quad (1.56)$$

Par conséquent, par la mesure des paramètres S relevés par brassage des modes de la cavité, nous en déduisons très facilement le rapport $\eta_{\text{ray}_{\text{inc}}}/\eta_{\text{ray}_{\text{réf}}}$ des efficacités de rayonnement. Plus nous disposerons d'échantillons indépendants des paramètres S et plus nous diminuerons l'incertitude sur l'estimation de ce ratio. La relation entre incertitude et nombre d'échantillons doit cependant être connue, ainsi que le nombre de réalisations indépendantes.

Quant à l'efficacité totale de l'antenne inconnue, compte-tenu de (1.53), elle est déterminée à partir de l'efficacité de rayonnement $\eta_{\text{ray}_{\text{inc}}}$ de la manière suivante [14] :

$$\eta_{\text{tot,inc}} = (1 - \overline{|S_{11}|^2}) \eta_{\text{ray}_{\text{inc}}}. \quad (1.57)$$

1.9.3 Mesure sans référence

Les mesures traditionnelles de rendement d'antennes en CRBM [48, 49, 50] comme celle décrite ci-dessus sont réalisées en transmission et nécessitent donc une antenne fixe excitant les modes. Voici alors quelques méthodes originales qui se passent d'antenne fixe et d'antenne de

référence.

1.9.3.1 Mesure en réflexion

Hallbjörner a proposé une technique de mesure d'efficacité basée uniquement sur la mesure du paramètre S en réflexion de l'antenne en CRBM [51]. Dans ce cas, les modes sont donc excités par l'AST elle-même. Un deuxième avantage est la possibilité de calculer les pertes par espace libre de l'AST. Il est cependant nécessaire de disposer d'une antenne de référence afin d'étalonner la CRBM auparavant. La ligne directrice de mesure reste cependant la même :

- Exciter différents modes dans la CRBM
- Exercer un brassage efficace de la puissance afin d'obtenir des amplitudes de signaux suivant une distribution exponentielle.
- Calculer la puissance moyenne des signaux reçus pour déterminer l'efficacité de rayonnement de l'AST.

La démarche présentée par [51] est la suivante :

- Tout d'abord, l'AST est caractérisée par un coefficient de réflexion en espace libre Γ . La quantité de puissance acceptée par l'AST η_{reflec} est donc par conservation de l'énergie (cf Fig. 1.12) :

$$\eta_{reflec} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (1.58)$$

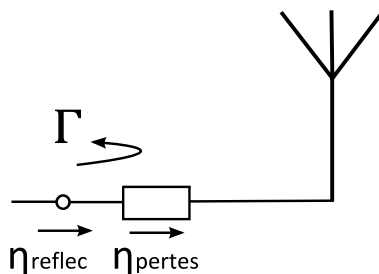


FIGURE 1.12 – Bilan de puissance de la mesure en espace libre

- De cette puissance acceptée, seulement une partie sera rayonnée. Le ratio d'énergie rayonnée comparée à celle acceptée peut être représenté par la quantité de puissance perdue η_{pertes} . **Cette quantité est donc l'efficacité de l'AST à déterminer.**
- La quantité de puissance libérée dans la chambre est alors le produit de η_{pertes} par η_{reflec} .
- Une partie de cette puissance η_{crbm} est alors réfléchi sur l'AST (cf Fig. 1.13)
- Réciproquement, la puissance réfléchi sur l'AST à l'intérieur de la CRBM est le produit $\eta_{pertes}\eta_{reflec}$ (cf Fig. 1.13)

Une série de mesure de z complexes est enregistrée au cours du brassage. Le brasseur étant en rotation, la grandeur η_{crbm} varie alors que η_{pertes} et η_{reflec} restent constantes. Chaque échantillon étant la somme du coefficient de réflexion Γ et du signal libéré dans la chambre et réfléchi sur l'AST, les variations de z sont celles de η_{crbm} .

Les signaux à l'intérieur de la CRBM ayant une phase aléatoire suivant une distribution uniforme,

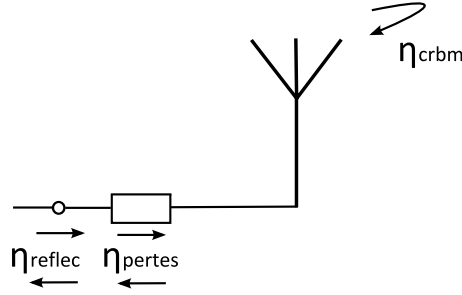


FIGURE 1.13 – Bilan de puissance de la mesure en CRBM

leur moyenne est nulle, et Γ peut alors être calculée comme suit avec N le nombre d'échantillons :

$$\Gamma = \bar{z} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N z(k) \quad (1.59)$$

Cette équation est vraie si le brassage dans la chambre est efficace. En effet, Γ calculée comme ci dessus sera incorrect si une partie du signal reçu par l'AST est indépendante de la position du brasseur ou si la distribution des signaux dans la CRBM n'est plus uniforme. Il faut alors soustraire chaque échantillon $z(k)$ à Γ pour obtenir une nouvelle série de mesure de moyenne nulle contenant seulement les signaux de la chambre. C'est alors la moyenne de cette série qui est proportionnelle à l'efficacité de l'AST. Avec 1.58 et 1.59, on a :

$$\eta_{reflec} = 1 - |\bar{z}|^2 \quad (1.60)$$

En moyennant la puissance p de cette série de moyenne nulle comme suit 1.61, on obtient une valeur pouvant aussi s'exprimer par 1.62

$$\bar{p} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |z(k) - \bar{z}|^2 \quad (1.61)$$

$$\bar{p} = \eta_{reflec}^2 \eta_{pertes}^2 \bar{\eta}_{crbm} \quad (1.62)$$

ou η_{crbm} est moyennée sur tous les échantillons. Grâce aux équations 1.61 et 1.62, une perte L est définie comme suit :

$$L = -10 \log \left(\frac{1}{1 - |\bar{z}|^2} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |z(k) - \bar{z}|^2} \right) (dB) \quad (1.63)$$

Cette valeur est proportionnelle à η_{pertes} et à la racine carrée de la moyenne de η_{crbm} . C'est cette valeur L qui traduit l'efficacité de l'AST.

[51] applique cette méthode pour six types d'antennes différents. Les résultats en termes de pertes sont comparées à celles mesurées en espace libre et à celles obtenues par mesure Wheeler Cap [20] et par intégration du diagramme de rayonnement espace libre. Les résultats valident la méthode.

Comparée à la mesure classique en transmission, cette méthode a l'avantage de ne nécessiter qu'une seule antenne. Il faut néanmoins connaître la valeur η_{crbm} , ce qui nécessite une mesure préalable avec une antenne connue qui sert de mesure d'étalonnage de la CRBM. Elle offre de plus la possibilité de déduire le coefficient de réflexion en espace libre de l'AST à condition de récolter ses valeurs complexes.

Un défaut est le manque de précision sur les pertes dans certaines conditions. C'est le cas si les pertes sont très faibles ou au contraire excèdent l'efficacité du brassage.

1.9.3.2 Mesure en réflexion basée sur le principe de Wheeler

La méthode proposée par [52] s'effectue en CRBM, sans antenne de référence (en réflexion), en s'appuyant majoritairement sur les travaux de Wheeler [20] et de [28, 50]. La CRBM est ici utilisée comme une cavité équipée d'un brasseur en deça de sa fréquence "LUF" de fonctionnement. Les motivations pour le développement de la méthode sont les suivantes :

- Méthode valable sur une large bande de fréquence.
- Ne requiert aucune antenne de référence.
- Ne requiert aucune construction de structures additionnelles pour des fréquences particulières.
- Simple de mise en oeuvre et robuste face à de petites variations d'utilisation.

La technique mise au point est similaire à celle de Wheeler dans le protocole de mesure mais on utilise ici un tour complet du brasseur de la CRBM à une fréquence donnée. Le but de ce tour complet est de trouver un cas (une position de brasseur) dans lequel la distribution de courant sur l'AST est la moins perturbée par les signaux réfléchis des murs de la chambre.

La mesure s'appuie sur [20] qui décompose la résistance d'entrée de l'AST en résistance de rayonnement et en pertes ohmiques. Dans la mesure Wheeler Cap, la résistance de rayonnement est court-circuitée par la cavité et l'efficacité de rayonnement est obtenue par :

$$\eta_{ray} = \frac{R_{el} - R_{cav}}{R_{el}} * 100\% \quad (1.64)$$

avec R_{el} et R_{cav} les résistances d'entrée de l'AST en espace libre et à l'intérieur de la cavité respectivement.

Deux problèmes émergent en appliquant le principe de Wheeler dans une CRBM. Premièrement, il existe des pertes sur les surfaces conductrices de la chambre. Quelques pertes ohmiques peuvent cependant être minimisées quand les résonances de la chambre sont évitées [28]. En effet, l'environnement modal de la chambre peut être changé grâce au brasseur et ce sur une large bande de fréquence.

Le deuxième problème vient des réflexions multiples entre les murs de la chambre et l'AST. De ce fait, la puissance réfléchi sur l'AST augmente, ce qui fausse le bilan de puissance et entraîne une réduction de l'efficacité déduite [29]. Pour minimiser l'influence de ces multiples réflexions, la valeur maximale des évaluations d'efficacité est récoltée pour tous les cas modaux possibles (i.e. pour toutes les positions de brasseur). En procédant ainsi, on se place dans les conditions

idéales du cas de Wheeler.

Cette méthode peut se résumer simplement comme suit :

- Observation des efficacités déduites selon de formalisme de Wheeler pour toutes les positions de brasseur (un tour complet) à une fréquence donnée.
- Détermination du maximum de ces efficacités.
- Répétition des deux points précédents pour toutes les fréquences de la bande à mesurer.

Cette méthode semble a priori bien fonctionner pour l'exemple donné dans la publication. Une difficulté est d'être en dehors des fréquences de résonances de la CRBM à la fréquence considérée. Cette contrainte est d'autant plus difficile à tenir lorsque la fréquence de travail augmente car le nombre de modes résonants pour une taille de cavité fixe augmente rapidement.

1.10 Méthode de Johnston

Johnston et McRory [53] ont enrichi le principe de Wheeler et introduit une détermination géométrique du rendement de l'antenne. Cette dernière a ensuite été améliorée pour permettre la mesure sur de larges bandes. La méthode considérée est tout d'abord décrite pour la mesure bande étroite puis son adaptation à de larges bandes est présentée §1.10.4.

Dans l'approche de Wheeler [20], la cavité est considérée comme un court-circuit idéal de la résistance de rayonnement. En réalité, elle induit des pertes et est localisée à une certaine distance de l'antenne.

[53] modélise l'antenne par un réseau linéaire deux ports opérant entre l'entrée de l'antenne et le média de transmission. La sortie est chargée par l'impédance Z_0 en situation d'espace libre (Fig. 1.14).

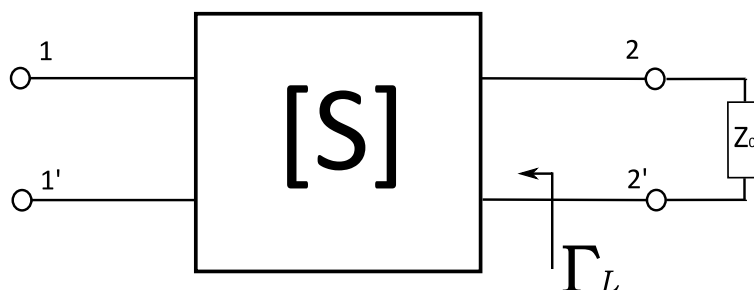


FIGURE 1.14 – Modélisation de l'antenne en espace libre

L'efficacité d'un tel réseau deux ports est le rapport de la puissance délivrée à la charge Z_0 par la puissance appliquée au réseau. En l'exprimant en paramètres S, cette efficacité s'exprime ainsi :

$$\eta_{ray} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 + |(S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22})\Gamma_L + S_{11}|^2} \quad (1.65)$$

où Γ_L est le coefficient de réflexion vu de la sortie de l'antenne en espace libre. Considérant l'espace libre comme une charge adaptée pour l'antenne, on a $\Gamma_L = 0$ ce qui simplifie fortement l'équation 1.65 en :

$$\eta_{ray} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (1.66)$$

1.10.1 Mesure en transmission

La mesure en transmission consiste à placer l'antenne sous test (AST) et une antenne de référence dans un guide d'ondes dont les dimensions sont d'environ $3\lambda/8$ par $3\lambda/4$. Ce guide d'onde est équipé de court-circuits glissant à chacune de ses extrémités et sa longueur est ajustable (Fig.1.15). Le but de ces éléments variables est de créer un environnement fournissant à l'AST une impédance proche de l'impédance de charge Z_0 de l'antenne en espace libre.

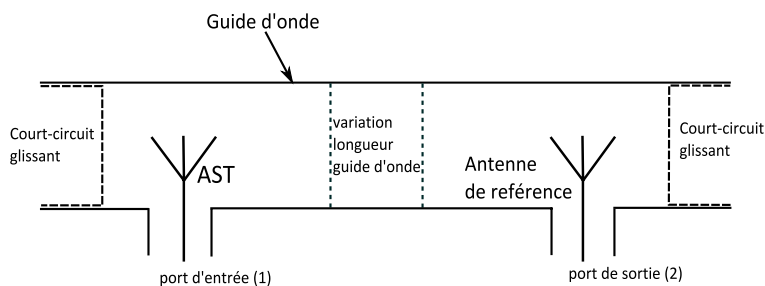


FIGURE 1.15 – Disposition du guide d'onde pour la mesure en transmission

Les coefficients de réflexion et de transmission (Fig.1.15) sont alors mesurés et l'efficacité est obtenue par l'équation 1.66.

1.10.2 Mesure en réflexion

La mesure en réflexion ne nécessite aucune antenne de référence et le coefficient de transmission S_{21} est mesuré indirectement. La disposition du guide d'onde est alors simplifiée (Fig.1.16).

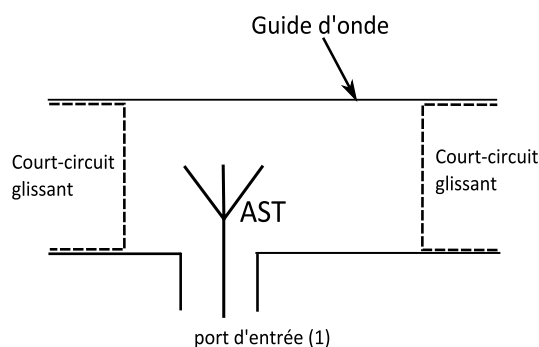


FIGURE 1.16 – Disposition du guide d'onde pour la mesure en réflexion

Le coefficient de réflexion S_{11} est alors récolté pour plusieurs positions d'un des court-circuits qui est translaté le long du guide d'onde. Ainsi, les différentes mesures du S_{11} vont former un cercle sur le diagramme de Smith (*cf paragraphe suivant*).

1.10.3 Exploitation géométrique des mesures en réflexion

[53] décrit une méthode permettant d'évaluer le rendement de l'antenne utilisant une cavité à parois mobiles. Le protocole est le suivant : pour chaque fréquence, le coefficient de réflexion est mesuré pour au moins trois tailles de cavité différentes (points rouges figure 1.17). Le but étant de former un cercle sur l'abaque de Smith après post-traitement. C'est pourquoi trois points sont nécessaires au minimum. On obtient alors un cercle pour chaque fréquence considérée (Fig. 1.17). Concernant la mesure en espace libre, une seule mesure du coefficient de réflexion est nécessaire .

Une fois le cercle obtenu, le rendement se détermine en évaluant les distances maximales ΔS_{max} et minimales ΔS_{min} sur l'abaque de Smith entre la valeur mesurée en espace libre (point

vert figure 1.17) et le cercle des valeurs en cavité.

L'expression permettant d'obtenir le rendement est la suivante :

$$\eta_{ray} = \frac{2}{\Delta S_{max}^{-1} + \Delta S_{min}^{-1}} \quad (1.67)$$

Cette méthode est assez contraignante. En effet, prendre au minimum trois mesures par point de fréquence, déterminer le cercle associé et évaluer les distances maximales et minimales sur l'abaque de Smith est un processus lourd en temps et en ressources. L'exploitation de cette technique pour évaluer le rendement d'une antenne sur une large bande de fréquence serait énormément coûteuse en temps.

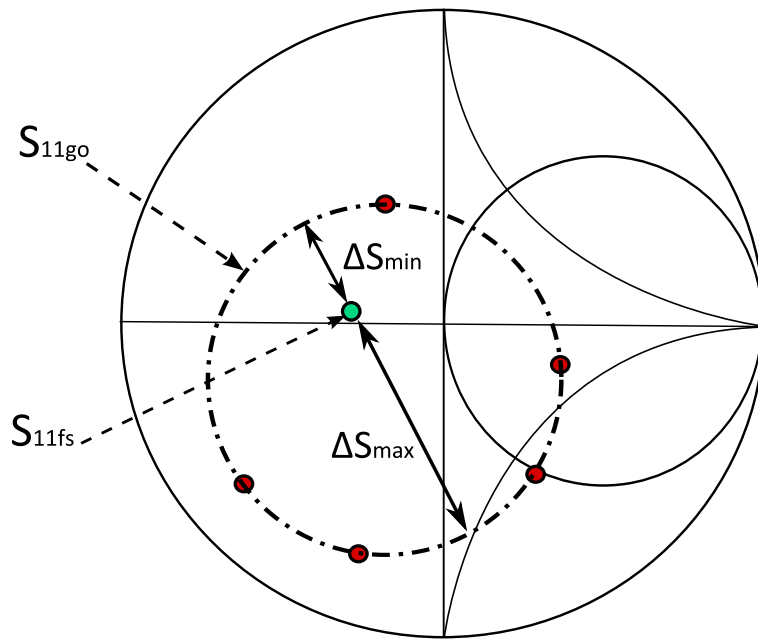


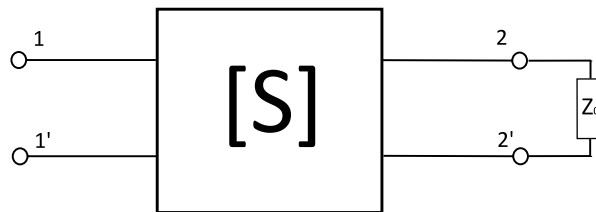
FIGURE 1.17 – Exemple de cercle formé par différentes mesures sur l'abaque de Smith pour une fréquence donnée

1.10.4 Adaptation à la mesure large bande

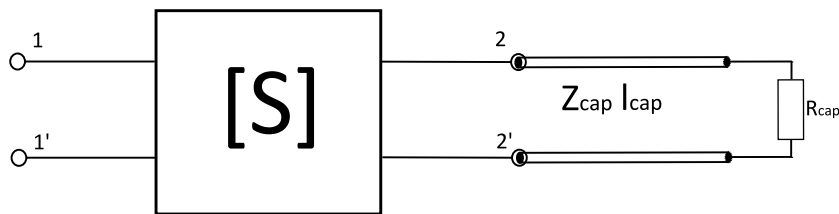
L'adaptation de la méthode décrite ci-dessus résulte d'une description plus précise de l'antenne sous test : dans cet apport, la cavité est décrite par une petite résistance R_{Cap} connectée à une ligne de transmission dont la longueur l_{Cap} correspond à la distance effective entre l'antenne et la cavité. L'antenne est alors modélisée par réseau deux ports linéaire dont la sortie est chargée par l'impédance Z_0 dans la mesure en espace libre et par la ligne de transmission de longueur l_{Cap} et d'impédance Z_{Cap} terminée par la résistance R_{Cap} dans la mesure en cavité (Fig. 1.18).

[54] apporte une simplification conséquente à la méthode en considérant qu'effectuer une variation de la taille de la cavité est équivalent à faire varier la fréquence dans une cavité de taille fixe. Cela revient à faire varier les valeurs l_{Cap} et Z_{Cap} de la modélisation de l'antenne

(Fig. 1.18). Le report du S_{11} en espace libre sur l'abaque n'est alors plus un point mais un arc de cercle (Fig. 1.19). Il est alors possible de prendre beaucoup plus de points (ce nombre de points est celui du pas fréquentiel de la mesure) et ainsi déterminer le cercle plus facilement. Une automatisation du tracé des cercles et d'estimation des distances est plus envisageable grâce à cette avancée.



Mesure en espace libre



Mesure en cavité

FIGURE 1.18 – Modélisation de l'antenne en espace libre et en cavité

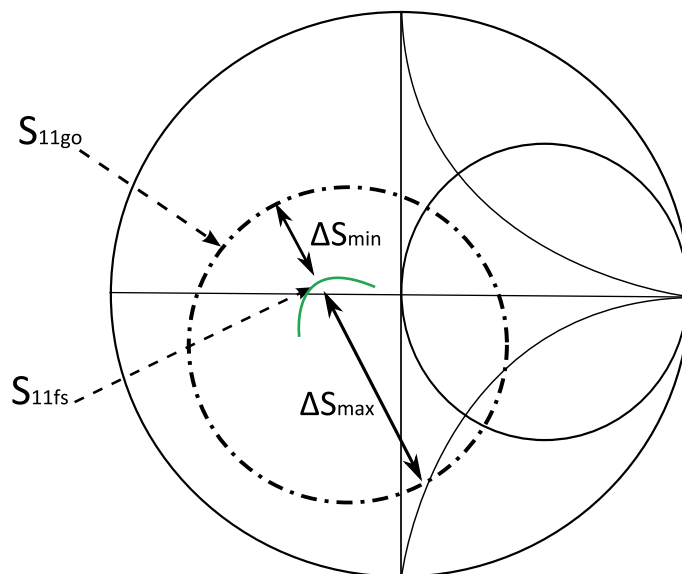


FIGURE 1.19 – Exemple de cercle formé sur l'abaque de Smith pour une bande de fréquences

Connaissant les distances ΔS_{max} et ΔS_{min} , l'efficacité de rayonnement de l'antenne sous test est obtenue par la formule 1.67.

Cette méthode possède les avantages suivants : une simplicité de mise en oeuvre et une précision sur de larges bandes. Son inconvénient majeur est la complexité du post-traitement. La difficulté vient de la détermination de la largeur de bande sur laquelle le S_{11go} en guide d'onde pour obtenir un seul cercle entier sur l'abaque de Smith.

1.11 ULB Wheeler Cap

Cette méthode est l'adaptation de la méthode "Wheeler Cap" pour les antennes ULB. La méthode introduite par Wheeler [20] est en effet inappropriée pour le caractère large bande. Malgré sa précision pour les mesures à fréquence fixe voire sur des bandes de fréquences très étroites, elle devient très contraignante pour des mesures large bande. On pourrait imaginer une batterie de sphères ou de cloches conductrices de tailles différentes adaptées à chaque fréquence de travail. La reconstitution de la large bande se ferait alors par beaucoup de mesures bande étroite. Le temps à consacrer pour une telle expérience serait alors considérable.

L'adaptation date de 2002 et a été introduite par Schantz [29, 55, 15]. La principale différence dans la mesure est l'utilisation d'une cavité métallique sphérique de plus grande taille permettant à l'antenne sous test (AST) de rayonner librement et de recevoir sa propre énergie transmise après réflexion sur la paroi de la sphère.

1.11.1 Principe

Au lieu d'inhiber le rayonnement de l'antenne, l'ULB Wheeler Cap permet à l'antenne sous test de rayonner librement. De part le caractère sphérique du rayonnement et du moyen de mesure, l'énergie rayonnée est réfléchi sur les parois de la sphère et revient sur l'antenne [15]. L'antenne sous test est toujours placée au centre de la sphère.

Schantz [15] interprète les diverses réflexions qui s'effectuent dans la cavité en termes de fractions de puissances telles que les pertes (l), la désadaptation (m) et la puissance rayonnée (η_{ray}). En admettant que toute la puissance transmise soit disponible par l'antenne réceptrice (qui fut émettrice quelques fractions de seconde auparavant) grâce aux pertes négligeables dues à la cavité, les réflexions dans la sphère peuvent être expliquées comme ci dessous. Bien que la mesure soit réalisée dans le domaine fréquentiel, les étapes d'émission et de réception à l'intérieur de la sphère peuvent être décrites en temporel pour plus de compréhension :

1. Tout d'abord, au temps $t = 0$, une puissance normalisée à $1W$ est appliquée à l'antenne (Fig. 1.20). Une fraction m de cette puissance (m étant la désadaptation de l'antenne $m = |S_{11fs}|^2$) revient sur le port d'entrée à cause de la désadaptation. L'antenne rayonne alors une puissance équivalente à celle appliquée ($1W$)⁽⁴⁾ multipliée par son efficacité de rayonnement η_{ray} ⁽⁵⁾.
2. Au temps $t = Tar$ (le temps nécessaire à l'onde pour être rayonnée, réfléchi sur la paroi, et revenir sur l'antenne), l'antenne reçoit l'onde retour avec la même efficacité. Un signal de puissance η_{ray}^2 est donc reçu sur le port de l'antenne (Fig. 1.20). De part la désadaptation, une partie de ce signal reçu est retransmise avec une fraction de $m\eta_{ray}^2$ dans le volume de

(4). La puissance de $1W$ considérée est celle appliquée à l'antenne. C'est donc celle qui parviendrait à l'antenne si celle-ci était idéale

(5). Il apparaît ici un défaut dans l'approche de Schantz. En effet, si m est la désadaptation de l'antenne, cette dernière ne rayonnera pas η_{ray} mais $(1 - m)\eta_{ray}$. Nous y reviendrons au chapitre 2

la cavité et ainsi de suite ...

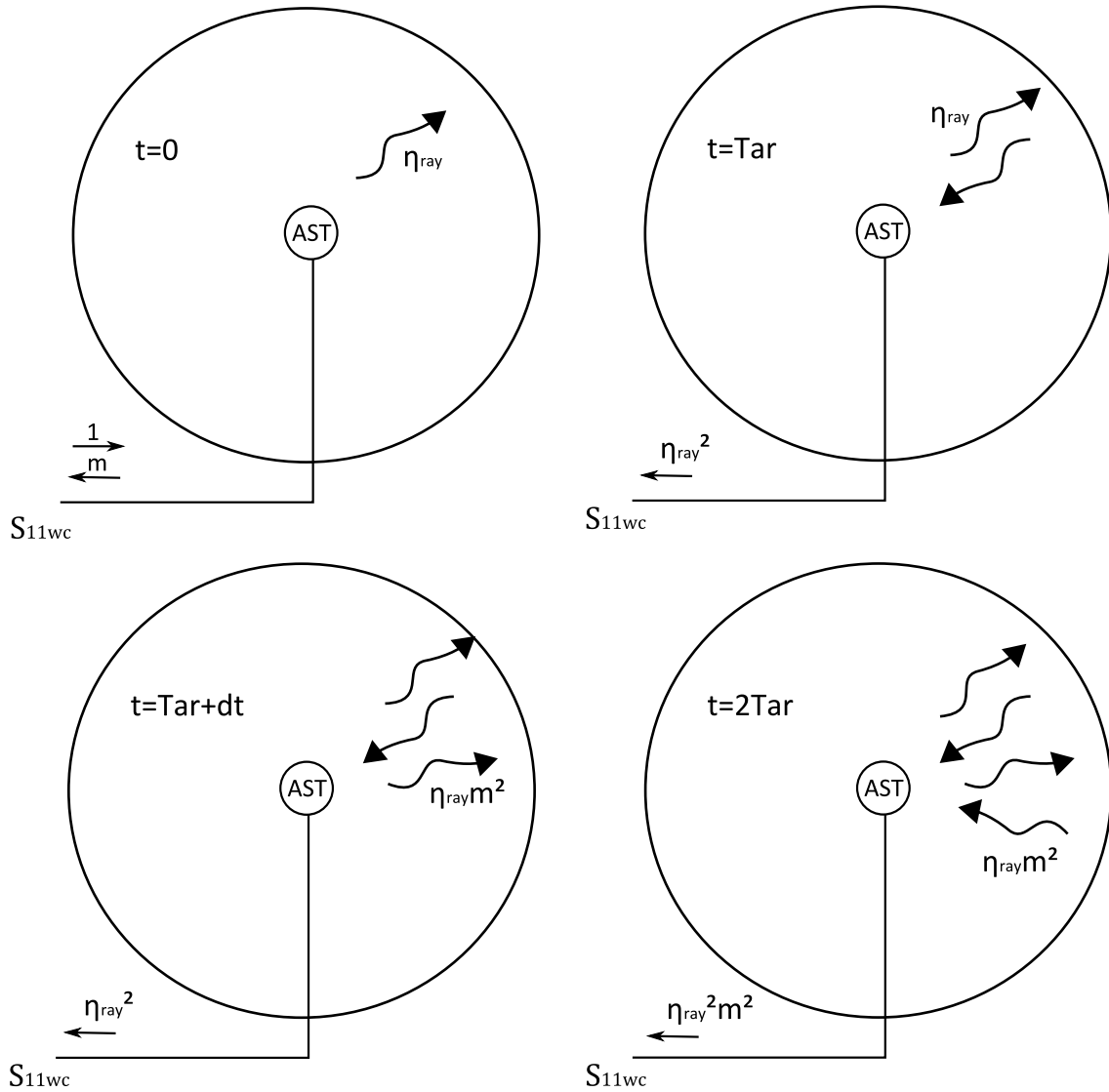


FIGURE 1.20 – Evolution des fractions de puissance dans l'ULB Wheeler Cap.

En utilisant les paramètres S , la conservation de l'énergie et considérant la cavité non diffractante ($m = |S_{11FS}|^2$), le coefficient de réflexion à l'intérieur de la sphère peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned}
 |S_{11WC}|^2 &= m + \eta_{ray}^2 + \eta_{ray}^2 m^1 + \eta_{ray}^2 m^2 + \eta_{ray}^2 m^3 + \dots \\
 &= |S_{11FS}|^2 + \eta_{ray}^2 \sum_{n=0}^{\infty} |S_{11FS}|^{2n} \\
 &= |S_{11FS}|^2 + \eta_{ray}^2 \frac{1}{1 - |S_{11FS}|^2}
 \end{aligned} \tag{1.68}$$

L'efficacité de rayonnement est alors déduite [15] en substituant m par $|S_{11FS}|^2$:

$$\eta_{ray} = \sqrt{(1 - |S_{11FS}|^2)(|S_{11WC}|^2 - |S_{11FS}|^2)} \quad (1.69)$$

Et l'efficacité totale peut donc être obtenue [14] :

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} * (1 - |S_{11FS}|^2) \quad (1.70)$$

1.11.2 Avantages

Cette méthode possède deux principaux avantages excepté le fait qu'elle soit très rapide : tout d'abord, seulement deux mesures sont nécessaires, celle du coefficient de réflexion en espace libre (S_{11FS}) et celle à l'intérieur de la cavité (S_{11WC}). Ensuite, cette méthode ne nécessite aucun calibrage par une antenne de référence dont l'efficacité est connue. De plus, aucune hypothèse de schéma équivalent de l'antenne à une fréquence donnée n'est nécessaire. Enfin, un de ses avantages est bien évidemment sa validité sur une large bande de fréquence.

1.11.3 Limitations

La méthode en elle-même présente très peu de défauts. Les contraintes vont provenir du moyen de mesure, à savoir la sphère métallique. Pour une taille de sphère donnée, la méthode possède une fréquence basse de fonctionnement ($r > \frac{\lambda}{2\pi}$), mais pas de limite haute en théorie. Cependant, la montée en fréquence pour un volume de sphère fixe s'accompagne de nombreuses apparitions de modes de cavité qui brulent la mesure. Des techniques de traitement des mesures sont nécessaires dans ce cas. D'autre part, mais là n'est pas son rayon d'action, l'ULB Wheeler Cap ne permet pas de caractériser des antennes trop volumineuses. Elle a en effet été conçue pour des antennes de petites tailles.

Un défaut apparaît cependant dans l'exploitation des mesures introduite par Schantz [15]. En effet, comme décrit dans le paragraphe 1.11.1, la désadaptation de l'antenne (m) est bien présente, mais son complémentaire ($1-m$), n'apparaît pas. Ceci influe sur le résultat de l'efficacité de rayonnement et donc totale. Une amélioration de la formulation de Schantz a été faite par Huynh dans sa thèse [56]. La formule obtenue est la suivante (Eq. 1.71) et donne des résultats plus physiques en terme d'efficacité de rayonnement. L'approche de Huynh sur la méthode est décrite plus amplement et comparée à celle de Schantz dans le chapitre suivant.

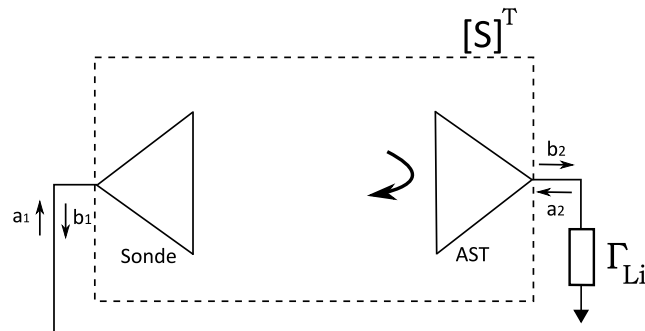
$$\eta_{ray} = \sqrt{\frac{|S_{11WC}|^2 - |S_{11FS}|^2}{1 - 2|S_{11FS}|^2 + |S_{11WC}|^2|S_{11FS}|^2}} \quad (1.71)$$

1.12 Apport potentiel des méthodes récentes sur la mesure de rendement d'antenne

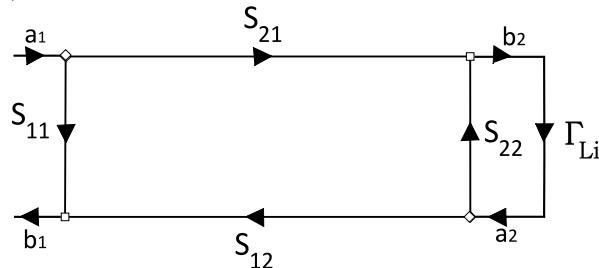
1.12.1 Caractérisation d'antennes miniatures

Actuellement, la miniaturisation des antennes apporte de nouveaux défis en matière de mesure. Une confrontation des moyens de mesure de laboratoires et d'industriels européens sur le thème des antennes miniatures datant de 2005 est présentée en [57]. De par leur taille très petite, ces antennes sont particulièrement sensibles à leur environnement de mesure : les câbles, le support d'antenne, les absorbants ou encore les obstacles potentiels influencent fortement le comportement de l'antenne. Par un souci de caractériser l'antenne seule, dénuée de toute influence, de nouvelles techniques non invasives sont aujourd'hui en cours de développement.

Une première d'entre elles permet la caractérisation sans contact de petites antennes par la modulation d'impédance [58]. Inspirée de la mesure de Surface Equivalente Radar (SER [59, 60]), elle consiste en l'analyse des signaux reçus provenant des champs diffusés sur la cible (ici l'antenne sous test) pour extraire non seulement une cartographie du champ proche [61] mais aussi des caractéristiques de l'antenne. Les champs diffusés sont mesurés pour trois charges de l'antenne sous test (circuit ouvert, court-circuit et charge adaptée). La matrice des paramètres de diffusion $[S]^T$ représentant la mesure en SER (Fig.1.21 (a)) peut être considéré comme un réseau deux ports réciproque dont le graphe de fluence est présenté figure 1.21 (b).



(a) Représentation de la mesure en paramètres de diffusion



(b) Graphe de fluence des signaux

FIGURE 1.21 – Schématisation de la mesure

Si le port 2 de ce réseau présente un coefficient de réflexion Γ_{Li} , le S_{11} mesuré à la sonde

s'exprime comme suit :

$$S_{11}^{Li} = S_{11_{sonde}} + \frac{S_{12}^2 \Gamma_{Li}}{1 - S_{22_{AST}} \Gamma_{Li}} \quad (1.72)$$

avec S_{11}^{Li} , $S_{11_{sonde}}$ et $S_{22_{AST}}$ les coefficients de réflexion du système mesuré, de la sonde et de l'antenne sous test respectivement. Pour résoudre l'équation 1.72 à trois inconnues ($S_{22_{AST}}$, $S_{11_{sonde}}$ et S_{12}), trois mesures sont nécessaires pour obtenir $S_{22_{AST}}$. Ceci est réalisé en changeant le coefficient de réflexion du port 2 grâce aux trois états connus (circuit ouvert, court-circuit et charge adaptée).

L'apport considérable de cette méthode réside dans la modulation de la charge de l'AST. Celle-ci est assurée par un dispositif composé d'un micro-processeur et d'un commutateur capable de changer de charge de manière autonome. Les atouts de ce dispositif sont sa taille minuscule, le rendant transparent pour l'AST, son changement de charge périodique évitant tout lien supplémentaire (susceptible d'influencer l'AST) avec l'opérateur ainsi que son alimentation autonome. Les résultats obtenus et présentés dans la publication [58] sont en concordance avec les mesures directement réalisées à l'analyseur réseau vectoriel. Elle constitue une bonne solution pour la mesure des coefficients de réflexion de petites antennes avec la moindre influence.

Une autre technique non invasive pour la caractérisation des antennes miniatures est basée sur l'idée de s'affranchir de câbles, particulièrement perturbants pour ce type d'antennes. La solution proposée est l'utilisation de transducteurs électro-optique (E/O) et de fibre optique pour alimenter l'antenne sous test. Cette solution s'inscrit dans le développement et la validation d'une nouvelle chambre dédiée à la mesure de rayonnement d'antenne miniature [62, 63] au NPL (National Physical Laboratory, Teddington, Royaume-Uni). Outre les influences de la position des câbles, des absorbants, des obstacles ou du support d'antenne, les publications comparent un résultat de mesure de rayonnement lorsque l'AST est alimentée par un câble coaxial classique et par la fibre optique avec le transducteur E/O placé près de l'antenne. Ce dernier ne contient pas de métal le rendant transparent pour l'AST. Son seul défaut est les pertes dans la conversion compensées en amont par un amplificateur RF. Les résultats de cette comparaison pour une Antenne Electriquement Petite (AEP) à 900MHz sont sans appel (Fig. 1.22). Ils montrent clairement l'influence du câble sur le rayonnement.

D'autres travaux similaires sont actuellement en cours au CEA-LETI de Grenoble [64, 65] visant à s'affranchir de l'environnement proche de l'antenne électriquement petite lors de la mesure en chambre anéchoïque. Trois solutions différentes sont envisagées à savoir la réduction de taille d'un générateur autonome d'impulsion directement connecté (sans câble) à l'antenne sous test, la substitution du câble coaxial à une liaison RF-optique et la mesure par réflectométrie. Les deux solutions les plus encourageantes sont la technique de mesure par réflectométrie en champ lointain et celle en liaison optique.

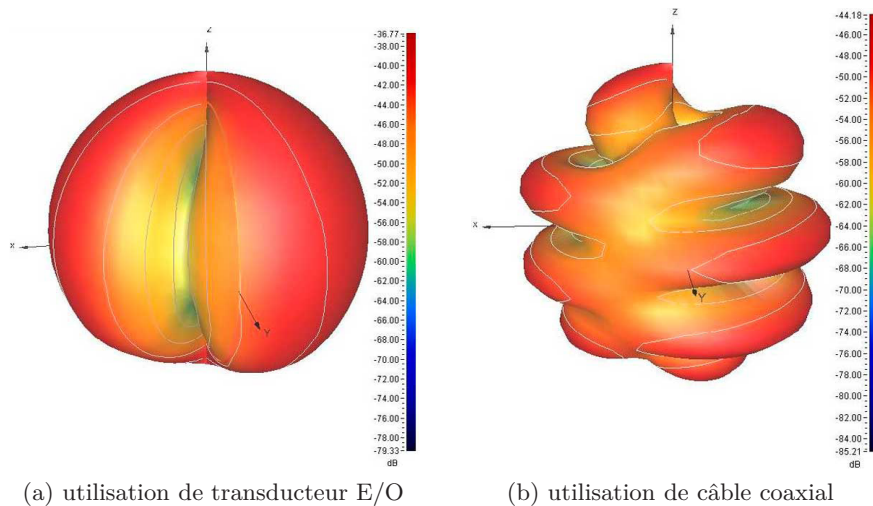


FIGURE 1.22 – Résultats de mesure de rayonnement d'une AEP à 900 MHz

1.12.2 Mesure temporelle

Un autre grand axe de recherche actuel est le développement de mesure de rendement d'antenne dans le domaine temporel. Une partie des travaux de ce doctorat s'inscrit dans cet axe (cf. Chap. 3). Le domaine temporel apporte bien des avantages pour la mesure de rendement d'antenne notamment la réduction du temps de mesure lors de caractérisation sur de larges bandes fréquentielles.

Un récent article [66] propose une mesure temporelle de rendement d'antenne en CRBM. Elle s'appuie sur l'estimation du grand nombre de multitrajets présents dans une CRBM pour une fréquence et bande de fréquences données. Cette estimation utilisant le concept du corrélateur en réception permet la déduction d'un rendement d'antenne grâce à la seule mesure des régimes transitoire et établi par une instrumentation temporelle. La réponse de canal utilisée pour le développement de la méthode est celle enregistrée dans la CRBM de l'IETR (cf. §1.9) lors de la transmission d'une impulsion gaussienne entre deux antennes log-periodiques.

Cette réponse est ensuite divisée en plusieurs sous parties observées par fenêtres individuelles. Chaque partie est multipliée par un signal de corrélation choisi puis le produit est intégré donnant accès à un signal pour chaque sous bande. Enfin, le rapport maximum des combinaisons de toutes les sous parties est retenu pour estimer l'énergie totale de la bande de fréquence d'intérêt. Plusieurs largeurs de bande et valeurs de chevauchement des fenêtres d'observations sont testées pour retenir la configuration dans laquelle la puissance reçue à une fréquence donnée peut être considérée quasi-invariante dans tout le volume de la CRBM. La comparaison de cette puissance reçue par une AST avec celle reçue par une référence permet la détermination d'un rendement relatif. Ceci permet de s'affranchir du brassage mécanique et nécessite une unique mesure de la réponse du canal.

De premières mesures d'antenne large bande et bande étroite donnent des résultats acceptables en comparaison avec la mesure en chambre anéchoïque et en CRBM avec brassage mécanique.

1.13 Conclusion

Dans la littérature sur les méthodes de détermination de rendement d'antennes, les principaux protocoles mis en oeuvre sont bien adaptés à la mesure d'antenne bande étroite. Tout d'abord, les méthodes de mesure utilisant des cavités résonantes telles que celle introduit par Wheeler [20] et ses variantes [23, 16, 24, 25] §1.4 sont géométriquement dépendantes de la bande de fréquence de l'antenne sous test. En effet, chaque taille de cavité est adaptée à seulement une fréquence de travail⁽⁶⁾. Elles sont destinées aux antennes de petites tailles. Ces types de moyens comportent de plus des modes de cavité qui peuvent perturber la lecture du résultat. Un avantage de ce type de méthodes est qu'elles ne sont pas relatives à une antenne de référence.

Concernant les méthodes de mesures en rayonnement (par opposition aux mesures en cavité) telles que la détermination de la directivité [16, 10], la comparaison des facteurs de qualité [22], la méthode radiométrique [16, 35] ou celle de la RFM [36], il apparaît une forte complexité soit dans la mise en place des protocoles (instrumentation, chambres anéchoïques), soit dans le traitement des mesures (intégration du diagramme de rayonnement, obtention de probabilités fiables ou comparaison à des modèles théoriques).

Un outil récent pour la caractérisation d'antenne est l'utilisation de la Chambre Réverbérante à Brassage de Modes [38, 40, 46] §1.9.2. L'environnement multitrajet et les champs statistiquement uniformes qu'elle peut offrir permet l'obtention de bilans de puissances et ainsi la détermination de rendement d'antennes. La plupart de ces méthodes consistent à réaliser des transmissions entre les antennes présentes dans la CRBM. En comparant le bilan réalisé avec l'antenne sous test et celui d'une antenne de référence (principe de la double pesée), un rendement relatif à cette référence est obtenu. L'incertitude sur la connaissance de cette référence s'ajoute à l'incertitude de telles mesures. Certaines publications avancent le fait de pouvoir s'affranchir de référence. Il faut néanmoins garder à l'esprit que la mesure de référence est souvent nécessaire a priori, ne serait ce que pour connaître les pertes d'insertions de la CRBM.

Toutes les méthodes citées ci dessus sont réalisées dans le domaine fréquentiel. Il apparaît alors évident que leur utilisation pour la mesure de larges bandes prend un temps considérable. Il existe cependant quelques adaptations de ces méthodes au caractère large bande des antennes. Une première est l'évolution de la méthode dite de "Wheeler Cap". Par l'utilisation d'une cavité plus grande et une interprétation différente des coefficients de réflexions mesurés, l'"ULB Wheeler Cap" permet la mesure sur de larges bandes de fréquences. Elle répond ainsi aux inconvénients de la méthode classique ("Wheeler Cap") tout en restant destinée aux antennes de petites tailles. Une autre adaptation de cette même méthode est l'interprétation géométrique introduite par Johnston. Cette dernière est intéressante et précise mais demande un lourd traitement des mesures.

(6). Mesurer une antenne large bande avec une telle méthode nécessiterait une batterie de cavités de différentes tailles (telles des poupées russes ou en l'occurrence des cavités russes!) engendrant un coût de fabrication très élevé.

La méthode la plus attractive est alors l'"ULB Wheeler Cap". C'est pourquoi une cavité sphérique a été réalisée au sein du laboratoire en début 2007 et nous proposons une étude de ce moyen de mesure dans le chapitre 2. Après une introduction sur son fonctionnement, différentes configurations et traitements de mesure sont étudiées afin d'observer la sensibilité de ce moyen. Ensuite, les résultats de cette mesure sont comparés à ceux obtenus par des moyens plus classiques. Enfin, nous proposons d'explorer l'utilisation de cette méthode dans les bandes VHF, K et Ka.

A la vue du large spectre fréquentiel couvert par l'Ultra Large Bande, il apparaît naturel de développer des techniques de mesure temporelle. Ceci est l'objet du chapitre 3. Nous proposons alors une nouvelle méthode de mesure d'efficacité d'antenne en CRBM utilisant le retournement temporel. Cette méthode est baptisée "TREM" pour "*Time Reversal Efficiency Measurement*". Cette mesure relative à une antenne de référence fournit un rendement d'antenne large bande par observation des énergies et densités spectrales des signaux mis en jeu lors de transmissions à l'intérieur de la CRBM. Cette dernière est choisie pour ses faibles contraintes en termes de volume et de positionnement ainsi que pour ses caractéristiques d'environnement de propagation. Le principe de retournement temporel est utilisé pour ses propriétés de focalisation spatiale favorisées par l'environnement multitrajét de la CRBM et par la largeur de la bande excitée.

Chapitre 2

ULB Wheeler Cap

Sommaire

2.1	Introduction	51
2.2	Présentation de l'ULB Wheeler Cap	52
2.2.1	Réalisation de l'ULB Wheeler Cap	52
2.2.2	Principe de mesure	53
2.2.2.1	Formalisme de Huynh	55
2.2.2.2	Comparaison des formalismes	57
2.2.3	Domaine de fonctionnement	58
2.2.3.1	Exemple d'utilisation en Wheeler Cap classique	59
2.2.3.2	Facteur de qualité	60
2.2.4	Fréquences de résonance de la cavité sphérique	61
2.2.5	Traitement des mesures	63
2.3	Etude de la configuration de mesure	68
2.3.1	Etude de l'influence de la position de l'antenne sous test	68
2.3.2	Etude de l'influence de la forme de la cavité	73
2.3.2.1	Modification de la formulation de Huynh pour une cavité à pertes	73
2.3.2.2	Résultat expérimental	73
2.3.2.2.1	Configuration de mesure	74
2.3.2.2.2	Exemple de mesure	74
2.3.3	Conclusions sur la configuration de mesure	74
2.4	Résultats expérimentaux	76
2.4.1	Antennes Ultra Large Bande	76
2.4.2	Antennes bandes étroites	81
2.4.2.1	Antenne multibande	81
2.4.2.2	Antennes monobande	83
2.4.2.2.1	Antenne dipôle.	83
2.4.2.2.2	Antenne coplanaire à fentes.	83
2.4.2.2.3	Antennes intégrées au plan de masse.	83
2.4.2.2.4	Antenne à métamatériau.	85

2.4.2.3	Antennes électriquement petites	86
2.4.2.3.1	Antennes hélices.	86
2.4.2.4	Limites expérimentales rencontrées	89
2.4.2.4.1	Antenne fortement désadaptée.	89
2.4.2.4.2	AEP coplanaires	90
2.5	Extension de la méthode à la bande VHF	92
2.5.1	Dipôle accordable (20-150MHz)	92
2.5.2	Antenne large bande (30-200MHz)	94
2.6	ULB Wheeler Cap en millimétrique	96
2.6.1	Résultats expérimentaux	96
2.6.2	ULB Wheeler Cap de faibles dimensions	99
2.7	Tableau des mesures en ULB Wheeler Cap	101
2.8	Conclusion	107

2.1 Introduction

Ce chapitre a trait à l'exploitation de la méthode de mesure ULB Wheeler Cap. De façon à fournir un outil de mesure supplémentaire servant le développement antennaire au sein du laboratoire et plus généralement la communauté des antennes, les études menées et présentées dans cette partie contribuent à la connaissance et au calibrage de ce moyen de mesure de rendement d'antenne. Réputé pour sa rapidité et sa simplicité de mesure, l'ULB Wheeler Cap commence à être disponible dans les centres de développement d'antennes. Il est en effet très pratique et "efficace" pour observer le comportement global d'un prototype antennaire avant de caractériser ce dernier de façon plus détaillée. Malgré les bons résultats qu'il fournit en accord avec les moyens de mesures conventionnels, le fonctionnement précis de l'ULB Wheeler Cap semble peu connu et des parts d'ombres subsistent. L'objectif de ce chapitre est de contribuer à l'approfondissement de la connaissance de ce moyen de caractérisation d'antennes par leur rendement.

Le premier paragraphe a pour but de présenter la sphère métallique réalisée à l'IETR (§2.2). A travers la description du principe de mesure, des prérequis et de la comparaison dans l'exploitation des mesures introduit par les auteurs du sujet, nous choisirons une formulation du rendement. Ensuite, nous présentons les caractéristiques de la sphère réalisée et introduisons un traitement des mesures adapté à celle-ci.

Le deuxième paragraphe concerne l'étude des prérequis introduit par les auteurs pour la configuration de mesure (§2.3). Par une approche expérimentale et numérique, nous présentons l'influence de la configuration de mesure sur les résultats d'efficacité à savoir la position de l'antenne dans la cavité ainsi que de la forme de la cavité elle-même.

Viennent ensuite les résultats expérimentaux (§2.4) des mesures réalisées dans différents cadres sur des antennes ULB, multibande puis monobande. Nous verrons à ce titre la capacité de cette méthode, premièrement dédiée à la mesure large bande, à mesurer des antennes bande étroite. Cette capacité est validée en comparant les résultats avec ceux obtenus par la méthode fréquentielle en CRBM et par simulation.

Enfin, nous proposons de tester le comportement de la méthode dans les bandes millimétriques (§2.6) en utilisant une sphère métallique de plus faibles dimensions ainsi qu'en bande VHF (§2.5) par utilisation de la CRBM en tant que cage de Faraday.

En fin de chapitre, un tableau résume les principales mesures réalisées à l'aide de l'ULB Wheeler Cap (§2.7).

Une antenne large bande est utilisée de manière récurrente dans les études de ce chapitre. Elle est dénommée Antenne De Test (ADT) et détaillée dans l'annexe A.

2.2 Présentation de l'ULB Wheeler Cap

Cette partie a pour but de présenter la mesure en ULB Wheeler Cap. Nous présentons tout d'abord les étapes de fabrication d'un tel moyen de mesure puis le fonctionnement ainsi que le formalisme pour la détermination du rendement. Nous donnons enfin le domaine de fonctionnement fréquentiel du moyen réalisé selon ses dimensions.

2.2.1 Réalisation de l'ULB Wheeler Cap

La fabrication de la sphère métallique du moyen de mesure ULB Wheeler Cap a nécessité un mois et demi d'usinage. J'en profite pour remercier fortement Sandrine Jaffredo, technicienne à l'IETR, qui a pris en charge toute la réalisation de la sphère. La pièce de départ est un cylindre plein (Fig. 2.1). Ce cylindre est en matière 2017A ($AlCu4MgSi(A)$), alliage d'aluminium et d'acier dont les caractéristiques sont données en annexe C. Sa conductivité électrique est de $1.96.10^7 S.m^{-1}$.



FIGURE 2.1 – Découpage du cylindre 2017A

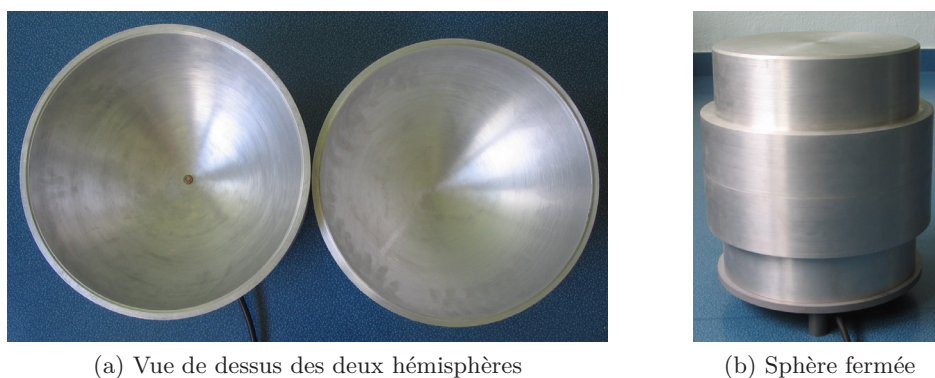
Une fois le cylindre découpé à la bonne taille à l'aide d'une scie à ruban, il a fallu évider ce dernier afin d'obtenir une cavité sphérique (Fig. 2.2). Pour cela, le cylindre a été placé sur un tour horizontal et rogné à l'aide d'un outil d'alésage. Cette étape d'évidage a nécessité plusieurs itérations avec une précision et une finesse croissante. La partie extérieure a ensuite été décolletée afin de réduire le poids de l'ensemble.

Deux hémisphères (Fig. 2.3) ont été ainsi réalisées et la partie inférieure a été percée pour recevoir le connecteur (connectique SMA et k). Le contact électrique entre ces deux parties formant la



FIGURE 2.2 – Evidage du cylindre 2017A

sphère conductrice ainsi que leur positionnement est assuré par deux encoches complémentaires. Les plans des parties sont disponibles en annexe D. Des serre-joints étaient prévus pour renforcer le contact entre les deux hémisphères mais le poids des parties est suffisant pour assurer un bon contact. L'ensemble pèse 24.6 kg.



(a) Vue de dessus des deux hémisphères

(b) Sphère fermée

FIGURE 2.3 – Photographies de l'ULB Wheeler Cap réalisée

2.2.2 Principe de mesure

Ce paragraphe compare l'approche originale de Schantz [15] avec l'apport de Huynh [56] afin de retenir un formalisme pour la suite. Comme décrit dans le chapitre 1, le principe de la mesure

en ULB Wheeler Cap est le suivant :

Au lieu d'inhiber le rayonnement de l'antenne, l'ULB Wheeler Cap permet à l'antenne sous test de rayonner librement jusqu'à ce que ce rayonnement soit réfléchi par les parois de la cavité. La cavité étant considérée sans pertes, l'antenne reçoit toute l'énergie qu'elle a rayonnée. Par un bilan de puissance des réflexions à l'intérieur de la sphère et une comparaison avec le comportement de l'antenne sous test en espace libre, l'efficacité de rayonnement peut être déterminée. Les deux prérequis formulés par Schantz pour le bon déroulement de la mesure sont les suivants : l'antenne doit être placée au centre de la cavité et la cavité doit être sphérique. Ces conditions assurent la synchronicité des signaux lors de leur retour sur l'antenne (après réflexion sur la sphère) [15]. Cette synchronisation est selon l'auteur nécessaire à la bonne conduite de la mesure. Il apparaît néanmoins difficile de mesurer des antennes non symétriques tout en respectant ces conditions. Ceci est l'objet du paragraphe 2.3.

Nous proposons ici une description temporelle des diverses réflexions s'effectuant à l'intérieur de la cavité par une approche SER afin de clarifier le processus de mesure.

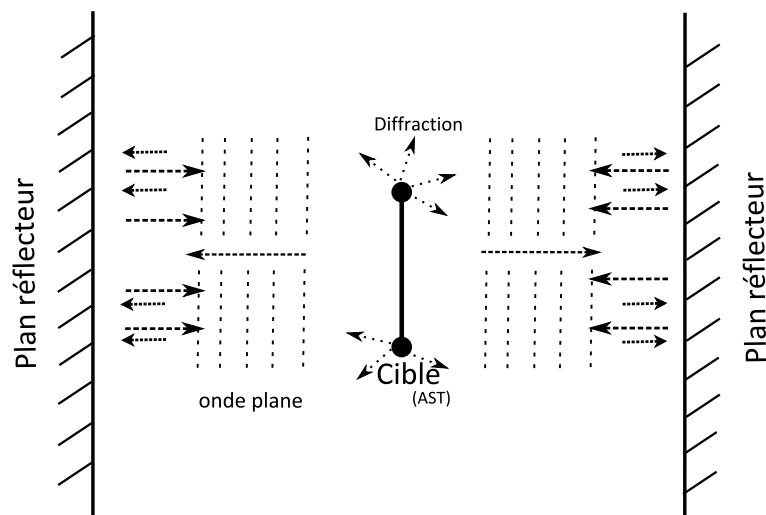


FIGURE 2.4 – Schématisation des réflexions à l'intérieur de la cavité

La figure 2.4 présente schématiquement les champs incidents et réfléchis à l'intérieur de la cavité. Les parois de la cavité sont remplacées par des plans réfléchissants métalliques parfaits et parallèles, l'AST par la cible.

Plaçons nous au temps où l'AST a déjà rayonné une onde qui se réfléchit sur les plans réfléchissants parfaits. L'onde alors incidente sur l'antenne est supposée plane pour simplifier l'approche. La puissance incidente correspondante se divise en deux parties : la puissance absorbée par la cible et celle diffusée. Cette dernière (diffusée) se compose d'une partie réfléchie et d'une partie diffractée. L'onde diffusée va alors se réfléchir sur les plans réfléchissants et une onde incidente va de nouveau se diriger vers la cible ... (La cible étant l'AST possédant une désadaptation,

la puissance diffusée se divise en puissance re-rayonnée pondérée par le rendement de l'AST et diffractée). La puissance diffractée par la cible est fonction de sa structure géométrique. La méthode étant destinée aux antennes de petites tailles, le terme de structure de celles-ci est très faible. La partie diffractée peut donc être négligée dans les bilans de puissances de la mesure comme ceux présentés ci-après. De tels échanges vont s'effectuer jusqu'à obtenir un régime établi.

2.2.2.1 Formalisme de Huynh

La contribution apportée par Huynh [56] concerne la prise en compte de la désadaptation de l'antenne sous test. En effet, si m est la désadaptation de l'antenne (cf. ci-dessus), cette dernière ne rayonnera pas η_{ray} mais $(1-m)\eta_{ray}$. Ainsi, en utilisant les mêmes termes et la même démarche que pour le formalisme de Schantz (cf. Chap. 1 §2), les diverses réflexions qui s'effectuent dans la cavité peuvent être décrites comme suit :

1. Tout d'abord, au temps $t = 0$, une puissance normalisée à $1W^{(1)}$ est appliquée à l'antenne (Fig. 2.5). Une fraction m de cette puissance (m étant la désadaptation de l'antenne $m = |S_{11fs}|^2$) revient sur le port d'entrée à cause de la désadaptation et la fraction complémentaire $(1-m)$ traverse le port de l'antenne.
2. La fraction de puissance $(1-m)$ est rayonnée avec une efficacité de rayonnement η_{ray} . $(1-m)\eta_{ray}$ est donc la fraction de puissance rayonnée.
3. Au temps $t = Tar$ (le temps nécessaire à l'onde pour être rayonnée, réfléchi sur la paroi, et revenir sur l'antenne), l'antenne reçoit l'onde retour avec la même efficacité. De part la désadaptation, une partie de ce signal reçu est retransmise avec une fraction de $m\eta_{ray}$ et une autre est absorbée avec une efficacité η_{ray} et une désadaptation $(1-m)$.
4. Sur le port d'entrée de l'antenne, $(1-m)^2\eta_{ray}^2$ est ainsi reçue et l'onde re-rayonnée de puissance $(1-m)\eta_{ray}^3m$ repart dans le volume de la sphère et ainsi de suite ...

$$\begin{aligned}
|S_{11WC}|^2 &= m + (1-m)^2\eta_{ray}^2 + (1-m)^2(\eta_{ray}^2)^2m + \dots \\
&= m + (1-m)^2\eta_{ray}^2 \sum_{n=0}^{\infty} (m\eta_{ray}^2)^n \\
&= m + (1-m)^2\eta_{ray}^2 \frac{1}{1-\eta_{ray}^2m}
\end{aligned} \tag{2.1}$$

L'efficacité de rayonnement est alors déduite :

$$\eta_{ray} = \sqrt{\frac{|S_{11WC}|^2 - |S_{11FS}|^2}{1 - 2|S_{11FS}|^2 + |S_{11WC}|^2|S_{11FS}|^2}} \tag{2.2}$$

(1). La puissance de $1W$ considérée est celle appliquée à l'antenne. C'est donc celle qui parviendrait à l'antenne si celle-ci était idéale

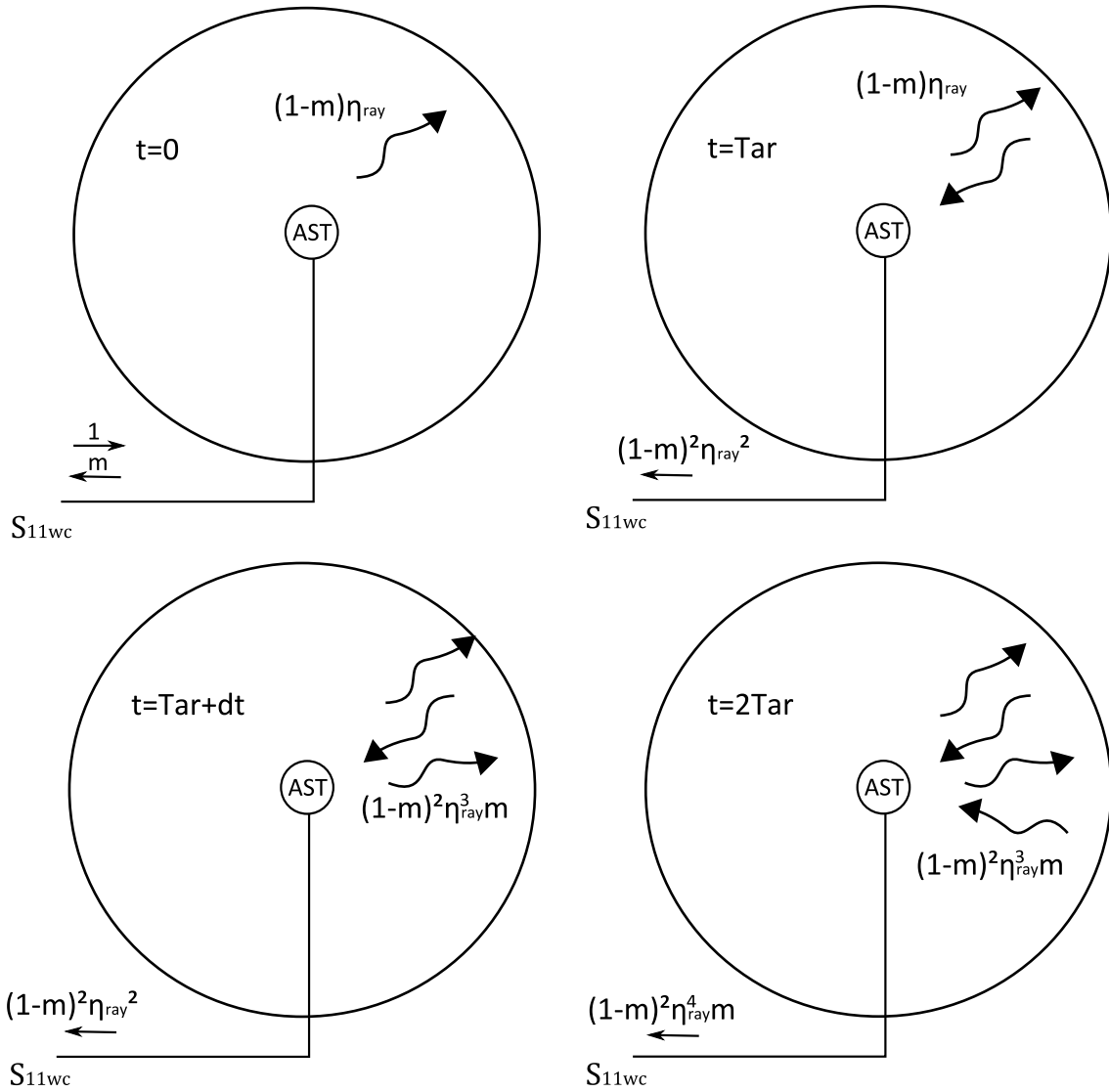


FIGURE 2.5 – Evolution des fractions de puissance dans l'ULB Wheeler Cap (Huynh).

Concernant le formalisme de Schantz, nous rappelons la formule de détermination de l'efficacité de rayonnement :

$$\eta_{ray} = \sqrt{(1 - |S_{11FS}|^2)(|S_{11WC}|^2 - |S_{11FS}|^2)} \quad (2.3)$$

2.2.2.2 Comparaison des formalismes

Afin de bien observer les différences entre ces deux formalismes, les puissances reçues sur le port de l'AST et celles présentes à l'intérieur de la sphère sont regroupées dans le tableau suivant (Tab.2.1) pour différents instants antérieurs (t^-) et postérieurs (t^+) aux aller-retours T_{ar_i} :

$$\begin{aligned} t_i^- &= T_{ar_i} - dt \\ t_i^+ &= T_{ar_i} + dt \end{aligned} \quad (2.4)$$

L'efficacité totale est obtenue par l'équation suivante :

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} \times (1 - |S_{11FS}|^2) \quad (2.5)$$

Temps	t_1^-	t_1^+	t_2^-	t_2^+
Intérieur sphère (Schantz)	η_{ray}	$m^2 \eta_{ray}$	$m^2 \eta_{ray}$	$m^3 \eta_{ray}$
Intérieur sphère (Huynh)	$(1 - m) \eta_{ray}$	$(1 - m) \eta_{ray}^3 m$	$(1 - m) \eta_{ray}^3 m$	$(1 - m) \eta_{ray}^5 m^2$
Port AST (Schantz)	m	η_{ray}^2	η_{ray}^2	$\eta_{ray}^2 m$
Port AST (Huynh)	m	$(1 - m)^2 \eta_{ray}^2$	$(1 - m)^2 \eta_{ray}^2$	$(1 - m)^2 \eta_{ray}^4 m$
Temps	t_3^-	t_3^+	t_4^-	t_4^+
Intérieur sphère (Schantz)	$m^3 \eta_{ray}$	$m^4 \eta_{ray}$	$m^4 \eta_{ray}$	$m^5 \eta_{ray}$
Intérieur sphère (Huynh)	$(1 - m) \eta_{ray}^5 m^2$	$(1 - m) \eta_{ray}^7 m^3$	$(1 - m) \eta_{ray}^7 m^3$	$(1 - m) \eta_{ray}^8 m^4$
Port AST (Schantz)	$\eta_{ray}^2 m$	$\eta_{ray}^2 m^2$	$\eta_{ray}^2 m^2$	$\eta_{ray}^2 m^3$
Port AST (Huynh)	$(1 - m)^2 \eta_{ray}^4 m$	$(1 - m)^2 \eta_{ray}^6 m^2$	$(1 - m)^2 \eta_{ray}^6 m^2$	$(1 - m)^2 \eta_{ray}^8 m^3$

TABLE 2.1 – Puissances mises en jeu selon les formalismes

Le tableau 2.1 fait tout d'abord apparaître, selon l'approche de Huynh, la contribution de l'efficacité de rayonnement de l'AST à chaque passage par celle-ci. Ce n'est pas le cas dans l'approche de Schantz. De plus, concernant la désadaptation m , il semble naturel que le complémentaire de cette fraction de puissance soit rayonnée et pondérée par l'efficacité de rayonnement. C'est pourquoi le formalisme de Huynh paraît plus rigoureux et physique que celui de Schantz. Pour confirmer cette hypothèse, nous pouvons observer les efficacités de rayonnements et totales de l'ADT (annexe A) selon les deux formalismes. Afin d'apprécier seulement l'influence des deux approches, les résultats suivant sont présentés bruts i.e sans traitement pour retirer les contri-

butions des modes de cavité (Fig. 2.6).

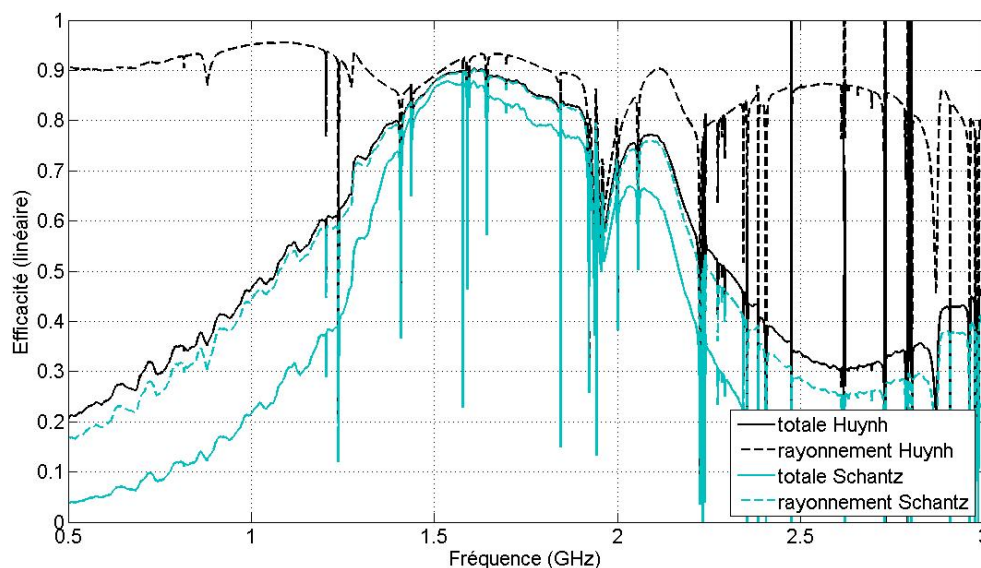


FIGURE 2.6 – Efficacités de l'ADT obtenues pour les formalismes de Schantz et Huynh

Sur la figure 2.6, nous pouvons constater que, selon le formalisme de Schantz, l'efficacité de rayonnement a la même allure que l'efficacité totale. De plus, cette efficacité de rayonnement est particulièrement faible lorsque l'ADT n'est pas bien adaptée. Il n'en est pas ainsi selon le formalisme de Huynh. En effet, dans ce cas, l'efficacité de rayonnement paraît plus physique et l'efficacité totale est proche de celle de rayonnement obtenue suivant Schantz.

Par la suite, nous utiliserons le formalisme apporté par Huynh. Néanmoins, la diffraction sur l'antenne mesurée n'apparaît dans aucun de ces deux formalismes. Celle-ci peut introduire une petite incertitude sur les efficacités mesurées qui peut être ignorée. D'autre part, si l'AST est parfaitement adaptée ($m = 0$, ce qui est très rarement le cas), les équations 2.2 et 2.3 sont équivalentes et les efficacités de rayonnement et totale sont directement le module du coefficient de réflexion mesuré dans la sphère.

2.2.3 Domaine de fonctionnement

Selon la littérature, le domaine de fonctionnement d'une ULB Wheeler Cap est conditionné par la taille du rayon de la sphère r . Lorsque $r = \lambda/2\pi$, la sphère peut être utilisée comme Wheeler Cap classique [20] (§1.3). La zone incluse dans la sphère d'un rayon approximatif de $\lambda/2\pi$ est la "région réactive" [21]. Dans cette région du champ proche de l'antenne, le rayonnement n'est pas encore formé et les trois composantes spatiales du champ décroissent plus vite qu'en $1/r$. Au delà se trouve la zone de rayonnement champ proche.

Lorsque $r \geq \lambda/2\pi$, la sphère peut être utilisée comme une ULB Wheeler Cap. Ceci constitue la limite basse de fonctionnement de la sphère. En théorie, il n'y a pas de limite haute fréquence

dans l'utilisation de la sphère. A ce propos, nous proposons dans le paragraphe 2.6 une observation du comportement de la sphère en bande millimétrique.

Concernant la sphère fabriquée, son rayon est de 14.8cm soit une limite basse théorique de fonctionnement de 322.6MHz. Le domaine de fonctionnement de cette sphère se situe donc au delà de 322.6MHz.

Les multiples mesures réalisées pour l'IETR, utiles aux travaux de doctorants et aux projets de recherche, ont contribué à la connaissance plus approfondie de la méthode "ULB Wheeler Cap". Dédiée à la mesure sur de larges bandes fréquentielles, rien n'empêche à priori son exploitation pour la mesure bande étroite. Ceci est l'objet du paragraphe 2.4.2, validant la mesure bande étroite par comparaison avec la mesure fréquentielle en CRBM. Certaines antennes bande étroite ayant des fréquences de résonances proches de la limite basse (aux alentours de 400MHz) ont permis d'utiliser la sphère en tant que "Wheeler Cap" classique (§2.2.3.1).

Ce moyen de caractérisation d'antenne par la mesure de leur efficacité constitue désormais un outil supplémentaire au laboratoire. Une interface graphique est actuellement en développement afin que cet outil puisse être accessible au plus grand nombre.

2.2.3.1 Exemple d'utilisation en Wheeler Cap classique

Ce paragraphe présente l'utilisation de la sphère réalisée par la méthode "Wheeler Cap" classique (cf Partie 1§1.3). Le type d'antenne mesurée fait référence à une partie des travaux de thèse de Wafa Abdouni-Abdallah [67] dans le cadre du projet ANR "NAOMI" traitant de la miniaturisation des antennes imprimées à l'aide de matériaux magnéto-diélectriques "naturels". Ces antennes sont des patchs court-circuités déposés sur deux matériaux magnéto-diélectrique différents. Le premier est un matériau du commerce dénommé "MF-114" ($\epsilon = 11$ et $\mu = 2$). Le second est développé par le LABSTIC de Brest et dénommé "matériau LABSTIC" ($\epsilon = 6$ et $\mu = 3$). Ces antennes ont des dimensions faibles devant la longueur d'onde ($\lambda_0/23$) et les matériaux présentent de fortes pertes. Leurs gains et leurs efficacités sont alors très faibles. De plus leurs fréquences de résonances sont proches de la limite basse de fonctionnement de la sphère réalisée. Elles constituent alors de bons exemples d'antennes sous test.

Le tableau 2.2 regroupe les valeurs obtenues par simulation et mesures des fréquences de résonances f_r , de la bande passante à $-10dB$ BP_{-10dB} , du gain G et de l'efficacité totale η_{tot} . La colonne du tableau 2.2 intéressante pour nos propos est la dernière (η_{tot}) regroupant les efficacités totales simulées (obtenues par le rapport du gain réalisé par la directivité) et celles mesurées en Wheeler Cap. Les efficacités calculées à partir de la mesure sont obtenues en considérant le modèle équivalent série (Eq. 1.19 §1.3 Chap. 1).

L'utilisation de la sphère en "Wheeler Cap" classique donne des résultats acceptables et cohérents comparés à la simulation et à la mesure de gain.

		$f_r(MHz)$	$BP_{-10dB}(\%)$	$G(dB)$	$\eta_{tot}(\%)$
Matériau LABSTIC	Simulation	430	5.8	-24.2	5.2
	Mesure	424	4.7	-23	8
MF-114	Simulation	370	6.7	-29.3	3.08
	Mesure	408	5.6	-25.7	4

TABLE 2.2 – Performances de l’antenne patch circulaire de 36mm de diamètre imprimée sur le 2ème échantillon développé à Brest et sur le matériau MF-114 simulées sous HFSS et mesurées à l’IETR

2.2.3.2 Facteur de qualité

Le facteur de qualité de la cavité est un paramètre important afin de pouvoir interpréter correctement les mesures, notamment pour distinguer un mode de cavité d’une chute d’efficacité de l’AST.

Une définition générale du facteur de qualité composite d’une cavité métallique est donnée dans [68] par :

$$Q = \frac{3 V}{2 S \delta} \quad (2.6)$$

avec V le volume de la cavité, S la surface de celle ci et δ l’épaisseur de peau (ou profondeur de pénétration) définie par :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (2.7)$$

avec f la fréquence (en Hz), μ la perméabilité magnétique du métal et σ sa conductivité électrique. Le matériau 2017A (annexe C) possède une perméabilité magnétique μ approximée à 1 et une conductivité électrique σ de $1.96 \cdot 10^7$ S/m. Nous obtenons par calcul l’allure du coefficient de qualité en fonction de la fréquence présentée figure 2.7.

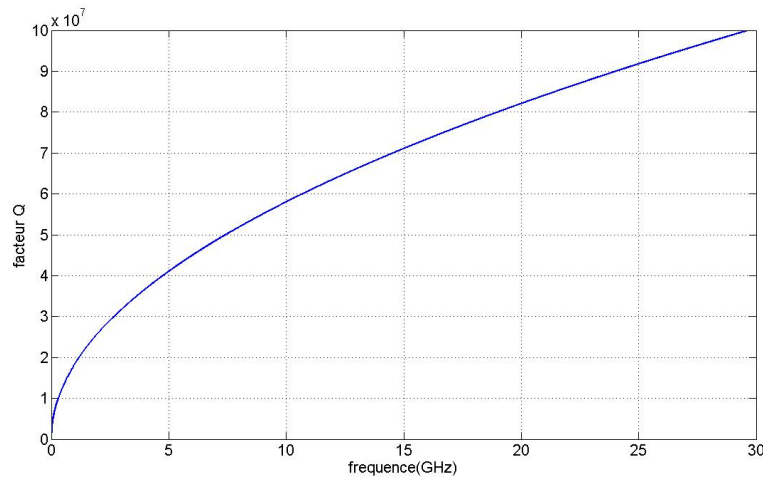


FIGURE 2.7 – Facteur Q composite théorique de la cavité sphérique de diamètre 29.6cm

Le coefficient de qualité de la sphère métallique reste très élevé, même lors de la montée en fréquence. Nous nous assurons ainsi d'avoir un facteur de qualité de cavité supérieur à celui de l'antenne afin de pouvoir distinguer les modes résonants de la cavité des chutes d'efficacité. En effet, l'influence d'un mode sur le résultat de l'efficacité se traduira par un changement brutal de l'allure de la courbe (bien plus étroit en terme de largeur de bande) comparé à l'influence d'une désadaptation ou d'une variation de pertes de l'AST.

2.2.4 Fréquences de résonance de la cavité sphérique

Afin d'apprécier les contributions des modes de résonances de la cavité sphérique sur les résultats d'efficacité, on se propose ici de déterminer les fréquences de résonance de la cavité. De manière théorique, les fréquences d'apparition des modes de résonance TE et TM d'une cavité sphérique de rayon a sont obtenues par [69] :

$$Fr_{mnp}^{TE} = \frac{u_{np}}{2\pi a \sqrt{\epsilon\mu}} \quad (2.8)$$

$$Fr_{mnp}^{TM} = \frac{u'_{np}}{2\pi a \sqrt{\epsilon\mu}} \quad (2.9)$$

Où u_{np} et u'_{np} sont les zéros de la fonction de Bessel sphérique et de sa dérivée respectivement. ϵ et μ sont approximées par leurs valeurs dans le vide ϵ_0 et μ_0 . Connaissant les zéros des fonctions de Bessel, le rayon de la sphère et $c = \frac{1}{\epsilon_0\mu_0}$, les fréquences de résonances de la cavités sont obtenues (cf. TAB2.3)

Les valeurs obtenues par calcul théorique (tous modes confondus) sont rassemblées dans le tableau suivant (TAB. 2.3). On observe que la densité des modes de résonance augmente fortement avec la fréquence. La connaissance de ces fréquences d'apparition permet de distinguer les chutes brutales de rendement de l'AST des contributions des modes de cavité sur les résultats d'efficacité. Néanmoins, tous les modes de cavité d'une bande de fréquences considérée ne seront pas excités pour toutes les mesures. L'excitation sera fonction du couplage entre l'AST et la cavité, donc fonction de l'AST et de sa position dans la sphère.

Ordre d'apparition	Fréquence (MHz)	Ordre d'apparition	Fréquence (MHz)
1	873.4217	42	4787.268
2	1231.8302	43	4874.4828
3	1430.1326	44	4899.6285
4	1525.6233	45	4911.7242
5	1834.3767	46	4938.4614
6	1929.5491	47	4979.5224
7	1947.0557	48	5205.8355
8	2224.2971	49	5296.8699
9	2272.679	50	5307.3741
10	2369.1247	51	5386.9497
11	2458.886	52	5443.9257
12	2604.6684	53	5471.6181
13	2613.5809	54	5481.4854
14	2776.2334	55	5617.4004
15	2894.9602	56	5732.3076
16	2952.2546	57	5825.2521
17	2965.6233	58	5864.7216
18	2978.0371	59	5896.2333
19	3172.8381	60	5948.7534
20	3289.6551	61	5982.8118
21	3315.756	62	6023.2362
22	3346.3131	63	6149.9205
23	3409.9734	64	6255.5967
24	3470.7693	65	6338.9919
25	3561.4854	66	6404.8806
26	3710.451	67	6423.9789
27	3725.7294	68	6452.6259
28	3840	69	6484.1379
29	3922.4403	70	6561.8037
30	3944.085	71	6678.939
31	3974.3235	72	6773.793
32	4071.4059	73	6851.4588
33	4127.427	74	6911.6181
34	4258.8858	75	6956.1804
35	4322.2281	76	6968.9124
36	4360.1061	77	6985.4643
37	4431.0876	78	7096.5516
38	4477.2414	79	7201.9098
39	4522.122	80	7290.7161
40	4669.4961	81	7361.6976
41	4695.915		

TABLE 2.3 – Fréquences de résonance en MHz pour une cavité sphérique de rayon 14.8cm

2.2.5 Traitement des mesures

Les modes de résonances de la cavité de mesure peuvent venir perturber la bonne lecture du résultat d'efficacité. On peut observer ces perturbations sur les résultats bruts présentés figure 2.8. Les flèches de cette figure désignent quelques unes des perturbations dues aux modes de cavité.

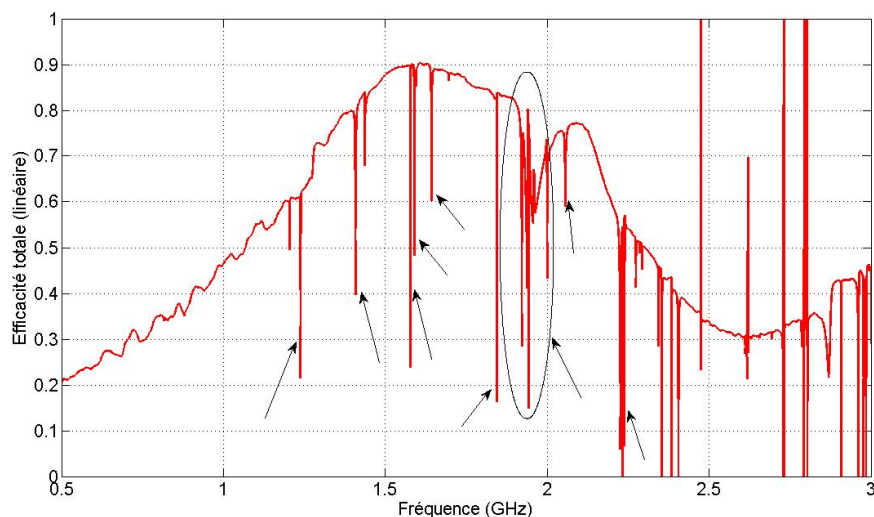


FIGURE 2.8 – Efficacité de l'ADT non traitée

Ces perturbations se traduisent par des changements brutaux (pics) de l'allure de courbe d'efficacité provenant de la mesure du coefficient de réflexion en cavité. En présence de ces modes, l'antenne à l'intérieur de la cavité paraît très adaptée ou au contraire très désadaptée (cf Fig. 2.9).

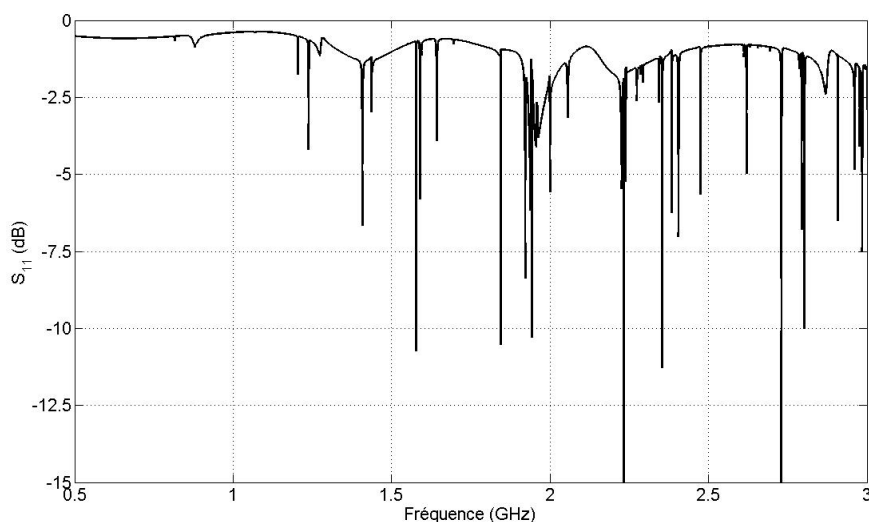


FIGURE 2.9 – Coefficient de réflexion de l'ADT en cavité

La difficulté de distinguer l'efficacité croît fortement avec la montée en fréquence. Un exemple de mesure d'antenne ULB filtrante [70] est présenté figure 2.10.

Une méthode introduite par Johnston et Mc. Rory [53](cf. Chap. 1§1.10.4) et reprise par d'autres

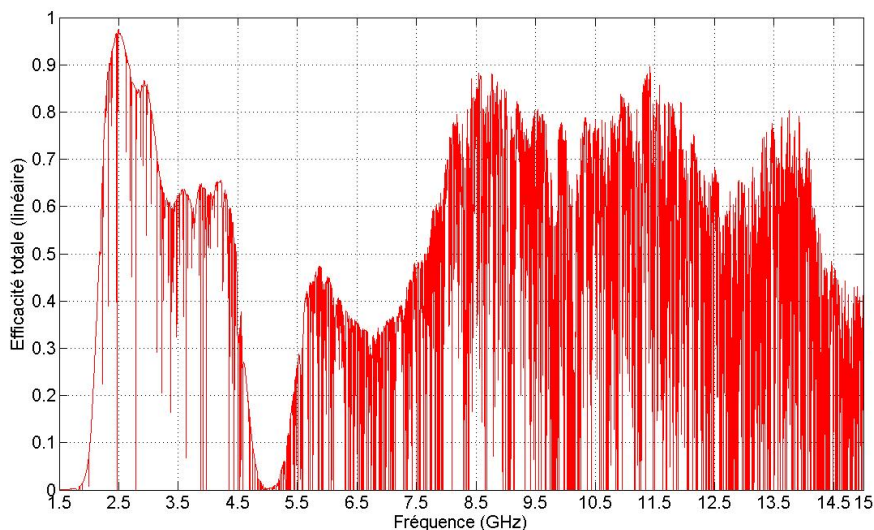


FIGURE 2.10 – Efficacité de l'antenne ULB non traitée

auteurs [71] permet d'éliminer les influences des modes de cavités. Elle consiste en l'observation des coefficients de réflexions en cavité et en espace libre sur l'abaque de Smith. Par estimation des distances géométriques minimales et maximales entre ces coefficients de réflexions pour une bande de fréquence donnée (pour que le coefficient de réflexion en cavité forme un cercle sur l'abaque de Smith), une efficacité est obtenue. Cette méthode est assez bien adaptée à des bandes de fréquences relativement étroites. En effet, l'automatisation de la formation des cercles et de la détection des distances sur l'abaque de Smith peut être difficile, en particulier lorsque beaucoup de modes sont présents et lorsque la phase varie rapidement.

D'autres techniques existent telles que le changement de position de l'AST dans la cavité [52, 72] pour ne retenir que le maximum du coefficient de réflexion sur une petite bande de fréquence. Cette dernière a le défaut de nécessiter beaucoup de positions pour être efficace. De plus, ce nombre de positions nécessaire augmente fortement lorsque la fréquence croît pour une taille de cavité fixe. La mesure devient alors longue et laborieuse.

Enfin, il est possible d'effectuer une moyenne sur les résultats afin de lisser la courbe. Cette moyenne s'effectue grâce à une fenêtre fréquentielle glissante sur laquelle la moyenne est réalisée. Cette technique a le défaut de perdre de l'information et de diminuer la dynamique des résultats.

Il était donc nécessaire de développer un traitement des mesures adapté, rapide, sans pertes d'information afin de s'affranchir des modes de résonance et ce pour n'importe quelle densité de modes. Nous avons alors implémenter une routine traitant les résultats d'efficacité. Celle-ci est basée sur une fenêtre glissante dotée d'un critère et associée à une détection d'extrema. Afin d'éclaircir l'esprit du lecteur, voici le déroulement séquentiel de ce traitement visant à éliminer les points d'efficacité qui sortent de la tendance :

1. Observation d'un point d'efficacité et de son environnement proche (à droite et à gauche)

délimité par une largeur de fenêtre.

2. Moyenne des valeurs de l'environnement sans prendre en compte le point d'observation dans la moyenne.
3. Comparaison de la valeur du point d'observation et de l'intervalle (pondéré par un critère) autour de la moyenne des valeurs de l'environnement.
4. Si le point d'observation n'est pas inclus dans cet intervalle, il est remplacé par la moyenne de l'environnement. Sinon, il est gardé.
5. Observation du point d'efficacité suivant ...

Une fois que tous les points de la courbe ont été traités par ce processus, le critère est augmenté et le processus recommencé. Plusieurs passages sont ainsi réalisés en augmentant la valeur du critère jusqu'à arriver à un critère égal à 100% de la moyenne de l'environnement. En choisissant une largeur de fenêtre d'observation relativement étroite et un nombre de passages grand, nous arrivons à restituer une courbe observable sans trop de perte d'information.

Voici alors quelques résultats de ce traitement. La figure 2.11 présente les courbes obtenues lors de la mesure de l'ADT pour plusieurs passages et pour une largeur de fenêtre d'observation de 500 kHz.

La figure 2.12 présente le résultat brut de la mesure pour l'antenne ULB et le résultat traité pour une largeur de fenêtre de 1MHz et 5000 passages. Nous obtenons des résultats très acceptables y compris en hautes fréquences lorsque la densité des modes devient très forte à l'aide d'une technique assez simple. Une adaptation de la largeur de fenêtre d'observation en fonction de la fréquence pourrait améliorer la résolution de ce traitement. En effet, lorsque le nombre de modes est important comparé à la largeur de fenêtre, il est rare que le point d'observation se trouve dans l'intervalle de jugement et par conséquent, il est remplacé par la moyenne de cette fenêtre. Nous perdons alors l'information des maxima. Une alternative au changement de largeur de fenêtre est la conservation des maxima. La figure 2.12 illustre cette alternative.

La technique développée apparaît robuste face au nombre de modes grandissant. Cette technique est utilisée pour tous les résultats de mesure présentés dans la suite du manuscrit.

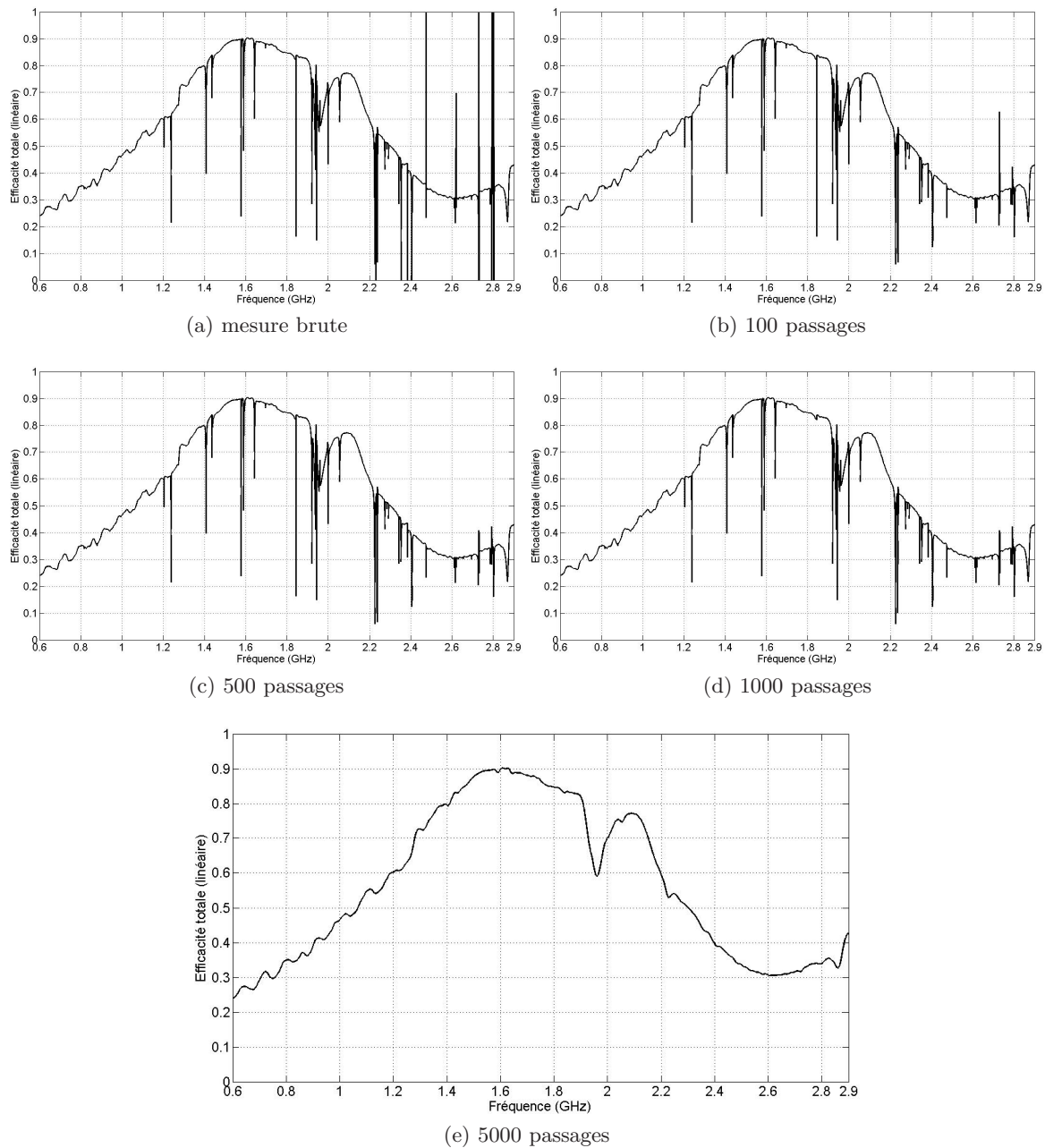
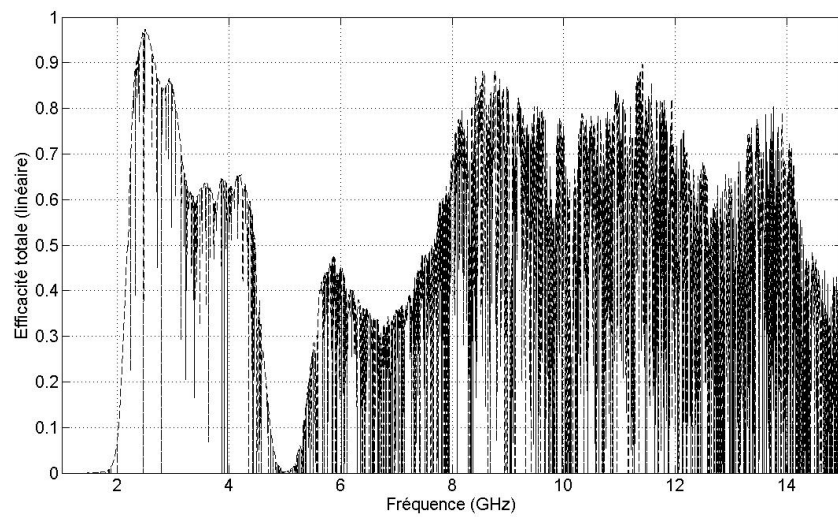
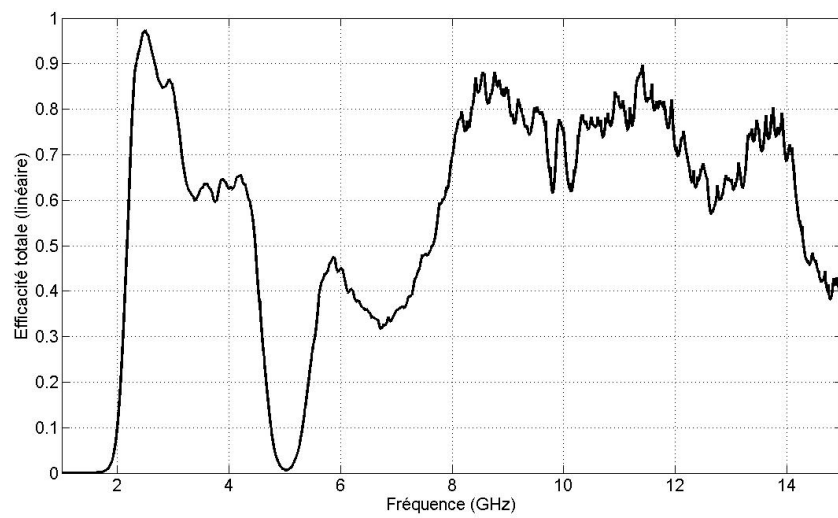


FIGURE 2.11 – Exemple de traitement de mesure



(a) mesure brute



(b) mesure traitée

FIGURE 2.12 – Efficacité de l'antenne ULB

2.3 Etude de la configuration de mesure

La méthode ULB Wheeler Cap nécessite seulement la mesure des coefficients de réflexion en espace libre et en cavité. De ce fait, elle est simple à mettre en oeuvre et les sources d'incertitudes sont peu nombreuses. Seuls l'analyseur de réseau vectoriel, les câbles et le couplage de l'AST avec son câble peuvent introduire des erreurs sur la mesure du coefficient. Afin de réduire les erreurs dues aux câbles et à l'instrumentation, un bon calibrage de l'analyseur de réseau est primordial. Concernant le couplage de l'AST avec son câble, il devient problématique lors de la mesure d'antennes électriquement petites. Ceci est illustré dans le paragraphe 2.4.2.3.

La sensibilité et la précision d'une telle mesure ne sont pas faciles à déterminer. En effet, enfermer l'antenne sous test à l'intérieur de la sphère ne donne pas la possibilité de maîtriser tous les mécanismes physiques inhérents à la mesure. Néanmoins, par les approches expérimentales et numériques suivantes, la connaissance des paramètres influents sur cette mesure est approfondie. Nous proposons d'observer tout d'abord l'influence de la position de l'AST à l'intérieur de la sphère puis l'influence de la forme de la cavité sur les résultats d'efficacité.

2.3.1 Etude de l'influence de la position de l'antenne sous test

Dans la méthode ULB Wheeler Cap introduite par Schantz [15], une des conditions nécessaire à la bonne réalisation de la mesure est la position de l'antenne au centre de la cavité sphérique. Cette position semble importante afin d'obtenir la synchronicité des signaux après les différentes réflexions à l'intérieur de la sphère. Néanmoins, les antennes à mesurer ne sont pas toutes symétriques et par conséquent difficilement positionnables au centre de la sphère. On se propose ici d'étudier à l'aide de simulations numériques et de mesures l'influence de la position sur le résultat d'efficacité. Cette étude a fait l'objet d'un article soumis dans le journal *Electronics Letters* soumis le 6 mai 2009.

Pour se faire, une série de simulations et de mesures a été réalisée pour différentes positions de l'ADT (cf. annexe A). La simulation consiste à simuler le protocole de mesure, c'est à dire obtenir les coefficients de réflexions en espace libre et dans la cavité sphérique par simulation.

Cinq positions sont considérées (cf Fig. 2.13). Afin de faciliter les mesures, les différentes positions correspondent aux longueurs ajoutées par différentes transitions et câbles que nous disposons au laboratoire⁽²⁾ :

- La position 1 se situe 21mm à la verticale du bas de la sphère.
- La position 2 se situe 37.3mm à la verticale du bas de la sphère.
- La position 3 se situe 52.5mm à la verticale du bas de la sphère.
- La position 4 se situe au centre de la sphère (configuration classique).
- La position 5 correspond à la translation horizontale de 65mm de la position 4 (obtenue à l'aide d'un câble coudé).

(2). Ceci explique les distances "exotiques" choisies

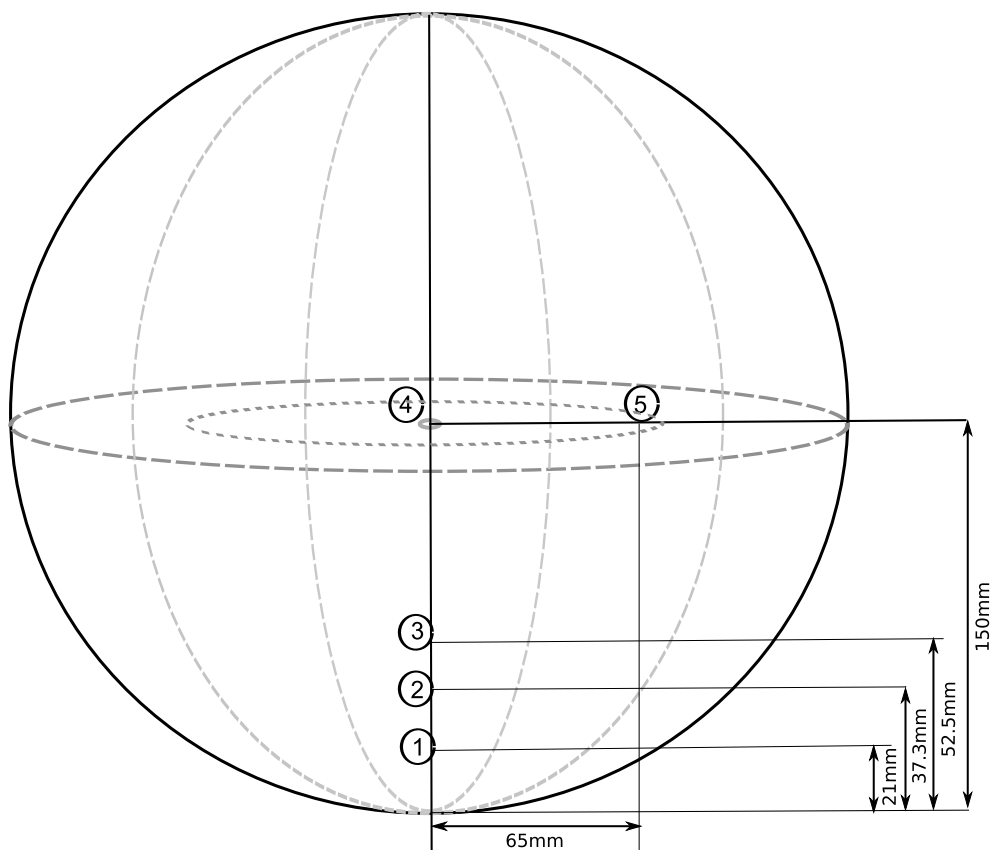


FIGURE 2.13 – Positions de l'ADT dans la cavité sphérique de 29.6cm de diamètre

La figure 2.14 présente les efficacités totales obtenues par la mesure pour les cinq positions de l'ADT citées ci dessus. Ces résultats sont retravaillés par la méthode décrite dans le paragraphe 2.2.5. On observe un très bon accord entre ces différentes positions, que l'antenne soit centrée ou

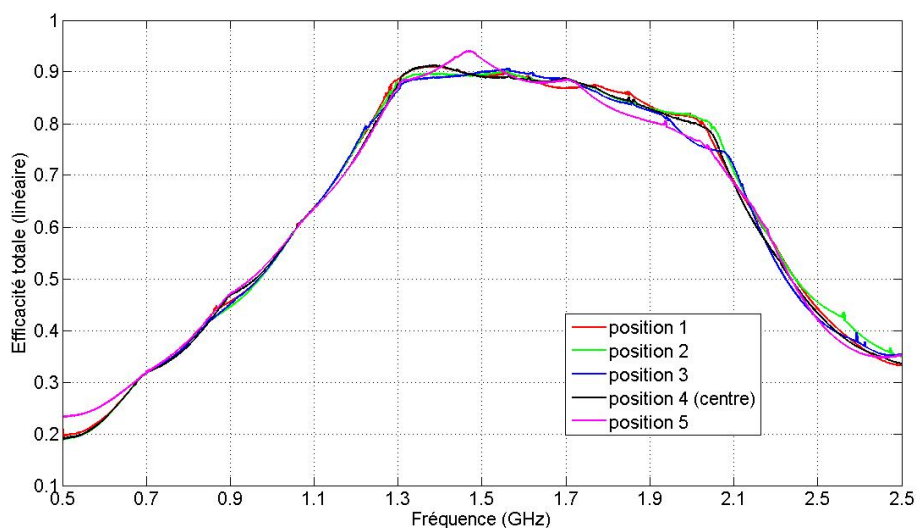


FIGURE 2.14 – Efficacités totales mesurées pour les cinq positions de l'ADT

non. La position de l'ADT dans la sphère semble n'affecter seulement les fréquences d'apparition des modes de cavité. Ceci peut s'expliquer par la modification du couplage de l'antenne avec la

cavité et par conséquent la modification des modes excités.

L'hypothèse interprétative que nous avançons ici est la suivante : la mesure étant réalisée en condition d'onde continue, la puissance globale reçue sur le port de l'AST est celle obtenue en régime établi. Changer la position de l'AST modifie certainement la façon dont les signaux sont collectés dans le temps mais la puissance globale reste la même en vertu de la conservation d'énergie. La puissance injectée est répartie entre la puissance reçue sur le port de l'AST et celle dissipée dans l'antenne. Ainsi, en considérant un petit laps de temps nécessaire à la réalisation de la mesure, toute l'énergie est reçue sur le port de l'AST et collectée par l'analyseur de réseau lors de la mesure du coefficient de réflexion en sphère.

Afin de valider cette hypothèse, des simulations numériques ont été effectuées. Le modèle de l'antenne à l'intérieur de celui de la sphère ont été réalisés sous CST MWS [73] (Fig. 2.15).

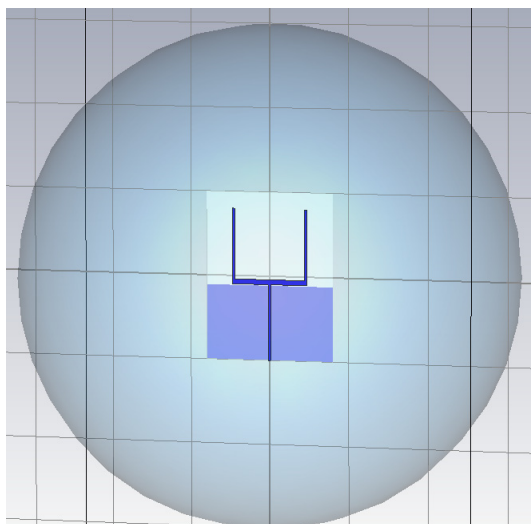


FIGURE 2.15 – Simulation de la mesure sous CST

La simulation permet d'observer les signaux sur le port de l'AST dans le domaine temporel. Sur la figure 2.16 sont présentés les coefficients de réflexion simulés de l'AST à l'intérieur de la sphère en fonction du temps pour les positions 4 et 5.

Des différences sur le temps d'arrivée des signaux peuvent être observées pour les deux positions. Néanmoins, les efficacités totales déterminées par la simulation sont en bon accord comme représenté figure 2.17.

Ces résultats confirment l'hypothèse que toute l'énergie est reçue et ceci indépendamment de la position de l'AST.

La figure 2.18 compare les efficacités totales obtenues en mesure et par simulation pour les positions 4 et 5.

On observe des différences de niveau entre mesure et simulation. Ces écarts sont dus à la différence entre les coefficients de réflexions de l'ADT et de son modèle en simulation (cf Fig A.2 annexe A). Cette antenne de test a en effet utilisée maintes fois et a changé au cours du temps.

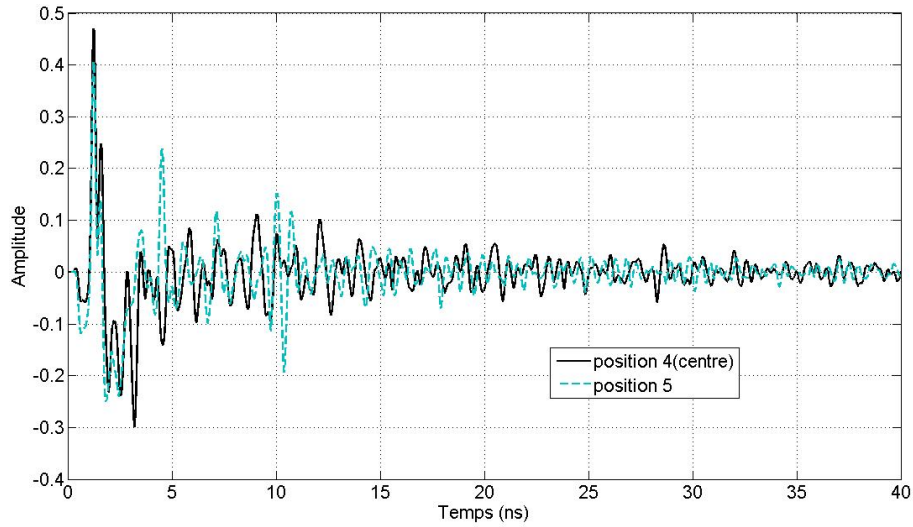


FIGURE 2.16 – Signaux reçus simulés en fonction du temps

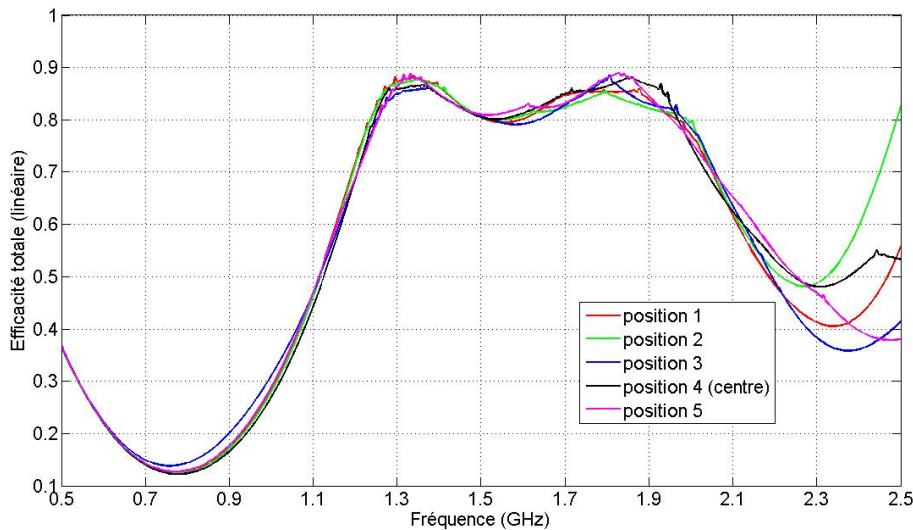


FIGURE 2.17 – Efficacités totales simulées pour les cinq positions de l'ADT

De plus, la simulation par ordinateur temporel d'une cavité fermée est délicate concernant la convergence des résultats. Outre les écarts observés entre mesure et simulation, l'hypothèse avancée en début de paragraphe est validée par la mesure et la simulation.

Il est à noter que la formulation de Schantz donne des résultats similaires à savoir la non influence de la position de l'ADT sur les résultats de l'efficacité. Néanmoins, il faut ajouter que cette non influence est valide pour les bandes de fréquences considérées ici. Nous verrons ultérieurement que la position a une influence pour des fréquences élevées (notamment en bande millimétrique).

Si l'anamnèse⁽³⁾ temporelle des ondes incidentes sur l'AST n'est pas un problème, la forme de

(3). l'histoire des signaux à l'intérieur de la sphère

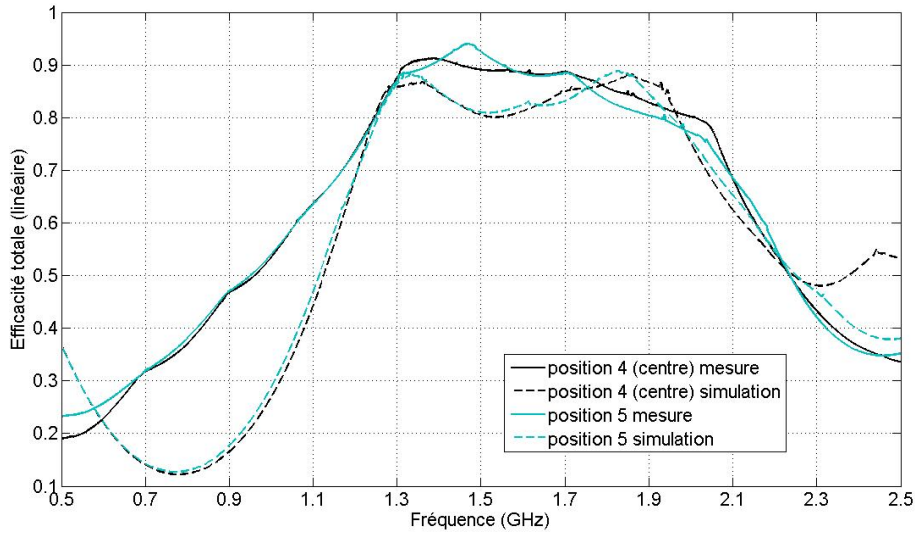


FIGURE 2.18 – Efficacités totales en fonction de la fréquence obtenues en simulation et mesure

la cavité ne devrait également pas en être un. Des cavités de forme cubique ou parallélépipédique beaucoup plus simple à fabriquer peuvent alors être utilisées. Afin d'illustrer ceci, des simulations de l'ADT dans une cavité cubique de 30 cm de coté ont été réalisées. La figure 2.19 compare les efficacités totales obtenues en utilisant une sphère de 30 cm de diamètre et un cube de 30 cm de coté.

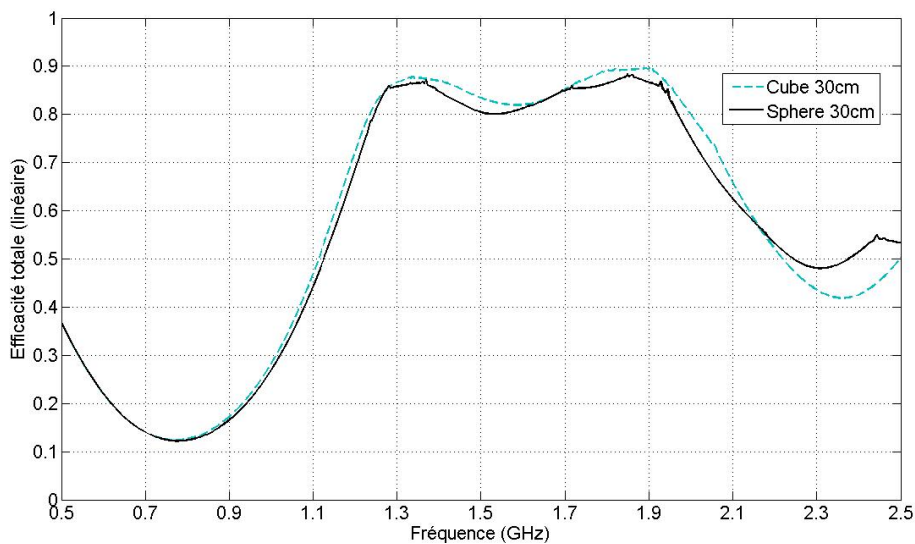


FIGURE 2.19 – Efficacités totales en fonction de la fréquence obtenues en simulation pour une cavité sphérique ou cubique

On observe un bon accord entre ces deux simulations validant l'hypothèse de la non influence de la forme de la cavité. Des expérimentations ont été menées dans une cavité parallélépipédique. Ceci est l'objet du paragraphe suivant (§.2.3.2).

2.3.2 Etude de l'influence de la forme de la cavité

Les travaux présentés dans ce paragraphe sont issus d'une collaboration avec Thomson R&D de Cesson Sevigné autour d'un stage d'ingénieur [74]. Ils ont donné lieu à un article journal MOTL [72] et à une communication aux Journées Nationales des Micro-ondes 2009 [75].

L'objet de ces travaux est la détermination du rendement d'antenne multi-accès dans une cavité de dimensions réduites et de forme quelconque. Nous introduisons une formulation modifiée de Huynh [56] en tenant compte des pertes de la cavité qui peuvent être non négligeables à hautes fréquences. Les résultats obtenus par cette formulation modifiée sont comparés avec la mesure fréquentielle en CRBM (cf. §1.9) et la mesure ULB Wheeler Cap.

2.3.2.1 Modification de la formulation de Huynh pour une cavité à pertes

Dans les formulations de Huynh [56] et Schantz [15], la cavité est considérée comme parfaitement conductrice. Néanmoins, de part la conductivité finie des parois métalliques, les pertes de la cavité ne peuvent plus être négligées en hautes fréquences. C'est pourquoi nous introduisons un paramètre de performance de cavité c'est à dire un rendement de cavité η_{cav} . Ce rendement entre en jeu à chaque réflexion sur les parois de la cavité. L'équation 2.2 déduite du bilan de puissances devient alors :

$$\begin{aligned}
 |S_{11WC}|^2 &= m + (1 - m)^2 \eta_{ray}^2 \eta_{cav} + (1 - m)^2 (\eta_{ray}^2)^2 m \eta_{cav} + \dots \\
 &= m + (1 - m)^2 \eta_{ray}^2 \eta_{cav} \sum_{n=0}^{\infty} (m \eta_{ray}^2 \eta_{cav})^n \\
 &= m + (1 - m)^2 \eta_{ray}^2 \frac{1}{1 - \eta_{ray}^2 m \eta_{cav}}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

En substituant m par $|S_{11FS}|^2$, l'efficacité de rayonnement s'exprime comme suit :

$$\eta_{ray} = \sqrt{\frac{|S_{11WC}|^2 - |S_{11FS}|^2}{\eta_{cav} (1 - 2|S_{11FS}|^2 + |S_{11WC}|^2 |S_{11FS}|^2)}} \tag{2.11}$$

Pour une cavité sans pertes ($\eta_{cav} = 1$), on retrouve évidemment la formulation de Huynh. La détermination du rendement de cavité se fait en utilisant l'équation 2.11 pour la mesure d'une antenne de référence d'efficacité connue.

2.3.2.2 Résultat expérimental

La campagne de mesure a consisté à valider la formulation dans le cas d'une antenne à 1 accès, en l'occurrence un dipôle de référence centré autour de 600 MHz, en comparant les mesures utilisant la cavité développée par Thomson avec des mesures effectuées en CRBM et en ULB Wheeler Cap de l'IETR.

2.3.2.2.1 Configuration de mesure La CRBM de l'IETR est une chambre métallique de 3.7 m x 2.9 m x 8.7 m. La fréquence la plus basse utilisable est estimée autour de 250 MHz. Le volume de test est assez loin des parois de la chambre ainsi que du brasseur de mode; la distance est au moins à $\lambda/2$. De manière à estimer l'incertitude du rendement de rayonnement de l'AST dans un intervalle de $\pm 15\%$, 1500 mesures indépendantes des paramètres S ont été sélectionnées, en utilisant le brassage mécanique et fréquentiel.

La cavité de Thomson est un parallélépipède métallique de taille 49.5 cm x 93 cm x 171 cm. Une petite ouverture (30 cm x 40 cm) est prévue pour accéder à l'intérieur de la cavité. La fréquence de coupure de la cavité est à 183 MHz et il n'y a pas de système de brassage installé à l'intérieur de la cavité. Le brassage est assuré par des mesures 35 positions différentes de l'AST dans la cavité séparées de quelques centimètres. Une moyenne du rendement total est effectuée à l'aide d'une fenêtre glissante sur 10 MHz de bande.

2.3.2.2.2 Exemple de mesure Le dipôle de référence mesuré est réalisé avec un symétriseur du commerce (ANAREN ref. 3A425) qui est adapté à 600 MHz et un rendement total estimé à 90%. Les résultats de mesure pour cette antenne de référence sont présentés figure 2.20.

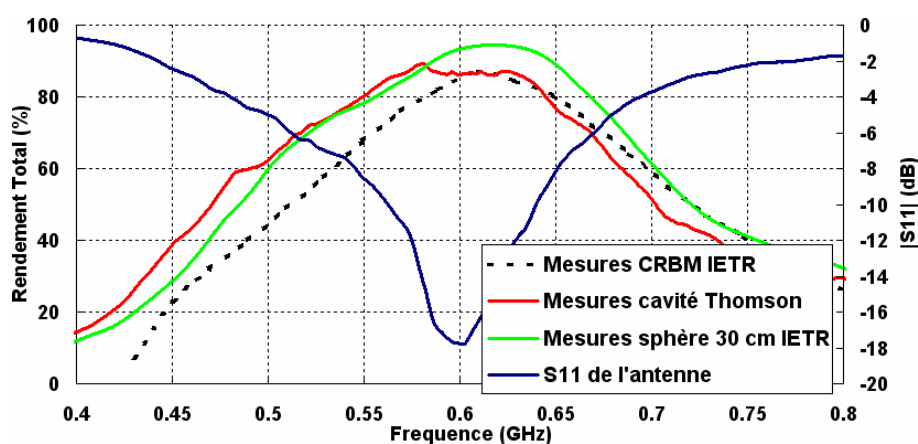


FIGURE 2.20 – Comparaison des mesures (CRBM/cavité/Sphère) dipôle UHF de référence

Une très bonne correspondance est obtenue entre les trois mesures. Cependant, un petit décalage fréquentiel peut être observé dû à une modification de la longueur des brins du dipôle entre les différentes campagnes de mesures. Il est à noter que pour les mesures en UHF, la cavité utilisée n'est pas surdimensionnée.

2.3.3 Conclusions sur la configuration de mesure

A travers une série de simulations et d'expérimentation, nous avons tout d'abord montré que la position de l'antenne sous test influe très peu sur les résultats de mesure en ULB Wheeler Cap. Les pré-requis de mesure à savoir utiliser une cavité sphérique et placer l'AST au centre de celle-ci pour obtenir la synchronicité des signaux sur l'AST après réflexions sur la sphère ne sont pas des contraintes. Par conséquent, des formes de cavités autre que sphériques peuvent

être utilisées pour l'estimation d'efficacité d'antennes.

Nous avons ensuite, grâce à une collaboration avec Thomson, estimé le rendement d'antennes dans une cavité relativement petite de forme parallélépipédique. Par comparaison avec des moyens de mesure tels que la CRBM et ULB Wheeler Cap (sphérique) l'utilisation d'une telle cavité est justifiée. Enfin, par l'ajout d'un paramètre de rendement de cavité dans la formulation de Huynh, les éventuelles pertes de la cavité peuvent être compensées.

Ces études permettent de simplifier la procédure de mesure et réduire les coûts de fabrication d'un tel moyen.

2.4 Résultats expérimentaux

Cette section présente les résultats les plus éloquentes des mesures réalisées à l'aide l'ULB Wheeler Cap. La présentation des résultats s'organise comme suit. Sont tout d'abord présentées les mesures d'antennes ULB puis les mesures d'antennes bande étroite. Dans ce dernier groupement, les antennes sont triées par types à savoir les antennes multibandes, monobandes et électriquement petites (AEP). Le critère pour désigner une antenne comme AEP est sa taille globale inférieure à $\lambda_0/10$. La partie se termine par les illustrations des limites expérimentales rencontrées. Les différents résultats de mesure sont confrontés à ceux obtenus par simulation ou par mesure fréquentielle en CRBM (cf. Chap 1 §1.9).

Un tableau récapitulatif complet des mesures effectuées en ULB Wheeler Cap est disponible en fin de chapitre page 101.

2.4.1 Antennes Ultra Large Bande

Les résultats présentés ci-dessous concernent les antennes ULB développées dans le cadre de la thèse de Claire Marchais [76]. Ce sont des structures triplaques à large fente alimentée par stub ou par disque (Fig. 2.21).

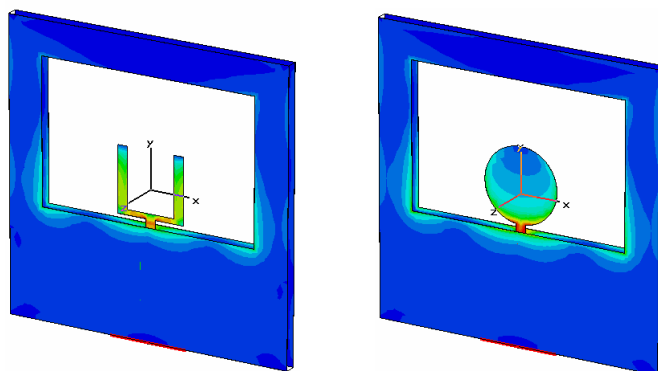


FIGURE 2.21 – Structure de l'antenne triplaque ULB alimentation stubs et disque

Plusieurs structures dérivent de ces deux configurations :

- les antennes triplaques tronquées dont le plan de masse a été découpé pour réduire la taille de l'antenne
- les antennes triplaques filtrantes dont l'alimentation a été redessinée afin de filtrer la bande Wifi.

Les résultats présentés regroupent les mesures comparées aux simulation sous le logiciel IE3D⁽⁴⁾

(4). IE3D est un logiciel de simulation électromagnétique qualifié de $2D\frac{1}{2}$ car le substrat est considéré comme infini pour les simulations.

[77] de quelques unes de ces structures. Pour chacun des résultats sont associés les coefficients de réflexions des antennes en espace libre simulés et mesurés.

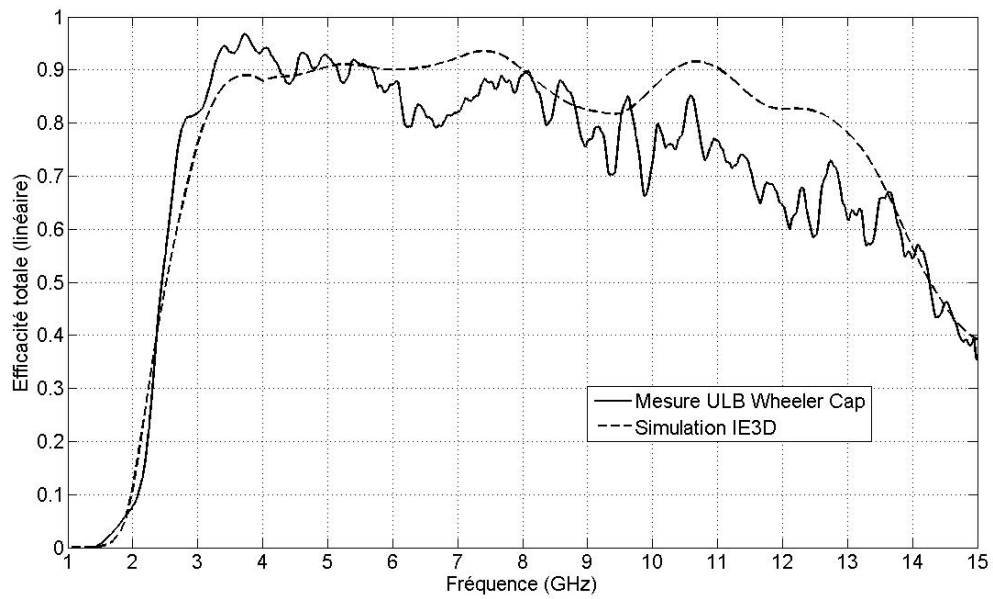


FIGURE 2.22 – Efficacité de l'antenne triplaque alimentée par stubs

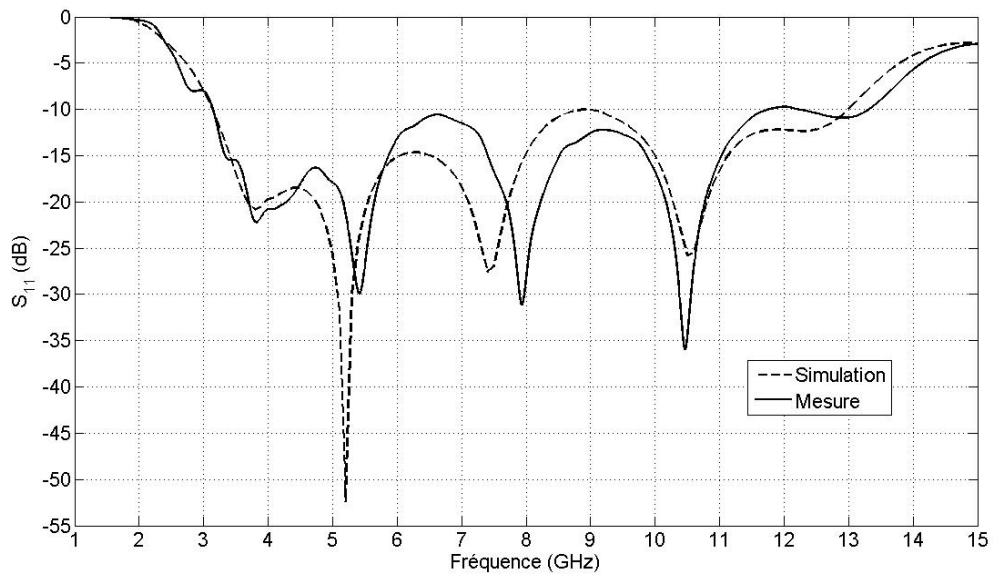


FIGURE 2.23 – Coefficient de réflexion en espace libre de l'antenne triplaque alimentée par stubs

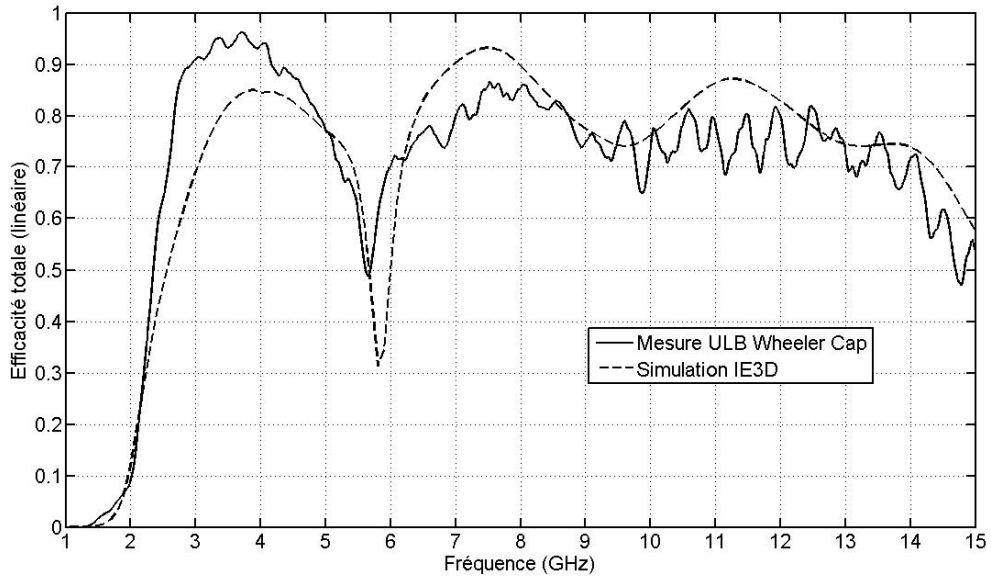


FIGURE 2.24 – Efficacité de l’antenne triplaque filtrante alimentée par stubs

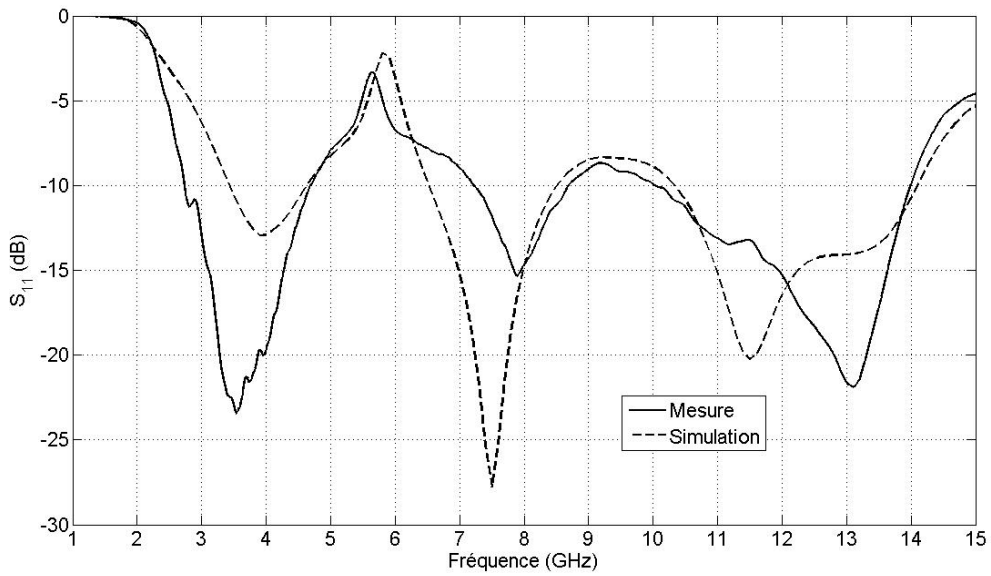


FIGURE 2.25 – Coefficient de réflexion en espace libre de l’antenne triplaque filtrante alimentée par stubs

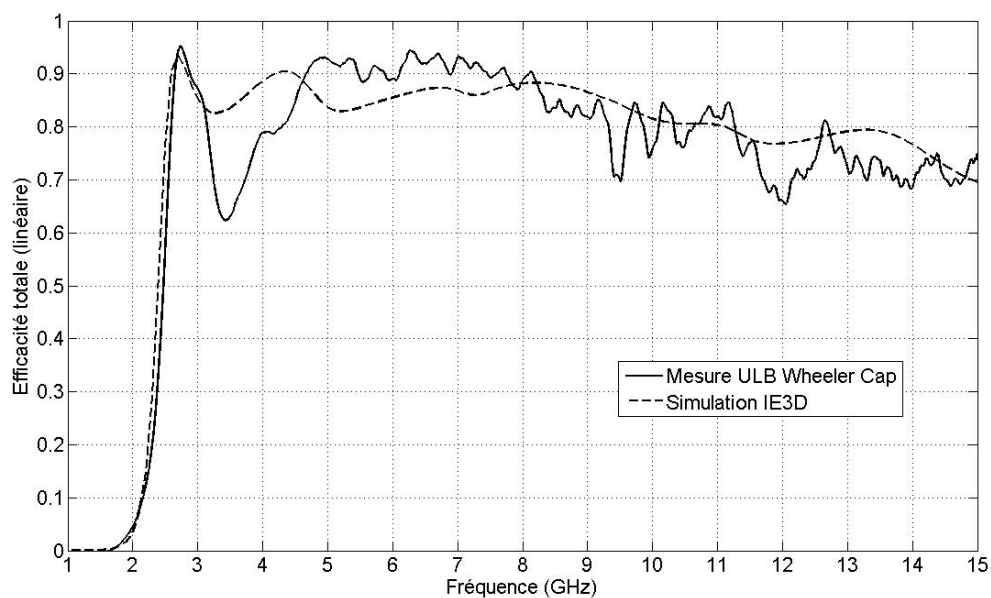


FIGURE 2.26 – Efficacité de l’antenne triplaque tronquée alimentée par disque

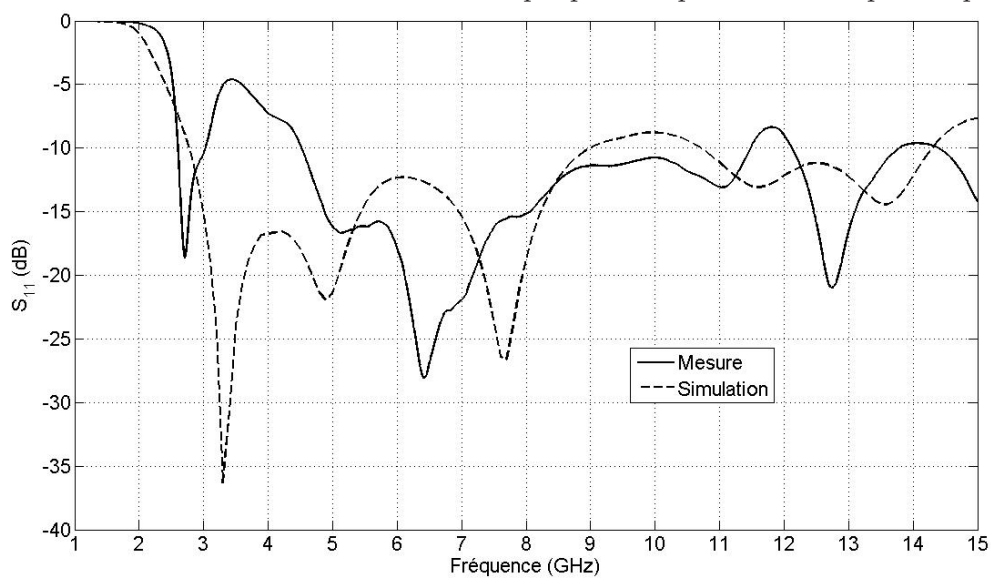


FIGURE 2.27 – Coefficient de réflexion en espace libre de l’antenne triplaque tronquée alimentée par disque

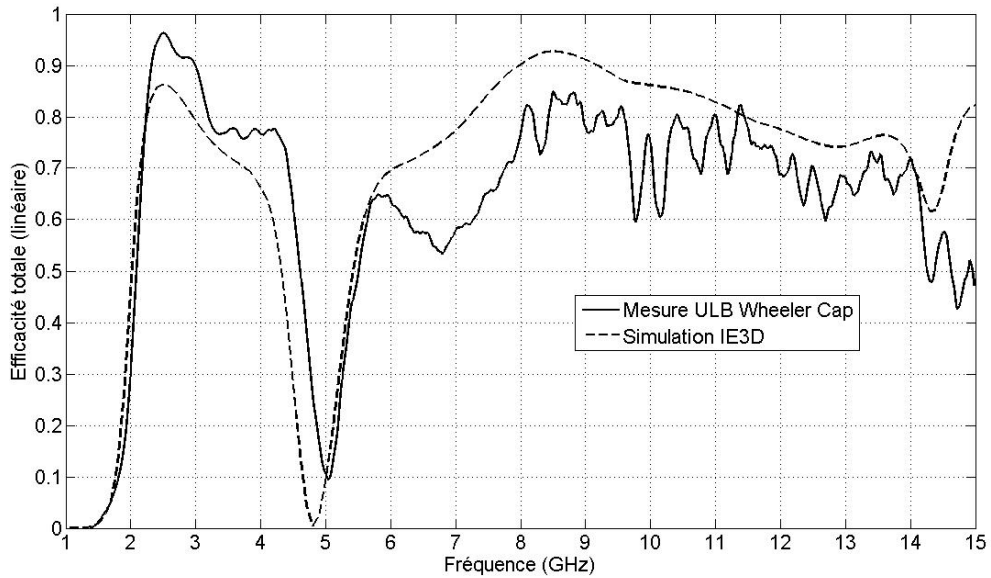


FIGURE 2.28 – Efficacité de l’antenne triplaque filtrante alimentée par disque

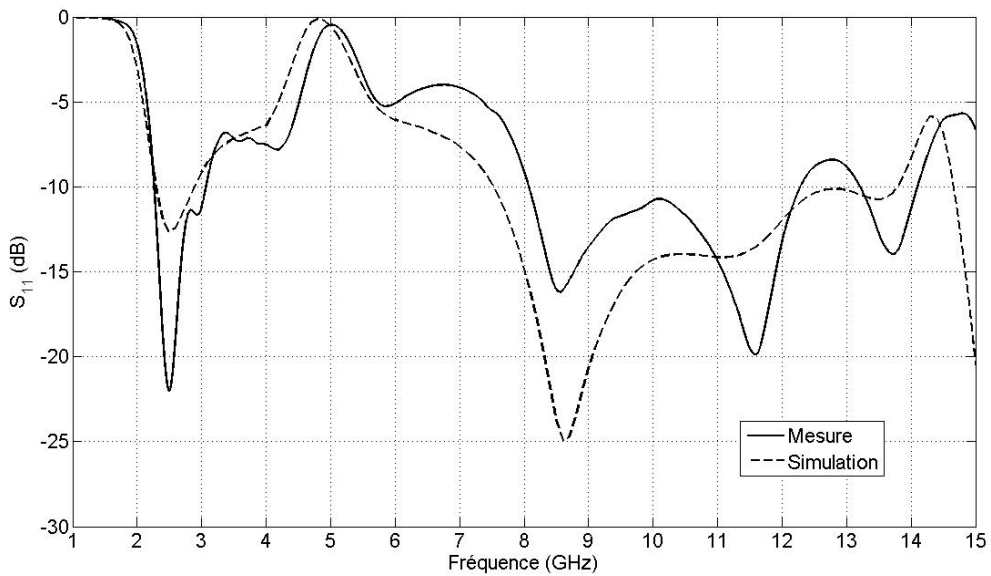


FIGURE 2.29 – Coefficient de réflexion en espace libre de l’antenne triplaque filtrante alimentée par disque

Un bon accord peut être globalement observé sur l’allure des différents rendements présentés. Des écarts de niveaux sont cependant présents à certaines fréquences. Ils sont majoritairement imputables aux différences de niveaux présents entre mesures et simulations des coefficients de réflexions liés à la réalisation de telles antennes.

2.4.2 Antennes bandes étroites

Adaptée de la méthode Wheeler Cap classique, l'ULB Wheeler Cap donne de bons résultats pour la mesure des antennes ULB comme présentés ci dessus. Elle peut néanmoins être valide pour la mesure d'antenne bande étroite. Par une comparaison avec la mesure fréquentielle en CRBM (cf Chap. 1 §1.9), nous proposons ici de valider la méthode ULB Wheeler cap sur de petites bandes de fréquence. Ces travaux ont fait l'objet d'un article journal [78] et d'une communication orale à EuCAP 2009 [79]. Ils ont de plus procuré des résultats pour le concours ACE de l'antenne la plus petite et la plus efficace ("ACE Contest for the smallest and most efficient small antenna" [80]). Ce concours a permis de comparer les moyens de mesure d'efficacité d'antennes de l'IETR avec ceux des autres laboratoires européens (à savoir Chalmers University of Technology en Suède, l'IMST en Allemagne et Satimo France).

Ce paragraphe regroupe les résultats de mesure d'efficacité d'antennes bande étroite. Sont tout d'abord présentés les résultats d'antennes multibande et monobande puis ceux des antennes électriquement petites (AEP).

2.4.2.1 Antenne multibande

Commençons par une participante du concours ACE réalisée par le LEAT de Nice [81]. Cette antenne PIFA couvre deux bandes GSM et DCS et mesure $37 \times 22 \times 9mm^3$. Elle est montée sur un plan de masse mesurant $104 \times 39mm^2$. La figure 2.30 présente l'efficacité totale mesurée en ULB Wheeler Cap et montre le comportement bi-bande de l'antenne. Pour chacune de ces bandes, les résultats sont comparés à la mesure en CRBM figures 2.31a et 2.31b.

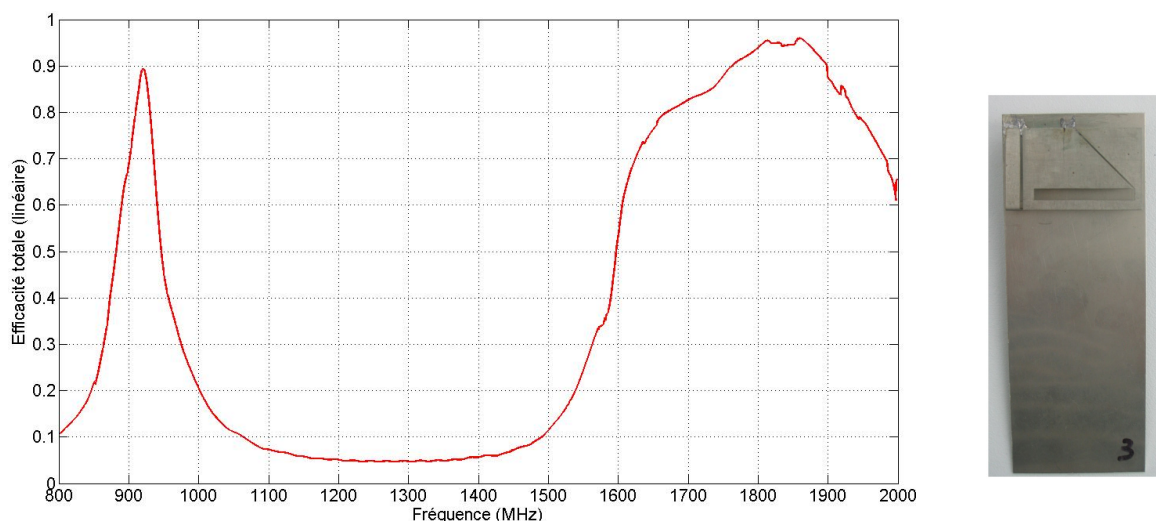


FIGURE 2.30 – Efficacité totale mesurée en ULB Wheeler Cap et photographie de l'antenne LEAT 3

On observe des différences de niveaux sur les résultats obtenus en ULB Wheeler Cap et en CRBM. La principale cause de ces écarts est la détermination du coefficient de réflexion en

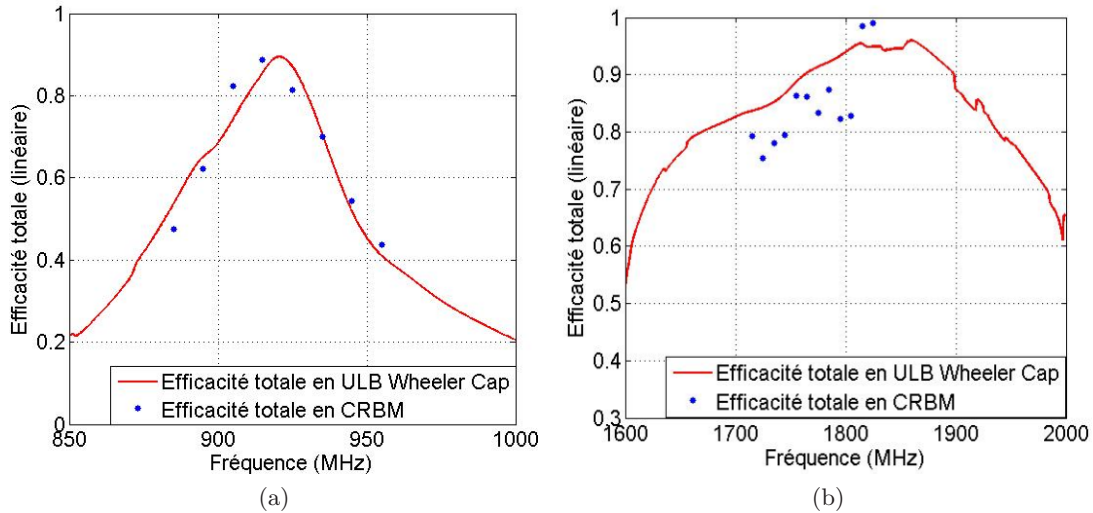


FIGURE 2.31 – Efficacités totales mesurées en ULB Wheeler Cap et CRBM

espace libre de l'AST, qui influence fortement le calcul de l'efficacité totale à partir de celle de rayonnement. Ce coefficient en espace libre est obtenu par mesure dans la méthode ULB Wheeler Cap et est estimé dans la méthode en CRBM (cf Chap. 1 §1.9). La figure 2.32 présente ces coefficients par sous bandes mesurées pour l'antenne présentée ci dessus.

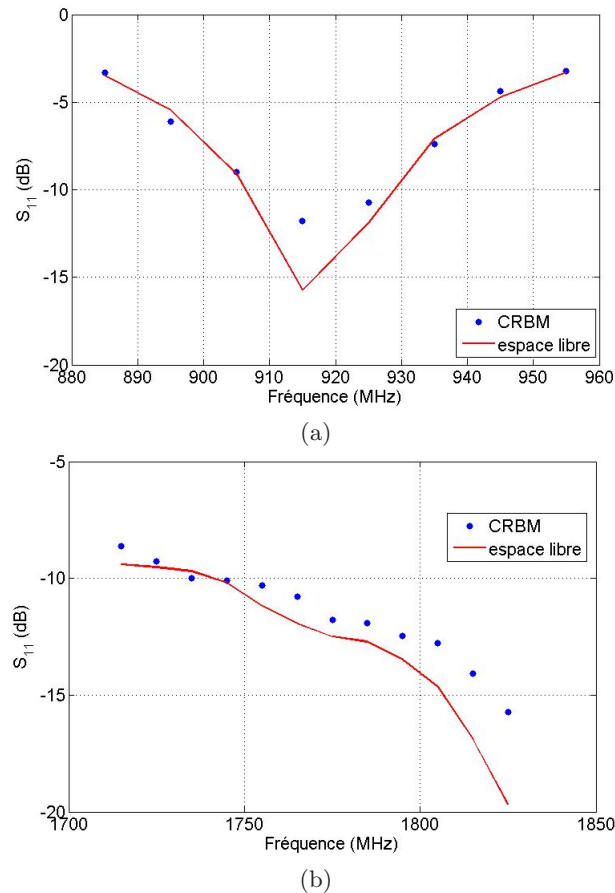


FIGURE 2.32 – Coefficient de réflexion en espace libre mesuré et estimé pour l'antenne LEAT3

2.4.2.2 Antennes monobande

2.4.2.2.1 Antenne dipôle. Les mesures présentées figure 2.33 concernent un dipôle réalisé avec un symétriseur du commerce (ANAREN ref. 3A425) qui est adapté à 600 MHz et possède un rendement total estimé à 90%. Une bonne correspondance est obtenue entre les 2 mesures. Cependant, un petit décalage fréquentiel peut être observé dû à une modification de la longueur des brins du dipôle entre les campagnes de mesures en CRBM et en ULB Wheeler Cap.

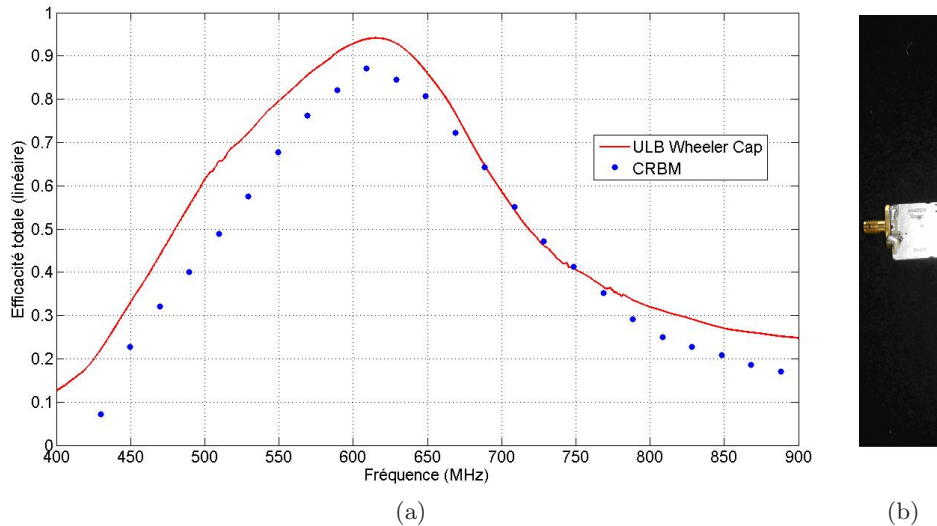


FIGURE 2.33 – Efficacité totale mesurée et photographie de l'antenne dipôle 600 MHz

2.4.2.2.2 Antenne coplanaire à fentes. Les mesures ci dessous (figure 2.34) concernent une antenne demi-onde coplanaire à fente [82]. Elle est composée de trois lignes cuivrées planaires à savoir un conducteur central alimenté et deux conducteurs latéraux réalisant le plan de masse sur un substrat FR4. Elle ne comporte donc pas de plan de masse sur la face inférieure du substrat et sa taille globale est de l'ordre de $\lambda_0/7.5$. La longueur des fentes est d'environ 115 mm correspondant à une fréquence de résonance de 900 MHz pour une antenne demi-onde. On obtient un assez bon accord entre les deux mesures.

2.4.2.2.3 Antennes intégrées au plan de masse. Les deux antennes présentées page suivante proviennent d'antennes miniatures coplanaires intégrées dans un plan de masse pour améliorer leurs performances. Les tailles globales des antennes sont alors de $73 \times 110 \text{mm}^2$ soit environ $\lambda_0/3$. La première est une antenne coplanaire court-circuitée (Fig. 2.35) et la seconde une coplanaire méandrée (Fig. 2.36).

Les résultats obtenus en mesure et simulation sont en bon accord pour les deux antennes et présentent des performances intéressantes. Un petit décalage fréquentiel entre simulation et mesure est néanmoins présent.

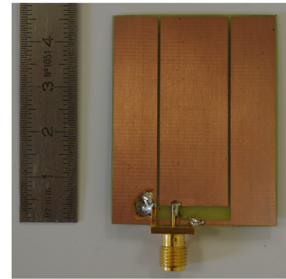
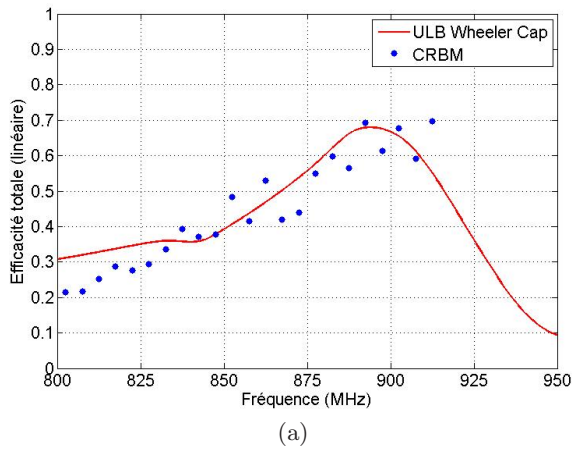


FIGURE 2.34 – Efficacité totale mesurée et photographie de l’antenne coplanaire à fentes

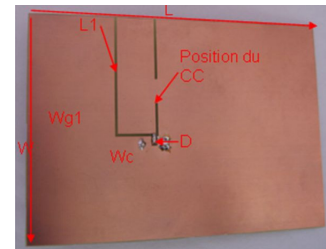
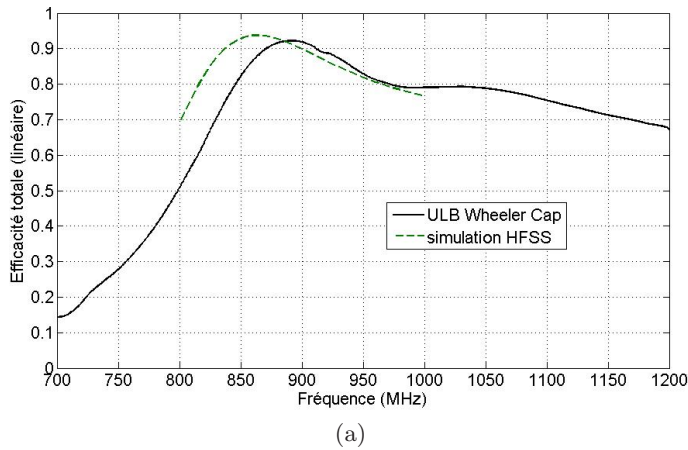


FIGURE 2.35 – Efficacité totale mesurée et simulée - photographie de l’antenne coplanaire court-circuitée

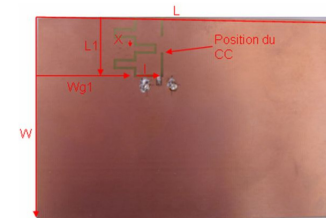
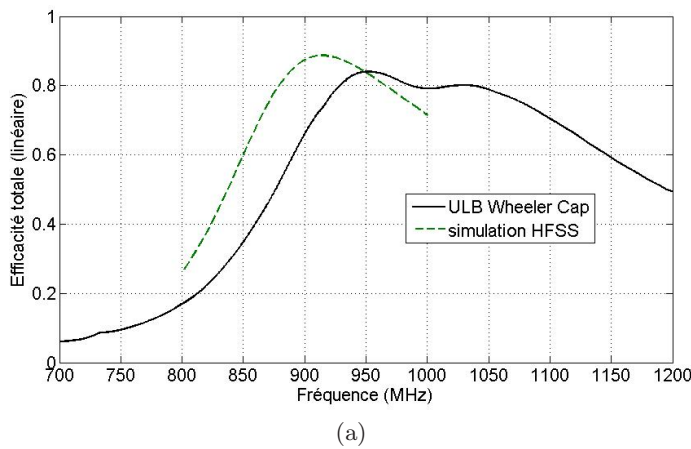


FIGURE 2.36 – Efficacité totale mesurée et simulée - photographie de l’antenne coplanaire méandré

2.4.2.2.4 Antenne à métamatériau. Les résultats suivant concernent une antenne originale réalisée à base de métamatériaux. Elle fait partie des travaux de thèse de Wafa Abdouni-Abdallah [67, 83] et se compose d'un patch imprimé sur un matériau magnéto-diélectrique artificiel. Ce dernier permet de réduire la taille globale de l'antenne grâce à une perméabilité artificielle supérieure à 1 créée par des résonateurs noyés dans le diélectrique. Ceci lui confère une taille globale de $\lambda_0/7$ à 4.4 GHz.

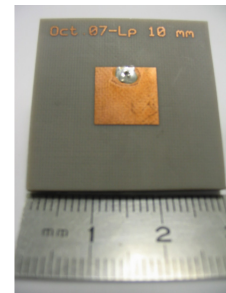
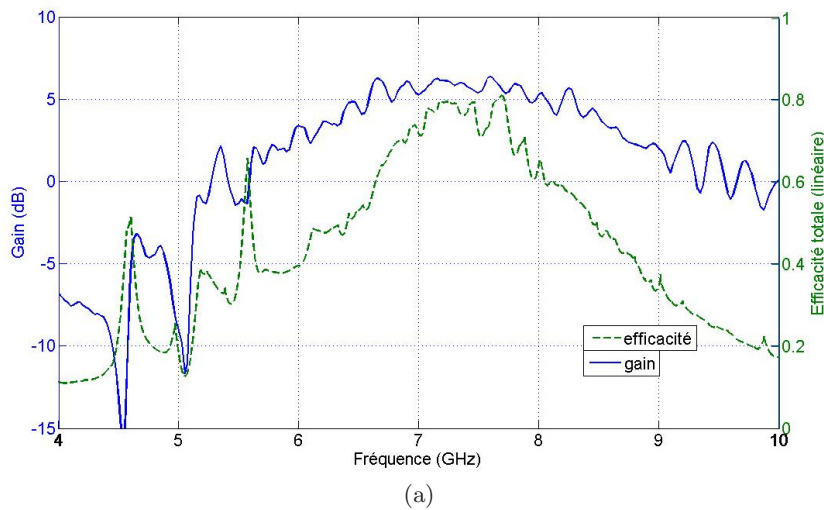


FIGURE 2.37 – Efficacité totale et gain mesurés - photographie de l'antenne à métamatériau

On observe un comportement similaire du gain mesuré en chambre anéchoïque et de l'efficacité mesurée en ULB Wheeler Cap.

2.4.2.3 Antennes électriquement petites

Les Antennes Electriquement Petites (AEP) présentées dans cette section ont une taille globale inférieure à $\lambda_0/10$

2.4.2.3.1 Antennes hélices. Un exemple facilement réalisable d'antenne électriquement petite est l'antenne hélice [84, 85]. De façon à comparer les mesures en CRBM et ULB Wheeler Cap, plusieurs longueurs d'hélice montées sur des plans de masse de différentes tailles ont été mesurées. L'hélice originale en laiton comporte dix tours et est montée sur un plan de masse circulaire de 50mm de diamètre en matériau 2017A (cf. Fig. 2.38a). Ce plan de masse peut être agrandi à 75 et 100mm de diamètre grâce à des extensions (cf. Fig. 2.38d et 2.38e). De plus, l'hélice peut être réduite en longueur en la coupant afin de couvrir plusieurs bandes de fréquences. La paire de paramètres "longueur hélice/taille de plan de masse" offre une batterie de mesures dans la comparaison ULB Wheeler Cap/CRBM.

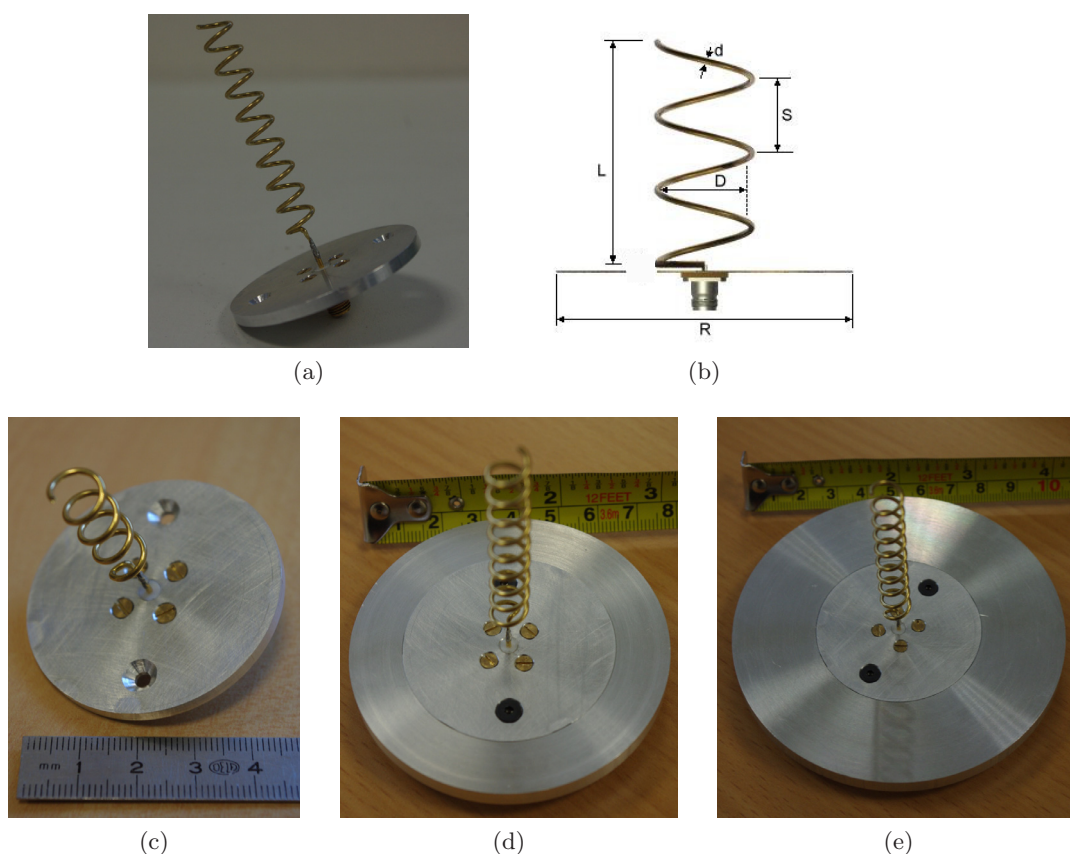


FIGURE 2.38 – Photographies de l'antenne hélice pour plusieurs tailles de plan de masse (50, 75 et 100mm de diamètre)

Les paramètres de l'hélice sont les suivants (cf. Fig. 2.38b) :

- diamètre du câble $d = 1.2mm$
- diamètre intérieur $D = 6.9mm$

- pas de l'hélice $S = 6.1mm$
- longueur maximale de l'hélice $L = 61mm$ (10 tours)
- diamètre du plan de masse circulaire $R = 50mm, 75mm, \text{ ou } 100mm$

Ces paramètres confèrent à l'hélice une taille globale de l'ordre de $\lambda_0/10$. Nous présentons ci-dessous les résultats de mesures (cf. Fig. 2.39, 2.40 et 2.41) pour trois tailles d'hélice (4, 7 et 10 tours). Pour chacune de ces tailles, les mesures avec les trois tailles de plan de masse sont affichées (pour la mesure ULB Wheeler Cap et CRBM).

Nous obtenons un bon accord entre les deux méthodes pour les différentes tailles d'hélice et de plan de masse excepté pour le cas du petit plan de masse. La mesure en CRBM est plus faible que celle en ULB Wheeler Cap. Ceci pourrait être dû à une erreur sur l'estimation en CRBM du coefficient de réflexion de l'antenne en espace libre.

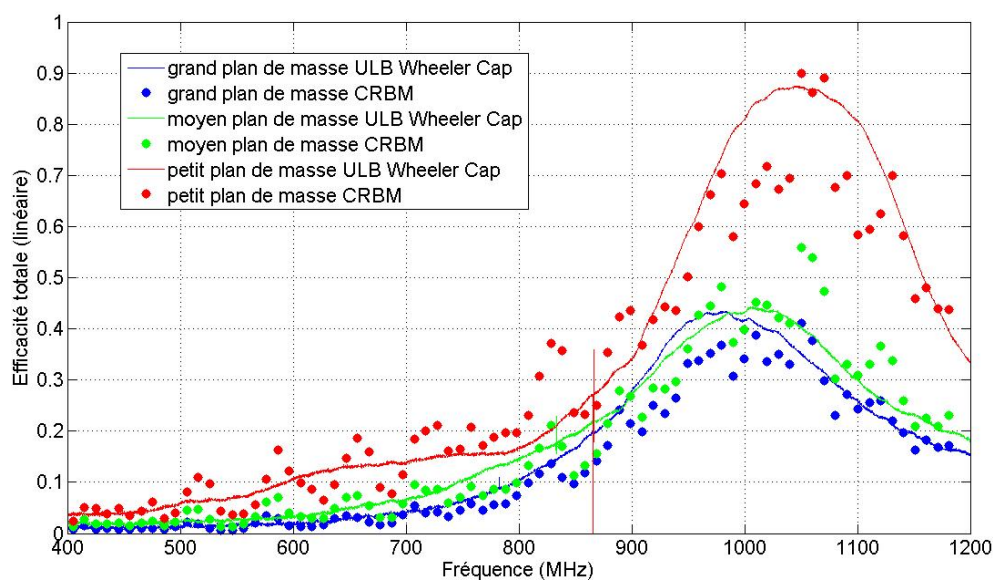


FIGURE 2.39 – Efficacité totale mesurée hélice quatre tours

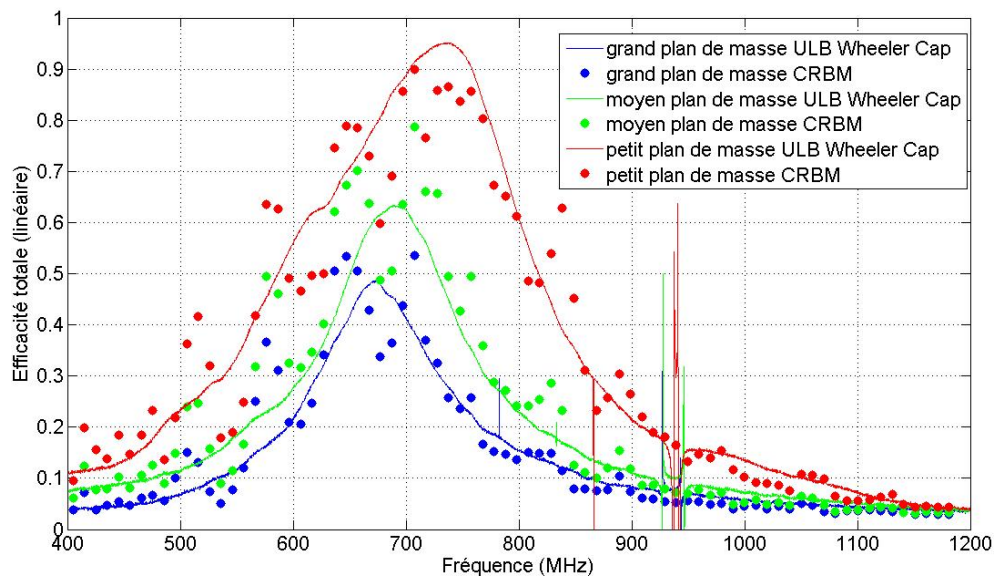


FIGURE 2.40 – Efficacité totale mesurée hélice sept tours

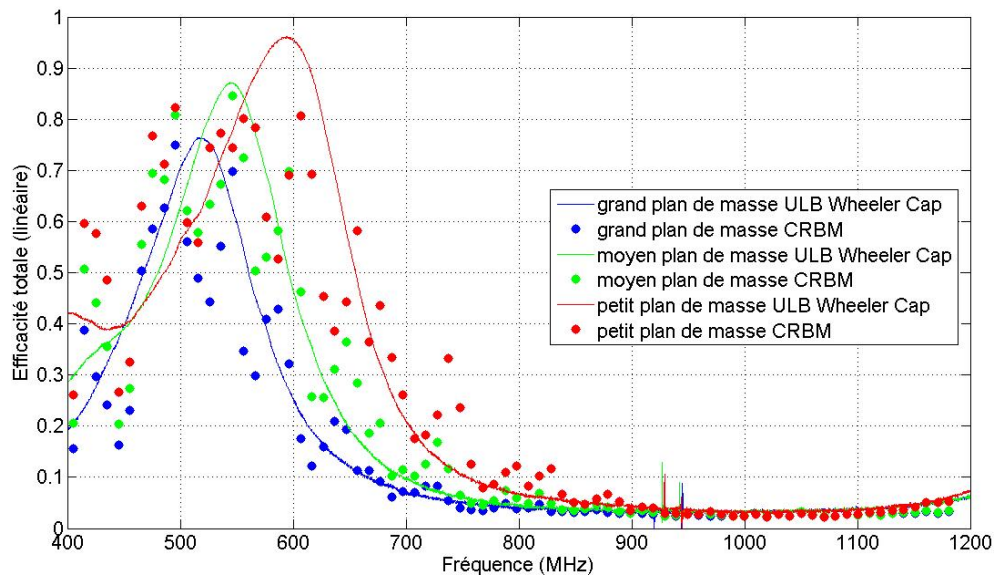


FIGURE 2.41 – Efficacité totale mesurée hélice dix tours

2.4.2.4 Limites expérimentales rencontrées

Ce paragraphe vise à illustrer les problèmes d'ordre expérimental rencontrés lors de la mesure. Ils constituent des exemples révélant les limites et les précautions nécessaires à la bonne exploitation de la méthode ULB Wheeler Cap. Je tiens à noter que ces exemples sont bien évidemment liés à la cavité utilisée.

2.4.2.4.1 Antenne fortement désadaptée. Un premier exemple est une antenne originale constituée d'aluminium déposé sur de l'alumine ($\epsilon_r = 9.6$). Elle donne les résultats d'efficacité présentés figure 2.42. À défaut de comparer ces résultats avec ceux issus d'un autre moyen de mesure, les résultats de simulation sous HFSS sont également présentés. On observe tout d'abord

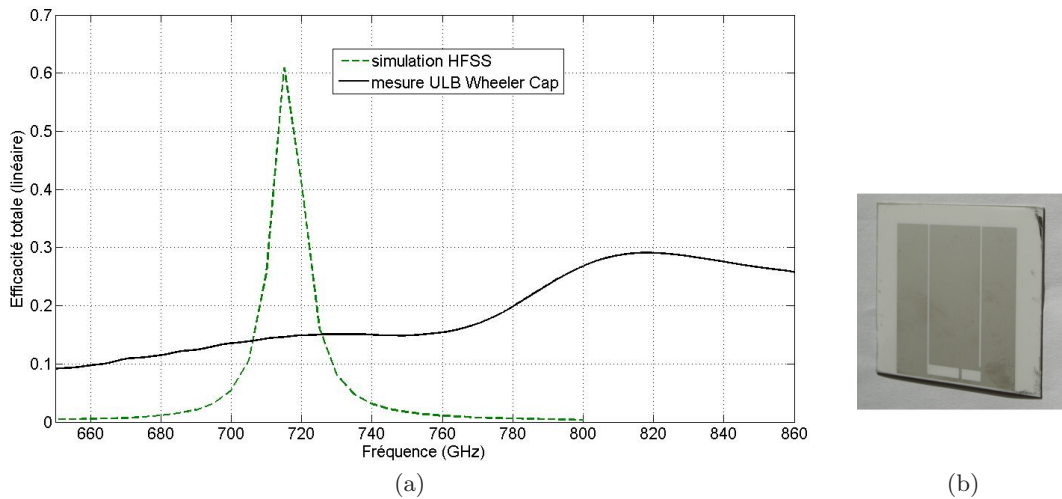


FIGURE 2.42 – Efficacité totale mesurée et simulée - photographie de l'antenne sur alumine

un décalage fréquentiel concernant la fréquence de résonance. De plus, un écart conséquent existe entre les efficacités simulées et mesurées. Ce dernier vient du fait que l'antenne est mal adaptée. Par conséquent, les coefficients de réflexion en espace libre et dans la sphère sont très proches (cf. Fig. 2.43). L'efficacité déduite par la méthode ULB Wheeler Cap est alors faussée.

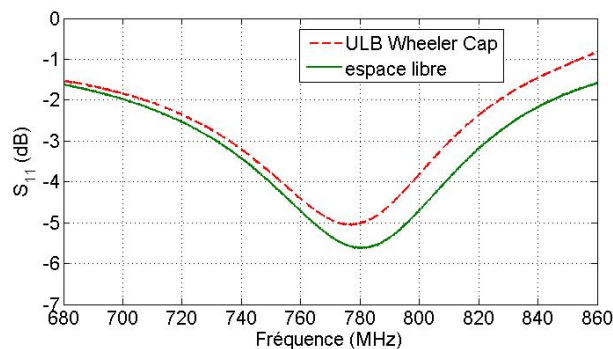
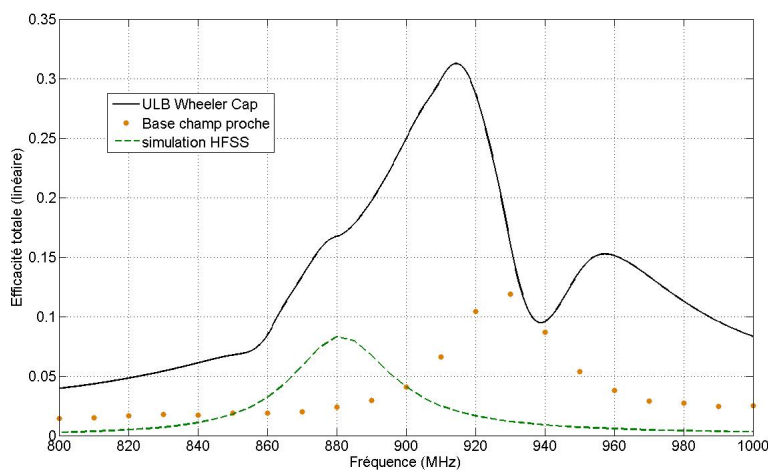


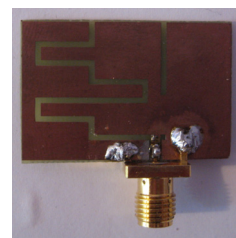
FIGURE 2.43 – Coefficients de réflexion l'antenne sur alumine mesurés en espace libre et dans l'ULB Wheeler Cap

Une première limite apparaît ici, à savoir la difficulté d'obtenir une efficacité totale véritable lorsque l'antenne est très mal adaptée. La détermination du rendement étant basée sur l'écart entre les coefficients de réflexion de l'antenne à l'intérieur de la cavité et en espace libre, le manque de dynamique entre ces deux grandeurs altère fortement le résultat.

2.4.2.4.2 AEP coplanaires Deux antennes miniatures coplanaires sont caractérisées ci-dessous par leur mesure d'efficacité. Elles se composent de trois lignes cuivrées planaires (la centrale forme le conducteur alimenté et les latérales le plan de masse) sur un substrat FR4 et ne comportent pas de plan de masse sur la face inférieure du substrat. Afin de réduire leur encombrement, la fente rayonnante est méandrée et un court-circuit est placé proche de l'alimentation pour obtenir une structure quart d'onde à 900 MHz. La taille globale de ces deux antennes est de l'ordre de $\lambda_0/14$. Les figures 2.44 et 2.45 présentent les efficacités totales mesurées et simulées. De forts écarts sont observés sur les niveaux d'efficacité entre la mesure en ULB Wheeler et la



(a)



(b)

FIGURE 2.44 – Efficacité totale mesurée et simulée - photographie de l'antenne miniature coplanaire méandrée n°1

simulation ou les mesures en champ proche et CRBM. De manière inhabituelle, la mesure est plus élevée que la simulation. Ceci peut s'expliquer par la difficulté de mesurer le coefficient de réflexion en espace libre pour ces antennes miniatures sans plan de masse. En effet, lors de cette mesure, le câble a une influence importante sur le coefficient de réflexion. Ce dernier intervient de manière prépondérante dans le calcul de l'efficacité par la méthode ULB Wheeler Cap. Pour palier à ces erreurs, la mesure de ce coefficient devrait être réalisée sans contact, par exemple suivant les méthodes de mesures non invasives présentées en §1.12 du chapitre 1. La deuxième limite rencontrée ici est l'évaluation du coefficient de réflexion pour les AEP très miniatures.

Les différentes mesures réalisées par la méthode ULB Wheeler Cap à l'IETR sont regroupées dans le tableau 2.5 §2.7

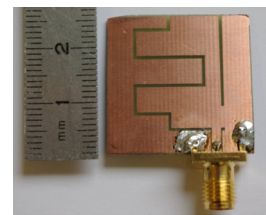
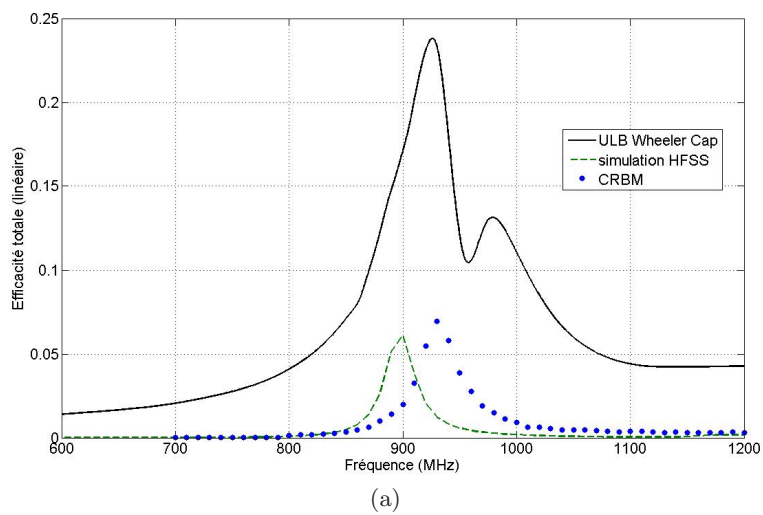


FIGURE 2.45 – Efficacité totale mesurée et simulée - photographie de l'antenne miniature coplanaire meandrée $n^{\circ}2$

2.5 Extension de la méthode à la bande VHF

Le propos de ce paragraphe est l'utilisation de la méthode ULB Wheeler Cap pour la mesure d'antennes dans la bande VHF. Comme décrit dans le paragraphe 2.3.2, une cavité de forme parallélépipédique peut être utilisée. La cavité pour cette mesure est la CRBM. Afin d'éviter les confusions, nous la nommerons ici "cage de Faraday" car son utilisation n'a rien à voir avec celle habituelle des chambres réverbérantes. La bande VHF est choisie par contrainte de la cage Faraday. En effet, cette dernière comporte des pertes non négligeable au delà de 300MHz comme illustré figure 2.46. Par conséquent, la mesure au dessus de cette fréquence nécessiterait une calibration de la cage de Faraday ou une comparaison à une antenne de référence, perdant alors les avantages de la méthode ULB Wheeler Cap.

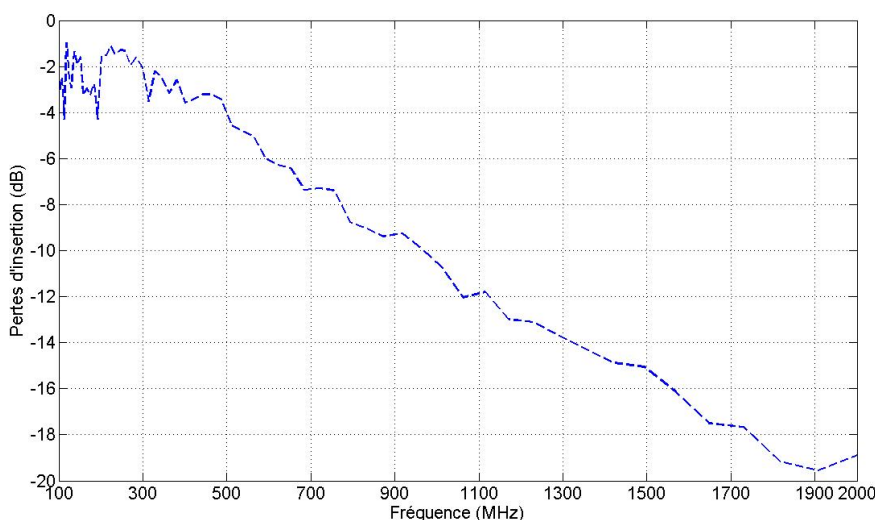


FIGURE 2.46 – Pertes d'insertion de la cage de Faraday

Ces pertes d'insertion sont obtenues par mesure suivant le protocole décrit dans [86].

Les mesures réalisées concernent un dipôle bande étroite accordable en fréquence ainsi qu'une antenne large bande. Le coefficient de réflexion en cavité est obtenu par la mesure en cage de Faraday et celui en espace libre par mesure en extérieur ou simulation.

2.5.1 Dipôle accordable (20-150MHz)

L'antenne mesurée est un dipôle accordable ETS-Lindgren modèle 3121C [87] constitué de plusieurs baluns fonction de la bande désirée. Les coefficients de réflexions en cavités sont mesurés en cage de Faraday (cf Fig. 2.47) et ceux en espace libre sont obtenus par simulation sous CST par soucis de commodités.

La taille totale de ce dipôle varie de 504 cm à 104 cm afin de couvrir la bande 20-150MHz. Concernant l'encombrement de l'antenne dans la cage de Faraday comparé à la limite de $\lambda/2\pi$ introduite par Schantz, les distances sont résumées dans la table 2.4 indiquant le respect ou non

de cette limite. Pour ce faire, nous considérons une sphère d'un rayon $\lambda/2\pi$ englobant l'antenne sous test qui doit être incluse dans le volume de la cage de Faraday.

Fréquence de résonance (MHz)	Longueur d'onde (m)	Diamètre de la sphère (λ/π) (m)	Respect de la limite
27.8	10.7914	3.435	Non
28.9	10.3806	3.3043	Non
33.6	8.9286	2.8421	Oui
38.5	7.7922	2.4803	Oui
43.9	6.8337	2.1752	Oui
47.4	6.3291	2.0146	Oui
51.9	5.7803	1.8399	Oui
56.4	5.3191	1.6931	Oui
65.2	4.6012	1.4646	Oui
74	4.0541	1.2904	Oui
82.5	3.6364	1.1575	Oui
90.7	3.3076	1.0528	Oui
98.8	3.0364	0.9665	Oui
107.2	2.7985	0.8908	Oui
115.8	2.5907	0.8246	Oui
123.6	2.4272	0.7726	Oui

TABLE 2.4 – Récapitulatif du respect de la limite $\lambda/2\pi$ en fonction de la fréquence du dipôle mesurée

La dimension la plus faible de la cage de Faraday étant de 2.9 m (hauteur), la fréquence minimale théorique pour respecter la distance $\lambda/2\pi$ est donc de 32.93 MHz. Des approximations sont à apporter à ces distances à respecter de par la configuration de mesure. En effet, le dipôle n'est pas placé à mi-hauteur de la cage.

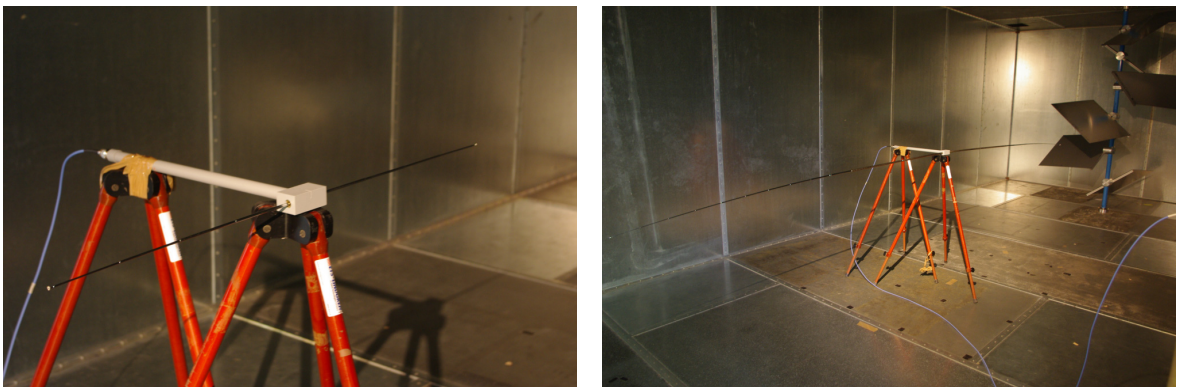


FIGURE 2.47 – Dipôle accordable ETS-Lindgren 3121C

Nous obtenons une efficacité totale variant entre 90% et 95% de rendement excepté pour les fréquences en dessous de 35 MHz. Ces valeurs semblent acceptables comparées aux valeurs obtenues en simulations CST. Malgré une efficacité totale plus élevée en simulation, le rendement

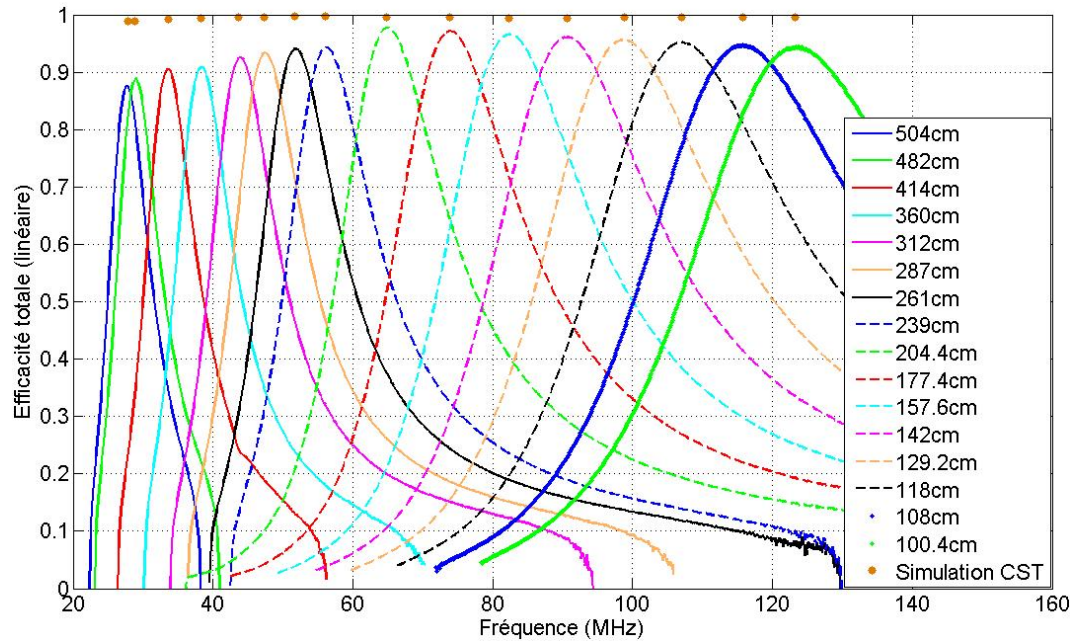


FIGURE 2.48 – Efficacités totales pour différentes tailles du dipôle accordable

mesuré reste assez stable pour les différentes longueurs du dipôle.

Ces résultats montrent la validité de la méthode utilisant une cage de Faraday en bande VHF pour des antennes bande étroite.

2.5.2 Antenne large bande (30-200MHz)

L'antenne large bande couvre la bande allant de 30 MHz à 3 GHz. Elle fait partie des travaux de thèse de Sébastien Palud [88] et est protégée par un brevet [89]. C'est pourquoi les descripteurs de cette antenne seront peu nombreux. La mesure a été réalisée seulement sur la bande 20-200MHz pour les raisons évoquées plus haut. Ses dimensions globales sont $2000 \times 700 \times 343mm$ constituant un encombrement de $\lambda/30$ pour la polarisation verticale (Fig. 2.49).

La figure 2.50 compare les efficacités totales obtenues en simulation et en mesure. On observe un bon accord sur toute la bande considérée pour les deux configurations à l'exception d'une brutale augmentation de l'efficacité autour de 44 MHz pour la configuration 2. Cette dernière n'est pas imputable à l'antenne elle-même mais à un couplage entre l'antenne et la cage de Faraday. En effet, à 44.05MHz apparaît le premier mode de résonance de la cavité. Cette dernière étant très peu exploitée dans cette bande de fréquences, des études supplémentaires devraient être menées pour expliciter le comportement observé.

Concernant la limite de $\lambda/2\pi$, elle n'est pas respectée dans le bas de la bande mesurée. Les résultats en dessous 32.93 MHz sont donc à considérer avec réserve.

Ces résultats attestent de la validité de la méthode utilisant une cage de Faraday en bande VHF pour des antennes large bande.

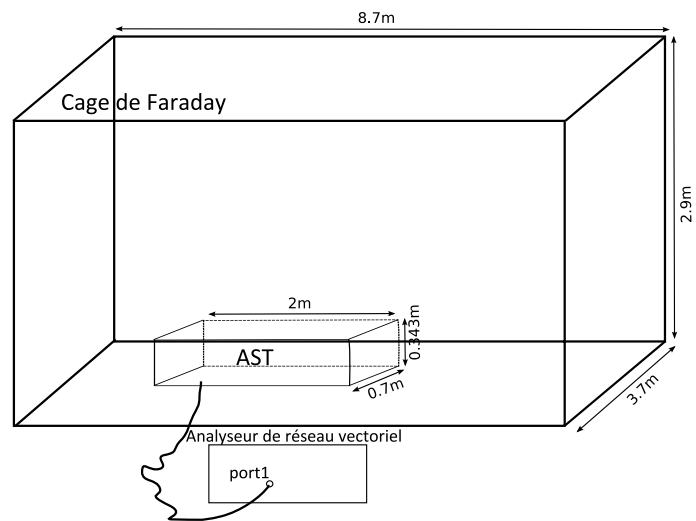
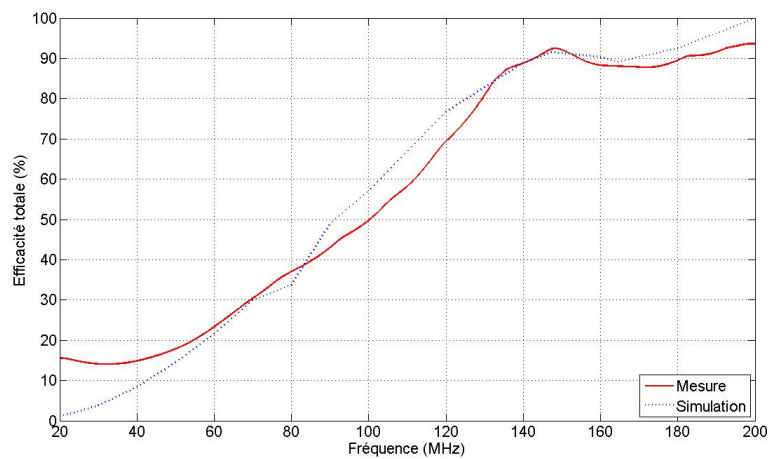
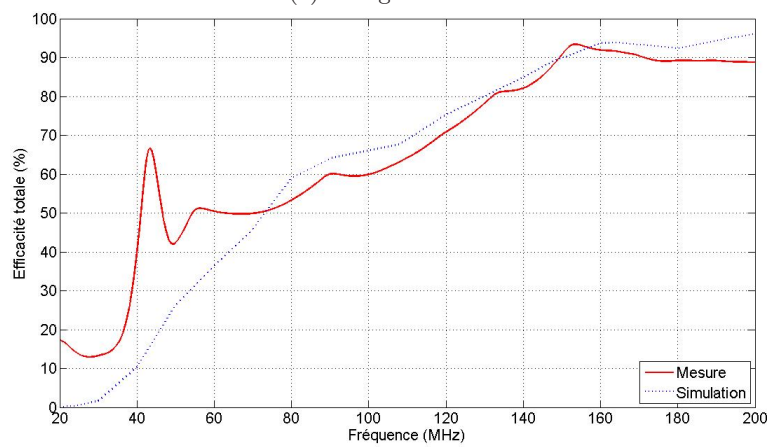


FIGURE 2.49 – Configuration de mesure de l’antenne large bande



(a) configuration 1



(b) configuration 2

FIGURE 2.50 – Efficacité de l’antenne ULB

2.6 ULB Wheeler Cap en millimétrique

L'ULB Wheeler Cap réalisée à l'IETR n'ayant qu'une limite basse de fonctionnement théorique, la mesure d'antennes en bande millimétrique semble a priori possible. Les seules contraintes sont d'ordre technologique (connectique d'instrumentation) et d'exploitation des résultats (densité de modes trop importante rendant la mesure inexploitable).

Pour s'affranchir de la première de ces contraintes, la sphère a été équipée de transition et de câbles semi-rigides en connectique K (≤ 40 GHz) et l'analyseur de réseau vectoriel est un Agilent ZXF [2-110 GHz]. Grâce à la méthode de traitement des mesures mise en place (cf §2.2.5), nous pouvons tenter d'exploiter les résultats d'efficacité même si ces derniers se trouvent très perturbés par les modes de cavités.

Dans cette partie, nous présentons tout d'abord des résultats de mesure d'antennes entre 24 GHz et 40 GHz, puis l'essai d'une ULB Wheeler Cap de plus faibles dimensions.

Je prie les lecteurs de bien considérer les résultats présentés ci dessous comme des prémices de mesure en millimétrique grâce un tel moyen. En effet, les mesures de rendement d'antennes dans cette bande de fréquences sont rares au laboratoire. Nous manquons alors de matière et de recul pour juger les résultats obtenus. De plus, la densité des modes à ces fréquences est extrêmement forte compte tenu de la taille de la sphère. Se pose alors la question de l'observation véritable : observe t'on entre deux modes une valeur d'efficacité d'antenne ou bien une valeur résultante de la contribution de l'antenne et de celle des modes voisins⁽⁵⁾. Enfin, les structures mesurées sont grandes vis à vis de la longueur d'onde. La diffraction ne peut alors être négligée.

2.6.1 Résultats expérimentaux

La première mesure réalisée est celle d'un cornet servant de référence pour la mesure de gain au delà de 26.5 GHz. Son rendement doit faiblement osciller autour de 95%. La figure 2.51 présente l'efficacité mesurée en ULB Wheeler Cap.

La figure 2.52 présente le gain de référence de ce cornet mesuré en chambre anéchoïque. On observe ici les problèmes inhérents à la mesure ULB Wheeler Cap dans cette bande de fréquence énoncés ci dessus. La mesure semble faussée à la vue des niveaux d'efficacité obtenus et de l'allure de la courbe comparé à celle du gain.

La deuxième structure mesurée est un réseau de seize patches alimenté par coaxial et adapté à -24.5dB à 24.1 GHz. Sa bande passante à -10 dB est [23.9-24.27] GHz. Chacune des sources est alimentée en coin et pondérée en amplitude [90]. La figure 2.53 présente l'efficacité totale et la figure 2.54 le gain mesuré. On observe que la courbe d'efficacité est similaire à celle du gain mesuré. Nous obtenons ainsi une efficacité totale d'environ 65% à 24.1 GHz contre 63% par le rapport du gain mesuré (17.5 dB) et de la directivité (19.5 dBi) à 24.05 GHz. Néanmoins, il doit être ajouté ici que plusieurs mesures ont été effectuées pour différentes positions du réseau à

(5). Cette dernière hypothèse est probable puisque on ne semble plus en mesure de distinguer ces modes

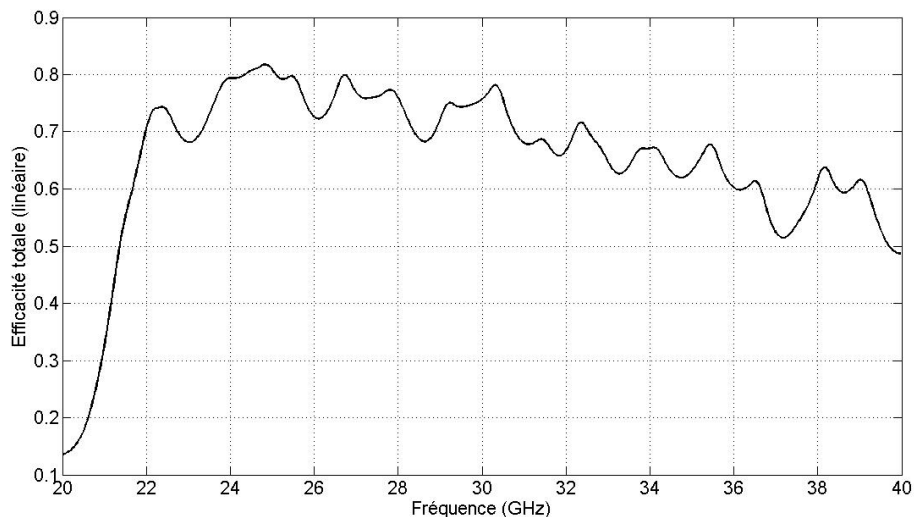


FIGURE 2.51 – Efficacité totale mesurée du cornet

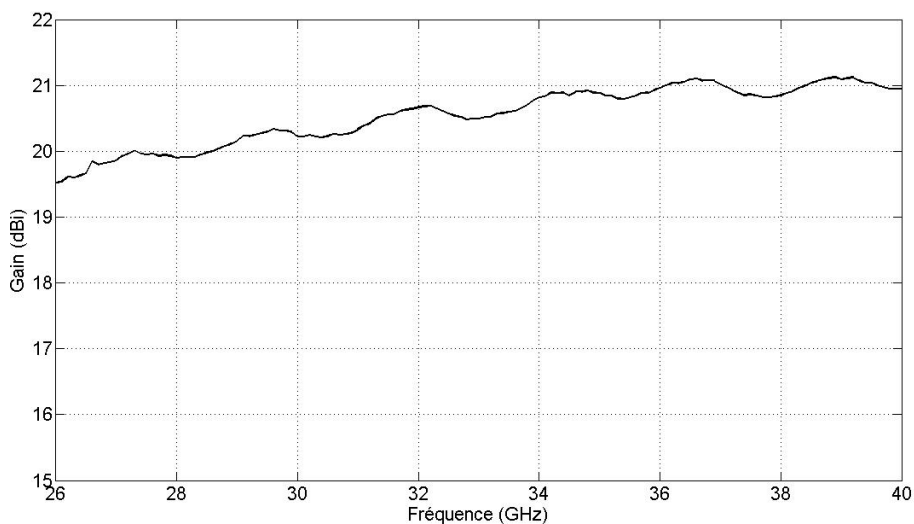


FIGURE 2.52 – Gain mesurés du cornet

l'intérieur de la sphère pour obtenir ce résultat. En effet, à ces fréquences où la densité de modes de cavité est très importante, la position de l'antenne a une influence (contrairement aux propos tenus dans la partie 2.3 §. 2.3.1) sur le résultat et plus précisément sur la faculté à obtenir une efficacité lisible après traitement. Le résultat présenté est obtenu en plaçant le réseau au bas de la sphère, configuration dans laquelle les modes excités permettent de lire un rendement après traitement.

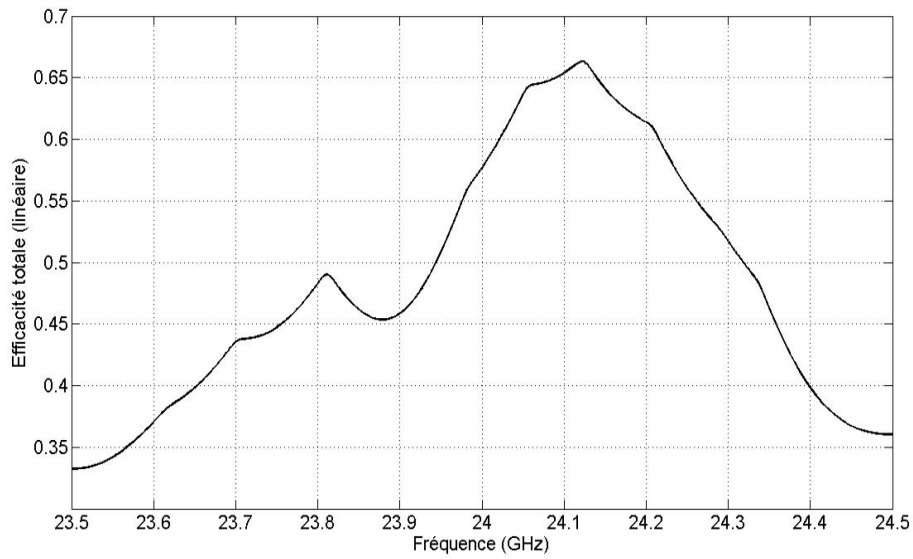


FIGURE 2.53 – Efficacité totale mesurée du réseau de seize patches

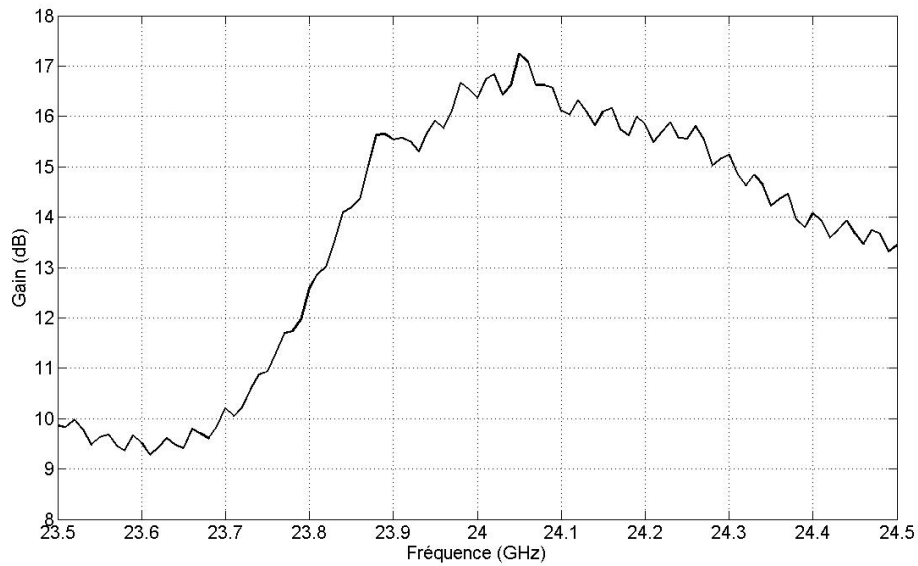


FIGURE 2.54 – Gain mesuré du réseau de seize patches

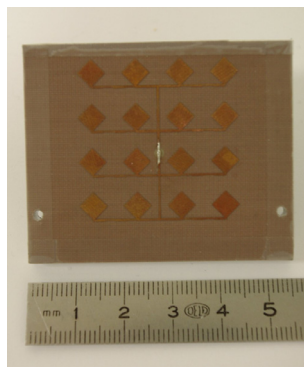


FIGURE 2.55 – Photographie du réseau de seize patches

2.6.2 ULB Wheeler Cap de faibles dimensions

Une solution facile de s'affranchir de la trop forte densité de modes de résonance est de réduire la taille de la cavité. A ce titre, une sphère d'un rayon de 6 cm a été réalisée à l'aide de deux bols en acier⁽⁶⁾ assemblés entre eux grâce à une bague métallique (matériau 2017A, Fig. 2.56). La conductivité de l'acier la composant vaut environ $1,428 \cdot 10^6 S/m$ soit près de vingt fois inférieure à celle de la sphère de 14.8 cm de rayon.



FIGURE 2.56 – l'ULB Wheeler Cap de 6cm de rayon

Nous comparons tout d'abord figure 2.57 les résultats obtenus dans les deux sphères pour des antennes ULB [76]. Cette première comparaison montre l'existence de pertes plus importantes concernant la petite cavité. La figure 2.58 présente les efficacités mesurées dans les deux sphères pour un réseau de quatre patches alimentés par fente et résonants à 24 GHz. On obtient ici des résultats très différents en fonction de la sphère utilisée. Malgré un nombre de modes moins important, la petite sphère à moindre coût se révèle à pertes.

Les seuls avantages d'une telle cavité sont le coût financier et le poids très faibles.

(6). Ces bols, achetés chez un constructeur (suédois) et détaillant de mobilier et objets de décoration en kit, sont à l'origine destinés à un usage alimentaire

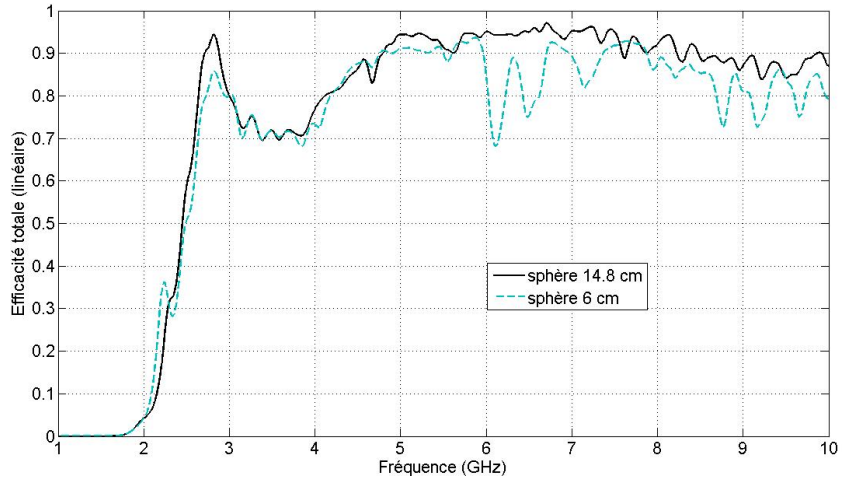


FIGURE 2.57 – Efficacités totales mesurées dans les deux sphères

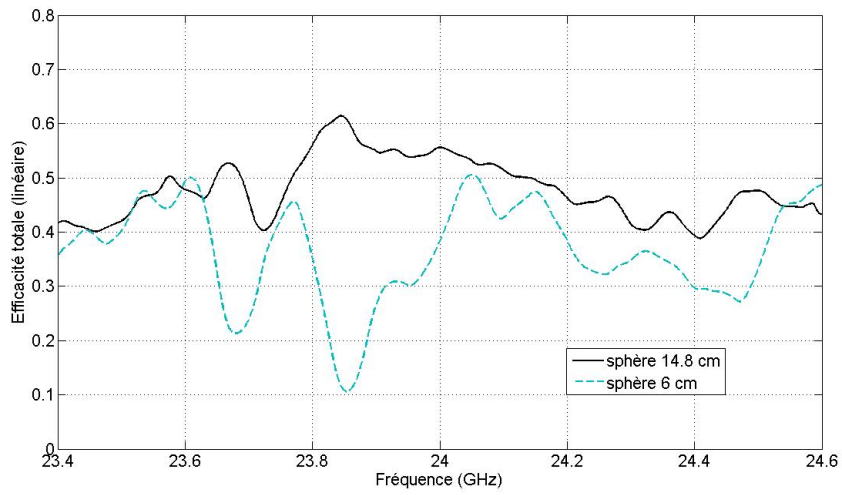
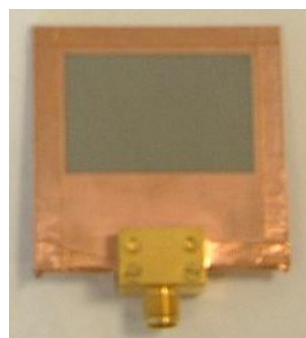
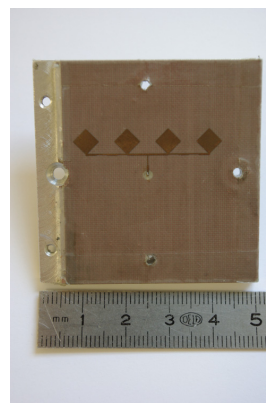


FIGURE 2.58 – Efficacités totales mesurées dans les deux sphères



(a) Antenne ULB



(b) Antenne patch 24 GHz

FIGURE 2.59 – Photographies des antennes

2.7 Tableau des mesures en ULB Wheeler Cap

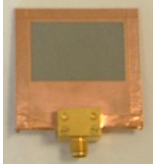
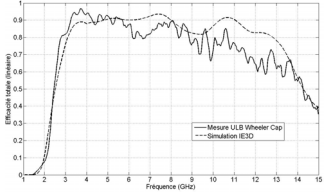
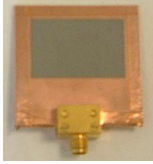
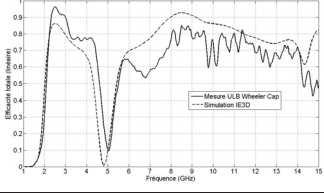
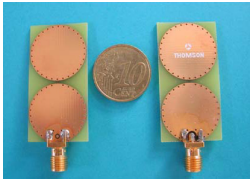
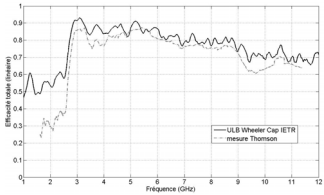
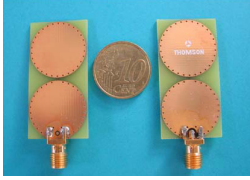
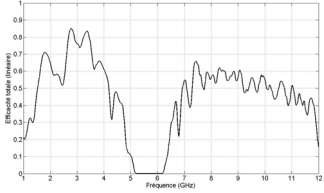
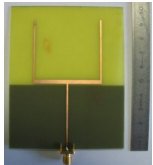
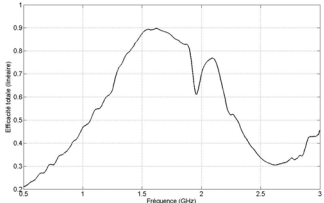
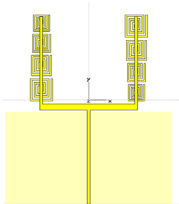
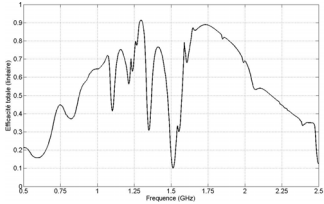
Désignation antenne	Taille	Illustration	Bande de fréquence	Efficacité totale
triplaque ULB	$\lambda_0/1.2$ à 6 GHz		[2-12]GHz	
triplaque ULB filtrante	$\lambda_0/1.2$ à 6 GHz		[2-12]GHz	
planaire ULB [91, 92]	$\lambda_0/1.25$ à 6 GHz		[3-10]GHz	
planaire ULB filtrante [91, 92]	$\lambda_0/1.25$ à 6 GHz		[3-10]GHz	
planaire large bande	$\lambda_0/2$ à 1.5 GHz		[1.1-1.9]GHz	
planaire large bande avec spirales (multi-bande)	$\lambda_0/2$ à 1.5 GHz		de 1.1 à 1.9 GHz	

TABLE 2.5 – Mesures en ULB Wheeler Cap(1/6)


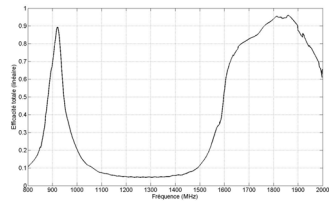

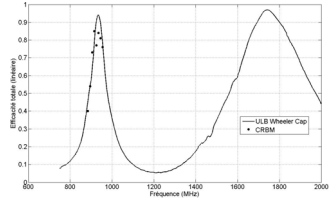

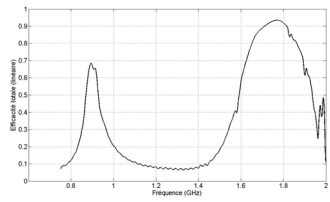
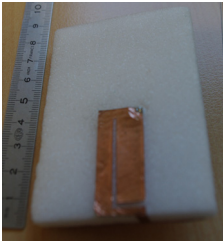
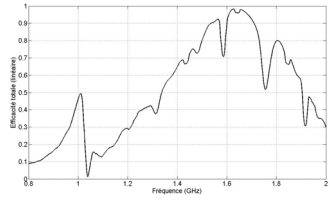

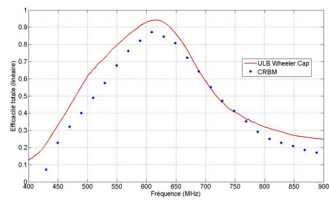
Désignation antenne	Taille	Illustration	Bande de fréquence	Efficacité totale
PIFA bi-bande (luxey 3)[81]	$\lambda_0/9$ à 900 MHz		900MHz et [1.7-1.9]GHz	
PIFA bi-bande (luxey 7)[81]	$\lambda_0/9$ à 900 MHz		900 MHz et [1.6-1.8]GHz	
PIFA bi-bande (luxey 4)[81]	$\lambda_0/9$ à 900 MHz		900 MHz et [1.6-2]GHz	
PIFA mousse	$\lambda_0/9.5$ à 900 MHz		900 MHz et [1.6-1.7]GHz	
Dipole UHF	$\lambda_0/2$		600 MHz	

TABLE 2.6 – Mesures en ULB Wheeler Cap(2/6)


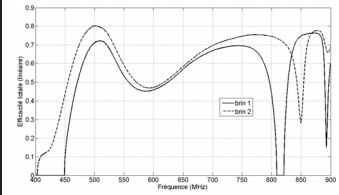
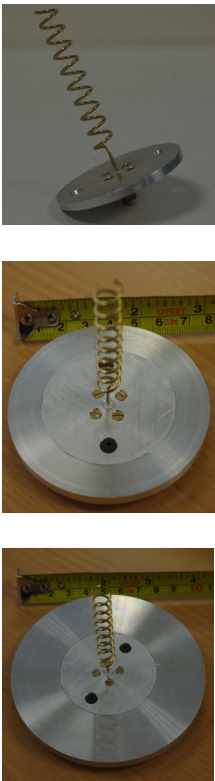
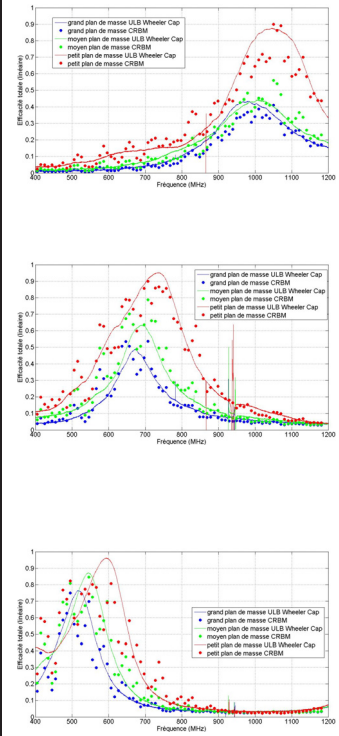

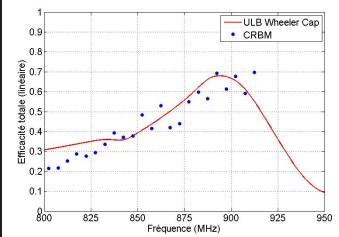
Désignation antenne	Taille	Illustration	Bande de fréquence	Efficacité totale
2 brins UHF	$\approx \lambda_0/4$		600 MHz	
Hélices	$\lambda_0/10$		de 500 MHz à 1.05 GHz	
Coplanaire à fente sans plan de masse	$\lambda_0/7.7$		900 MHz	

TABLE 2.7 – Mesures en ULB Wheeler Cap(3/6)

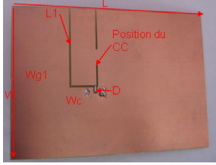
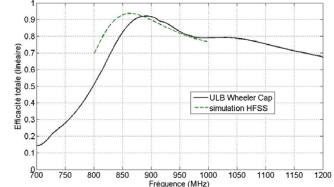
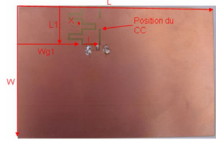
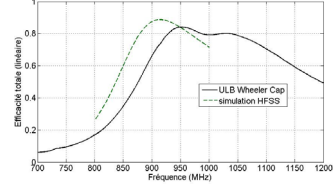

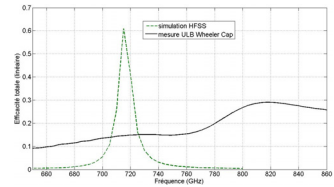
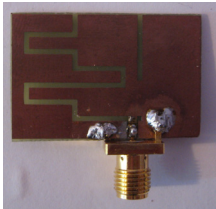
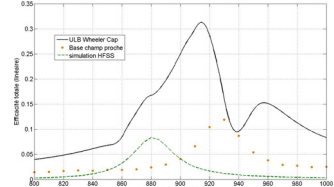
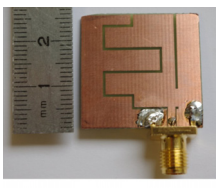
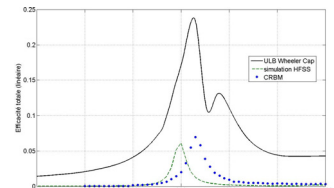
Désignation antenne	Taille	Illustration	Bande de fréquence	Efficacité totale
Antennes intégrées au plan de masse				
court circuitée	$\lambda_0/3$		900 MHz	
méandrée	$\lambda_0/3$		900 MHz	
Coplanaire sur alumine [82]	$\lambda_0/8.5$		750 MHz	
miniature coplanaire				
méandrée 1	$\lambda_0/14.3$		900 MHz	
méandrée 2	$\lambda_0/14.3$		900 MHz	

TABLE 2.8 – Mesures en ULB Wheeler Cap(4/6)

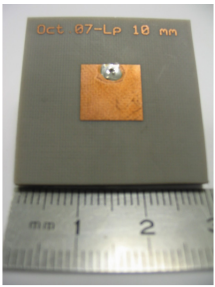
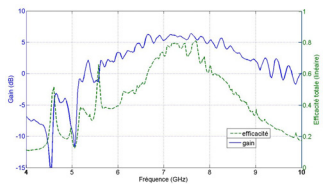

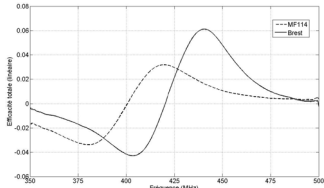

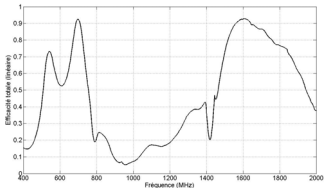
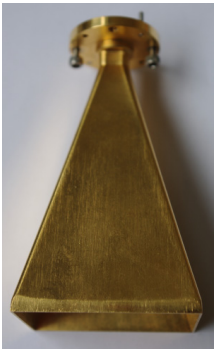
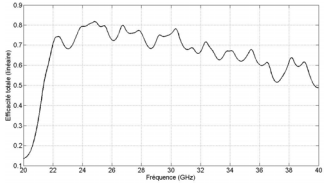
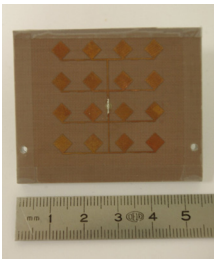
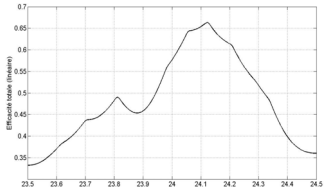
Désignation antenne	Taille	Illustration	Bande de fréquence	Efficacité totale
Antenne patch à métamatériau artificiel (multibande)	$\lambda_0/7$		de 4.4 à 8 GHz	
Antenne patch à métamatériau naturel (ULB Wheeler Cap classique)	$\lambda_0/23$		400 MHz	
Antenne méandrée	$\lambda_0/10.7$ à 700 MHz		700MHz et 1.6GHz	
Antennes millimétrique				
Cornet	$\geq \lambda_0$		≥ 26.5 GHz	
Réseau patches	16 $5\lambda_0$		24.1 GHz	

TABLE 2.9 – Mesures en ULB Wheeler Cap(5/6)

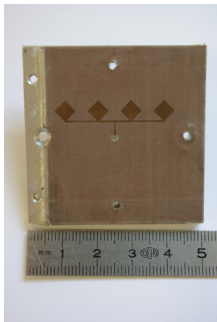
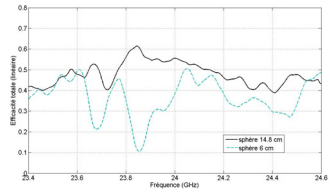

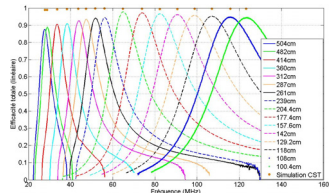
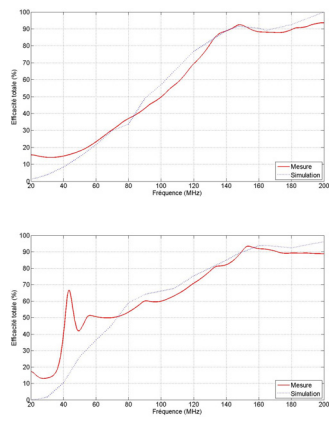
Désignation antenne	Taille	Illustration	Bande de fréquence	Efficacité totale
Réseau 4 patches	$5\lambda_0$		24 GHz	
Antennes VHF (cage de faraday)				
Dipôle accordable	$\lambda_0/2$		de 25 à 122 MHz	
Antenne ULB	$\lambda_0/30$	Protégé	30-300MHz	

TABLE 2.10 – Mesures en ULB Wheeler Cap(6/6)

2.8 Conclusion

Ce chapitre a permis l'examen de la méthode de mesure de rendement d'antenne ULB Wheeler Cap. Par différentes études, ce moyen a été décrit et analysé afin d'approfondir sa connaissance.

Après une présentation de la réalisation d'un tel moyen, une description séquentielle du fonctionnement de la mesure a été introduite. Ensuite, les deux formalismes existant pour l'exploitation de la mesure des coefficients de réflexions ont été comparés pour permettre le choix du plus rigoureux. Par la connaissance du domaine de fonctionnement, du facteur de qualité composite de la cavité ainsi que des fréquences d'apparition des différents modes de cavités, la lecture du résultat de mesure peut être effectuée avec plus de certitude. Concernant cette lecture, une méthode de traitement des mesures a été présentée. Elle s'avère robuste au grand nombre de modes de cavités, rapide et simple de mise oeuvre.

L'étude de la configuration de mesure par la position de l'antenne dans la cavité et de la forme de cette dernière a permis de simplifier la mise en oeuvre de la mesure. Ainsi, l'influence de deux des prérequis introduit par les auteurs s'est avérée négligeable sur les résultats d'efficacité. Cette avancée permet de simplifier la construction de cavité métallique en utilisant par exemple des cavités de formes cubiques ou parallélépipédiques ainsi que de s'affranchir de dispositifs de positionnement de l'antenne sous test.

La présentation des résultats de mesure d'antennes et la comparaison aux moyens de mesures conventionnels valident le moyen construit. Les mesures d'antennes bande étroite et leurs comparaisons avec celles obtenues en CRBM confirment la capacité, à priori attendue, de l'ULB Wheeler Cap à mesurer des antennes sur de faibles bandes de fréquences. Par ailleurs, les mesures d'antennes très mal adaptées et électriquement très petites ont révélé des limites expérimentales du moyen de mesure, particulièrement pour les AEP où l'instrumentation influe fortement sur l'évaluation du rendement. Cette dernière devrait être effectuée en faisant appel à des techniques non invasives pour la mesure du coefficient de réflexion en espace libre.

L'utilisation de la méthode à des fréquences extérieures à la bande haute de l'ULB (3-10 GHz) semble intéressante et prometteuse. L'exploitation d'un tel moyen pour la mesure en bande millimétrique a été abordée. Elle nécessite encore des perfectionnements, notamment sur la lecture des résultats fortement bruités par les modes de cavité à ces fréquences élevées. Se servir d'une cavité plus petite peut être une solution à condition que celle-ci ne présente pas de pertes trop importantes. Par ailleurs, l'utilisation de la chambre réverbérante en ses qualités de cage de Faraday (en deçà de sa LUF) pour la mesure de rendement d'antenne VHF sur de large bande est concluante au regard des simulations. Cette extension permet la mesure rapide d'antennes basse fréquence (inférieure à 300 MHz) et étoffe le spectre d'utilisation de la chambre réverbérante à brassage de modes.

Chapitre 3

Mesure d'efficacité d'antennes en Chambre Reverberante à Brassage de Modes utilisant le Retournement Temporel - TREM (Time Reversal Efficiency Measurement)

Sommaire

3.1	Introduction	111
3.1.1	La Chambre Réverbérante	111
3.1.2	Le Retournement temporel	113
3.1.3	Elaboration d'une mesure - Motivations	117
3.2	La méthode TREM	119
3.2.1	Principe	119
3.2.2	Protocole	120
3.2.3	Temps de mesure	122
3.3	Détermination de l'efficacité	123
3.3.1	Domaine temporel	123
3.3.2	Domaine fréquentiel	125
3.3.3	Récapitulatif / synthèse	127
3.4	Traitement des mesures	128
3.4.1	Séquence de traitement	129
3.4.2	Premiers résultats expérimentaux illustratifs	132
3.4.2.1	Domaine fréquentiel	132
3.4.2.2	Domaine temporel	135
3.5	Résultats	136
3.5.1	Paramètres de mesure	136

3.5.2	Domaine temporel	138
3.5.2.1	Référence antenne cornet	138
3.5.2.2	Référence antenne monopôles coniques	141
3.5.3	Domaine fréquentiel	143
3.5.3.1	Référence antenne cornet	144
3.5.3.2	Référence antenne monopôles coniques	146
3.5.4	Recoupement des résultats	148
3.5.5	Influence du Retournement Temporel sur la mesure	149
3.6	Pespectives/variantes	150
3.6.1	Amélioration de la méthode TREM	150
3.6.2	Principe de la mesure simultanée	151
3.6.3	Mesure dans un milieu non réverbérant	151
3.7	Conclusion	152

3.1 Introduction

Ce chapitre a trait à l'élaboration d'une nouvelle méthode de mesure dédiée aux antennes ULB. Le constat façonné en fin d'état de l'art (Chap. 1 §1.13) est le suivant : il n'existe pas à l'heure actuelle de méthode de mesure efficace, rapide pour la mesure du rendement des antennes ULB de toutes tailles. L'ULB Wheeler Cap présentée dans le chapitre précédent est certes très attractive mais reste destinée aux antennes de petites tailles.

L'idée sous-jacente à l'élaboration d'une nouvelle méthode est d'effectuer la mesure dans le domaine temporel en tirant parti des caractéristiques d'environnement de propagation offert par la chambre réverbérante tout en profitant de ses faibles contraintes en termes de volume et de positionnement. L'utilisation supplémentaire de la technique du Retournement Temporel en tant qu'outil permet d'exploiter l'environnement multitrajet de la chambre et ainsi améliorer la précision de la mesure.

Le temps nécessaire à la mise en oeuvre d'une telle méthode englobe largement un contrat doctoral. Par conséquent, des perfectionnements sur la mesure restent à faire. Néanmoins, à la vue des résultats actuels, nous pouvons avancer que la nouvelle méthode de mesure de rendement d'antenne développée ici constitue désormais un outil de caractérisation supplémentaire servant le développement antennaire au sein de la communauté.

Cette section introductive présente tout d'abord succinctement les deux outils majeurs inhérents à cette nouvelle méthode : la chambre réverbérante et le retournement temporel. Elle se conclut par les motivations qui ont conduit à l'élaboration de la méthode.

Le chapitre s'organise de la façon suivante : sont tout d'abord présentés le principe et le protocole de la méthode (§3.2) puis les formulations permettant la détermination de rendement dans les domaines temporel et fréquentiel (§3.3). Viennent ensuite les présentations du traitement des mesures (§3.4) ainsi que des résultats choisis suivant plusieurs configurations (§3.5). Enfin, le chapitre se termine par les perspectives de futurs travaux en lien avec la méthode développée (§3.6) puis par une conclusion des apports de cette nouvelle méthode.

3.1.1 La Chambre Réverbérante

Une chambre réverbérante se définit avant tout comme une enceinte électromagnétique faradisée au sein de laquelle il est aisé de modifier de façon très importante la distribution du champ électromagnétique interne au moyen de différents procédés de brassage. Le comportement appelé de type "chambre réverbérante" réside dans la seule faculté à générer de nombreux états de propagation différents, indépendants. Ceci peut être effectué en modifiant les conditions du champ à l'intérieur de l'enceinte (modification de la polarisation, de la position ou de la fréquence de l'émetteur) ou en modifiant partiellement les conditions aux limites de la chambre grâce à un brasseur de modes métallique. La majorité des brasseur de modes sont constitués de pâles métalliques orientés selon diverses directions autour d'un axe. La rotation de cet axe

permet alors de changer aisément et de manière importante les conditions électromagnétiques. Une enceinte électromagnétique faradisée munie d'un brasseur de modes est alors dénommée "Chambre Réverbérante à Brassage de Modes (CRBM)".

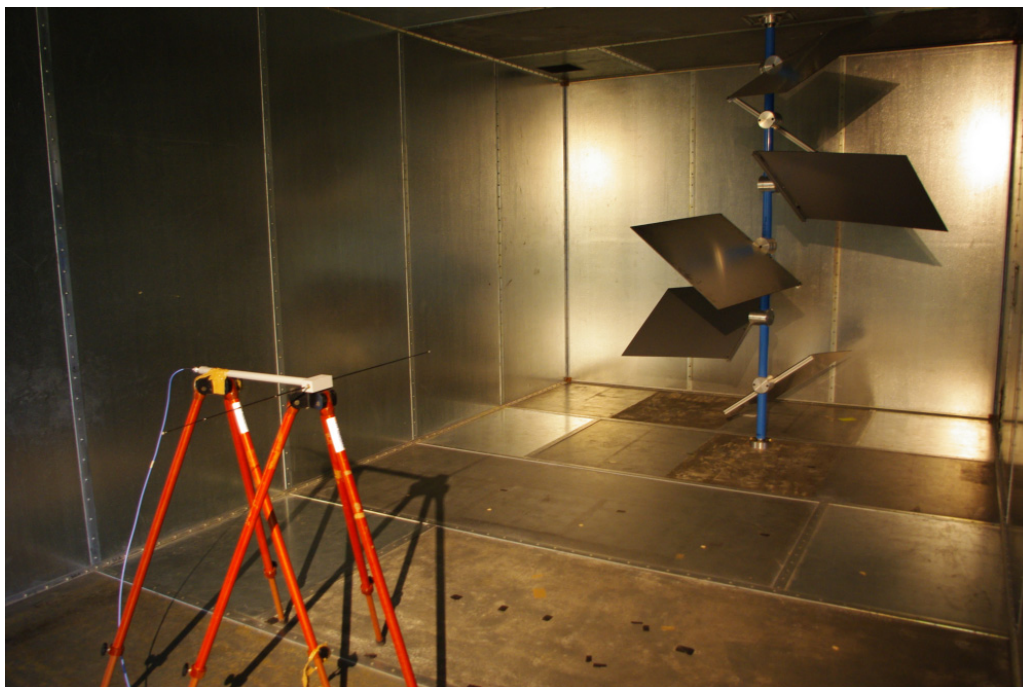


FIGURE 3.1 – CRBM de l'IETR

Par son caractère réverbérant, la CRBM s'oppose radicalement à la chambre anéchoïque du point de vue de la propagation interne des ondes électromagnétiques. L'absence de réflexions dans une chambre anéchoïque assure l'excellente qualité et maîtrise du signal souhaité. La mesure d'antenne peut alors être réalisée pour une direction précise, notamment lors de la détermination du diagramme de rayonnement. Néanmoins, ces caractéristiques ne sont pas adéquates si l'on veut effectuer des test d'immunité dans le cadre de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM). En effet, l'absence de réflexion et la forte absorption de l'énergie par les parois impose de faire tourner l'objet que l'on veut tester ainsi que l'utilisation d'amplificateurs puissants. C'est pourquoi les CRBMs semblent plus appropriées aux essais CEM. La CRBM disponible à l'IETR (Fig. 3.1) est à l'origine une chambre anéchoïque dont les absorbants ont été retirés. A l'instar de la minimisation des réflexions sur les parois de la chambre, nous souhaitons exploiter au maximum les réflexions des ondes électromagnétiques.

Les fonctionnements de ces deux types de chambres étant foncièrement différents, ils comportent chacun leurs avantages et par conséquent diffèrent par leur utilisation. Le coût d'une CRBM est moindre grâce à l'absence d'absorbants, particulièrement onéreux. De plus, les pertes d'énergie sont très inférieures du fait de cette absence. Dès lors, il n'est pas particulièrement coûteux de générer un champ fort, *e.g.* 100 V/m, car le niveau d'amplification nécessaire devient

raisonnable (de l'ordre de quelques watts ou de la dizaine de watts à 1 GHz). Ajouté à cela, dans le cas d'essais en susceptibilité rayonnée et grâce aux réflexions multiples des ondes électromagnétiques, l'objet sous test "baigne" entièrement dans l'environnement électromagnétique généré. Il n'est plus alors nécessaire de déplacer l'objet sous test afin de le tester intégralement. La CRBM est alors plus simple dans son utilisation puisqu'au lieu de tourner l'objet, il suffit de faire tourner le brasseur mécanique.

Outre ces avantages pour le domaine de la CEM, la CRBM offre des caractéristiques très intéressantes en terme de propagation multitrajet pour la caractérisation d'antennes. La méthode élaborée durant ce doctorat, introduite et développée dans ce chapitre utilise ces propriétés de propagation combinées à la technique du retournement temporel des ondes électromagnétiques. Signalons également que la CRBM offre des possibilités particulièrement attractives dans le cadre de la simulation de canaux de propagation.

La possibilité de réaliser des essais de compatibilité électromagnétique en chambre réverbérante, comme alternative aux techniques de mesure classiques, a été reconnue assez récemment dans la norme CEI 61000-4-21 [43], publiée en août 2003. L'élaboration de normes pour les mesures en CRBM va conduire progressivement à une plus large utilisation de ce moyen d'essai. Aujourd'hui, les recherches délaissent progressivement l'exploitation de la chambre anéchoïque au profit de la chambre réverbérante. Cette dernière est apparue dans les années 60 mais n'a connu un réel essor que depuis les années 90 notamment aux USA. Même si sa réalisation est simple et son coût relativement faible, les principes physiques qui régissent son fonctionnement sont plus complexes que ceux de la chambre anéchoïque. Son exploitation la plus commune s'effectue après obtention d'un mélange efficace de la puissance donnant des amplitudes de signaux suivant une loi stochastique (du χ^2 ou de Rayleigh). Les champs et l'environnement de la CRBM deviennent alors statistiquement uniformes. Une contribution conséquente à l'analyse statistique des mesures en CRBM est disponible dans [41].

La méthode de mesure de rendement d'antenne large bande décrite dans ce chapitre n'exploite pas les distributions statistiques des champs à l'intérieur de la CRBM mais essentiellement son environnement multitrajet très riche.

3.1.2 Le Retournement temporel

Le retournement temporel est un procédé physique mis au point par Mathias Fink dans le domaine acoustique [93] qui permet à une onde de retourner vers sa source dans le cas d'une propagation non dissipative. Ce procédé permet de résoudre le problème inverse ou plus clairement le renversement du temps d'une action.

Le problème de la réversibilité du temps dans une action peut s'illustrer par la malheureuse expérience suivante : vous faites votre vaisselle lorsqu'un magnifique verre à pied de votre service encore complet vous échappe des mains et se brise en une multitude de morceaux lors de son choc avec l'évier en céramique. Notre objectif est de créer la scène inverse et reconstituer le

verre entier avant ce regrettable incident ⁽¹⁾. Conceptuellement, connaissant la vitesse de chaque morceau de verre, leurs positions sur une sphère et les renvoyant dans la direction exacte d'où ils viennent, il est possible de les faire converger vers le point d'explosion initial (tel le film de la scène visionnée en sens inverse). Cette expérience est conceptuellement envisageable car les équations gouvernant le mouvement de chacun des morceaux sont invariantes par renversement du temps.

Cette expérience de pensée est certes physiquement acceptable, mais en réalité irréalisable. Tout d'abord, le nombre de morceaux projetés est bien trop grand pour disposer de toutes les informations nécessaires. De plus, le système observé est chaotique et dépend fortement des conditions initiales. En effet, une erreur, même mineure, commise sur l'évaluation du vecteur vitesse initial (par exemple due à la topologie de l'évier), sera amplifiée et le renvoi vers le lieu de départ sera faussé. Pour cette raison (chaos déterministe), le retournement temporel est impossible en mécanique classique. Il est donc nécessaire de se placer dans une physique moins sensible pour appliquer le procédé de retournement temporel, telle que la physique ondulatoire (ondes acoustiques ou électromagnétiques).

Découvert dans le domaine acoustique au début des années 1990 ⁽²⁾, le principe du retournement temporel des ondes repose sur l'invariance de l'équation de propagation d'ondes par renversement du temps : cette invariance autorise une onde à se rétropropager de telle sorte qu'elle peut rejouer la scène "aller" de sa propagation mais à rebours. Le Miroir à Retournement Temporel permet d'enregistrer un champ acoustique sur la surface qui entoure le milieu de propagation puis de réémettre la version retournée temporellement de ce champ et de refocaliser le signal sur le point de l'émission. Pour minimiser les pertes d'information, la scène ondulatoire doit avoir lieu au sein d'une cavité réverbérante dont la géométrie est ergodique. La propriété d'ergodicité de la cavité assure qu'un unique capteur, collectant ces échos, suffit à capter les informations nécessaires à une expérience de Retournement Temporel.

Nous ne détaillerons pas ici les fondements sous-jacents du retournement temporel et leurs applications aux différentes physiques largement développés dans [95]. En effet, nous utilisons le RT dans les travaux présentés comme un outil pour améliorer le résultat de la mesure élaborée et n'étudions pas les propriétés du RT.

Afin de bien comprendre le processus de communication à l'aide du RT, voici sa description en lien avec l'illustration de la figure 3.2 :

1. Un signal $s(t)$ est émis par une source, un quelconque transducteur ondulatoire (haut-parleur, antenne, ...) dans un milieu (de préférence réverbérant) possédant une réponse impulsionnelle de canal $h(t)$.

(1). Tant pour l'entièreté de votre service que pour les éventuelles remontrances qui vous seront affligées

(2). Très antérieur à cette découverte et à sa dénomination, on retrouve le principe du Retournement Temporel dans les travaux de Mozart, notamment dans son célèbre *Requiem* et son motet *Ave verum corpus* datant des années 1780 [94]

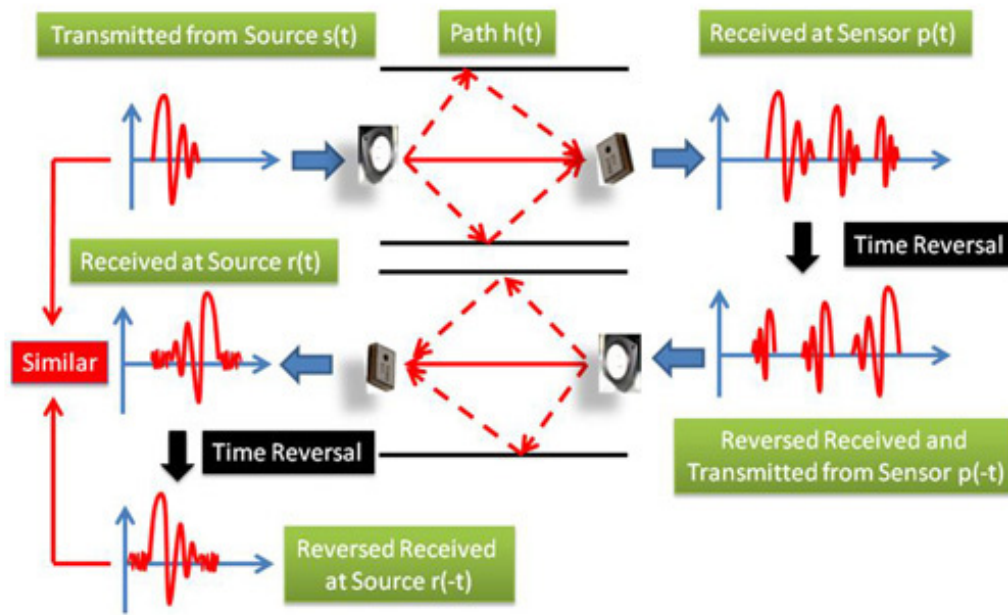


FIGURE 3.2 – Illustration d’une transmission par retournement temporel

2. L’onde émise se propage dans le milieu pouvant contenir de nombreux réflecteurs ou diffuseurs : le front d’onde est alors déformé et s’étale dans le temps. Le signal $p(t)$ reçu sur le capteur (microphone, antenne, ...) est alors le résultat de la convolution du signal émis $s(t)$ par la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$:

$$p(t) = s(t) \otimes h(t) \quad (3.1)$$

3. Ce signal est ensuite retourné en temps $p(t) \rightarrow p(-t)$ puis émis à son tour à partir du capteur (qui est momentanément source) vers le même milieu.
4. Grâce à la réversibilité du milieu, et au théorème de Helmholtz-Kirchoff⁽³⁾, l’onde se rétropropage pour finir par converger vers le point source initial. Le signal $r(t)$ reçu à la source est de la même manière le résultat de la convolution du signal $p(-t)$ par la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$:

$$\begin{aligned} r(t) &= p(-t) \otimes h(t) \\ r(t) &= (s(-t) \otimes h(-t)) \otimes h(t) \\ r(t) &= s(-t) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Le signal reçu $r(t)$ est donc l’image du signal d’origine $s(t)$ retourné en temps.

La source de la première étape étant éteinte lors de la dernière étape, une onde divergente se crée à partir de la source à la suite de l’onde convergente. Ce résultat peut s’exprimer à l’aide du

(3). Le champ dans un volume peut être exprimé à partir uniquement de la connaissance du champ et de sa dérivée en tout point d’une surface fermée qui entoure ce volume [96]

formalisme des fonctions de Green. Dans un milieu quelconque si les réponses impulsionnelles $G(r_A, r_B, t)$ entre tous les couples de points A et B sont connues, alors il a été montré [97] que le champ après Retournement Temporel Φ_{RT} d'une source initiale placée en r_0 s'écrit :

$$\Phi_{RT}(r, t) = G(r, r_0, -t) \otimes s(-t) - G(r, r_0, t) \otimes s(-t), \quad (3.3)$$

$s(t)$ étant le signal source et r la position où le champ est mesuré après RT. Le premier terme correspond à l'onde convergente et le second à l'onde divergente.

Ainsi, dans le domaine harmonique, considérant un milieu homogène et isotrope où la vitesse de propagation est c , les fonctions de Green monochromatiques peuvent être calculées et sont cette fois solutions de l'équation simplifiée :

$$\Delta G + \frac{\omega^2}{c^2} G = -\delta(r), \quad (3.4)$$

la source étant placée en $r_0 = 0$. Ces fonctions de Green dans un milieu à trois dimensions sont alors :

$$G(r, \omega) = \frac{e^{jk|r|}}{4\pi|r|}, \quad (3.5)$$

A l'aide de l'expression 3.3, les champs retournés temporellement, lorsque le signal source $s(t)$ est quasiment monochromatique, sont :

$$\Phi_{RT}(r, t) = \frac{k}{2\pi} \text{sinc}(k|r|) e^{j\omega t}, \quad (3.6)$$

k étant le nombre d'onde et *sinc* désignant la fonction sinus cardinal. La focalisation spatiale est alors de l'ordre de la demi-longueur d'onde en raison de l'interférence de l'onde convergente avec l'onde divergente associée. Une condition nécessaire à la bonne réalisation d'un tel processus est l'invariance du milieu de propagation durant et entre les deux transmissions afin que la réponse impulsionnelle de celui-ci soit inchangée.

Le concept de RT a permis la mise au point de nombreuses applications en contrôles non destructif, mesures non invasives, diagnostic médical (imagerie médicale, lithotritie), détection sous-marine, télécommunications haut débit et domotique. Un acteur majeur dans la recherche et le développement d'applications autour du RT est le Laboratoire d'Ondes et Acoustique (LOA) de Paris, devenu récemment l'institut Langevin dirigé par Mathias Fink. Plus proche de nos préoccupations, une de leurs équipes (Ondes électromagnétiques et télécommunications) s'attache à transposer aux ondes électromagnétiques la technique de focalisation par RT largement éprouvée en acoustique. L'une des applications potentielles est la communication sans fil à haut débit. Le RT permet en effet de compenser les réverbérations du milieu (problème crucial pour l'ULB) et d'exploiter la diversité spatiale, comme dans les techniques MIMO (Multiple Input-Multiple Output), pour augmenter le débit et assurer la sécurité de la transmission [98, 99].

Dans le domaine de la CEM, l'utilisation combinée des propriétés du RT et de la CRBM [100] permet de focaliser l'énergie dans un faible volume autour de l'objet sous test. Nous pouvons par exemple citer les travaux de [101] proposant un nouvel outil permettant la génération de fronts d'onde cohérents sur l'équipement sous test.

3.1.3 Elaboration d'une mesure - Motivations

D'une manière générale, la mesure d'antenne en temporel a suscité bien moins d'attention que la mesure fréquentielle. Ainsi, peu de travaux sur cette thématique ont été effectués. En effet, la demande de caractérisation était jusqu'à récemment ciblée sur les antennes bande étroite. La technologie ULB et ses performances prometteuses apporte aujourd'hui son lot de demandes concernant la mesure des antennes associées.

Les mesures fréquentielles sont très efficaces pour la caractérisation d'antennes bande étroites mais ne peuvent être de bonnes candidates pour la mesure d'antennes ULB si cette dernière doit être effectuée sur la bande entière. Il apparaît alors naturel de se tourner vers des techniques du domaine temporel. D'un point de vue général, le domaine temporel comporte des avantages non négligeables tels que :

- Le retrait ou la réduction des réflexions : les réflexions non désirées créées par le système de mesure peuvent être retirées en utilisant le filtrage par fenêtrage temporel ("gating").
- La simplicité de mise en place de la mesure : les équipements nécessaires sont moins complexes et moins onéreux que leurs équivalents en fréquentiel.
- L'efficacité de la mesure sur de larges bandes : une seule mesure complète fournit les caractéristiques de l'antenne sur un large spectre fréquentiel.

Ce dernier avantage rend les techniques de mesure temporelle particulièrement adéquates aux antennes larges bandes [102, 103, 104].

Concernant notre objectif de caractérisation, à savoir la détermination du rendement d'antenne ULB, le constat annoncé en fin d'état de l'art (cf. §1.13) fait apparaître le manque de méthodes appropriées aux antennes large bande. Les motivations pour l'élaboration d'une nouvelle méthode de mesure d'efficacité d'antenne adaptée à l'ULB sont les suivantes :

- Rapidité, précision et répétabilité de mesure.
- Simplicité de mise en oeuvre et automatisation possible de la mesure.
- Traitement rapide des données et information large bande immédiate.

Ces motivations sont facilitées par l'utilisation d'instrumentation numérique couplée à un ordinateur pour le pilotage des appareils. Le choix pour l'élaboration de notre mesure (cf. §3.2 et 3.3) s'est porté sur une mesure en valeur relative i.e. fonction d'une antenne de référence dont les caractéristiques sont bien connues⁽⁴⁾. Une fois la méthode mise en place et les premiers résultats

(4). Mesurer une antenne sous test par rapport à une référence revient à faire un adimensionnement de la

obtenus, se pose la question de la validité de la méthode. La validation d'un moyen de mesure est similaire à l'établissement d'une antenne de référence. Une telle référence peut s'établir de plusieurs façons, à savoir :

- Mesure avec plusieurs moyens de caractérisation (diverses méthodes ou moyens de test) [105].
- Plusieurs mesures avec un moyen de caractérisation (stabilité et répétabilité).
- Plusieurs mesures avec plusieurs moyens de caractérisation.

Ainsi, pour valider une méthode de mesure relative, il est possible de se servir d'une même antenne de test (mesurée relativement à une référence établie auparavant) dont le rendement sera mesuré suivant plusieurs moyens ou méthodes. Cette démarche revient à mesurer une référence singulière (ici l'antenne de test) afin de comparer les résultats obtenus par divers moyens pour en valider l'un d'entre eux.

grandeur mesurée. Par exemple, l'antenne de référence pourrait avoir un rendement de 36 pommes de terre, le rendement mesuré de l'AST serait fonction de ce nombre de pommes de terre. Une simple comparaison entre les pommes de terre et les puissances ou densités spectrales mises en jeu lors de la mesure nous permet d'exprimer ces légumes en unités reconnues, utilisées et compréhensibles par la majorité des intéressés.

3.2 La méthode TREM

Nous présentons ici une nouvelle méthode de mesure temporelle d'antenne ULB en Chambre Réverbérante à Brassage de Modes dans le domaine temporel. Elle est dénommée TREM pour "Time Reversal Efficiency Measurement" ⁽⁵⁾. Réalisée dans le domaine temporel, cette méthode donne accès au rendement d'antenne dans les domaines temporel et fréquentiel en un temps court.

La mesure utilise le principe du Retournement Temporel (RT) et nécessite deux transmissions. Par l'observation des énergies des signaux et leur densité spectrale, une efficacité de rayonnement sur une large bande de fréquence est déterminée relativement à une antenne de référence.

Cette section présente tout d'abord le principe de la méthode TREM puis son protocole de mesure détaillé.

3.2.1 Principe

La détermination du rendement d'antenne ULB par les moyens de mesure classiques peut s'avérer très difficile et longue. En effet, certains d'entre eux sont intrinsèquement bande étroite. D'autre, comme la méthode en CRBM décrite dans le §1.9 du chapitre 1, bien que large bande, sont utilisées dans le domaine fréquentiel et peuvent alors prendre beaucoup de temps. Il apparaît donc naturel d'exploiter le caractère large bande des CRBMs afin d'élaborer une mesure dans le domaine temporel.

La CRBM est choisie pour son absence de contraintes concernant le volume et la symétrie des antennes ainsi que pour son environnement de propagation. Ce dernier est en faveur du RT car il offre un environnement multitrajet très dense. En effet, plus le canal de propagation est multitrajet, plus la refocalisation de l'énergie du RT sera importante. De plus, la qualité de la focalisation par le RT est renforcée par l'utilisation d'un signal d'excitation couvrant une large bande de fréquences (une impulsion de très courte durée).

La méthode TREM nécessite une instrumentation adaptée aux signaux temporels et numérique de façon à être pilotée depuis un ordinateur pour plus de flexibilité. Elle utilise un générateur de formes d'ondes aléatoires (AWG pour *Arbitrary Waveform Generator*) ainsi qu'un oscilloscope à échantillonnage numérique capable d'enregistrer les signaux (DSO pour *Digital Storage Oscilloscope*). La méthode étant relative à une antenne de référence, une antenne de rendement connu est requise. Le rendement de l'AST obtenu est alors fonction de ce rendement de référence.

Deux transmissions sont nécessaire à la détermination de ce rendement :

(5). Soit "Mesure d'Efficacité utilisant le Retournement Temporel (MERT)". Nous pouvons ici noter l'inversion temporelle dans l'écriture des acronymes "TREM" et "MERT", réalisant de plus une anagramme anglo-française !

- Une première faisant communiquer une antenne (pouvant être quelconque) avec l’antenne de référence.
- Une seconde similaire à la première dans laquelle l’antenne de référence est remplacée par l’AST.

Par un bilan des énergies et des densités spectrales mises en jeu, le rendement de l’AST est obtenu. Le protocole de la mesure est détaillé dans le paragraphe suivant.

3.2.2 Protocole

Deux antennes sont disposées dans la CRBM (Fig. 3.3) de telle manière que le chemin de couplage direct entre ces deux antennes soit minimisé [44].

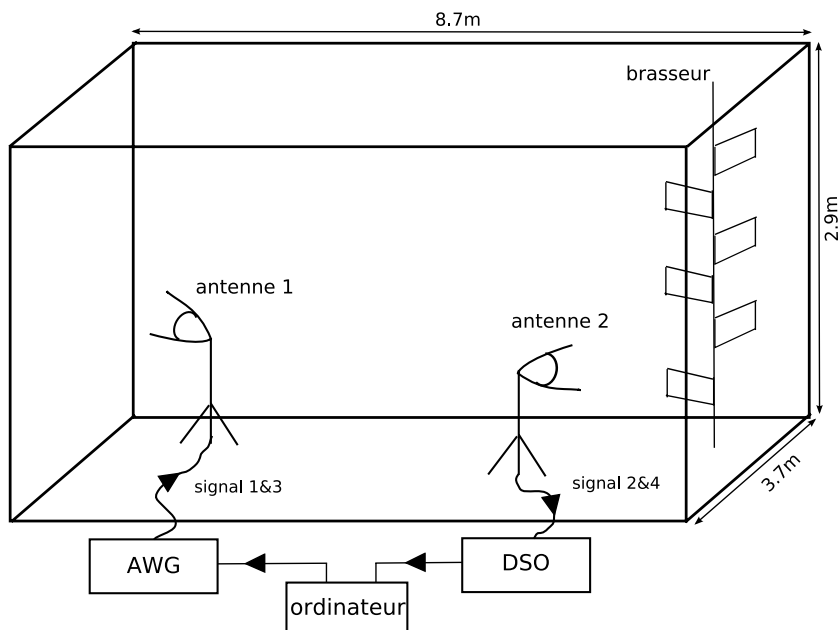


FIGURE 3.3 – Dimensions et configuration de mesure dans la CRBM de l’IETR

Le protocole de mesure consiste en deux transmissions suivant les quatre étapes suivantes :

1. Soit l’antenne 1 connectée à l’AWG et l’antenne 2 au DSO (Fig. 3.3). Une impulsion créée numériquement par l’ordinateur et transférée à l’AWG est tout d’abord transmise par l’antenne 1 (Signal 1 Fig. 3.4). La forme de l’impulsion est construite telle que sa densité spectrale équivalente soit adaptée à la bande passante de l’AST.
2. Le signal reçu par l’antenne 2 (Signal 2 Fig. 3.4) est échantillonné, moyenné sur 512 acquisitions puis enregistré par le DSO.
3. Ce signal est alors transféré à l’ordinateur afin d’être renversé en temps et amplifié⁽⁶⁾ (Signal 3 Fig. 3.4). Ce dernier est alors transmis par l’antenne 1 via l’AWG.

(6). L’amplification sert à utiliser la dynamique maximale offerte par l’AWG.

- La forte densité de canaux de propagation multitrajet à l'intérieur de la CRBM renforcée par la large bande passante couverte par le signal permet la refocalisation de l'impulsion initiale sur l'antenne 2 (Signal 4 Fig. 3.4). Ceci est un miroir à retournement temporel. Le signal se propage de manière inverse dans la CRBM et "revit" ses instants passés. Afin de s'affranchir des contributions du bruit, l'impulsion reçue est filtrée et l'image par refocalisation de l'impulsion initiale peut être observée convenablement (Signal 4 Fig. 3.4).

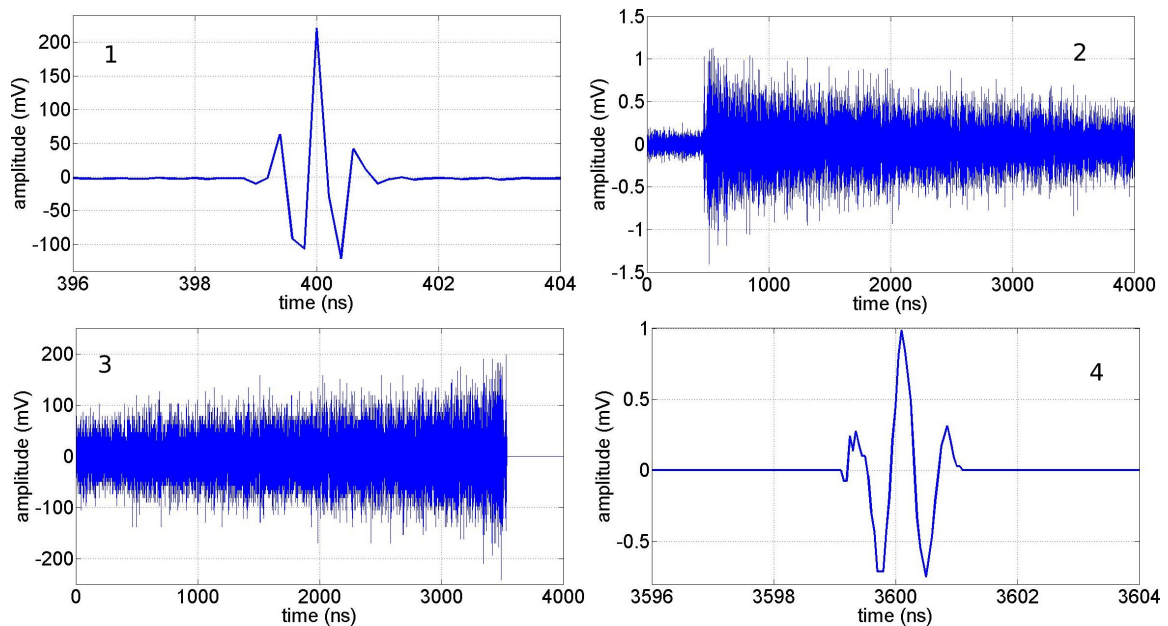


FIGURE 3.4 – Exemples de signaux pour une mesure complète

Le canal de propagation à l'intérieur de la CRBM étant réciproque, le signal retourné en temps (Signal 3 Fig. 3.4) peut être appliqué indifféremment à l'antenne 1 ou à l'antenne 2. Ceci simplifie la configuration de mesure car il n'y a pas besoin de changer les connections entre antennes et instrumentation (Fig. 3.5).

A chacune des étapes décrites ci-dessus, l'amplitude $A(t)$ des signaux est enregistrée. Toutes ces opérations peuvent être répétées plusieurs fois afin de réduire l'incertitude de la mesure. Différentes positions de brasseur ainsi que plusieurs acquisitions sont réalisées afin d'améliorer l'incertitude statistique ainsi que le rapport signal à bruit respectivement. Le terme "acquisition" fait ici référence à l'enregistrement de l'impulsion reçue en répétant les étapes 3 et 4 dans le protocole décrit ci-dessus.

L'énergie enregistrée de l'impulsion refocalisée est alors fonction des rendements des deux antennes mis en jeu comme détaillé ci-après.



FIGURE 3.5 – Vue extérieure de la CRBM et instrumentation

3.2.3 Temps de mesure

La génération d'un signal depuis l'ordinateur par l'AWG nécessite au maximum 5 secondes. Le temps nécessaire à l'enregistrement d'un signal par le DSO (une acquisition) puis son stockage sur l'ordinateur est de 8 secondes. La rotation du brasseur (changement de position) prend un temps fonction du déplacement demandé. Il peut être approximé à 10 secondes en incluant le temps nécessaire au brasseur pour redevenir immobile.

3.3 Détermination de l'efficacité

Cette section présente les méthodes de détermination des rendements dans le domaine temporel et fréquentiel.

3.3.1 Domaine temporel

Puisque le signal d'excitation est une impulsion, l'efficacité obtenue de manière directe par ce processus de mesure est une figure de mérite globale du comportement de l'antenne. Une telle mesure donne accès à un rendement que nous définissons comme **efficacité globale**. Cette efficacité globale relie l'énergie totale rayonnée par l'antenne à celle de l'impulsion appliquée à l'antenne.

La méthode TREM permet donc de déterminer l'efficacité globale de l'AST, par exemple grâce au protocole suivant :

Tout d'abord, la procédure décrite dans le paragraphe précédente (§3.2) est réalisée pour une antenne 1, dont l'efficacité peut être inconnue, et pour l'antenne 2, considérée comme l'antenne de référence (dont l'efficacité est connue). Cette étape est appelée "mesure de référence".

Ensuite, la même procédure est réalisée en utilisant la même impulsion initiale mais en remplaçant l'antenne 2 par l'AST. Cette étape est appelée "mesure de l'AST".

Ainsi, aucun calibrage de la CRBM n'est nécessaire. L'hypothèse majeure à considérer est que le facteur de qualité composite de la CRBM n'est pas modifié lors de la substitution des antennes. Ceci est en général vrai lorsque les CRBMs sont utilisées dans leur domaine d'opération haute fréquences (au dessus de leur LUF). En effet, dans ce domaine, l'énergie dissipée dans les antennes est faible par rapport à celle dissipée dans les murs de la chambre. L'efficacité globale de l'AST est alors seulement fonction du rapport d'énergie entre les signaux 1 et 4 de la figure 3.4 et 3.3.

Mettons maintenant le protocole de mesure en équations :

Après les deux transmissions réalisées pour la mesure de référence, l'énergie E_{r4}^{ref} de l'impulsion $A_{r4}^{ref}(t)$ (Signal 4 fig. 3.4 et 3.3) est calculée par :

$$E_{r4}^{ref} = \int_0^T |A_{r4}^{ref}(t)|^2 dt \quad (3.7)$$

Cette énergie est reliée à celle de l'impulsion émise E_{e1} par :

$$E_{r4}^{ref} = (\eta_1 \eta_{ref})^2 K_1 E_{e1} I L^2 \quad (3.8)$$

avec K_1 le coefficient d'amplification du signal retourné en temps, IL les pertes d'insertion de la CRBM, η_1 l'efficacité globale de l'antenne 1 (l'efficacité qui peut être inconnue dans la mesure) et η_{ref} l'efficacité globale de l'antenne 2 de référence obtenue par l'équation 3.12.

E_{r4}^{ast} est obtenu par la même équation dans laquelle η_{gi} (l'efficacité globale inconnue) et K_2 sont substitués à η_{ref} et K_1 respectivement :

$$E_{r4}^{ast} = (\eta_1 \eta_{gi})^2 K_2 E_{e1} IL^2 \quad (3.9)$$

Les coefficients d'amplification K_1 et K_2 sont généralement différents car l'antenne de référence et celle sous test n'ont en général pas le même rendement et comportement. L'objectif de l'amplification est de transmettre un signal à pleine échelle de l'AWG.

Par le rapport des équations 3.9 et 3.8, l'efficacité globale de l'AST η_{gi} est déduite :

$$\eta_{gi} = \eta_{ref} \sqrt{\frac{E_{r4}^{ast} K_1}{E_{r4}^{ref} K_2}} \quad (3.10)$$

Les résultats d'efficacité globale en fonction du nombre de positions de brasseur et d'acquisition sont présentés dans la partie *résultats*(§3.5).

Une variante de ce protocole peut être l'utilisation de deux antennes de références pour la mesure de référence et de deux AST identiques⁽⁷⁾ pour la deuxième étape. Dans ce cas, l'efficacité globale η_{gi} est obtenue par :

$$\eta_{gi} = \eta_{ref} \left(\frac{E_{r4}^{ast} K_1}{E_{r4}^{ref} K_2} \right)^{1/4} \quad (3.11)$$

L'obtention de cette **efficacité globale** nouvellement introduite permet d'apprécier le rendement de l'AST de manière générale. En effet, elle fournit une et une seule valeur de rendement sur toute la bande de fonctionnement de l'AST (car cette dernière est sollicitée par l'impulsion initiale dédiée à cette bande). Un résultat d'efficacité globale est donc fonction de cette impulsion initiale. Cependant, cette définition souffre de ne pouvoir être facilement comparable avec la définition classique du rendement d'antenne, fonction de la fréquence.

Pour comparer un rendement **total** fonction de la fréquence $\eta(f)$ avec une efficacité globale η_{glob} , il est possible d'intégrer ce rendement sur la bande de fonctionnement de l'AST $[f_1 - f_2]$ en le pondérant par le spectre l'impulsion initiale $S_e(f)$ utilisée lors de la mesure TREM :

$$\eta_{glob} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} S_e(f) \eta(f) df}{\int_{f_1}^{f_2} S_e(f) df} \quad (3.12)$$

(7). Ceci peut être difficile à obtenir pour des antennes prototypées de manière non industrielle

L'efficacité globale peut donc être interprétée comme une moyenne d'un rendement pondéré par une impulsion donnée. Un exemple est montré figure 3.6 où une mesure de rendement issue de l'ULB Wheeler Cap est intégrée en considérant une impulsion S_e et une bande donnée.

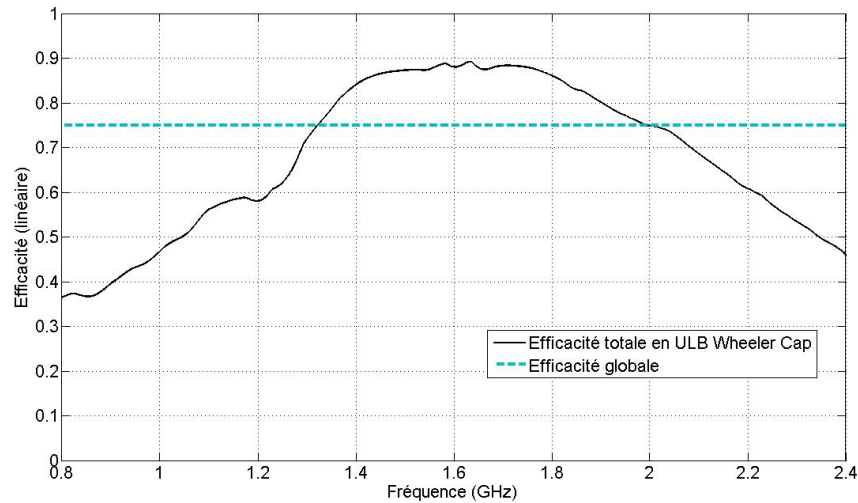


FIGURE 3.6 – Exemple d'intégration de rendement pour l'obtention d'une efficacité globale

Nous y reviendrons dans la partie résultat (§3.5) en comparant le rendement obtenu en ULB Wheeler Cap et l'efficacité globale de la TREM.

Afin d'obtenir, par la mesure TREM, un rendement fonction de la fréquence facilement interprétable par toute la communauté, nous avons élaboré une exploitation fréquentielle des impulsions mises en jeu lors de la mesure. Ceci est l'objet du paragraphe suivant.

3.3.2 Domaine fréquentiel

L'obtention de l'efficacité fréquentielle utilise la même mesure que précédemment⁽⁸⁾. La même mesure **temporelle** est effet utilisée. Seule l'exploitation des signaux diffère. Une seule mesure TREM donne donc accès à une efficacité globale et une efficacité fréquentielle.

Nous observons ici les impulsions mises en jeu lors de la mesure, non pas par leurs énergies, mais par leurs spectres obtenus par transformée de Fourier. En considérant le spectre de l'impulsion reçue dans la mesure de référence, l'efficacité de rayonnement de l'AST fonction de la fréquence est le rapport du spectre de l'impulsion reçue lors de la mesure de l'AST et du spectre de celle de référence. Des exemples de spectres émis et reçus sont présentés figures 3.7 et 3.8 respectivement.

Des équations similaires à celles utilisées dans le domaine temps permettent d'obtenir l'efficacité de rayonnement fréquentielle. Les deux expressions suivantes résument les deux transmissions réalisées pour la mesure de référence (Eq. 3.13) et pour celle de l'AST (Eq. 3.14) :

(8). A ne pas confondre avec la mesure classique d'efficacité en CRBM réalisée dans le domaine fréquentiel. Ici la mesure reste **temporelle**, seule l'exploitation des signaux se situe dans le domaine fréquence

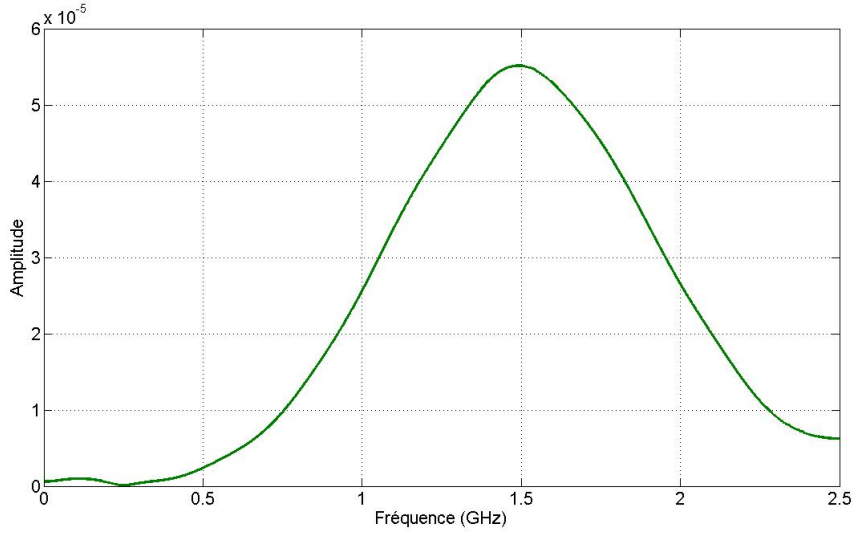


FIGURE 3.7 – Exemple de spectre d'impulsion transmise

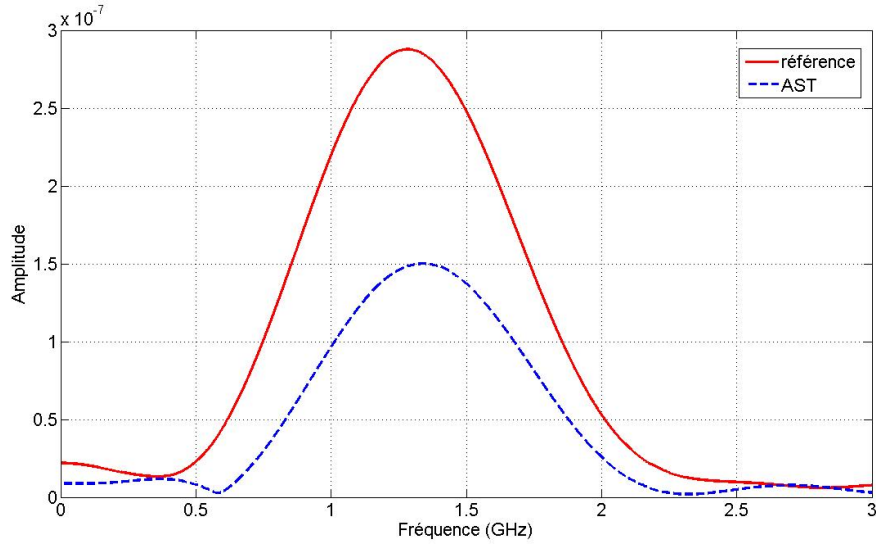


FIGURE 3.8 – Exemples de spectres d'impulsions reçues

$$S_{Rref}(f) = \eta_1^2(f)\eta_{ref}^2(f)S_e(f)K_1IL^2(f) \quad (3.13)$$

$$S_{Rast}(f) = \eta_1^2(f)\eta_{ast}^2(f)S_e(f)K_2IL^2(f) \quad (3.14)$$

Avec $S_{Rref}(f)$ et $S_{Rast}(f)$ les spectres des impulsions reçues pour la mesure de référence et celle de l'AST respectivement, $S_e(f)$ le spectre de l'impulsion émise, IL les pertes d'insertion de la CRBM, K_1 et K_2 les coefficients d'amplification pour la mesure de référence et de l'AST respectivement, $\eta_{ref}(f)$ l'efficacité de rayonnement de l'antenne utilisée comme référence, $\eta_1(f)$ l'efficacité de rayonnement pouvant être inconnue et $\eta_{ast}(f)$ l'efficacité de rayonnement recherchée obtenue par :

$$\eta_{ast}(f) = \eta_{ref}(f) \sqrt{\frac{S_{Rast}(f)K_1}{S_{Rref}(f)K_2}} \quad (3.15)$$

Ensuite, l'efficacité totale de l'AST η_{tot} est calculée en prenant compte des pertes par désadaptation des deux antennes :

$$\eta_{tot} = \eta_{ast}(1 - |S_{11FSast}|^2)(1 - |S_{11FSref}|^2) \quad (3.16)$$

Où $S_{11FSast}$ and $S_{11FSref}$ sont les coefficients de réflexions en espace libre de l'AST et de l'antenne de référence respectivement.

Les résultats d'efficacité totale en fonction du nombre de positions de brasseur et d'acquisitions sont présentés dans la partie *résultats* (§3.5).

3.3.3 Récapitulatif / synthèse

Cette synthèse vise à fournir une vision générale du processus de détermination des différents rendements accessibles par une mesure TREM et la terminologie associée.

De la mesure temporelle TREM peuvent être extraites les deux grandeurs suivantes :

- Une **efficacité globale** η_{glob}
- Une **efficacité totale (ou rendement)** $\eta_{tot}(f)$ fonction de la fréquence en prenant en compte les pertes par désadaptation de l'AST est de l'antenne de référence.

Ces deux grandeurs sont liées par la relation suivante, servant de définition de l'efficacité globale :

$$\eta_{glob} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} S_e(f)\eta_{tot}(f)df}{\int_{f_1}^{f_2} S_e(f)df} \quad (3.17)$$

L'exploitation des puissances mises en jeu donne accès à une **efficacité globale** introduite précédemment.

Par ailleurs, l'exploitation des spectres mis en jeu lors de la mesure donne accès à un **rendement fonction de la fréquence** qui peut être comparé à ceux obtenus par des mesures conventionnelles (ULB Wheeler Cap, mesure en chambre anéchoïque ou en CRBM par exemple) pour valider la mesure.

L'équation 3.17 permet donc le calcul d'une efficacité globale à partir du rendement total fonction de la fréquence grâce à la connaissance du spectre de l'impulsion de départ $S_e(f)$ ayant servi pour la mesure. Cette relation est d'ailleurs utilisée afin de déterminer l'efficacité globale de l'antenne de référence à laquelle sera comparée l'efficacité globale de l'AST lors de la mesure.

Les différentes possibilités offertes par la mesure TREM seront mises en oeuvre et comparées dans la partie *résultats* (§. 3.5)

3.4 Traitement des mesures

Le protocole de mesure ainsi que la détermination des rendements décrits dans les paragraphes §3.2 et 3.3 sont assez simples à mettre en oeuvre une fois l'instrumentation maîtrisée. Cependant, quelques précautions sont à prendre vis à vis des signaux enregistrés. Ces derniers doivent être traités après coup, soit dans le domaine temps, soit dans le domaine fréquence. Les signaux dont le rapport signal à bruit est acceptable sont ainsi utilisés pour atteindre une forte précision.

Tout d'abord, dans la phase de mesure, une moyenne est réalisée par le DSO sur 512 acquisitions du premier signal reçu i.e la réponse impulsionnelle du canal de la CRBM (voir figure 3.9). Ceci est nécessaire pour obtenir un bon rapport signal à bruit en vue d'une bonne focalisation après le retournement temporel, l'amplification et la seconde transmission. Néanmoins, malgré ces précautions, des oscillations peuvent être observées sur les lobes secondaires de l'impulsion refocalisée (voir figure 3.10). Le signal refocalisé est effectivement entâché par quelques bruits supplémentaires dus à la nature même de la refocalisation (l'extinction de la source doit être prise en compte comme évoqué dans le paragraphe 3.1.2).

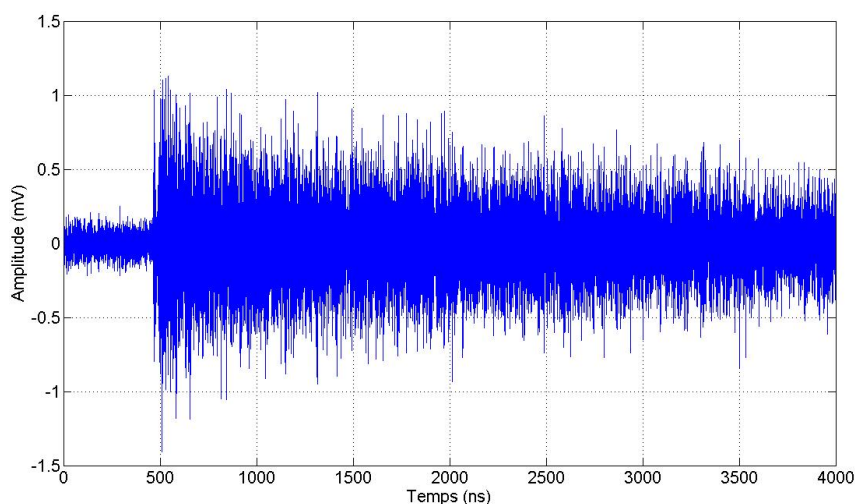


FIGURE 3.9 – Exemple de réponse impulsionnelle de canal

De plus, de mauvais enregistrements peuvent être faits par cause de défaut de déclenchement du DSO ou de mauvaise synchronisation entre le DSO et l'AWG. Ces enregistrements constituent de mauvais signaux qui peuvent fausser les moyennes ultérieures. Afin de s'affranchir de ces mauvaises contributions, les impulsions finales reçues après la seconde transmission sont triées en observant la corrélation de chaque signal avec tous les autres enregistrements.

Enfin, plusieurs positions de brasseur ainsi que plusieurs acquisitions des impulsions reçues sont utilisées. Les différentes positions de brasseur permettent de réduire l'incertitude de mesure alors que les différentes acquisitions sont nécessaires afin de réduire le rapport signal à bruit.

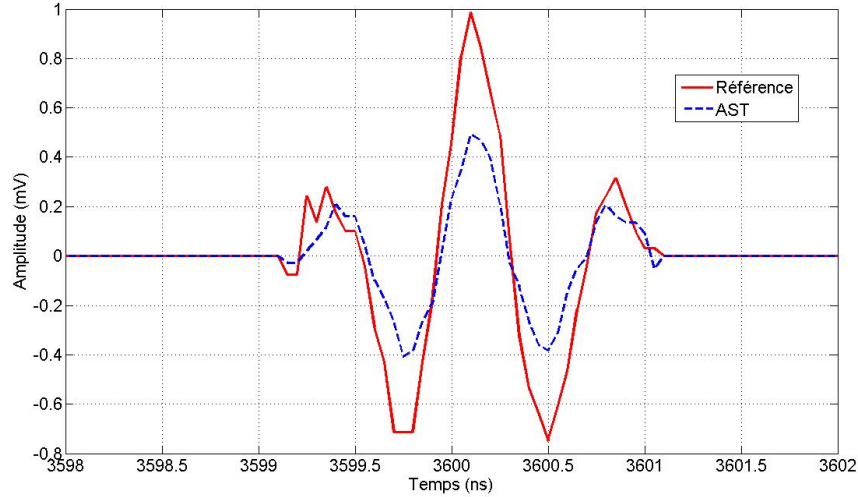


FIGURE 3.10 – Exemple d'impulsions reçues

3.4.1 Séquence de traitement

Après ce petit panorama général et introductif des traitements à appliquer aux signaux, voici ci-dessous le détail séquentiel du post traitement appliqué à ces impulsions reçues (figure 3.10) directement issues du DSO. Les quelques exemples présentés sont associés à la mesure de l'antenne de test (ADT) large bande présentée en annexe A.

1. Tous les signaux sont recalés en temps de telle manière que le maximum de chaque impulsion apparaisse au même instant. Ils sont de plus centrés en amplitude autour de zéro afin de s'affranchir du décalage ("offset") dû à la CRBM.
2. Ils sont désamplifiés des coefficients K introduit entre les deux transmissions.
3. Filtrage du bruit à l'aide d'une fenêtre temporelle (mise à zéro du bruit pour ne garder que l'impulsion/information utile) autour de l'impulsion refocalisée.
4. Tous les signaux filtrés $A_{pa}(t)$ sont ensuite arrangés sous forme de matrices $[M]$ (Eq. 3.18), une pour la mesure de l'AST et une autre pour la mesure de référence. Ces matrices regroupent les signaux des mesures pour toutes les positions de brasseur et acquisitions. $A_{pa}(t)$ correspond à l'amplitude du signal enregistré pour la position p du brasseur, l'acquisition a et l'instant t .

$$[M] = \begin{bmatrix} A_{p_1 a_1}(0) & A_{p_1 a_2}(0) & \cdots & A_{p_2 a_1}(0) & \cdots & A_{p_n a_n}(0) \\ A_{p_1 a_1}(1) & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ A_{p_1 a_1}(t) & A_{p_1 a_2}(t) & \cdots & A_{p_2 a_1}(t) & \cdots & A_{p_n a_n}(t) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Afin de filtrer les potentiels "mauvais signaux", le coefficient d'intercorrélation entre les signaux est calculé suivant :

$$C(A_{p_1a_1}, A_{p_2a_2}) = \frac{\Gamma(A_{p_1a_1}, A_{p_2a_2})}{\sqrt{\Gamma(A_{p_1a_1}, A_{p_1a_1})\Gamma(A_{p_2a_2}, A_{p_2a_2})}} \quad (3.19)$$

Où $\Gamma(A_{p_1a_1}, A_{p_2a_2})$ est l'intercorrélation entre les signaux $A_{p_1a_1}(t)$ et $A_{p_2a_2}(t)$ obtenue par :

$$\Gamma(A_{p_1a_1}, A_{p_2a_2})(\tau) = \int_0^T A_{p_1a_1}(t)A_{p_2a_2}^*(t - \tau)dt \quad (3.20)$$

5. Ces coefficients d'intercorrélation sont eux aussi arrangés sous forme d'une matrice $[C]$ (Eq. 3.22) et la somme S_{pa} est calculée par :

$$S_{pa} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N C(A_{pa}, A_{ij}) \quad (3.21)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & C_{2,1} & \cdots & \cdots & C_{n,1} \\ C_{1,2} & 1 & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 1 & \vdots \\ C_{1,n} & \cdots & \cdots & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$\begin{array}{cccccc} \downarrow & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \downarrow \\ S = [& S_{p_1a_1} & \cdots & \cdots & \cdots & S_{p_na_n}] \end{array} \quad (3.23)$$

S_{pa} correspond à la somme des coefficients d'intercorrélation du signal A_{pa} avec lui-même et tous les autres. M et N sont les nombres de positions de brasseur et d'acquisitions respectivement. Nous introduisons ici un critère d'intercorrélation ci afin de réaliser un tri : en comparant chaque somme S_{pa} avec $ci\%$ de la valeur maximale du vecteur S (Eq. 3.23), les signaux les moins corrélés sont exclus :

$$Si \ S_{p_ia_j} \leq \frac{ci}{100} \times \max_{i,j}(S_{p_ia_j}) \Rightarrow \text{alors rejet.} \quad (3.24)$$

6. Enfin, une moyenne des signaux retenus est effectuée.

La figure 3.11 illustre un exemple de résultat d'un tel tri sur les impulsions reçues. Ce tri permet dans ce cas précis de mettre de coté l'impulsion désignée par la flèche. La courbe rouge représente la moyenne des impulsions retenues.

Ces étapes sont effectuées pour la mesure de référence (dont l'efficacité de rayonnement est connue) et pour l'AST (dont l'efficacité est à déterminer). L'ordre de réalisation (référence et AST) importe peu. De plus, les nombres d'acquisitions et de positions de brasseur désirées sont choisis lors du calcul de la moyenne finale (étape 6). Par ailleurs, toutes les positions de brasseur

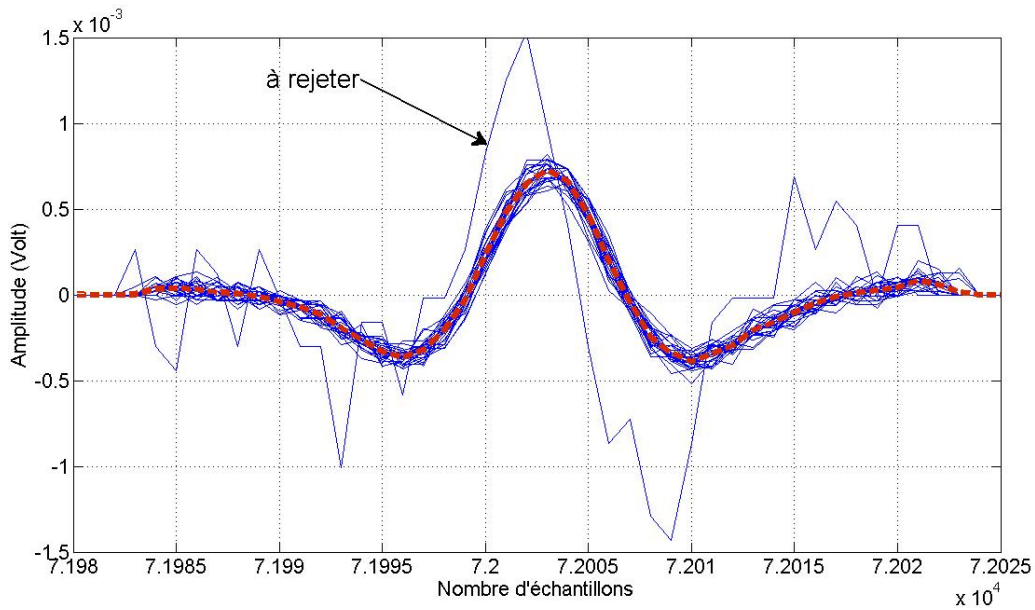


FIGURE 3.11 – Exemple de tri sur les impulsions reçues

et acquisitions sont considérées comme indépendantes et équivalentes. Le choix de x positions de brasseur et de y acquisitions peut donc être effectué au hasard dans la batterie de données.

Deux signaux sont alors obtenus (référence et AST) puis transformés dans le domaine fréquence selon Fourier. Le rapport du spectre de l'impulsion correspondant à la mesure de l'AST par celui de la référence permet d'obtenir une efficacité de rayonnement. Cette dernière est ensuite normalisée par l'efficacité de rayonnement référente. Enfin, l'efficacité totale est obtenue par l'équation 3.16.

La valeur de ci est expérimentalement fixée à 98 afin d'atteindre une sévère sélection des signaux. Les figures ci-après présentent les résultats suivant diverses configuration de la mesure de l'ADT, tout d'abord dans le domaine fréquence puis temps

3.4.2 Premiers résultats expérimentaux illustratifs

3.4.2.1 Domaine fréquentiel

Les figures 3.12, 3.13 et 3.14 représentent l'efficacité totale obtenue en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions aux fréquences 1.5 GHz, 1.6 GHz et 1.7 GHz respectivement.

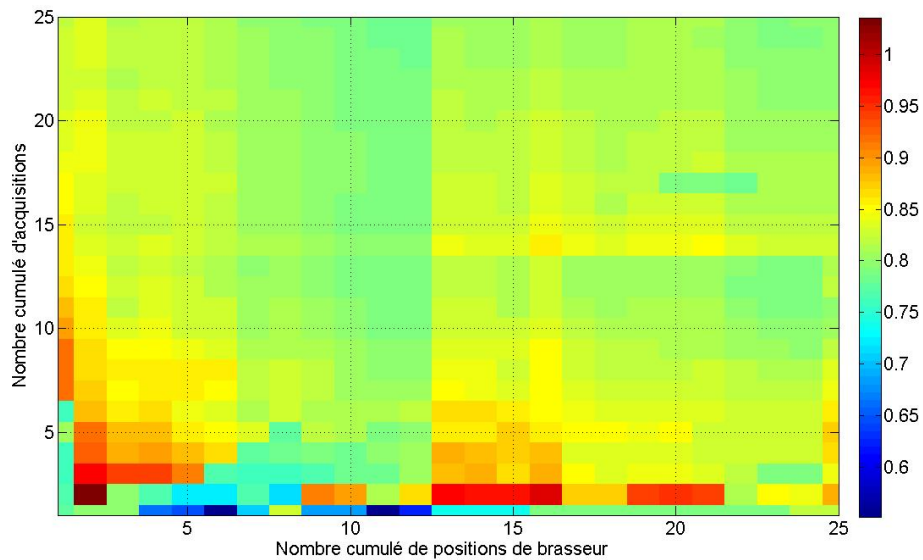


FIGURE 3.12 – Efficacité totale à 1.5 GHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions

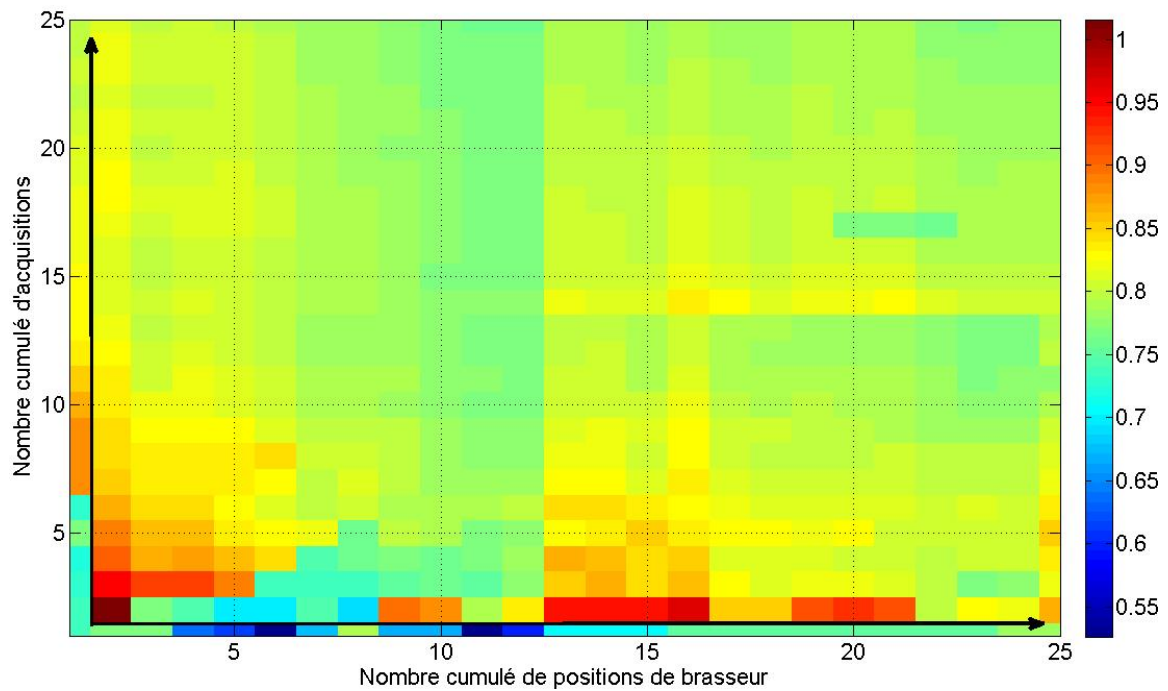


FIGURE 3.13 – Efficacité totale à 1.6 GHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions

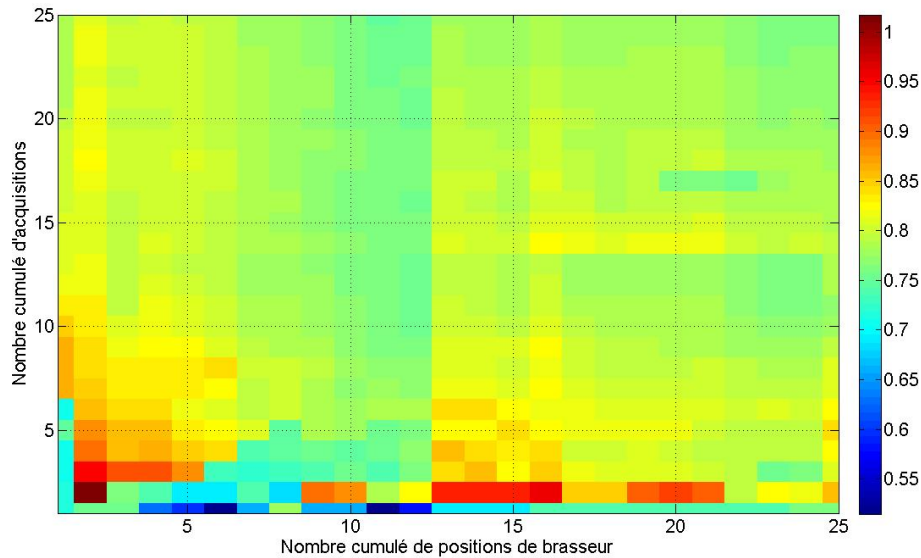


FIGURE 3.14 – Efficacité totale à 1.7 GHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d’acquisitions

Focalisons nous un instant sur la figure 3.13. Nous pouvons observer que les valeurs d’efficacité convergent rapidement vers l’intervalle [80-85%]. A partir de quatre positions de brasseur et de dix acquisitions, cet intervalle d’efficacité est atteint. Les flèches visibles sur cette figure font référence aux figure 3.15 et 3.16 où les efficacités totales sont présentées sur toutes la bande d’adaptation de l’ADT pour différentes configurations :

- La figure 3.15 présente les efficacités totales pour une seule position de brasseur et un nombre croissant d’acquisitions (de 1 à 25). On peut observer que ces efficacités convergent vers une tendance particulière lorsque le nombre d’acquisitions augmente.
- La figure 3.16 présente les efficacités totales pour une seule acquisition et un nombre croissant de positions de brasseur (de 1 à 25). la valeur ci est toujours de 98. L’efficacité totale semble converger lorsque le nombre de positions de brasseur augmente. Néanmoins, les deux paramètres acquisitions et positions de brasseur doivent être judicieusement combinés pour obtenir de bons résultats.

Grâce à la figure 3.13, nous pouvons fixer la configuration de mesure de cette ADT à quatre positions de brasseur et dix acquisitions. Cette configuration sera utilisée ultérieurement pour valider cette mesure.

Une analyse statistique des résultats d’efficacités totales en fonction du nombre de positions de brasseurs et d’acquisitions montre que la distribution des valeurs d’efficacité ne suit pas de loi normale. Nous ne pouvons donc pas affirmer que l’augmentation du nombre de positions de brasseur ou d’acquisitions améliore considérablement la mesure. Ceci peut s’expliquer par le fait que le brassage mécanique n’a, dans cette mesure, pas d’influence importante. En effet, la mesure étant réalisée en régime impulsif, le brassage fréquentiel à l’intérieur de la CRBM est déjà important. Ainsi, les signaux récoltés pour une mesure servent essentiellement le tri,

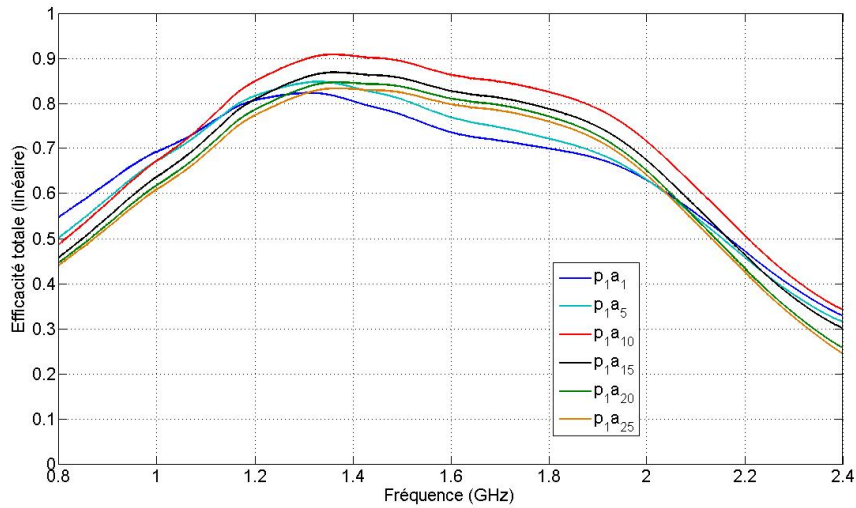


FIGURE 3.15 – Efficacité totale en fonction de la fréquence pour une position de brasseur et plusieurs acquisitions

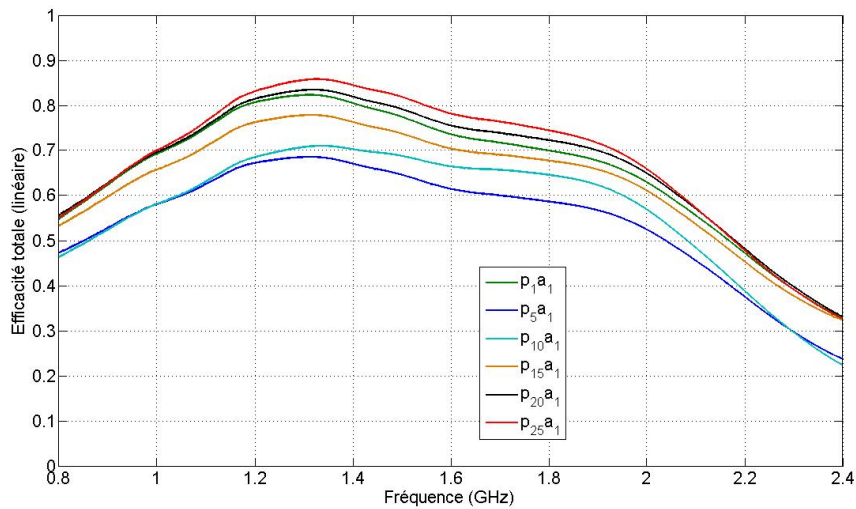


FIGURE 3.16 – Efficacité totale en fonction de la fréquence pour une acquisition et plusieurs positions de brasseur

afin d'améliorer la précision de la mesure.

3.4.2.2 Domaine temporel

Concernant le domaine temporel, un exemple de résultats de mesure est présenté figure 3.17. L'efficacité globale de l'ADT est reportée en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions.

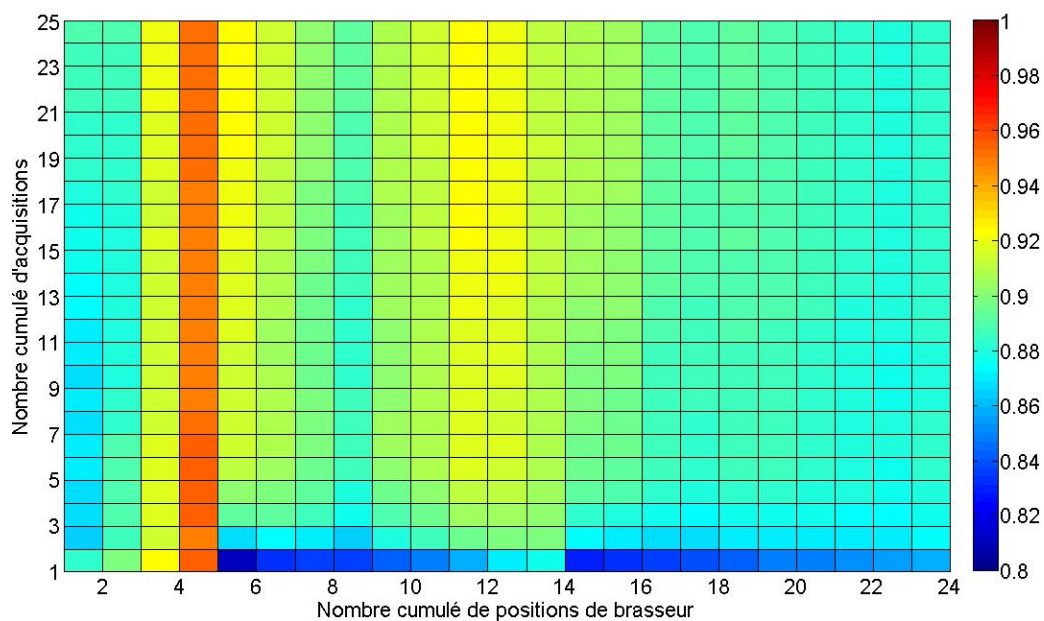


FIGURE 3.17 – Efficacité globale en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions

Nous pouvons observer que les valeurs d'efficacité globale convergent vers 90%, et ce dès que la configuration précédente (quatre positions de brasseur et dix acquisitions) est atteinte. De plus amples résultats sont donnés dans la partie 3.5.

3.5 Résultats

Comme évoqué dans l'introduction générale, le développement d'un moyen ou d'un protocole de mesure n'est pas tâche aisée et nécessite beaucoup de tests et d'expérimentations afin d'obtenir des résultats comparables avec d'autres moyens. L'élaboration de cette méthode, simple du point de vue théorique a en effet exigé diverses campagnes de mesure afin de bien cerner tous les rouages inhérents au protocole détaillé en partie 3.2. Pour seulement s'intéresser à la mesure et non à l'antenne que l'on souhaite caractériser, la même Antenne De Test (ADT cf. annexe A) large bande a été utilisée pour les diverses campagnes. Ces dernières sont alors des configurations de mesure dans lesquelles l'antenne de référence, le nombre de positions de bras-seur et d'acquisitions, les paramètres de l'instrumentation ou l'impulsion de départ sont modifiés.

Cette section présente différents résultats obtenus suivant plusieurs configurations. Les paramètres de mesure sont tout d'abord présentés puis les résultats probants et intéressants sont organisés par domaine considéré. Enfin, l'influence du RT (et du milieu de mesure) sur les résultats est abordée.

3.5.1 Paramètres de mesure

A la vue de la bande couverte par l'ADT [1-2 GHz] les deux types antennes de référence disponibles au laboratoire sont les cornets TEM ULB (Lindgren Model 3115 Double-Ridged Waveguide Horn, [106]) couvrant la bande [750 MHz - 18 GHz] et les antennes monopôles coniques (ARA CMA-118/A [107]) couvrant la bande [1-18 GHz]. Leurs efficacités de rayonnement sont estimées à 95% sur leur bande entière.

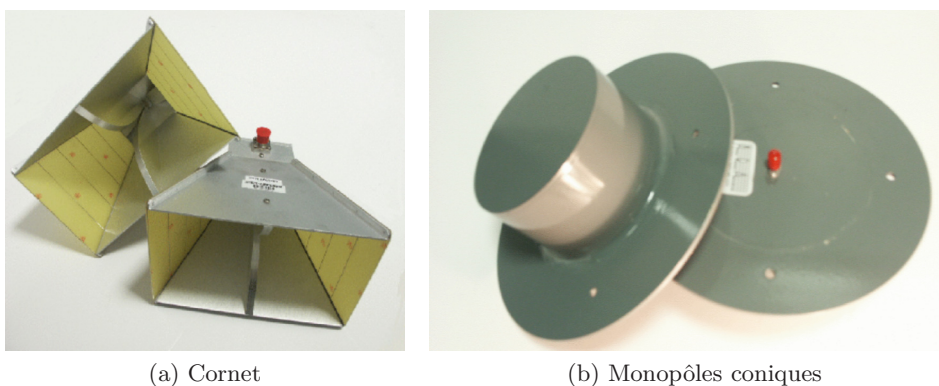


FIGURE 3.18 – Photographies des antennes de référence

Concernant les paramètres de l'impulsion, des changements peuvent être opérés sur la fréquence centrale de l'impulsion, la bande couverte (exprimée ici en pourcentage de la fréquence centrale) fixée par sa durée, sa forme ainsi que son amplitude. L'AWG⁽⁹⁾ n'a aucune contrainte

(9). Générateur numérique de forme d'onde aléatoire - Tektronix AWG 7052

sur la forme de l'impulsion. Les seules contraintes sont l'amplitude (maximum 1V crête à crête) et la durée de l'impulsion (la fréquence centrale est limitée à 2.5 GHz et la bande passante fréquentielle à 1.6 GHz du fait du taux d'échantillonnage maximal de 5 GS/s i.e. $5 \cdot 10^9$ échantillons par seconde).

Par souci de flexibilité, l'impulsion est générée par fenêtrage gaussien (déterminant la durée de l'impulsion) d'une sinusoïde de fréquence réglable (déterminant la fréquence centrale de l'impulsion).

Les paramètres importants de l'instrumentation pour la mesure TREM sont les suivants :

- Mode d'émission de l'AWG : ponctuel ou en boucle.
- Taux d'échantillonnage de l'AWG : maximum 5 GS/s ($5 \cdot 10^9$ échantillons par seconde).
- Taux d'échantillonnage du DSO⁽¹⁰⁾ : maximum 40 GS/s (20 GS/s par voie si deux voies sont utilisées).
- Mode d'enregistrement par le DSO : "sample" (une seule acquisition) ou "average" (moyennage sur 512 acquisitions au maximum).
- Temps d'enregistrement ("time delay") du DSO, fonction du taux d'échantillonnage.
- Niveau et instant du déclencheur du DSO ("trigger").

Le temps d'enregistrement doit être choisi en fonction du temps de relaxation. Celui-ci dépend du facteur de qualité composite (Q) de la chambre qui est affecté par les pertes des murs, les fuites d'énergie ainsi que par les antennes. Concernant la CRBM de l'IETR (dont les dimensions sont 8.7 m de long par 3.7 m de large et 2.9 m de haut), 90% de l'énergie du signal reçu est comprise dans $4\mu\text{s}$ et 99% dans $5.2\mu\text{s}$. Le temps d'enregistrement des signaux est alors fixé à $4\mu\text{s}$.

Le nombre de positions de brasseur est déterminé par le choix de différents angles sur un tour complet de brasseur. En effet, au delà d'une révolution complète, les conditions aux limites créées sont redondantes i.e. les mêmes positions des pales du brasseur sont retrouvées. Le choix du nombre d'acquisitions en vue d'un moyennage ultérieur a lieu à deux étapes de la mesure : le premier concerne l'enregistrement de la réponse impulsionnelle du canal (avant RT et amplification - **étape 2** du protocole page 120). Ce nombre d'acquisitions est fixé sur le DSO à **512 acquisitions** pour supprimer le bruit gaussien en réception et ainsi améliorer le rapport signal à bruit grâce au moyennage de ces acquisitions. Le deuxième choix a lieu lors de l'impulsion finale reçue (refocalisée après RT **étape 4** du protocole page 120). Pour cette étape, le mode "**single**" du DSO est choisi (chaque signal reçu est enregistré dans son état brut, sans aucun moyennage) pour permettre diverses configurations du tri effectué à posteriori (cf. §3.4).

Les résultats présentés dans cette partie sont obtenus en utilisant une impulsion de départ centrée sur 1.8 GHz avec une bande passante de 80 % (cf. Fig. 3.19). La bande couverte s'étend donc de 1.08 GHz à 2.52 GHz, ce qui est amplement suffisant pour l'ADT. Tous les signaux sont traités suivant le protocole de traitement décrit en §3.4 avec un critère d'intercorrélation c_i de 98 %. Par la suite sont tout d'abord présentés les résultats dans le domaine temporel puis

(10). Oscilloscope à échantillonnage numérique - Tektronix TDS 6124C

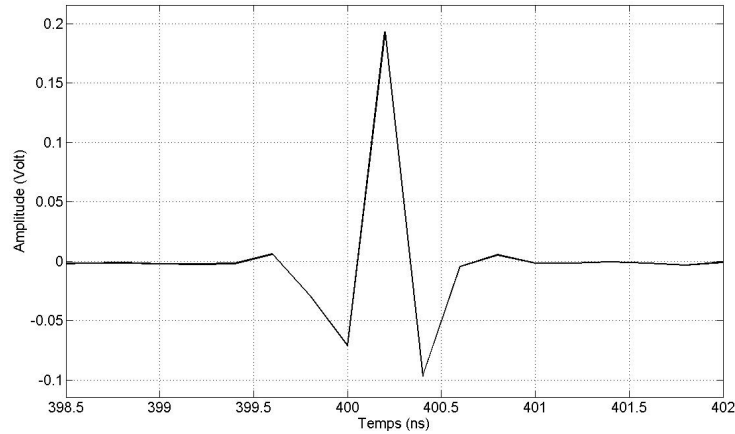


FIGURE 3.19 – Impulsion de départ utilisée

fréquentiel. Pour chacun de ces domaines, les efficacités globales et fonction de la fréquence sont rapportées à l'antenne de référence utilisée.

3.5.2 Domaine temporel

Pour chaque antenne de référence utilisée sont présentées ci-dessous trois figures. La première représente les efficacités globales en fonction du nombre de positions de brasseur et d'acquisition. Les deux autres figures sont fonctions des mêmes nombres mais cumulés et représentent les efficacités globales et les écarts types sur ces efficacités respectivement.

3.5.2.1 Référence antenne cornet

L'efficacité de rayonnement du cornet étant estimée à 95% sur toute sa bande de fonctionnement, en prenant compte de ses pertes par désadaptation, l'efficacité globale de cette référence vaut 90.5%.

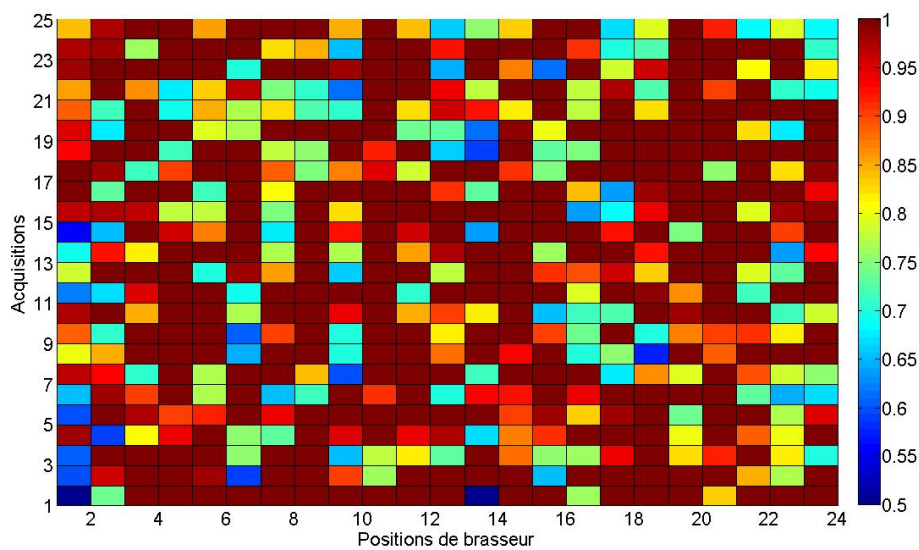


FIGURE 3.20 – Efficacité globale pour différentes positions de brasseur et acquisitions

La figure 3.20 présente les efficacités globales obtenues par la mesure en fonction du nombre de positions de brasseur et d'acquisitions. Une forte disparité peut être observée sur l'ensemble des résultats ainsi qu'une majorité d'efficacités globales supérieures à l'unité. Les défauts des

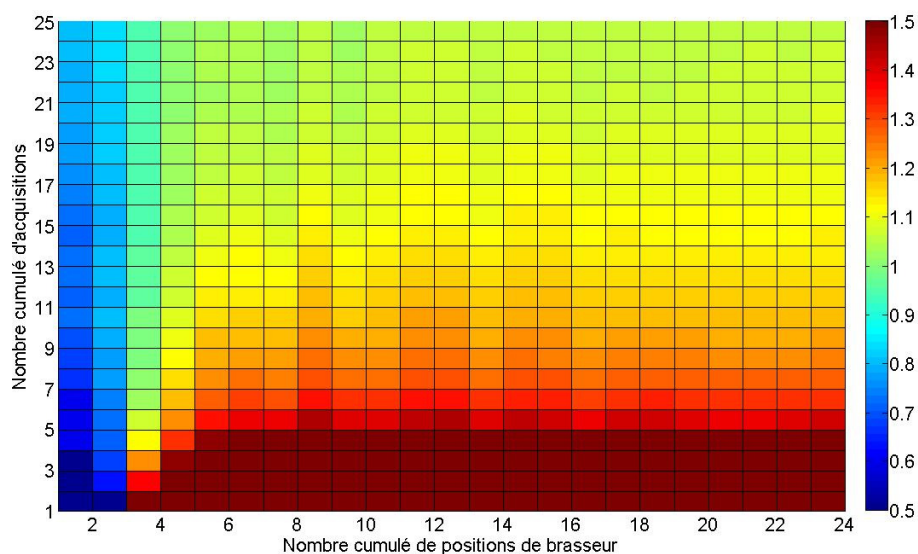


FIGURE 3.21 – Efficacité globale en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions

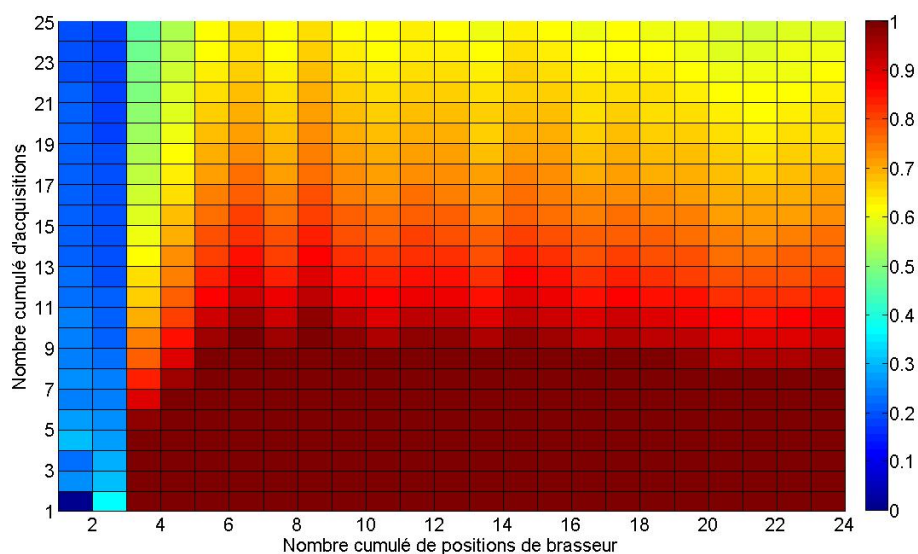


FIGURE 3.22 – Ecart type de l'efficacité globale en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions

résultats présentés sont davantage perceptibles sur la figure 3.21. En effet, les efficacités globales convergent vers l'unité, c'est à dire vers une valeur plus forte que celle de référence. Ces inquiétudes sont validées par les fortes valeurs des écarts types sur les efficacités obtenues présentées figure 3.22.

Enfin, la moyenne de toutes ces efficacités est de 105.9%. Cette valeur aberrante sera com-

parée à celle obtenue par la deuxième antenne de référence et par intégration de l'efficacité fréquentielle dans le paragraphe §. 3.5.4.

3.5.2.2 Référence antenne monopôles coniques

L'efficacité de rayonnement de l'antenne monopôles coniques étant estimée à 95% sur toute sa bande de fonctionnement, en prenant compte de ses pertes par désadaptation, l'efficacité globale de cette référence vaut 92.1%. Une bien moindre disparité est observée sur les efficacités

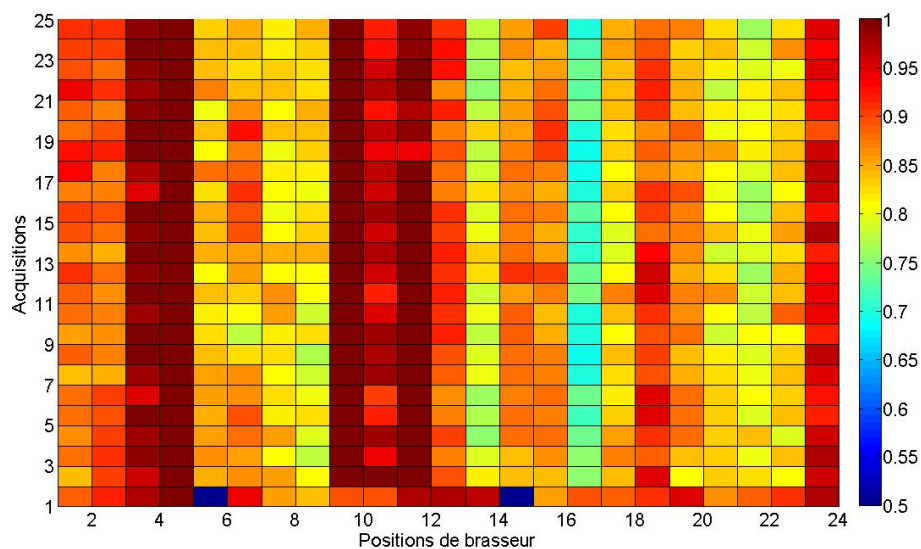


FIGURE 3.23 – Efficacité globale en fonction du nombre positions de brasseur et d'acquisitions

globales présentées figure 3.23 en comparaison avec celles obtenues avec l'antenne cornet comme référence. En effet, les valeurs semblent réparties autour de 90%.

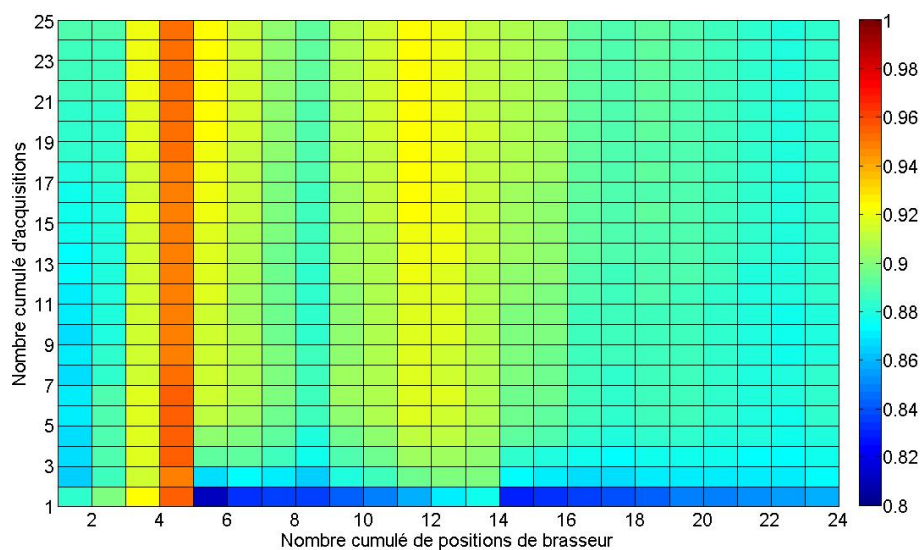


FIGURE 3.24 – Efficacité globale en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions

La convergence des mesures en fonction des positions de brasseur et des acquisitions est confirmé figure 3.24 où les valeurs tendent vers 88%. Les résultats sont confortés par un écart type des mesures assez faible tendant vers 1% (Fig. 3.25).

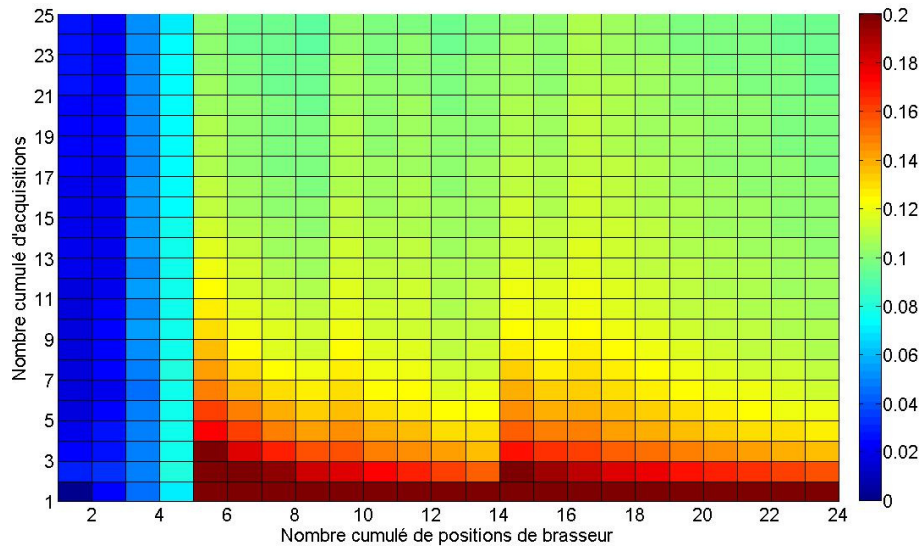


FIGURE 3.25 – Ecart type de l'efficacité globale en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions

Enfin, la moyenne de toutes ces efficacités est de 88.8%. Cette valeur sera également comparée à celle obtenue par la première antenne de référence et par intégration de l'efficacité fréquentielle dans le paragraphe §. 3.5.4.

Les résultats obtenus sont très différents selon l'antenne de référence utilisée. Ces écarts semblent fortement imputables au comportement du cornet sur la bande fréquentielle considérée pour la mesure. Des éléments de réponse à ce défaut de l'antenne cornet sont présentés en annexe E.

3.5.3 Domaine fréquentiel

Les efficacités totales de l'ADT étant fonction du coefficient de réflexion $S_{11FSref}$ de l'antenne de référence (équation 3.25), une mesure précise de ce paramètre a été effectuée en chambre anéchoïque pour les deux références.

$$\eta_{tot} = \eta_{ast}(1 - |S_{11FSast}|^2)(1 - |S_{11FSref}|^2) \quad (3.25)$$

La figure 3.26 présente les coefficients de réflexion de l'antenne cornet et des monopôles coniques. Ces derniers sont obtenus en utilisant un fenêtrage temporel ("time gating") afin de s'affranchir des réflexions parasites de la chambre.

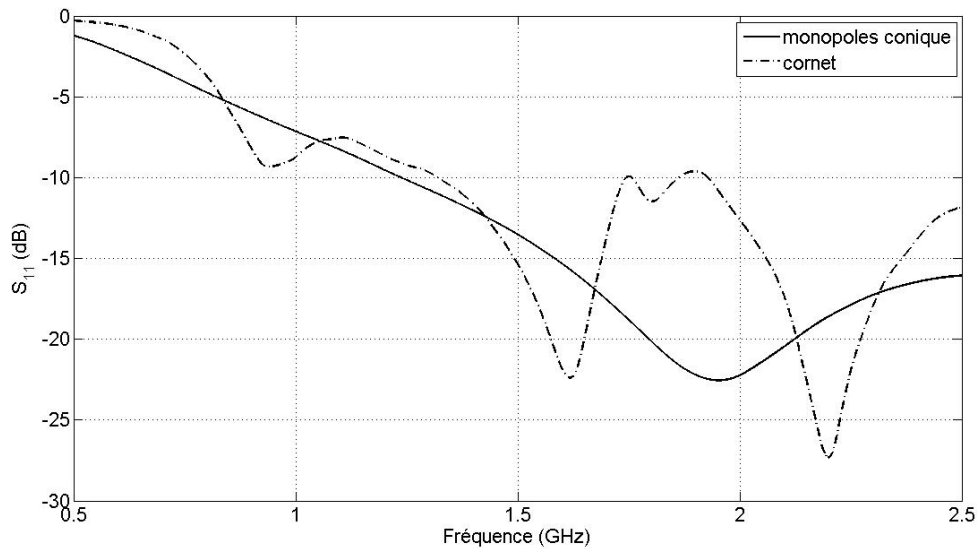


FIGURE 3.26 – Coefficients de réflexion des antennes de référence en fonction de la fréquence

La présentation des résultats pour le domaine fréquentiel est organisée comme suit : l'ADT (cf. annexe A) ayant une bande de fonctionnement centrée autour de 1,6 GHz, les efficacités totales sont tout d'abord présentées aux fréquences 1,5 GHz, 1,6 GHz et 1,7 GHz en fonction des nombres cumulés des positions de brasseur et d'acquisitions. A partir de celles ci sont choisies plusieurs configurations pour lesquelles sont présentées les efficacités totales en fonction de la fréquence issues de la TREM et de la mesure ULB Wheeler Cap.

3.5.3.1 Référence antenne cornet

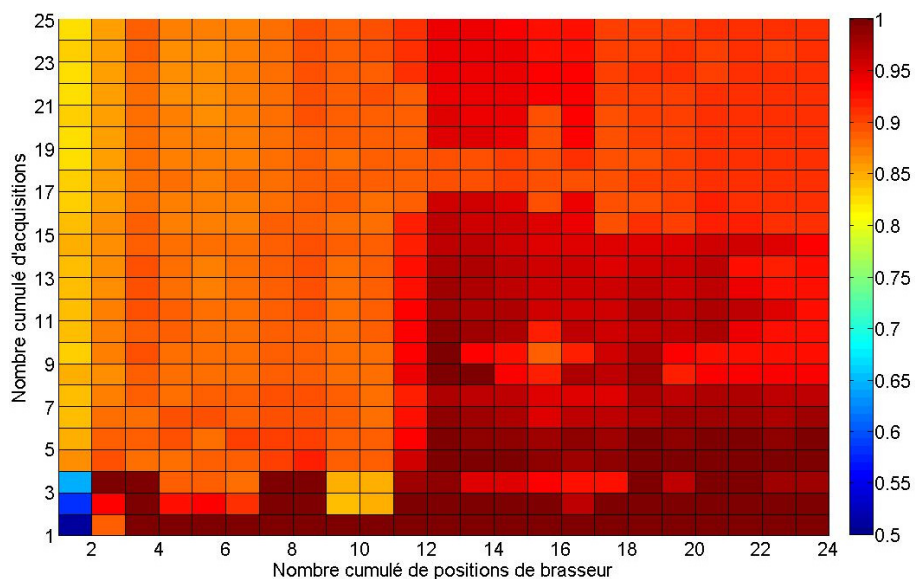


FIGURE 3.27 – Efficacité totale à 1500 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d’acquisitions

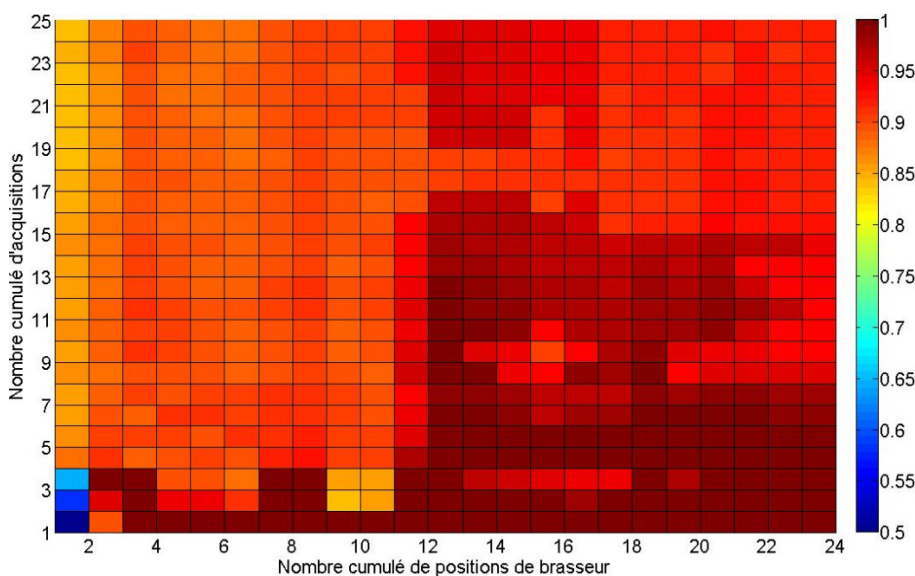


FIGURE 3.28 – Efficacité totale à 1600 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d’acquisitions

Les défauts de l’antenne cornet comme référence observés sur les efficacités globales se retrouvent ici sur l’exploitation des spectres des impulsions reçues. En effet, comme montré sur les figures 3.27 à 3.28, la majorité des efficacités totales sont supérieures à l’unité. L’antenne cornet ne semble donc pas adaptée à la mesure TREM sur la bande de fréquence utilisée. Néanmoins, afin d’illustrer les résultats en fonction de la fréquence (cf. Fig. 3.30), plusieurs configurations sont choisies selon les tendances observées.

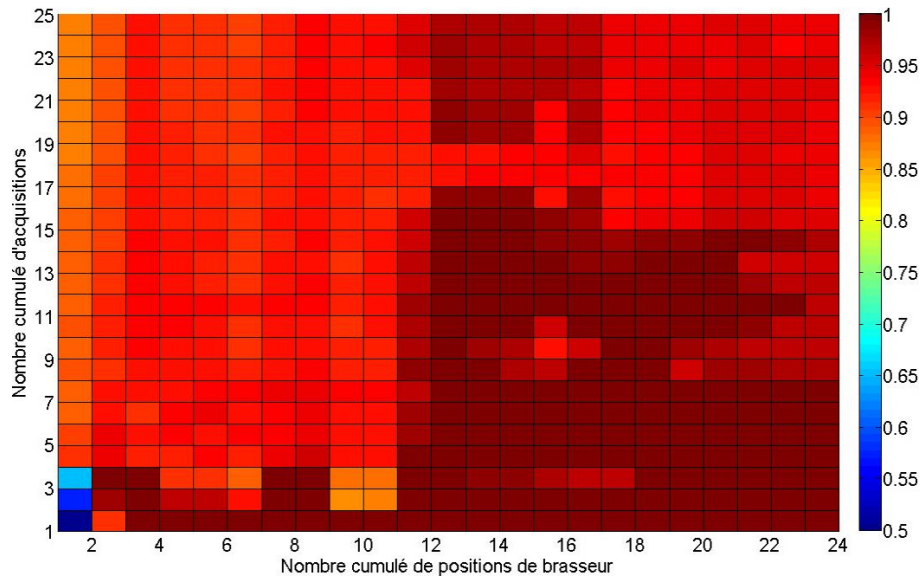


FIGURE 3.29 – Efficacité totale à 1700 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d’acquisitions

La figure 3.30 présente les efficacités totales pour les configurations suivantes : 5 PBC⁽¹¹⁾ 8 AC⁽¹²⁾, 8 PBC 10 AC, 15 PBC 15 AC, 20 PBC 20 AC et 22 PBC 6 AC. L’efficacité en ULB Wheeler est également représentée. On observe de fortes différences sur les efficacités issues de

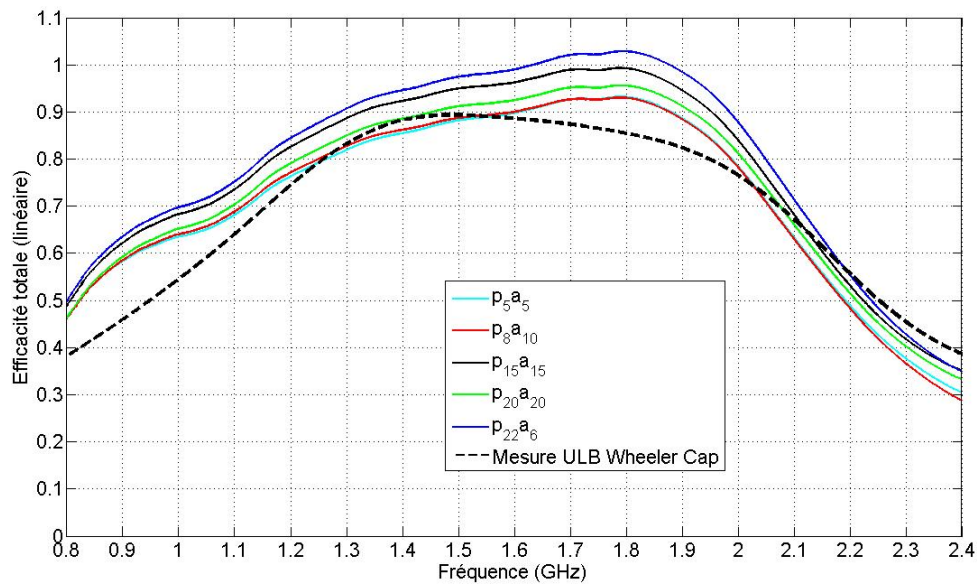


FIGURE 3.30 – Efficacité totale fonction de la fréquence pour plusieurs configurations

la TREM par rapport à celle obtenue en ULB Wheeler Cap tant sur les niveaux que sur l’allure des courbes. L’allure peut être expliquée par l’instabilité de l’efficacité de l’antenne cornet sur la bande [1 – 2] GHz (le rendement de l’antenne cornet en fonction de la fréquence mesuré en base champ proche est présenté en annexe E. Une caractérisation plus précise de cette antenne

(11). Positions de Brasseur Cumulées

(12). Acquisitions Cumulées

est en cours au laboratoire). Les valeurs trop élevées obtenues peuvent quant à elles provenir d'une surestimation de l'efficacité de rayonnement de cette antenne de référence.

3.5.3.2 Référence antenne monopôles coniques

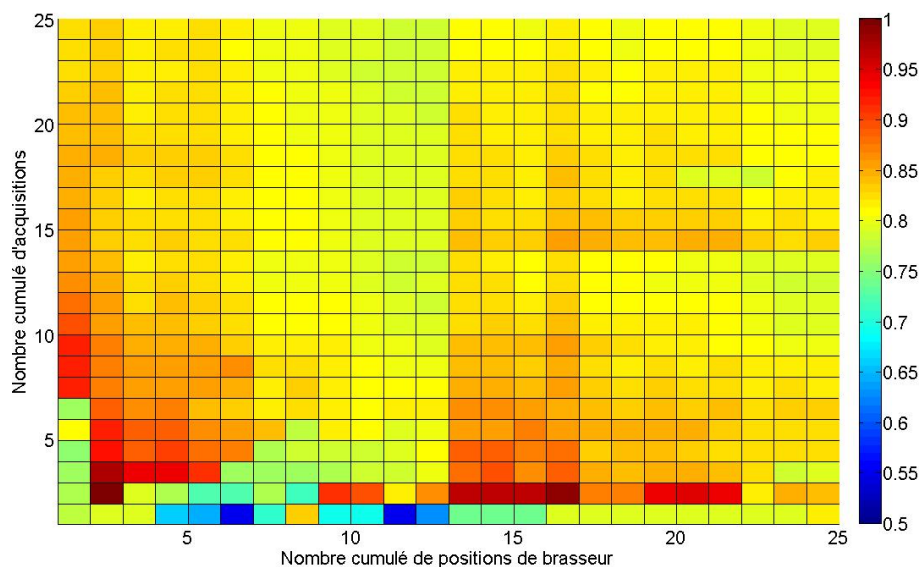


FIGURE 3.31 – Efficacité totale à 1500 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions

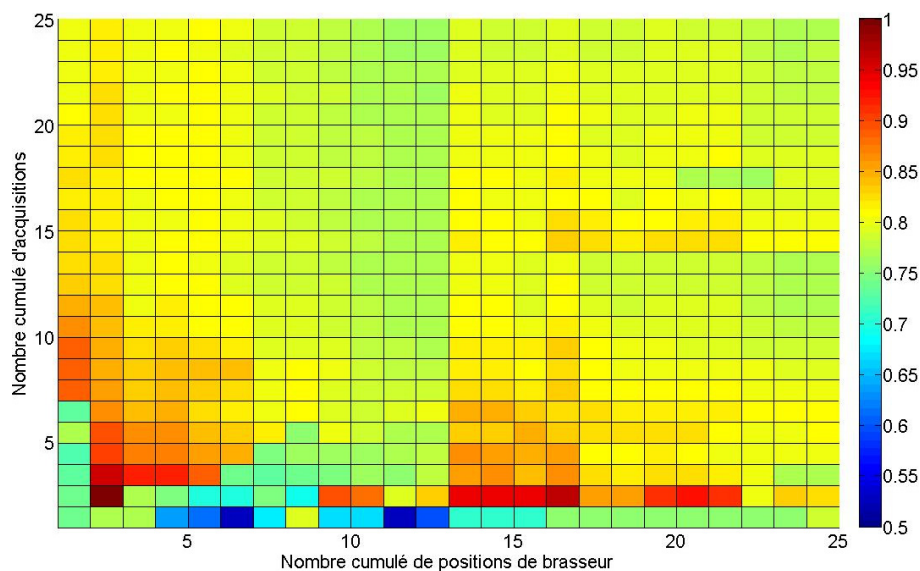


FIGURE 3.32 – Efficacité totale à 1600 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions

Le meilleur comportement de l'antenne à monopôles coniques a priori attendu se retrouve sur les efficacités totales présentées sur les figures 3.31 à 3.33. En effet, les valeurs observées à ces fréquences (pour lesquelles les efficacités sont maximales) n'excèdent pas 90 % et sont ainsi plus cohérentes avec celles attendues.

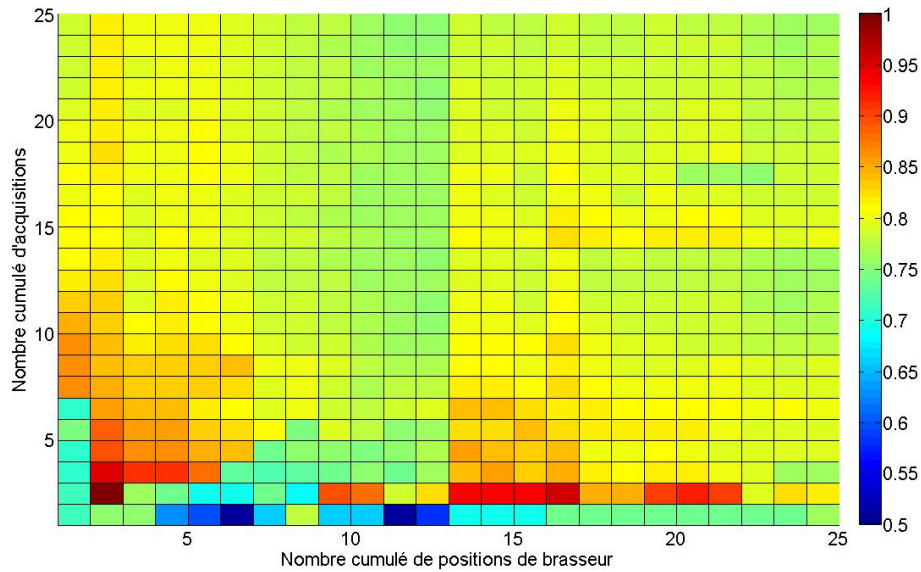


FIGURE 3.33 – Efficacité totale à 1700 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d’acquisitions

La figure 3.34 présente les efficacités totales pour les configurations suivantes : 5 PBC 5 AC, 5 PBC 10 AC, 5 PBC 20 AC, 15 PBC 15 AC, 20 PBC 20 AC et 22 PBC 5 AC. L’efficacité en ULB Wheeler est également représentée.

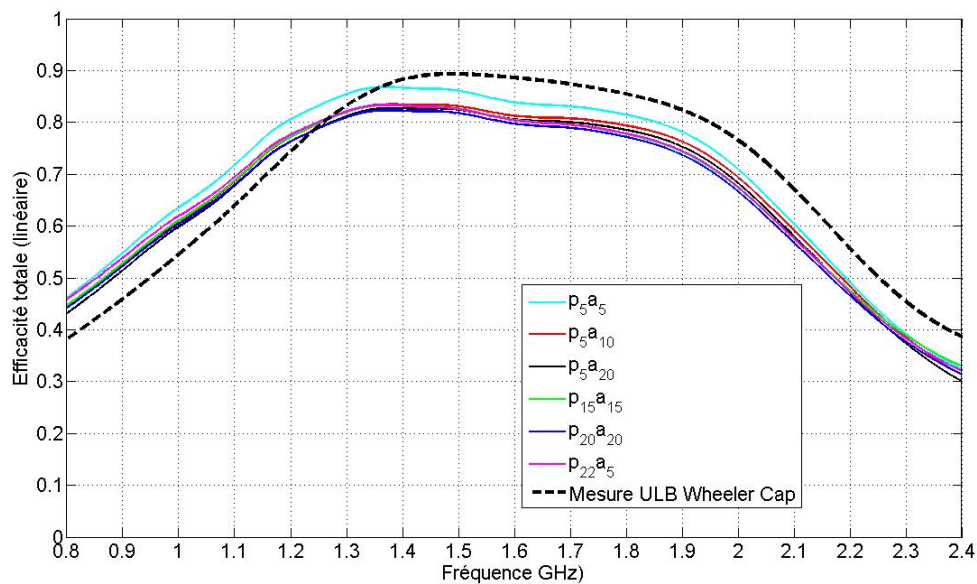


FIGURE 3.34 – Efficacité totale fonction de la fréquence pour plusieurs configurations

On observe un bien meilleur accord que pour l’antenne cornet en référence particulièrement sur l’allure des courbes. Une moindre différence de niveau est néanmoins observable qui peut être imputée à l’estimation de l’efficacité de rayonnement de cette antenne de référence.

Le paragraphe suivant compare les résultats obtenus grâce à l’antenne à monopôle coniques en référence avec les différentes déterminations du rendement.

3.5.4 Recouplement des résultats

Ce paragraphe vise à valider la mesure TREM par comparaison avec les rendements issus de simulations numériques ou de mesures disponibles au laboratoire. Dans un premier temps sont comparés les *rendements fonctions de la fréquence*. Ensuite, ces derniers sont intégrés pour effectuer une confrontation en termes d'*efficacité globale*.

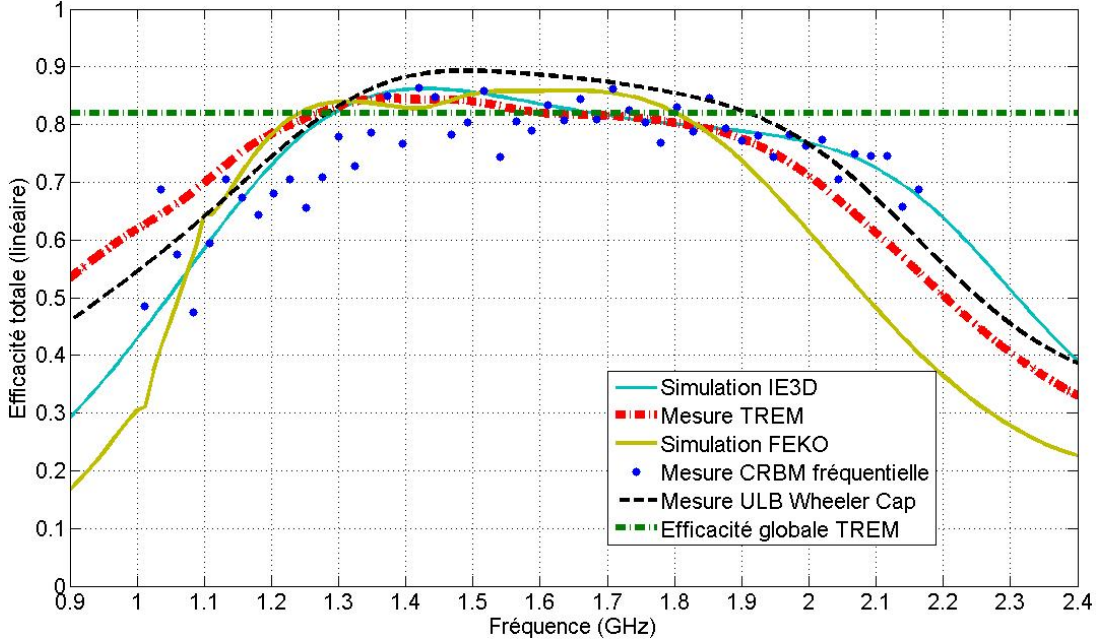


FIGURE 3.35 – Efficacité totale de l'ADT en fonction de la fréquence

La figure 3.35 présente les différentes efficacités de l'ADT obtenues via divers moyens (mesure TREM, mesure ULB Wheeler Cap, mesure fréquentielle en CRBM, simulation par IE3D et FEKO). Un bon accord est observé entre les différentes mesures et simulations. En effet, on obtient 88 % à 1.6 GHz pour la mesure ULB Wheeler Cap, 83.3 % pour la mesure en CRBM, 83.5 % pour la simulation sous IE3D, 85.8 % sous FEKO contre 82 % pour la mesure TREM. De plus, le comportement de l'efficacité totale est similaire et ce sur toute la bande considérée.

Concernant l'intégration des rendements fonctions de la fréquence pour obtenir une *efficacité globale*, l'expression fonction du spectre de l'impulsion de départ $S_e(f)$ est la suivante :

$$\eta_{glob} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} S_e(f)\eta(f)df}{\int_{f_1}^{f_2} S_e(f)df} \quad (3.26)$$

Les fréquences f_1 et f_2 délimitent la bande de fonctionnement de l'AST. Dans notre cas, f_1 vaut 1.3 GHz et f_2 vaut 1.92 GHz. Le spectre $S_e(f)$ fait référence à l'impulsion identique utilisée lors des mesures dont les résultats ont été présentés. L'intégration de la mesure en ULB Wheeler Cap selon cette expression produit une efficacité globale de 86.6 %. Celle de la mesure TREM dans le domaine fréquentiel donne 81.7 %. Ces deux valeurs obtenues sont à comparer avec les

105.9 % et 88.8 % obtenues par la mesure TREM dans le domaine temporel pour les antennes cornet et monopôles coniques respectivement prises comme référence.

On obtient donc un accord acceptable excepté pour la mesure utilisant l'antenne cornet comme référence.

Le temps nécessaire à l'obtention des résultats présentés ici est d'environ 6 minutes et 30 secondes.

3.5.5 Influence du Retournement Temporel sur la mesure

Dans cette mesure, le Retournement Temporel est utilisé comme un outil afin d'améliorer la précision. En effet, la démarche de détermination du rendement décrite en paragraphe §3.2 peut très bien être effectuée sans utiliser le RT. La mesure se résume alors par les deux seules premières étapes du protocole (§3.2.2) constituant une unique transmission.

Ainsi réalisée, la mesure fournit une valeur d'efficacité globale η_{glob} de 82% avec un écart type de 17%. Ces résultats montrent une précision moindre en comparaison des 88.8% avec 10% d'écart type obtenus par la mesure complète (utilisant le RT). Grâce à la focalisation spatiale et temporelle apportée par le RT, la mesure est améliorée.

Concernant l'exploitation de la mesure dans le domaine fréquentiel, l'intérêt d'utiliser le RT réside dans le traitement des mesures. En effet, il est bien plus aisé d'exploiter les densités spectrales d'impulsions ayant des allures similaires (mesure de référence et d'AST) que celles de signaux telles que les réponses impulsionnelles de canal.

3.6 Perspectives/variantes

3.6.1 Amélioration de la méthode TREM

Ce paragraphe présente la possibilité de combiner la méthodes TREM avec celle des trois antennes afin de s'affranchir de l'antenne de référence. La méthode des trois antennes est bien connue pour la calibration des cornets de référence, la mesure de gain ou de facteur de qualité [108]. Considérant trois antennes d'efficacités de rayonnement η_1 , η_2 and η_3 , les équations résumant les deux transmissions réalisées en combinant les antennes par paire sont les suivantes (Eq. 3.27) :

$$\begin{aligned} E_{r12} &= (\eta_1\eta_2)^2 K_{12} E_e I L^2 \\ E_{r13} &= (\eta_1\eta_3)^2 K_{13} E_e I L^2 \\ E_{r23} &= (\eta_2\eta_3)^2 K_{23} E_e I L^2 \end{aligned} \quad (3.27)$$

Où E_{rij} est l'énergie reçue après les deux transmissions du protocole de mesure entre les antennes i et j et K_{ij} les coefficients d'amplification associés. Si l'efficacité globale recherchée est par exemple η_{1gi} , elle sera obtenue par :

$$\eta_{1gi} = \left(\frac{E_{r12} E_{r13} K_{23}}{E_{r23} E_e K_{12} K_{13} I L^2} \right)^{1/2} \quad (3.28)$$

Concernant l'obtention d'une efficacité dans le domaine fréquentiel, l'exploitation des spectres impulsionsnels en utilisant la méthode des trois antennes aboutit aux équations suivantes :

$$\begin{aligned} S_{r12}(f) &= (\eta_1(f)\eta_2(f))^2 K_{12} S_e^2(f) I L^2(f) \\ S_{r13}(f) &= (\eta_1(f)\eta_3(f))^2 K_{13} S_e^2(f) I L^2(f) \\ S_{r23}(f) &= (\eta_2(f)\eta_3(f))^2 K_{23} S_e^2(f) I L^2(f) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Avec $S_{rij}(f)$ le spectre de l'impulsion reçue après les deux transmissions mettant en jeu les antennes i et j . Si l'efficacité de rayonnement inconnue est par exemple η_1 , elle sera obtenue par :

$$\eta_1(f) = \left(\frac{S_{r12}(f) S_{r13}(f) K_{23}}{S_{r23}(f) S_e^2(f) K_{12} K_{13} I L^2(f)} \right)^{1/2} \quad (3.30)$$

Cette variante offre l'avantage de réduire l'incertitude de mesure due à la connaissance de l'antenne de référence. Néanmoins, elle nécessite trois antennes dont les bandes passantes sont compatibles ainsi que larges de afin de déterminer l'efficacité de l'une d'entre elles sur une large bande. Un autre inconvénient est l'augmentation du temps de mesure.

3.6.2 Principe de la mesure simultanée

Les mesures de référence et d'AST peuvent être réalisées simultanément. Dans cette configuration, trois antennes sont présentes dans la CRBM. L'une d'elle est émettrice et les deux autres sont réceptrices (référence et AST). Le protocole de mesure reste le même. Le signal retourné en temps et émis pour la deuxième transmission est simplement la somme des contributions de l'AST et de la référence reçues lors de la première transmission. Cette configuration est a priori réalisable et compatible avec le RT. En effet, le canal de transmission étant linéaire et réciproque, la méthode TREM est théoriquement efficace dans cette configuration. L'avantage de cette variante est bien évidemment le gain de temps (temps de mesure divisé par deux) et le non changement des antennes. Il peut cependant y avoir un couplage entre les deux antennes en réception, introduisant un terme d'erreur.

3.6.3 Mesure dans un milieu non réverbérant

La réalisation de la mesure TREM dans un milieu non réverbérant est possible. Il est cependant nécessaire d'amplifier les signaux à l'émission pour compenser les pertes dues au milieu de propagation. En effet, sans cette amplification, il est impossible de distinguer la refocalisation de l'impulsion sur l'oscilloscope (impossible donc de déclencher l'oscilloscope sur cette impulsion afin de recueillir l'énergie utile du signal). Un essai de mesure dans un tel milieu a été effectué avec amplification. Il faut tout de même préciser que le milieu considéré ici est celui à l'extérieur de la CRBM. Une grande surface métallique (un mur extérieur de la chambre) est donc présente ainsi qu'un mobilier de bureau classique et l'instrumentation. Les résultats sont cohérents avec ceux obtenus en CRBM. Néanmoins, la mesure exige la stationnarité du canal de propagation entre les deux transmissions, condition bien plus facile à respecter lorsque la mesure se déroule en CRBM, isolée de toute influence extérieure.

3.7 Conclusion

Ce chapitre a permis la présentation d'une nouvelle méthode de mesure de rendement d'antenne sur une large bande. Grâce à l'utilisation combinée de la Chambre Réverbérante à Brassage de Modes et du Retournement Temporel en mode impulsif, la méthode TREM effectuée dans le domaine temporel offre une mesure rapide du rendement d'antenne donnant une information large bande immédiate.

Après une brève présentation des deux outils précédemment cités nécessaires à l'élaboration de la méthode TREM, le principe de la méthode a été décrit et le protocole de mesure détaillé pour permettre la réalisation de cette mesure par le plus grand nombre.

La formulation des énergies et des densités spectrales mises en jeu lors des transmissions nécessaires à la mesure donne accès à deux grandeurs caractérisant l'antenne sous test par son rendement. L'exploitation des énergies dans le domaine temporel permet l'obtention d'une efficacité globale nouvellement introduite illustrant le comportement de l'antenne sous test d'un point de vue général. Cette dernière est accessible très rapidement par un simple bilan de puissances. Par ailleurs, l'exploitation des densités spectrales dans le domaine fréquentiel permet d'accéder au rendement total de l'antenne sous test en fonction de la fréquence. Cette dernière exploitation nécessite un traitement des impulsions reçues dont les étapes ont été détaillées. Ce résultat est ainsi comparable avec les rendements obtenus par les méthodes de mesure fréquentielles conventionnelles.

La section présentant les résultats a permis de valider la méthode développée grâce à une même antenne de test préalablement caractérisée par divers moyens. La méthode étant de caractère relatif à une antenne de référence, la connaissance de celle-ci est un point important et critique. Deux antennes de référence ont été utilisées et les résultats obtenus ont mis au jour les défauts de l'une d'entre elles concernant son exploitation en mode impulsif. Néanmoins, le recoupement des rendements obtenus par la méthode TREM et par les divers moyens disponibles au laboratoire a permis de valider les résultats sur la large bande couverte par l'antenne sous test. Le potentiel de cette nouvelle méthode est donc conséquent et encourageant. Une utilisation plus industrielle cette mesure demanderait un équipement dédié (dont des antennes de référence spécifiques).

Les principaux avantages de la méthode présentée ici sont sa simplicité de mise en oeuvre, ses faibles contraintes de positionnement d'antennes, son traitement rapide des données et sa grande rapidité de mesure à la vue du large spectre fréquentiel considéré.

Des améliorations restent néanmoins à réaliser concernant l'entière automatisation de la mesure ainsi que l'obtention d'une précision supérieure. Le temps de mesure peut encore être réduit en utilisant le principe de mesure simultanée de la référence et de l'antenne sous test. Enfin, la

méthode TREM doit être utilisée pour mesurer des antennes ULB sur leur domaine de fréquence entier (3-10 GHz) à l'aide d'une instrumentation temporelle adéquate.

Chapitre 4

Structure d'antenne ULB pour applications de filtrage

Sommaire

4.1	Introduction	156
4.1.1	Topologies de filtres planaires	156
4.1.2	Filtrage de l'ULB	158
4.2	Filtrage par utilisation de spirales résonantes	161
4.2.1	Dimensionnement	161
4.2.2	Premier exemple expérimental	163
4.3	Applications de filtrage sur antenne ULB	167
4.3.1	Paramètres	167
4.3.1.1	Influence de la position de la PSCR	169
4.3.1.2	Influence du nombre de PSCRs	169
4.3.1.3	Influence de la distance inter-PSCRs	171
4.3.2	Filtrage passif	172
4.3.2.1	Caractérisation du filtre	172
4.3.2.2	Résultat numérique	172
4.3.2.3	Résultat expérimental	175
4.3.3	Perspectives	178
4.3.3.1	Filtrage reconfigurable actif	178
4.3.3.2	Elargissement de la bande filtrée	179
4.4	Conclusion	180

4.1 Introduction

Le nombre sans cesse grandissant d'utilisateurs du spectre de fréquence a engendré de nouvelles contraintes sur les éléments des systèmes de télécommunications. Afin d'assurer la cohabitation et la sécurité de chacune des utilisations des fréquences, il est nécessaire de disposer de dispositifs antennaires capables de filtrer certaines parties du spectre. Les filtres micro-ondes passifs et actifs représentent alors une partie très importante des systèmes de télécommunications modernes.

L'objet de ce chapitre est de proposer une structure filtrante simple à réaliser, bas coût et d'intégration facile pour les antennes Ultra Large Bande. Après une courte introduction sur les topologies de filtres planaires généralement utilisées, les structures de filtres adaptées à l'ULB sont repertoriées. On se propose ensuite de développer une structure filtrante à base de spirales résonantes. Cette dernière est tout d'abord détaillée puis deux exemples sont caractérisés par la mesure afin de valider son intégration à une antenne ULB.

4.1.1 Topologies de filtres planaires

De bonnes performances électriques, une forte sélectivité, un faible encombrement associé à un coût de fabrication réduit sont les contraintes majeures de la conception de filtres micro-ondes. Dans ce chapitre, nous nous intéressons plus spécifiquement aux filtres réalisés en technologie planaire pour leurs avantages en terme de poids et de faible encombrement ainsi que pour leur facilité d'intégration. Les principales topologies des filtres planaires passe-bande [109] les plus communément utilisées sont les suivantes :

- Les **filtres à éléments localisés**. Ce type de filtres est la transcription directe d'un modèle équivalent basse fréquence. Les éléments réactifs localisés sont réalisés en technologie CMS pour les filtres sur PCB ou intégrés pour les filtres MMIC. Les inductances peuvent être réalisées à l'aide de ligne en méandre et en spirales, les capacités à l'aide de lignes interdiguées ou de diélectriques séparant les surface métalliques [110, 111].
- Les **filtres à stubs**. Un exemple de filtre passe-bande est l'association de lignes de longueur $\lambda/4$ à la fréquence centrale f_0 chargées par des stubs court-circuités de longueurs $\lambda/4$ ou par des stubs à circuit ouvert de longueurs $\lambda/2$. La réponse d'un tel filtre est fonction des impédances caractéristiques de la ligne principale et des stubs [112]. Le filtre à stubs court-circuités possède un zéro de transmission à $2f_0$ et une bande passante parasite centrée à $3f_0$ tandis que celui à stubs ouverts possède des zéros de transmissions à $f_0/2$ et $3f_0/2$ ainsi que des bandes parasites autour de $f = 0$ et $f = 2f_0$. Ce type de structure est adapté pour les filtres à large bande passante.

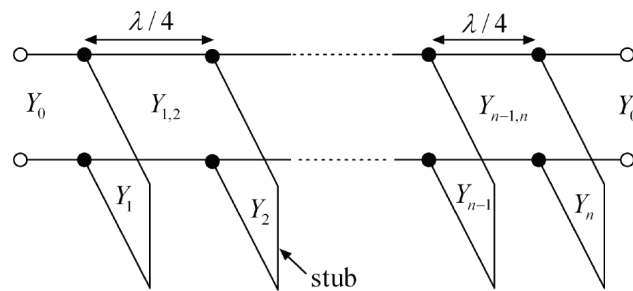


FIGURE 4.1 – Circuit électrique d'un filtre passe-bande à stubs

- Les **filtres à base de résonateurs**. Plusieurs structures de filtres à résonateurs couplés permettent de créer une résonance à une fréquence fondamentale f_0 venant perturber la ligne de transmission proche. Ils sont bien adaptés pour de faibles bandes passantes (inférieures à 20 %). Plusieurs configurations existent : les résonateurs demi-onde (couplés en série [113], en parallèle ou en anneaux à couplage croisé), les résonateurs quart-d'onde (en peigne ou interdigités), les résonateur DBR (Dual Behavior Resonateur) et les résonateurs "dual mode".
- Les **filtres à défauts de plan de masse**. Ce type de filtre repose sur la perturbation de la distribution du courant dans le plan de masse engendré par le défaut modifiant ainsi les caractéristiques de la ligne de transmission. Ces éléments sont équivalents aux résonateurs et offrent de nombreux avantages en terme de miniaturisation et de rejet des lobes secondaires [114].

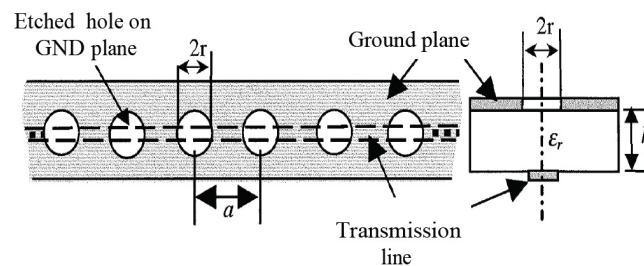


FIGURE 4.2 – Exemple de structure de filtre à défauts de plan de masse [115]

- Les **structures à Bande Interdite Electronique Interdite (BIE)**. Ces structures, transposées du domaine de la photonique vers celui des radiofréquences, sont constituées de lignes de transmissions périodiquement chargées par un élément réactif. La présence de ces éléments explique la succession de fréquences permises et interdites dans la réponse spectrale offrant alors des propriétés de filtrage. Ces lignes possèdent également la propriété de propagation d'une onde lente qui assure une meilleure compacité [116]. Ce type de structure peut être combiné avec les topologies précédentes afin d'offrir de nouvelles

propriétés à celles-ci.

4.1.2 Filtrage de l'ULB

Plus proche de notre thématique, l'apparition de la technologie ULB et sa future entrée sur le marché induit des problèmes de cohabitations avec les technologies opérant localement sur le spectre couvert par l'ULB⁽¹⁾. En effet, le fort accroissement du nombre d'applications sans fil conduit à une rapide congestion des fréquences disponibles dans le spectre radiofréquence. Ceci produit des interférences conséquentes entre les différents utilisateurs et dégrade les performances des communications de ces derniers. Afin de s'affranchir de ces problèmes d'interférences, des télécommunications agiles sont nécessaires [117] faisant appel à des antennes "intelligentes", reconfigurables et capables d'annihiler leurs causes d'interférences. Il est alors nécessaire d'adapter les antennes ULB aux technologies existantes, et ce en introduisant des structures filtrantes de manière à minimiser sur de faibles bandes le rayonnement des antennes ULB. Les principales bandes de fréquences à préserver sont les suivantes :

- Les bandes d'applications HiperLAN (*High PERFORMANCE radio LAN* ou *Wifi*) : [5.15 - 5.35] GHz, [5.470 - 5.725] GHz.
- Les réseaux sans fil locaux (WLAN) basés sur le protocole *IEEE802.11a* : [5.15 - 5.35] GHz, [5.725 - 5.825] GHz.

Le développement d'antennes ULB à bande de réjection pour les fréquences précédemment citées est un sujet de recherche actuel afin de prévoir l'adaptation de la technologie à celles existantes. Plusieurs topologies ont récemment été étudiées avec succès pour intégrer cette capacité de réjection à la structure des antennes. Certaines peuvent être reconfigurables i.e. la propriété de réjection est commandable, et d'autre non. A la vue de l'étroitesse de ces bandes à filtrer (au minimum 100 MHz), une forte sélectivité des filtres est nécessaire. Il est également très important d'intégrer la fonction de filtrage à la structure de l'antenne afin de s'affranchir de systèmes de filtrage externes pouvant modifier le rayonnement intrinsèque de l'antenne.

Dans la catégorie non reconfigurable, on peut citer l'utilisation d'éléments ajoutés pour réaliser la réjection tels que des patches parasites [118], des fentes linéaires sur une antenne Vivaldi [119], de stubs sur une antenne log-periodique imprimée [120] et l'ajout de SRR (*Split Ring Resonators*) à la ligne d'alimentation microruban d'un monopôle [121].

Par ailleurs, certaines topologies réalisent le filtrage des bandes voulues sans ajout d'éléments extérieurs (filtrage "endogène") telles que les monopôles combinés en [122], l'antenne monopôle à filtre intégré [123], l'antenne "voile de bateau" (sail boat) [124] et l'antenne fractale proposée en [125]. Ces structures sont elles aussi non reconfigurables.

(1). Pour nos propos, ce spectre est la partie haute fréquence de l'ULB à savoir [3 – 10] GHz

La plupart des antennes reconfigurables à bande de réjection utilisent des structures à base de stubs quart-d'onde ou de fente demi-onde en forme de "U" [126, 127]. La majorité de ces structures sont actionnées à l'aide de commutateur MEMS alimentés par des lignes de polarisation DC. Certaines techniques ont été proposées en [128] afin de s'affranchir de cette alimentation supplémentaire et ainsi faciliter l'intégration des antennes.

La bonne connaissance des SRRs au sein du laboratoire [129, 67] ainsi que leur simplicité d'intégration nous a orienté vers ce type de structures pour obtenir une bande de réjection dans le spectre de l'ULB. L'utilisation la plus courante des SRRs consiste à les disposer en un réseau de grand nombre dans un matériau afin de modifier les caractéristiques de celui-ci. Néanmoins, notre but n'est pas de réaliser de métamatériau à base de réseaux de SRR mais seulement utiliser des éléments localisés venant parasiter une structure antennaire ULB existante. Deux exemples de filtres passe bande et réjecteurs de bande en technologie coplanaire peuvent tout de même être présentés ci-après. Ces filtres sont basés sur l'utilisation de matériau "main gauche" (LHM pour *Left Handed Materials*), matériau artificiel qui présente une perméabilité et une constante diélectrique simultanément négatives. Grâce à ces valeurs négatives, les LHMs présentent des milieux à indice de réfraction négatif avec des vitesses de phase et de groupe antiparallèles : le vecteur d'onde k forme un trièdre indirect avec les champs électrique E et magnétique H . Le vecteur d'onde et le vecteur de Poynting sont alors de sens opposé. Le premier LHM date de l'année 2000 et fut proposé par Smith et al. [130].

Un exemple de filtre passe bande utilisant des SRRs développé par [131] se compose d'un guide d'onde coplanaire avec un conducteur central et deux plans de masse (un de chaque côté) séparés par des fentes. Les SRRs sont symétriquement placés à l'arrière du substrat tandis que des fils métalliques positionnés au centre des SRRs mettent le signal à la masse.

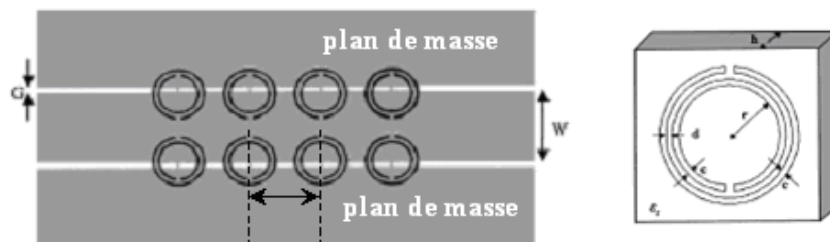


FIGURE 4.3 – Géométrie du filtre passe bande et du SRR

En plaçant le SRR parallèlement au guide d'onde coplanaire (cf. Fig. 4.3), la composante principale du champ électrique est contenue dans le plan de l'anneau alors que le champ magnétique est polarisé le long de l'anneau. Une perméabilité effective négative est alors obtenue. De plus, les fils de connexions fournissent la constante diélectrique négative et l'on obtient alors un LHM. Le dimensionnement de la ligne de transmission (50Ω), des anneaux, de la distance inter-anneaux et des fils de connexion produisent une fréquence de résonance des anneaux [132].

Ainsi, l'onde se propage et la structure LHM créée se comporte comme un filtre passe bande avec une bande étroite.

Par ailleurs, si les fils de connexions sont retirés, la constante diélectrique effective n'est plus négative et la structure se comporte alors comme un filtre réjecteur de bande.

Un comportement similaire peut être obtenu en remplaçant les SRRs par des SR (*Spiral Resonator*). L'intérêt d'utiliser une spirale plutôt qu'un anneau est la réduction de l'encombrement. En effet, un résonateur en spirale (SR cf. Fig. 4.4) possède la même inductance équivalente que le SRR, mais sa capacité équivalente est quatre fois plus grande [133, 134]. Par conséquent, la fréquence de résonance est réduite d'un facteur deux. Autrement dit, les dimensions de la structure peuvent être diminuées d'un facteur deux tout en maintenant la valeur de la fréquence de résonance.

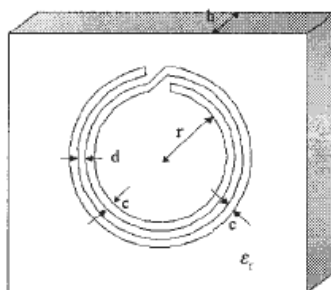


FIGURE 4.4 – Géométrie d'une spirale résonante

Partant de ce constat encourageant et par souci de réduction de taille, de simplicité de modélisation et de réalisation, notre choix s'est orienté vers des spirales résonantes de forme carrée dénommées Pseudo Spirales Carrées Résonantes (PSCR).

Dans la suite de ce chapitre, une première étude porte sur le filtrage intégré de bande étroite par les PSCRs dont les paramètres seront détaillés. Un premier exemple de filtrage sur plusieurs fréquences dans la bande de l'antenne large bande précédemment utilisée (annexe A) réalisant alors une antenne multibande est ensuite présenté et mesuré en ULB Wheeler Cap.

Ensuite, ce modèle est adapté pour filtrer la bande autour de 5.8 GHz sur une antenne ULB précédemment développée au laboratoire [70]. Plusieurs configurations de positions et de dimensionnement sont étudiées afin de réaliser une première antenne intégrant un filtrage passif de la bande de réjection voulue. Le chapitre se termine par des perspectives en termes de reconfigurabilité de la structure de filtrage développée.

4.2 Filtrage par utilisation de spirales résonantes

Une spirale de forme carrée en l'absence de toute excitation extérieure constitue une simple inductance. Par contre, si l'on applique un champ magnétique externe ou local de pulsation ω perpendiculaire au plan d'un PSCR, une force électromotrice sera induite autour de celle-ci. Pour des dimensions de la PSCR petites devant la longueur d'onde, la réponse de la spirale peut être considérée comme quasi-statique [129]. La forte capacité existant entre les pistes de la spirale font que les lignes de courant passent d'une piste à l'autre. Grâce à cette approximation quasi-statique, le fonctionnement de la spirale peut être assimilé à celui d'un circuit électrique RLC série (Fig. 4.5) excité par une *f.e.m* externe.

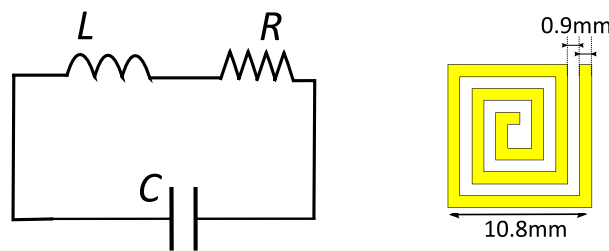


FIGURE 4.5 – Circuit RLC équivalent et illustration de la PSCR

La pulsation de résonance du circuit est donnée par :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (4.1)$$

L'inductance L est formée par la longueur totale de la spirale, la capacitance C par la distance inter-piste de la spirale et la résistance R par les pertes. Une fois couplée à une ligne de transmission, un filtre réjecteur à résonateur est alors obtenu.

4.2.1 Dimensionnement

Un premier objectif est de réaliser un filtre réjecteur de bande au milieu de la bande passante de l'ADT (Annexe A), c'est à dire à 1.5 GHz. Cependant, il n'existe pas de modèle analytique dédié au dimensionnement des PSCRs. Nous nous sommes donc basé sur une structure de SRR existante [129]. Une homothétie de cette structure nous a permis d'approcher les valeurs de largeur de piste et de distance inter-pistes. Une approximation des valeurs L et C par un modèle analytique adapté au SRR [129] est possible et décrite ci-après. Une vérification de la fréquence de résonance est ensuite effectuée en simulant un guide d'onde contenant la PSCR afin d'apprécier les coefficients de transmission et de réflexion de ce guide.

Concernant la valeur théorique de l'inductance L de cette spirale seule, elle peut être approximée en considérant un anneau de longueur totale équivalente et de rayon R_0 formé par une

piste de même largeur c . Pour un tel anneau, l'inductance est donnée par [132] :

$$L = \frac{\mu_0 \pi^3}{4c^2} \int_0^\infty \frac{1}{k^2} [b\mathbf{B}(kb) - a\mathbf{B}(ka)]^2 dk \quad (4.2)$$

avec $a = R_0 - \frac{c}{2}$, $b = R_0 + \frac{c}{2}$ et la fonction $\mathbf{B}(x)$ définie comme :

$$\mathbf{B}(x) = S_0(x)J_1(x) - S_1(x)J_0(x) \quad (4.3)$$

où S_n et J_n sont respectivement les fonctions de Struve et de Bessel de premier espèce d'ordre n . L'intégrale de l'équation 4.2 est résolue numériquement à l'aide de l'algorithme de la fonction de Bessel implémenté sous Matlab ainsi que celui de la fonction de Struve décrit dans [135].

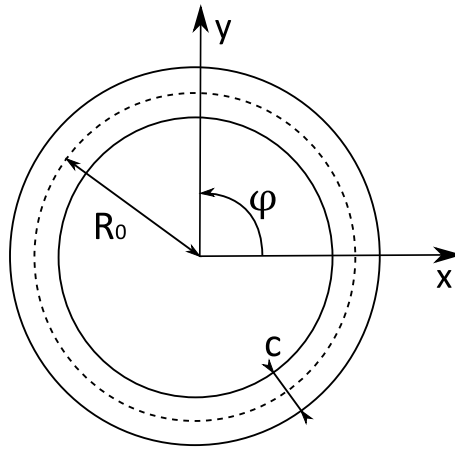


FIGURE 4.6 – Schéma d'une boucle de courant équivalent de rayon R_0 et de largeur c

La valeur de la capacité C de la PSCR peut être approximée par le calcul de la capacité présente entre deux lignes coplanaires couplées C_0^{coplan} qui s'exprime par unité de longueur à l'aide de la relation suivante [136] :

$$C_0^{coplan} = \frac{\varepsilon K\left(\sqrt{1 - \left(\frac{d/2}{c}\right)^2}\right)}{K\left(\frac{d/2}{c}\right)} \quad (4.4)$$

où d est la distance entre les deux lignes, c leur largeur et $K(z)$ l'intégrale elliptique de première espèce :

$$K(z) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - z^2 \sin^2 \varphi}} \quad (4.5)$$

La fonction $K(z)$ est définie pour $z^2 < 1$. Pour la prise en compte de la permittivité du diélectrique ε , il faut considérer que la moitié de la ligne se trouve dans le diélectrique et que l'autre moitié se trouve dans l'air donc $\varepsilon = (\varepsilon_{substrat} + 1)/2$.

Plusieurs simulations de différentes tailles de PSCRs d'épaisseur $35 \mu\text{m}$ sur un substrat *FR4* ($\epsilon_r = 4.34$, $\tan\delta = 0.01$, épaisseur 0.4 mm) ont alors permis d'obtenir une spirale résonant à 1.5GHz . La longueur extérieure est de 10.8 mm , la largeur des pistes ainsi que la distance inter-pistes est de 0.9 mm (cf. Fig. 4.5). La longueur totale de la spirale est alors de 74.7 mm .

La structure simulée (spirale et guide d'onde) est présentée figure 4.7 ainsi que les coefficients de réflexion et de transmission figure 4.8.

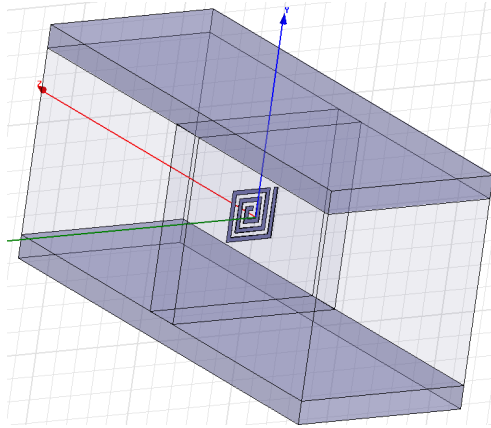


FIGURE 4.7 – Simulation du guide d'onde contenant la PSCR sous HFSS

On observe une résonance de la spirale à la fréquence 1.47 GHz . Pour ces dimensions, l'approche analytique fournit une inductance de 62.16 nH et une capacité de 0.315 pF . La fréquence de résonance calculée par cette approximation est 1.14 GHz . L'écart par rapport à la valeur attendue et simulée est due aux différentes approximations inhérentes au modèle analytique ainsi que celles de l'utilisation de ce modèle pour la PSCR.

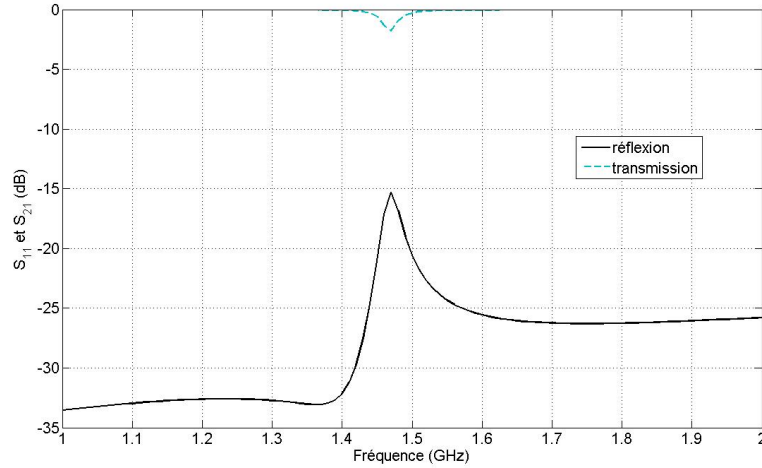
A partir des dimensions de cette spirale, plusieurs homothéties diminuant ont permis de créer l'antenne multibande présentée ci-après.

4.2.2 Premier exemple expérimental

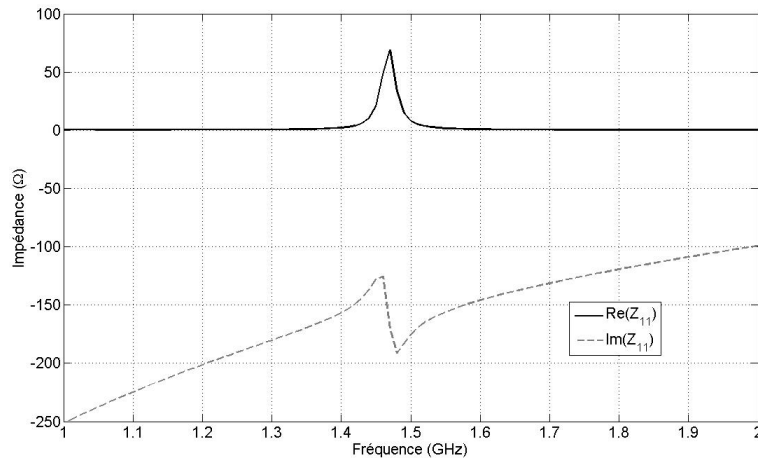
Une première réalisation a consisté à intégrer des PSCRs derrière les deux monopôles rayonnants de l'ADT (Annexe A) déposés sur un substrat *FR4* d'épaisseur 0.4 mm . Quatre paires de spirales de différentes tailles ont été ainsi déposées afin de filtrer quelques fréquences dans la bande passante $[1 - 2] \text{ GHz}$ de cette antenne large bande réalisant alors une antenne multibande.

La figure 4.9 présente la structure de l'antenne multibande réalisée ainsi que chacune des paires de spirales.

Chaque taille de spirale est liée aux autres par un facteur homothétique diminuant par rapport à la spirale dimensionnée pour 1.5 GHz . Les valeurs de la longueur extérieur L_i et de



(a) Coefficients de réflexion et transmission



(b) Impédance

FIGURE 4.8 – Coefficients de réflexion/transmission et impédance simulés du guide d'onde

l'espace entre les brins ΔL_i égal à la largeur des brins sont les suivantes :

- $L_1 = 7.87 \text{ mm}$ et $\Delta L_1 = 0.65 \text{ mm}$
- $L_2 = 8.74 \text{ mm}$ et $\Delta L_2 = 0.72 \text{ mm}$
- $L_3 = 9.72 \text{ mm}$ et $\Delta L_3 = 0.81 \text{ mm}$
- $L_4 = 10.8 \text{ mm}$ et $\Delta L_4 = 0.9 \text{ mm}$

La figure 4.10 présente le coefficient de réflexion et le rapport d'ondes stationnaires mesuré de l'antenne en espace libre. Une désadaptation de l'antenne est observable localement. Néanmoins, cette désadaptation n'est pas très importante à la vue des niveaux du ROS qui atteint son maximum de 3.1 à 1.51 GHz. De plus, la sélectivité n'est pas très importante (84 MHz de réjection à -10 dB). Ceci est dû au positionnement des PSCRs par rapport aux monopôles rayonnants et à la proximité des PSCRs entre elles. Une configuration plus optimale sera trouvée plus bas pour l'antenne ULB (§. 4.3) après étude de ces deux grandeurs.

Par ailleurs, on peut observer que la désadaptation à une fréquence donnée s'accompagne d'une adaptation sur de faibles bandes de fréquences situées en amont et aval. Ceci est dû au caractère

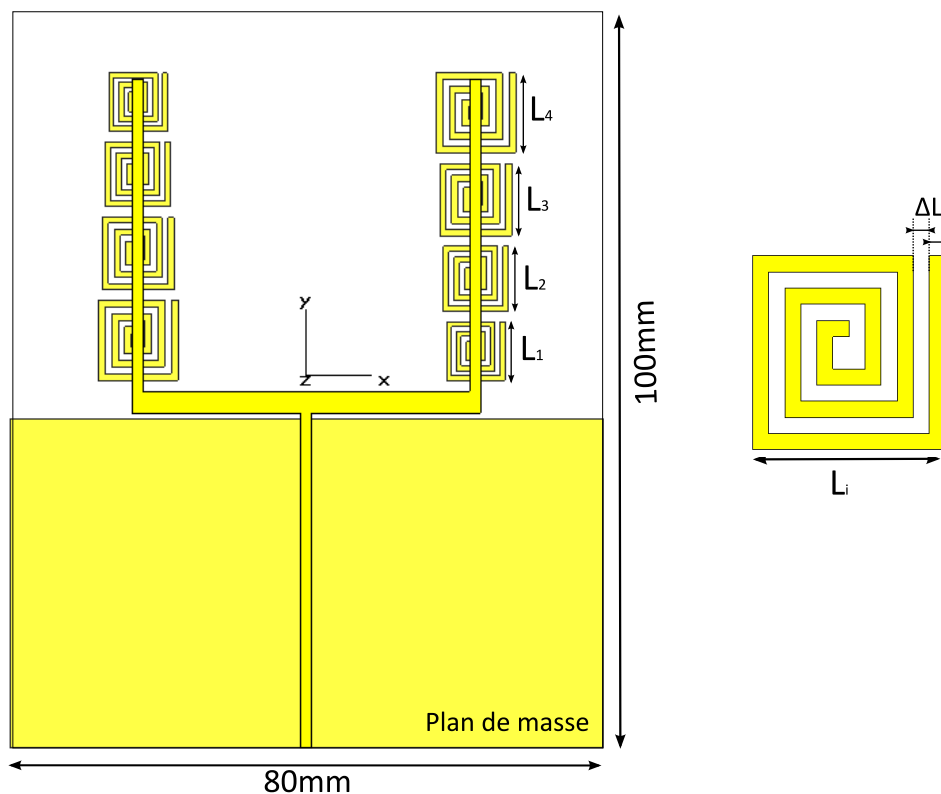
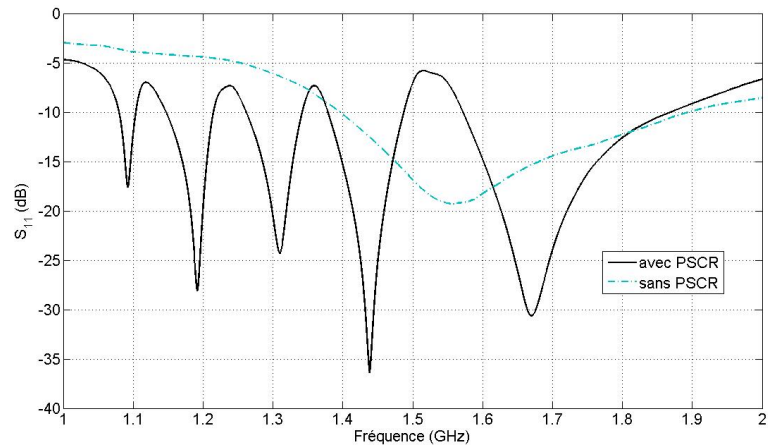


FIGURE 4.9 – Schéma de l'antenne multibande et de la PSCR

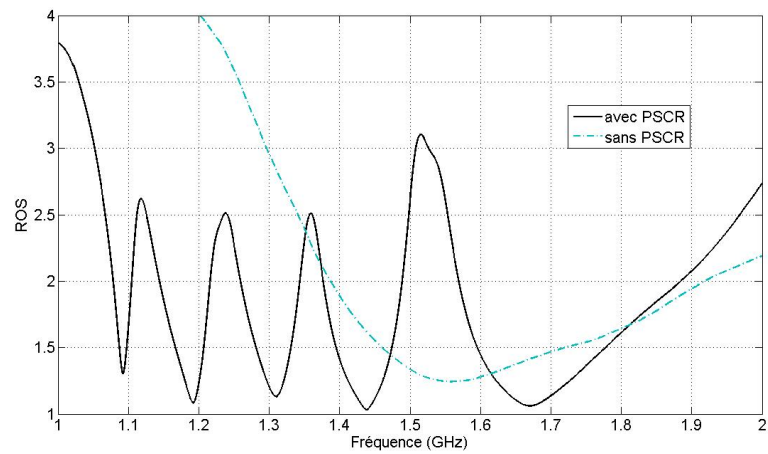
résonant des PSCRs et à leur proximité.

Malgré les niveaux de réjection et de sélectivité obtenus, ce premier exemple est encourageant en terme de filtrage. En effet, on observe une chute importante des efficacités totales et de rayonnement présentées sur la figure 4.11. Ces rendements sont mesurés en ULB Wheeler Cap et comparés à ceux de l'antenne large bande sans PSCRs.

Concernant l'efficacité de rayonnement, la valeur à 1.5 GHz passe de 90 % pour la structure de base à 10 % pour celle intégrant les PSCRs. La différence sur l'efficacité totale est sensiblement la même. L'effet de filtrage de l'énergie rayonnée est donc bien présent et encourageant sur ce premier essai.



(a) Coefficient de réflexion



(b) ROS

FIGURE 4.10 – Coefficient de réflexion en espace libre et ROS mesurés de l'antenne fourche multibande

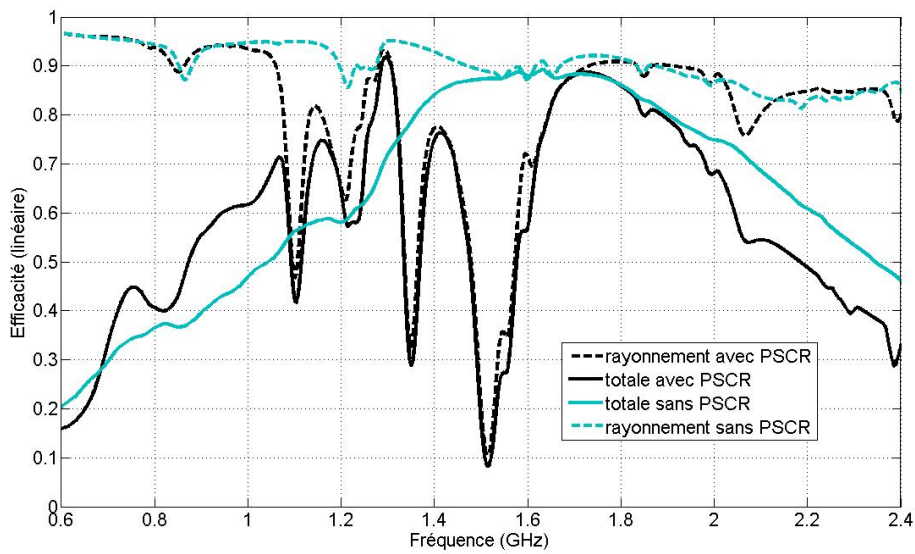


FIGURE 4.11 – Efficacité de rayonnement et totale fonction de la fréquence pour l'antenne fourche multibande

4.3 Applications de filtrage sur antenne ULB

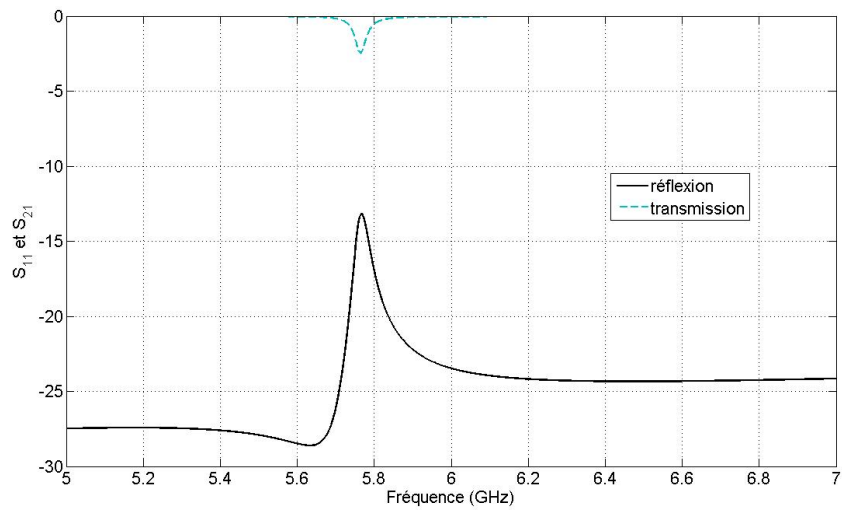
L'objet de ce paragraphe est d'intégrer des PSCRs à une antenne ULB afin de lui fournir des propriétés de filtrage pour la bande des réseaux sans fil locaux (WLAN) ([5.725 - 5.825] GHz). Après la recherche des dimensions des PSCRs pour cette bande à rejeter, une étude paramétrique du positionnement et du nombre de spirales est proposée. Vient ensuite la simulation puis la mesure de l'antenne filtrante considérée.

4.3.1 Paramètres

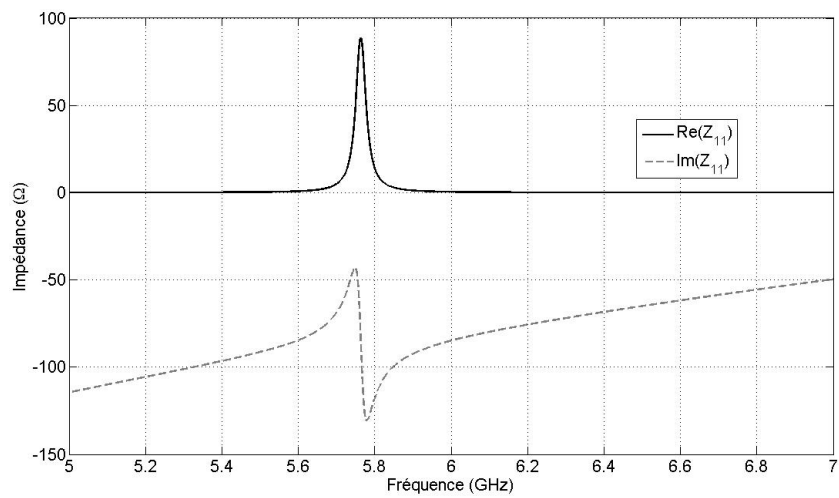
Après plusieurs configurations de simulation, il s'est avéré que la distance entre la spirale et la ligne de transmission doit être relativement faible (de l'ordre du dixième de millimètre) pour obtenir un bon couplage entre la ligne et la spirale assurant une perturbation conséquente. Les substrats commerciaux classiques que nous utilisons ont en général une épaisseur proche du millimètre. Ainsi, placer la ligne de transmission sur une face et la spirale sur l'autre n'offre pas de configuration intéressante. Nous avons donc choisi de placer les spirales dans le même plan que la ligne de transmission. La distance spirale-ligne de transmission est alors modulable et optimisable comme ci-dessous.

De la même manière que pour l'exemple de l'antenne multibande (§4.2.1), la spirale a tout d'abord été simulée seule à l'intérieur d'un guide d'onde. La figure 4.12 présente les coefficients de réflexion et de transmission simulés de la spirale à l'intérieur du guide d'onde.

La spirale possède un encombrement total de 2.2 mm^2 , la largeur des pistes et la distance inter-piste vaut 0.2 mm . La longueur totale de la piste est de 15.22 mm . Avec ces dimensions, on observe que la spirale résonne à la fréquence de 5.76 GHz . Par la même approximation que précédemment, la valeur de l'inductance de cette spirale vaut 12.69 nH , la capacité 53.3 fF et la fréquence de résonance calculée est de 6.12 GHz . Cette même PSCR est utilisée pour l'étude paramétrique suivante. Celle-ci consiste à observer l'influence de la position de la PSCR par rapport à une ligne de transmission, du nombre de PSCRs proche de cette ligne et de la distance inter-PSCRs. Cette étude a été effectuée par simulation numérique (CST) dont les modèles sont présentés ci-après (figures 4.13, 4.15 et 4.17).



(a) Coefficients de réflexion et transmission



(b) Impédance

FIGURE 4.12 – Coefficients de réflexion/transmission et impédance simulés du guide d'onde

4.3.1.1 Influence de la position de la PSCR

La figure 4.14 présente le coefficient de transmission ainsi que le ROS de la structure en fonction de la distance Δ_{ls} de la spirale par rapport à la ligne de transmission (Fig. 4.13).

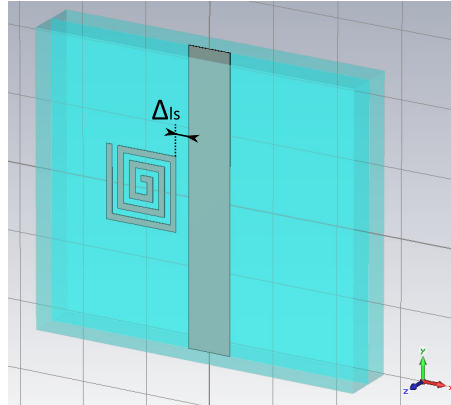


FIGURE 4.13 – Modèle de simulation pour étude de l'influence de la position de la PSCR

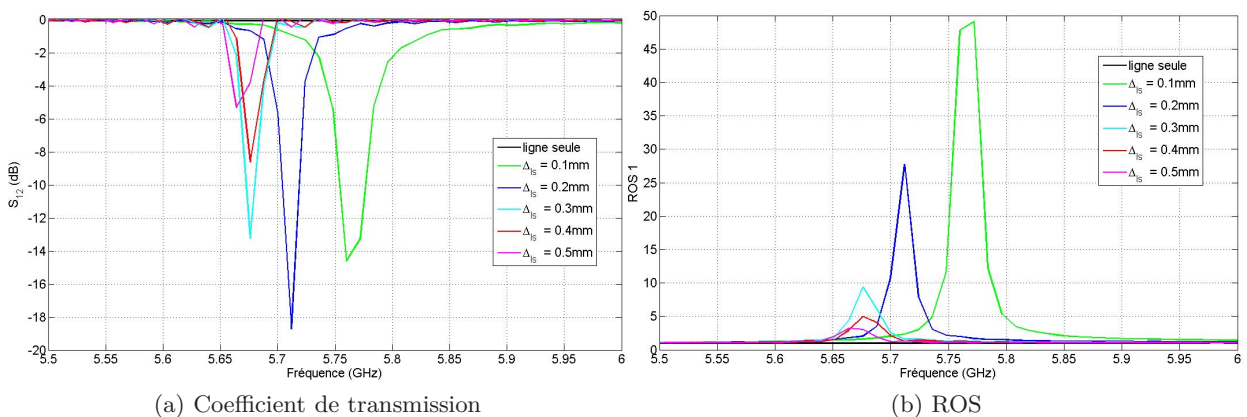


FIGURE 4.14 – Coefficient de transmission et ROS en fonction de la distance Δ_{ls}

On observe que plus la distance Δ_{ls} est importante, plus l'influence de la spirale est faible. De plus, un décalage fréquentiel peut être observé en fonction de cette distance. Aux vues du niveau du ROS et de la fréquence à laquelle la transmission est affectée, le cas le plus intéressant est celui pour lequel Δ_{ls} vaut 0.2 mm. Ce cas offre de plus une sélectivité importante. Cette valeur est utilisée pour observer l'influence du nombre de spirales ci-dessous.

4.3.1.2 Influence du nombre de PSCRs

La figure 4.16 présente les coefficients de transmission ainsi que les ROS de la structure pour différents nombres de spirales disposées symétriquement à la ligne ou non comme illustré figure 4.15. La distance Δ_{ls} entre la ligne et les spirales est de 0.2 mm. On remarque que l'ajout de spirales supplémentaires augmente significativement la valeur du ROS. Cependant, la fréquence

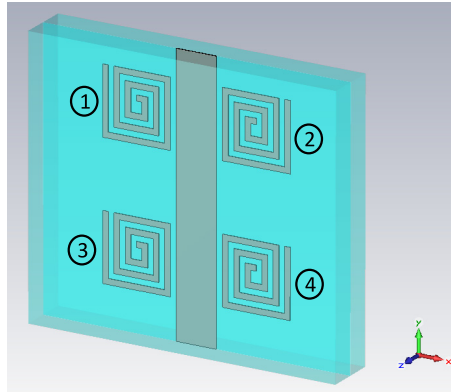
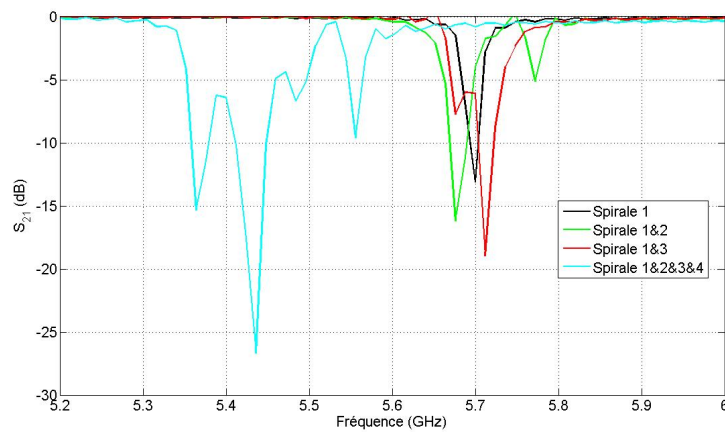
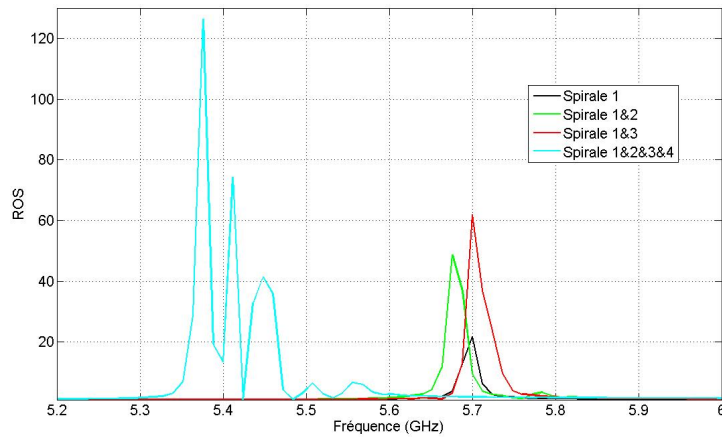


FIGURE 4.15 – Modèle de simulation pour étude de l'influence du nombre de PSCRs



(a) Coefficient de transmission



(b) ROS

FIGURE 4.16 – Coefficient de transmission et ROS en fonction du nombre de spirales

correspondant au minimum de transmission diminue et une deuxième perturbation apparaît. Cette dernière doit être due au couplage créé entre les deux spirales résonantes. Néanmoins, cette nouvelle perturbation est minime comparé à la principale à la vue du ROS. La sélectivité semble par ailleurs légèrement diminuée par cet ajout. Par ailleurs, nous remarquons plus le nombre de spirales est important, plus la perturbation sera conséquente à condition de s'affranchir des

couplages entre spirales qui induisent un fort décalage fréquentiel.

4.3.1.3 Influence de la distance inter-PSCRs

Toujours pour une distance Δ_{ls} fixée à 0.2 mm, la figure 4.18 présente le coefficient de transmission en fonction de la distance inter-PSCRs Δ_{is} comme montré figure 4.17.

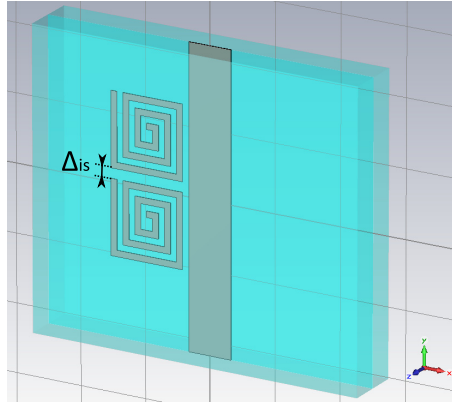


FIGURE 4.17 – Modèle de simulation pour étude de l'influence de la distance inter-PSCRs

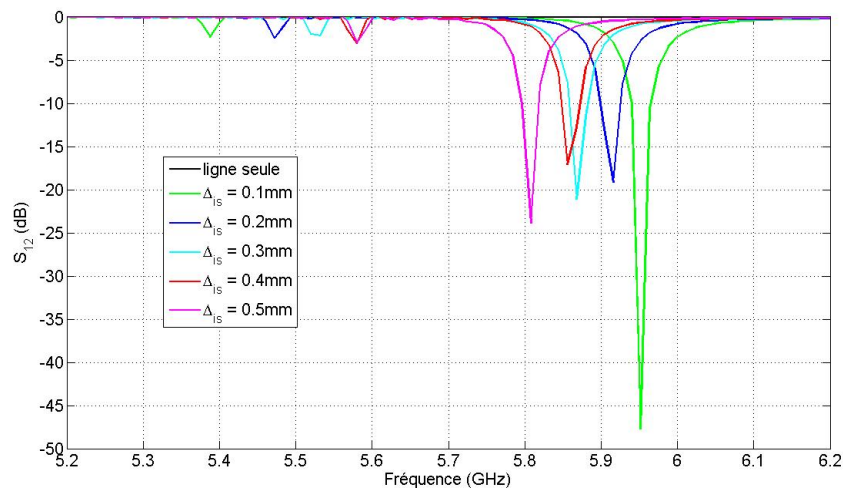


FIGURE 4.18 – Coefficient de transmission en fonction de la distance Δ_{is}

On observe d'une part que la position fréquentielle du minimum de transmission diminue avec l'augmentation de la distance Δ_{is} . D'autre part, plus cette distance augmente, plus la position fréquentielle de la deuxième perturbation due au couplage entre spirales tend vers celle du minimum de transmission. Ce sens de variation nous renseigne quant à la distance Δ_{is} suffisamment grande à prendre de façon à concentrer les perturbations des spirales à la même fréquence. La sélectivité reste quant à elle similaire.

Cette courte étude paramétrique de la structure du filtre à base de PSCRs nous a permis de fixer la distance ligne-spirale Δ_{ls} à 0.2 mm. Concernant la distance inter-spirales Δ_{is} , nous la

prendrons égale à l'encombrement d'une spirale (2.2 mm) de manière à se prémunir de l'influence des couplages entre les PSCRs. Quant au nombre de spirales identiques à utiliser, il doit être le plus élevé possible dans la mesure de la place disponible sur l'antenne à filtrer afin d'augmenter le niveau de réjection. Ces paramètres étant fixés, une première structure filtrante peut être intégrée à une antenne ULB. Ceci est l'objet du paragraphe suivant.

4.3.2 Filtrage passif

A la vue des paramètres étudiés ci dessus, le filtre choisi est présenté figure 4.19. Par soucis de respect des dimensions de l'antenne ULB, seulement quatre spirales sur chaque monopôle rayonnant peuvent être ajoutées à la structure. Ci dessous est tout d'abord caractérisé par simulation le filtre réalisé puis la structure de l'antenne filtrante. Cette structure est ensuite réalisée et mesurée en ULB Wheeler Cap.

4.3.2.1 Caractérisation du filtre

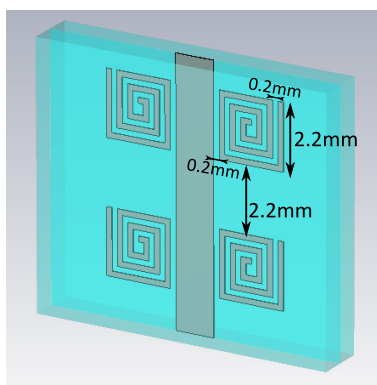


FIGURE 4.19 – Structure du filtre choisi

Les PSCRs ont un encombrement de 2.2 mm^2 et sont disposées à 0.2 mm de la ligne de transmission. La largeur des pistes ainsi que la distance inter-pistes est de 0.2 mm . La distance inter-spirales vaut quant à elle 2.2 mm . La figure 4.20 présente les coefficients de transmission et de réflexion simulés ainsi que le ROS du filtre à intégrer. On observe un zéro de transmission à la fréquence 5.68 GHz confirmé par un ROS atteignant la centaine. Ce petit décalage fréquentiel est nécessaire pour obtenir un filtre proche de 5.8 GHz une fois intégré dans l'antenne à fente comme présenté ci-après.

4.3.2.2 Résultat numérique

La structure du filtre ci-dessus a été ajoutée aux deux monopôles rayonnant d'une antenne ULB existante [70]. Cette dernière a une forme carrée de côté 42 mm avec un substrat de permittivité 2.2 et d'épaisseur 1.6 mm. Sa structure est de type triplaque : de chaque côté du substrat se trouve un plan de masse dans lequel ont été réalisées deux larges fentes rectangulaires de dimensions 32 mm par 21 mm (Fig. 4.21). Au milieu du substrat se trouve une antenne en

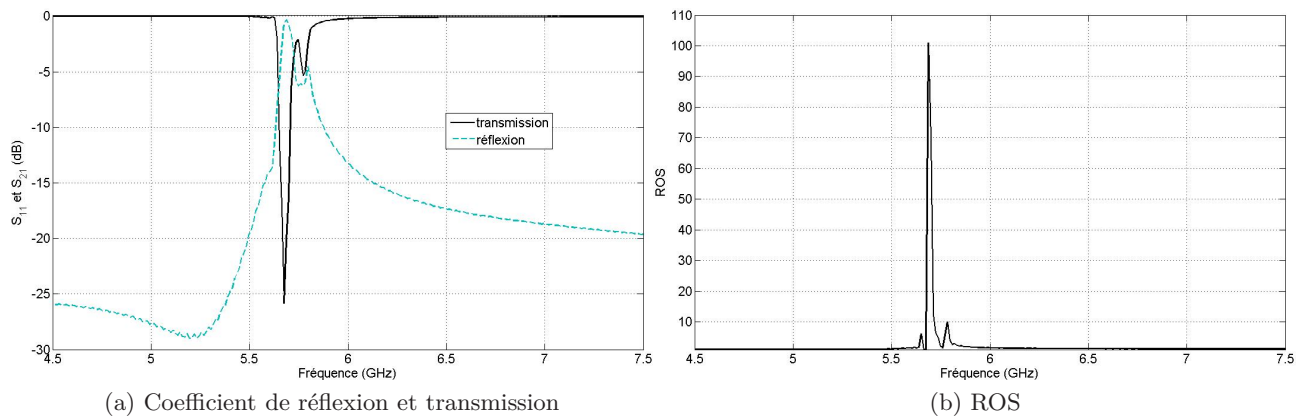


FIGURE 4.20 – Coefficients de réflexion/transmission et ROS simulés du filtre choisi

forme de fourche (deux monopôles rayonnants) alimentée par une ligne d'accès. La combinaison de cette antenne fourche et des larges fentes lui confère une adaptation large bande (cf. fig. 4.21)

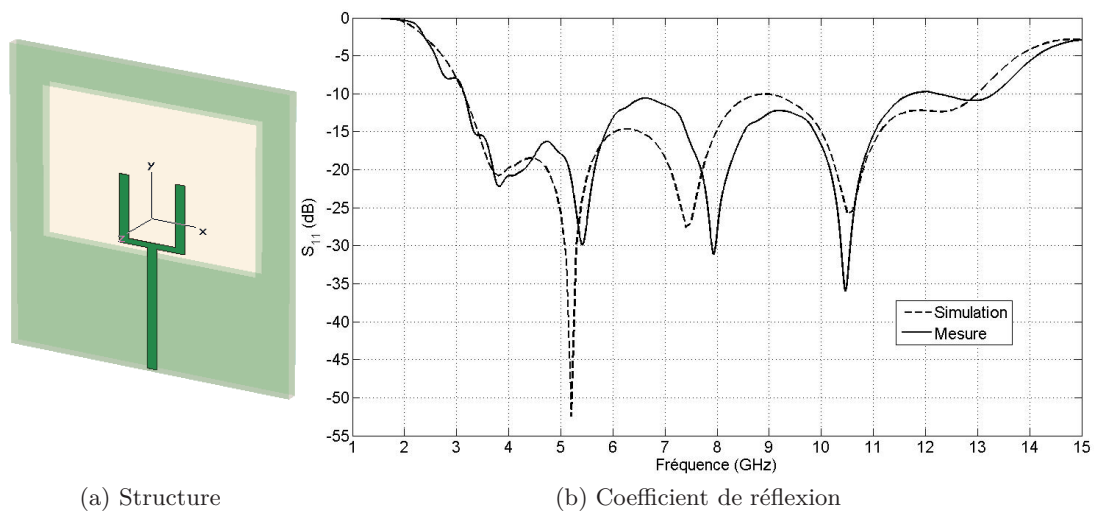


FIGURE 4.21 – Structure et adaptation de l'antenne ULB originale

Les figures 4.23 et 4.24 présentent les coefficients de réflexions ainsi que les efficacités totale et de rayonnement obtenus par simulation numérique sous CST après ajout de la structure filtrante.

On observe une forte désadaptation à la fréquence 5.82 GHz (-0.5 dB) comme attendu. La largeur de la bande désadaptée à -10 dB est de 290 MHz constituant une perturbation assez importante et acceptable. La figure 4.24 montre l'influence du filtrage sur les efficacités totales et de rayonnement. En effet, on observe une forte et rapide diminution de ces deux grandeurs : l'efficacité de rayonnement chute de 80 % en 100 MHz et la totale chute de 85 % en 200 MHz. Sur un critère de 50 % de chute d'efficacité de rayonnement, une bande de 40 MHz est rejetée montrant une forte sélectivité. Néanmoins, ces résultats encourageants restent

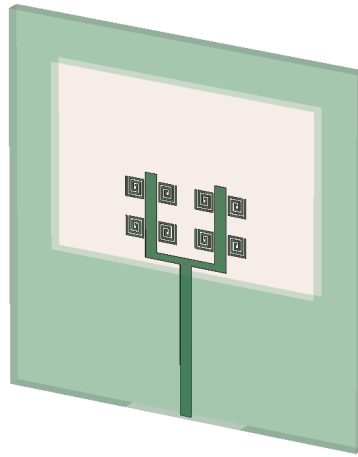
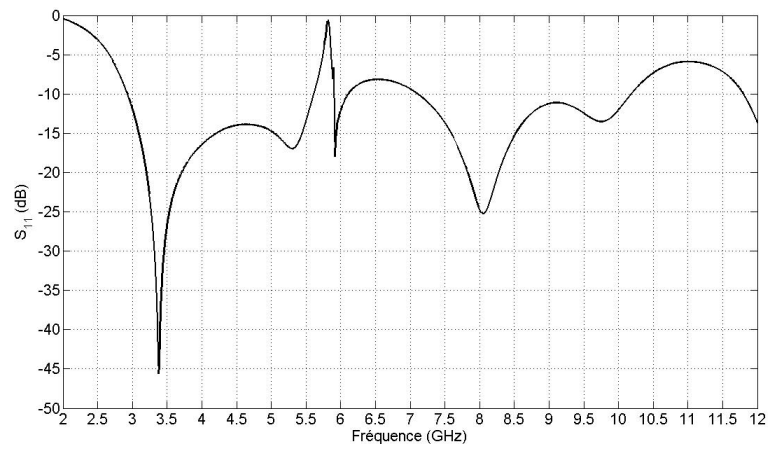
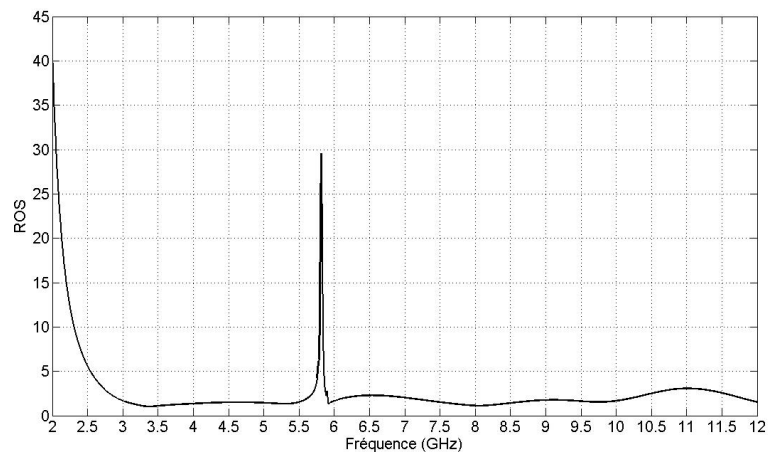


FIGURE 4.22 – Structure après ajout du filtre



(a) Coefficient de réflexion



(b) ROS

FIGURE 4.23 – Coefficient de réflexion en espace libre et ROS simulé de l'antenne ULB filtrante

des résultats théoriques. Une réalisation de l'antenne filtrante est proposée dans le paragraphe suivant.

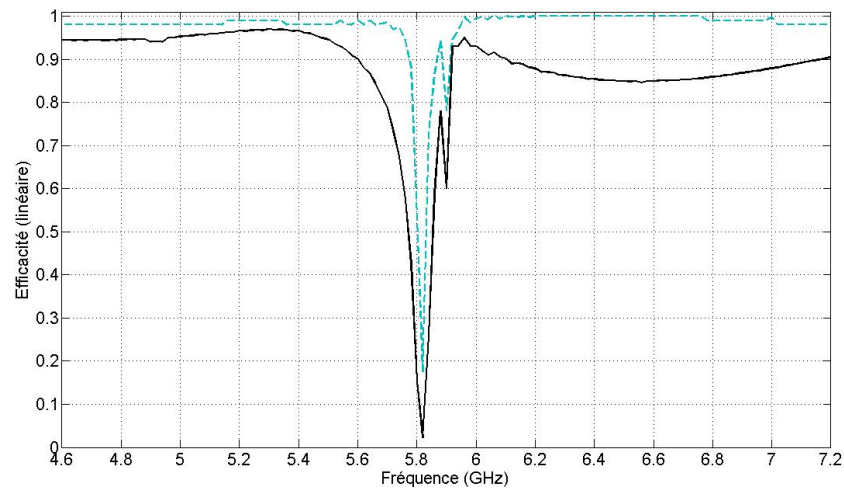
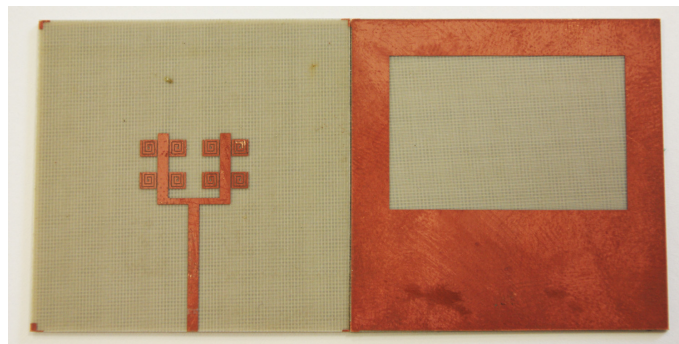


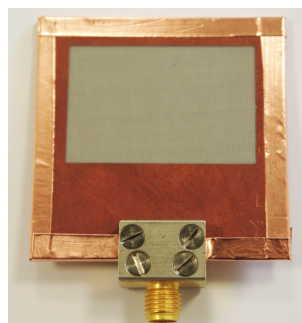
FIGURE 4.24 – Efficacité de rayonnement et totale simulée

4.3.2.3 Résultat expérimental

Les photographies de la figure 4.25 montrent l'antenne triplaquée réalisée. On peut y distinguer la ligne d'alimentation se terminant en forme de fourche et les PSCRs apposées sur les cotés. La réalisation n'est pas parfaite, spécialement pour les fines pistes des PSCRs. En effet,



(a) Ligne d'alimentation avec PSCRs et fente



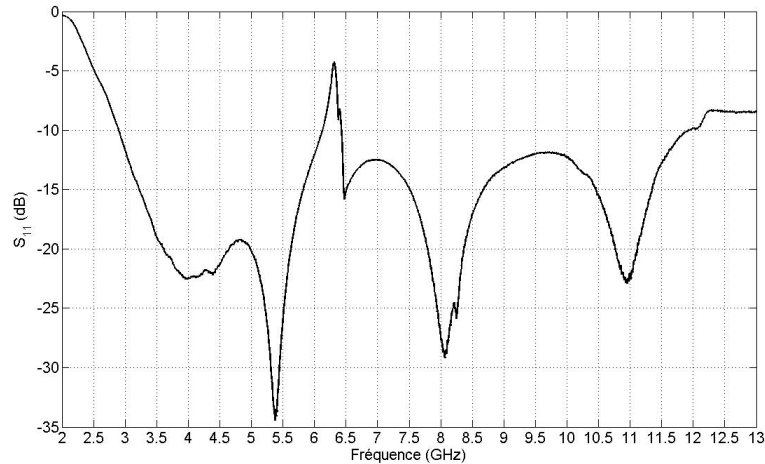
(b) Antenne assemblée

FIGURE 4.25 – Photographies de l'antenne réalisée

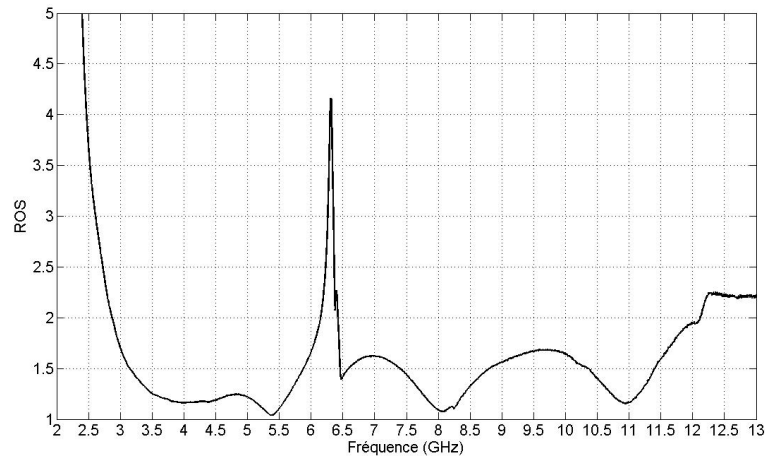
les pistes sont plus larges que prévu (0.24 mm au lieu de 0.2 mm), l'inter-pistes est plus étroit (0.12 mm au lieu de 0.2 mm) et les angles de la PSCR sont arrondis. L'encombrement global

est similaire et la distance ligne-spirale est réduite (0.15 mm au lieu de 0.2 mm).

Ces différences de dimensions expliquent le décalage en fréquence observé figure 4.26. On observe en effet un maximum de désadaptation à la fréquence de 6.3 GHz. Par ailleurs, le niveau de désadaptation est plus faible que celui simulé (-4.2 dB en mesure contre -0.5 dB en simulation). Le ROS s'en trouve diminué et vaut 4.3 à cette fréquence. D'autres prototypes de meilleure qualité seront réalisés afin de valider la bande filtrée attendue.



(a) Coefficient de réflexion



(b) ROS

FIGURE 4.26 – Coefficient de réflexion en espace libre et ROS mesuré de l'antenne ULB filtrante

Les résultats de filtrage observés sur les efficacités de rayonnement et totale sont néanmoins très acceptables (Fig.4.27). En effet, ces dernières chutent fortement pour atteindre 14% et 17% à 6.3 GHz pour l'efficacité totale et de rayonnement respectivement. Concernant la selectivité du filtrage obtenu, si l'on considère une chute de 50 % de l'efficacité de rayonnement, une bande de 120 MHz est rejetée . Ce résultat est tout à fait acceptable et encourageant.

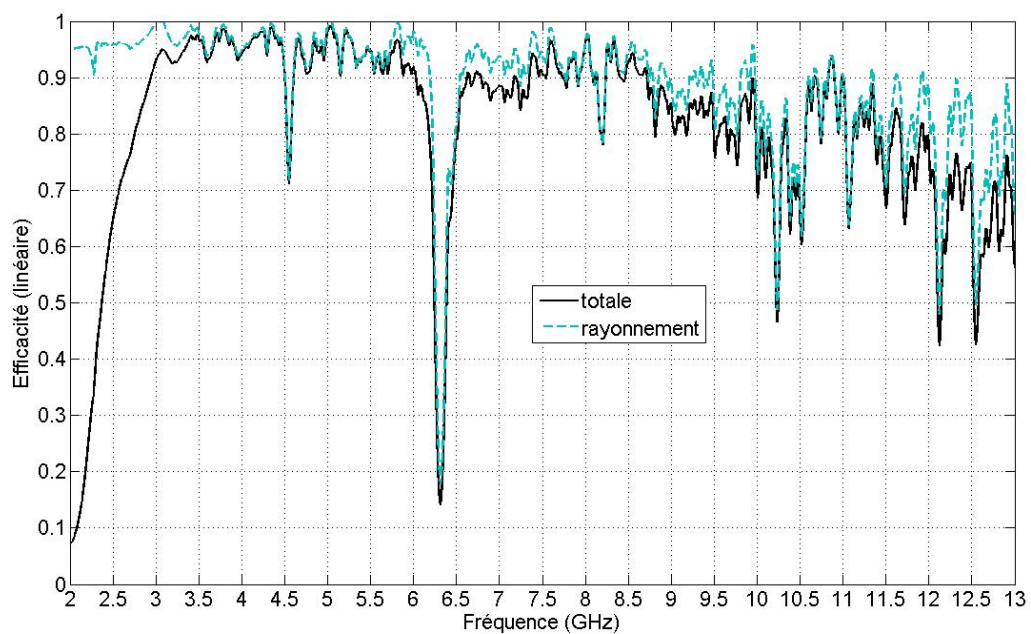


FIGURE 4.27 – Efficacités de rayonnement et totale de l'antenne filtrante mesurées

4.3.3 Perspectives

4.3.3.1 Filtrage reconfigurable actif

L'objet de ce paragraphe est de proposer une version reconfigurable de filtrage par PSCRs. L'ADT (Annexe A) est ici perturbée par une seule spirale résonante. L'idée est d'insérer des diodes actives qui rompraient la piste de la spirale de façon à décaler la perturbation de cette dernière en dehors de la bande de fréquence d'utilisation de l'antenne. La figure 4.28 présente

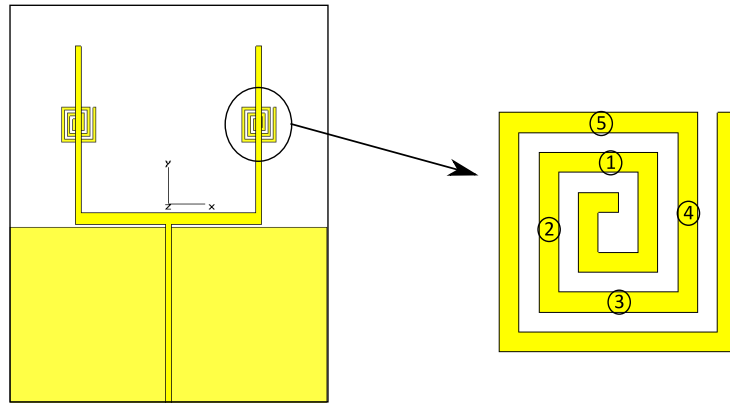


FIGURE 4.28 – Positionnement des ouvertures sur la spirale

les positions des ouvertures dans la piste de la spirale. Nous observons l'influence de la position de l'ouverture sur le coefficient de réflexion présenté figure 4.29.

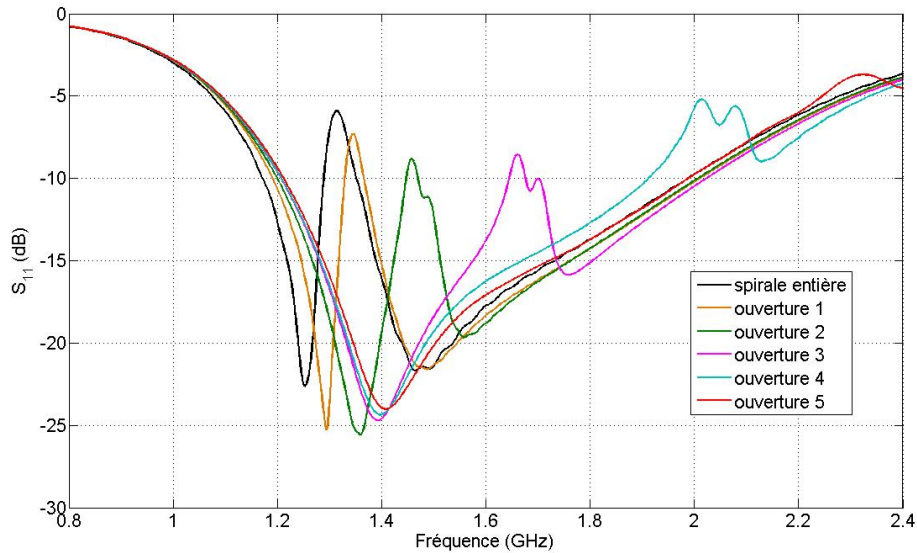


FIGURE 4.29 – Coefficients de réflexion simulés en fonction de l'ouverture de la spirale

Nous pouvons remarquer que lorsque la position de l'ouverture de la piste est judicieusement choisie (pour notre exemple la position 5), la perturbation créée par la spirale ouverte est rejetée en dehors de la bande d'adaptation de l'antenne. Le filtrage n'est donc plus présent dans la bande d'intérêt. En insérant une diode commandable ou un MEMS (Microelectromechanical systems) en cette position, il est alors possible d'activer ou d'éteindre le filtrage.

4.3.3.2 Elargissement de la bande filtrée

L'objet de ce paragraphe est présenter une des perspective en terme de modulation de la largeur de bande rejetée. La figure 4.30 présente un exemple d'une structure intégrée à l'antenne ULB utilisée précédemment permettant de rejetée une bande fréquentielle plus étendue. Cette fonction peut être obtenue en utilisant des spirales de tailles légèrement différentes. Une homothétie entre ces tailles permet de conserver les largeur de pistes ainsi que les distances inter-pistes adéquates.

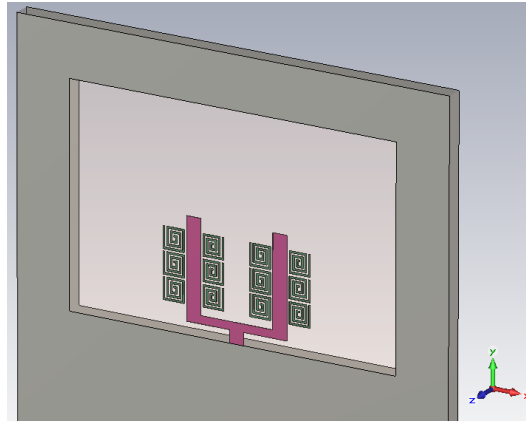


FIGURE 4.30 – Structure de l'antenne pour élargissement de la bande rejetée

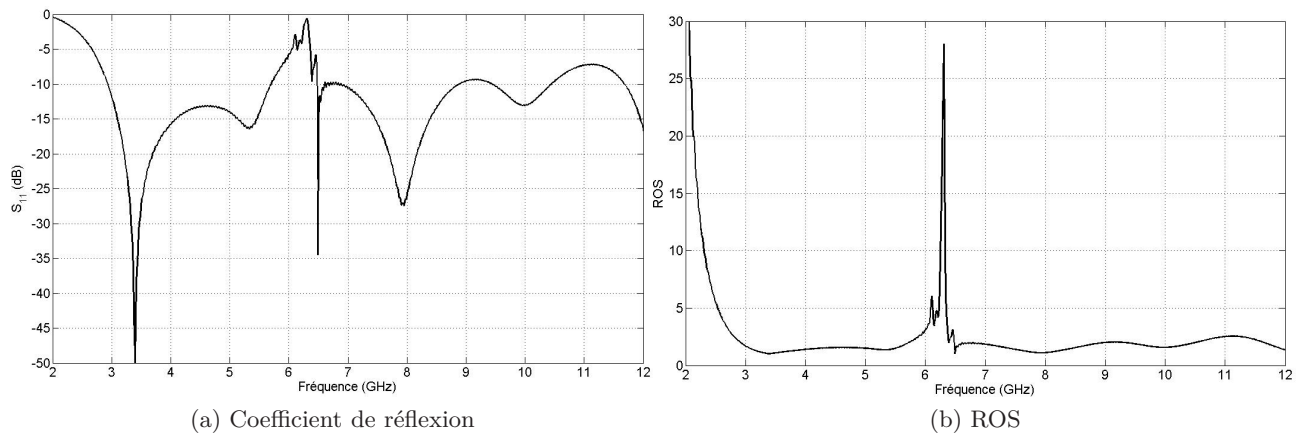


FIGURE 4.31 – Coefficient de réflexion en espace libre et ROS simulé de l'antenne ULB filtrante

La figure 4.31 présente le coefficient de réflexion ainsi que le ROS simulé de l'antenne pour deux tailles extérieures de spirales (2.05 mm et 2.09 mm de côté). Six spirales de chaque taille composent alors la structure filtrante. On peut observer que la bande désadaptée à -10 dB est plus large que précédemment (700 MHz). Néanmoins, le ROS n'est pas très élevé sur cette bande. Ce résultat de simulation est un début d'étude quant à la modulation de la bande filtrée pouvant être obtenue à condition de maîtriser le couplage entre spirales dans la mesure de l'espace disponible à leur intégration.

4.4 Conclusion

Ce chapitre a permis la présentation de structures d'antennes applicatives à travers les travaux de développement antenne de ce doctorat en marge de ceux consacrés à la mesure de rendement d'antenne. Grâce à l'utilisation de pseudo spirales carrées résonantes, des filtres réjecteurs de bandes ont été développés servant la conception d'antenne multibande et d'antenne filtrante. La solution d'ajouter ces éléments résonants planaires à des structures existantes pour perturber leur comportement est simple à réaliser, bas coût et offre une intégration facile.

Après une brève introduction sur les techniques de filtrage usuelles, les procédés de filtrage dans le spectre de l'ULB couramment utilisés ont été répertoriés. Grâce à la connaissance des structures à matériau main gauche au sein du laboratoire ainsi qu'à leurs forts avantages en terme d'encombrement, l'utilisation d'éléments localisés inspirés de ces matériaux a été choisie, afin de développer des dispositifs de filtrage totalement intégrés à l'antenne.

Le choix s'est alors porté sur de simples inductances localisées qui, lorsqu'elles sont excitées par une force électromotrice externe, forment des circuits résonants grâce à la forte capacitance présente entre les pistes des spirales. Ces résonateurs ainsi formés ont tout d'abord été incorporés à l'antenne de test usitée tout au long de ce doctorat. Ceci a permis de créer une antenne multibande autour du gigahertz. Des premières mesures d'efficacité en ULB Wheeler ont montré des propriétés de filtrage intéressantes à la vue des perturbations créées.

Cette structure de filtre a ensuite été optimisée en terme de positionnement des éléments résonants afin d'être intégrée à une antenne Ultra Large Bande antérieurement développée au laboratoire. Les résultats de cette intégration sont très encourageants vis à vis du filtrage réalisé ainsi que de la sélectivité obtenue. Des précautions sont tout de même à prendre concernant la technique de fabrication de ces structures contenant des pistes très fines afin de se prémunir d'éventuels décalages fréquentiels. Malgré cela, de bons résultats sont obtenus en terme de niveau de réjection. Une caractérisation intéressante serait d'observer l'influence de ce filtre sur le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne.

Enfin, une perspective de reconfigurabilité du filtre développée à l'aide de diodes actives a été présentée. Il est de plus à noter que la largeur de bande rejetée peut être modulée en utilisant des spirales de tailles très proches ainsi qu'en maîtrisant le couplage de proximité entre les spirales. Une autre variante possible est l'obtention du rejet de plusieurs bandes étroites par cette technique dans la mesure de la place disponible pour l'intégration.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été guidés par les objectifs de recherche que nous nous étions fixés. Nous rappelons ci-après ces objectifs ainsi que les résultats que nous avons obtenus.

Etude des méthodes de détermination de rendement d'antennes La littérature recèle de dispositifs et de méthodes de mesure associées. Les protocoles usuels, bien adaptés à la mesure d'antenne sur de faibles bandes, ont été décrits dans le chapitre 1. Deux grandes familles peuvent être distinguées. La première regroupe les méthodes de mesure utilisant des cavités résonantes métalliques dont la taille est dépendante de la bande de fréquence de l'antenne à tester. Elles offrent néanmoins l'avantage de ne pas être relatives à une antenne de référence. La deuxième famille regroupe les méthodes de mesure en rayonnement. Ces méthodes plus conventionnelles présentent une forte complexité dans le protocole et le traitement de la mesure quant à la détermination d'un rendement d'antenne. Le chapitre se termine par la présentation des méthodes adaptées à la mesure sur de larges bandes fréquentielles. L'une d'entre elles, l'"ULB Wheeler Cap", s'avère très prometteuse et un objectif est alors d'approfondir sa connaissance. Par ailleurs, la Chambre Réverbérante à Brassage de Modes offre des propriétés de propagation intrinsèquement large bande. Un deuxième objectif est d'exploiter ces propriétés afin d'élaborer une méthode de mesure adaptée aux antennes large bande.

Connaissance de l'"ULB Wheeler Cap" La méthode de mesure a été décrite et analysée grâce à différentes études afin d'approfondir sa connaissance. A travers la description du principe de mesure, des prérequis et des différents formalismes d'obtention du rendement, la mesure a été détaillée. La réalisation d'une cavité métallique sphérique a permis la caractérisation expérimentale de la méthode. Les résultats de l'étude de la position de l'antenne dans la cavité ainsi que de la forme de cette dernière conduisent à la simplification du protocole de mesure en terme de positionnement et de géométrie. Par ailleurs, la méthode de traitement des résultats proposée pour faciliter leurs lectures s'avère robuste. Les diverses campagnes de mesure réalisées au gré des projets de recherche ont permis de valider le moyen construit et de l'intégrer au sein du processus du développement antenne. Enfin, l'utilisation de la méthode à des fréquences extérieures au spectre de l'ULB a été explorée et fournit des résultats encourageants.

Elaboration d'une méthode de mesure temporelle dédiée à l'ULB Le constat dressé en fin de chapitre 1 encourageait le développement de mesure de rendement adapté à l'ULB. Grâce à l'utilisation combinée de la Chambre Réverbérante à Brassage de Modes et du Retournement Temporel en mode impulsionnel, la méthode TREM (*Time Reversal Efficiency Measurement*), réalisée dans le domaine temporel, offre une mesure rapide du rendement d'antenne donnant une information large bande immédiate. Deux exploitations de cette mesure relative sont proposées. Une première donne accès à une *efficacité globale* de l'antenne sous test via un simple bilan de puissances mises en jeu. Une deuxième consiste à exploiter les densités spectrales des impulsions afin d'obtenir un *rendement* fonction de la fréquence. Pour cette exploitation, un traitement des impulsions est proposé et détaillé. La comparaison aux moyens conventionnels a permis de valider la méthode tant pour l'efficacité globale que pour le rendement de l'antenne de test. Les principaux avantages de la méthode élaborée sont sa simplicité de mise en oeuvre, ses faibles contraintes de positionnement d'antennes, son traitement rapide des données et sa grande rapidité de mesure à la vue du large spectre fréquentiel considéré.

Structures filtrantes intégrées Le besoin de filtres intégrés à la structure des antennes ULB afin de s'adapter aux technologies existantes nous a conduit à développer un dispositif planaire, passif et de taille réduite. Grâce à l'utilisation de pseudo spirales carrées résonantes, des filtres réjecteurs de bandes ont été développés servant la conception d'antenne multibande et d'antenne filtrante. La solution d'ajouter ces éléments résonants planaires à des structures existantes pour perturber leur comportement s'avère d'intégration facile et bas coût. Les résultats présentés sont très encourageants à la vue du filtrage réalisé et de la sélectivité obtenue.

Perspectives

Les perspectives de ce travail de thèse sont multiples et peuvent être définies en fonction de la démarche adoptée dans le manuscrit. Nous détaillerons uniquement les perspectives découlant des résultats obtenus et des limitations observées.

La mesure à l'aide de l'"ULB Wheeler Cap" est aisée, facile et offre généralement de très bons résultats. Néanmoins, quelques mesures d'antennes très mal adaptées ainsi que d'antennes électriquement très petites ont révélé des limites expérimentales dans l'utilisation de ce moyen. Etant seulement basée sur les coefficients de réflexion en espace libre et à l'intérieur d'une cavité de dimensions réduites, la bonne détermination du rendement de l'antenne découle directement d'une bonne estimation de ces coefficients. Celle-ci est particulièrement difficile pour les antennes électriquement très petites où l'instrumentation et l'environnement influent fortement. Une solution serait alors de combiner la mesure en "ULB Wheeler Cap" avec des méthodes de mesure non invasives (sans câbles ou réflectométriques) afin d'estimer un coefficient de réflexion propre à l'antenne. Par ailleurs, les formalismes existants pour la détermination du rendement ne font pas apparaître de terme de diffraction qui peut être importante selon la structure de l'antenne

sous test. Cette diffraction n'est pas aisée à quantifier de part la complexité et la connaissance difficile du processus de rayonnement s'effectuant à l'intérieur de la cavité. Un travail supplémentaire est donc à réaliser sur ce point.

D'autres améliorations sont à apporter quant à l'utilisation de la méthode en bande millimétrique. Un premier axe serait d'évaluer les pertes d'une cavité donnée en hautes fréquences. Un deuxième axe d'amélioration concerne la lecture du résultat. En effet, à ces fréquences, même pour une cavité de faibles dimensions, la densité de modes de résonance est très importante. Il est alors difficile de distinguer les contributions du rayonnement de l'antenne et celles dues aux modes de cavités. Une solution serait d'intégrer un dispositif de brassage de modes dans la cavité de manière à changer leurs distributions et ainsi déterminer le comportement de l'antenne sur une série de mesures. Enfin, les études menées permettent d'utiliser des cavités de tailles quelconques, ce qui simplifie amplement la fabrication du moyen d'essai. Ce dernier apport a été exploité lors de l'utilisation de la chambre réverbérante en ses qualités de la cage de Faraday pour la mesure d'antenne VHF qui étoffe le spectre d'usages de la CRBM.

Le potentiel de la méthode TREM est conséquent et encourageant à la vue des résultats obtenus. Néanmoins, cette méthode est très récente et demande à vieillir quelque peu pour se bonifier⁽²⁾. En effet, la technique proposée nécessite un travail intensif d'optimisation avant l'obtention d'un protocole de mesure complètement abouti. Un point crucial révélé par les résultats est la bonne connaissance du comportement et des caractéristiques de l'antenne de référence utilisée. La création d'antenne de référence spécifique (de nature très stable sur de larges bandes) pour cette mesure impulsionnelle pourrait être envisagée. D'autre part, l'entière automatisation de la mesure demande encore quelques améliorations, notamment vis à vis du pilotage de l'instrumentation et du traitement des mesures à la volée. De plus, le temps de mesure (déjà faible) peut être réduit par l'utilisation du principe de mesure simultanée évoqué. Enfin, il reste à exploiter la mesure TREM sur le spectre entier de l'ULB grâce à une instrumentation adéquate.

Concernant la recherche de structure filtrantes intégrées aux antennes, les premiers résultats obtenus sur les antennes multibande et à bande de réjection sont très acceptables et encourageants. L'utilisation d'éléments résonants planaires et passifs offrent de bonnes caractéristiques en terme d'intégration et d'encombrement. Un soin particulier doit néanmoins être accordé à la réalisation de ces structures miniatures pour se prémunir des décalages fréquentiels. Les perspectives sur cet axe sont la reconfigurabilité du filtre à l'aide de diodes actives ou de MEMS ainsi que la modulation de la largeur de bande rejetée grâce à la maîtrise du couplage entre éléments résonants.

(2). La CRBM offre des conditions de conservation très intéressantes grâce à sa faible excursion en température y compris en été!

Annexe

Annexe A

Antenne Ultra Large Bande

Un des objectifs des travaux réalisés durant cette thèse est de développer un nouveau protocole de mesure d'antennes large bande voire Ultra Large Bande. Une antenne de test a donc été réalisée afin de pouvoir comparer ce dit nouveau protocole avec les moyens de mesure existant. Cette antenne nous sert donc de référence, non pas pour comparer d'autres antennes à celle-ci comme dans certains protocoles ci dessus, mais pour comparer les moyens de mesure entre eux. Elle est alors baptisée Antenne De Test (ADT) pour la différencier avec les antennes sous test (AST).

Deux paramètres ressortaient du cahier des charges pour cette antenne : son fonctionnement large bande et la simplicité de sa réalisation (et donc un coût de réalisation moindre). Nous avons donc opté pour la technologie microruban sur du substrat FR4 (verre epoxy) cuivré sur ses deux faces.

Inspirée des travaux de thèse de Claire Marchais-Laguionie [76] sur la conception d'antennes ULB compactes, cette antenne est constituée des lignes suivantes (cf. fig A.1) :

- Une ligne d'alimentation 50Ω de longueur $45mm$ et de largeur $1.44mm$
- Une ligne de jonction 100Ω de longueur $47.04mm$ et de largeur $2.9mm$
- Deux stubs 50Ω chacun de longueur $42mm$ et de largeur $1.451mm$

Ces trois lignes forment l'ensemble appelé "fourche". La fourche est imprimée sur une face alors qu'un plan de masse est imprimé sur l'autre. Le plan de masse s'étend du bas de l'antenne jusqu'à quelques millimètres du bout de la ligne d'alimentation et couvre toute la largeur de l'antenne. La distance entre le haut du plan de masse et la ligne de jonction a été optimisée pour obtenir la meilleure adaptation possible. La distance retenue est de $0.7mm$

L'étape de modélisation a été réalisée sous CST Microwave Studio [73] et la réalisation au sein de l'IETR. L'adaptation ainsi que les parties réelle et imaginaire de l'impédance de cette ADT sont présentées figures A.2 et A.3.

De façon à disposer d'un large éventail de comparaison, l'antenne a été mesurée et simulée par différents moyens disponibles à l'IETR, à savoir :

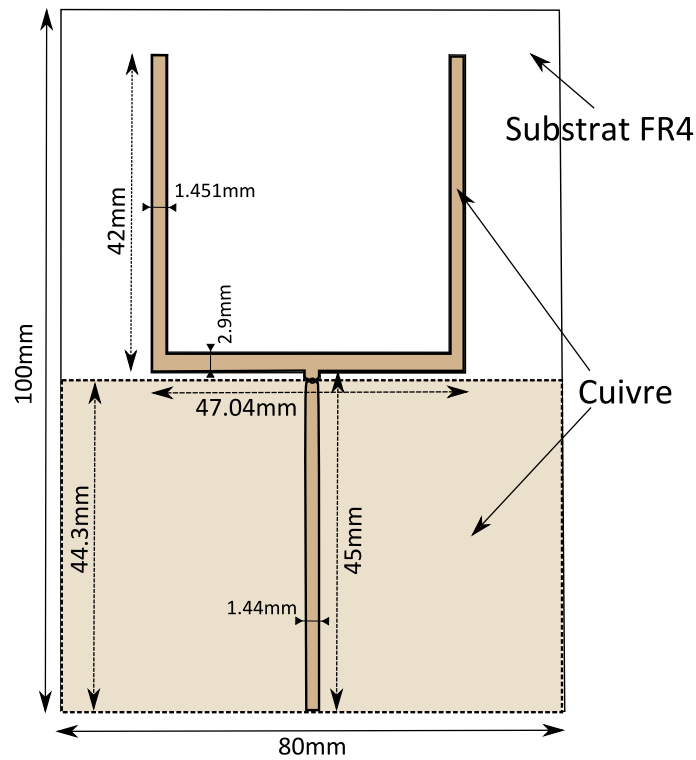


FIGURE A.1 – Schéma de l'antenne ULB

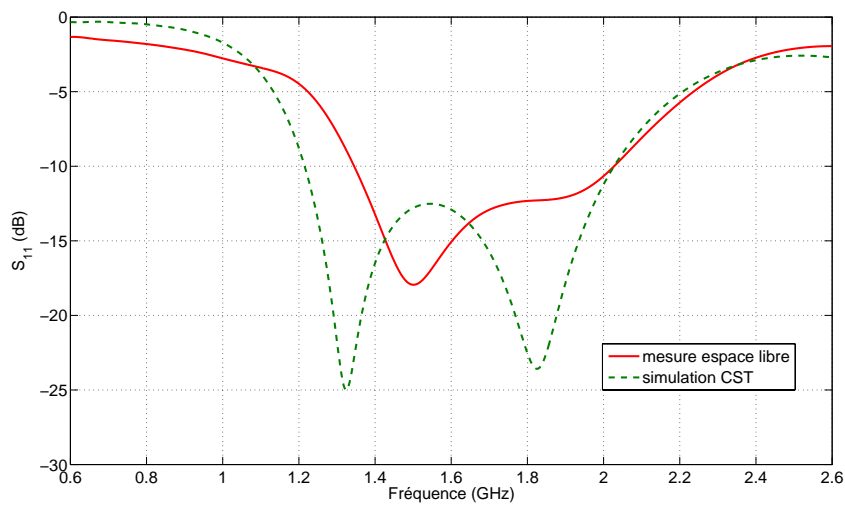


FIGURE A.2 – Adaptation de l'antenne ULB

- l'UWB Wheeler Cap
- la mesure d'efficacité en CRBM
- la simulation sous IE3D
- la simulation sous FEKO

Le paramètre qui nous intéresse pour le développement du protocole de mesure d'efficacité d'antenne est le rendement, l'efficacité totale de l'antenne. Voici donc présenté figure A.4, les

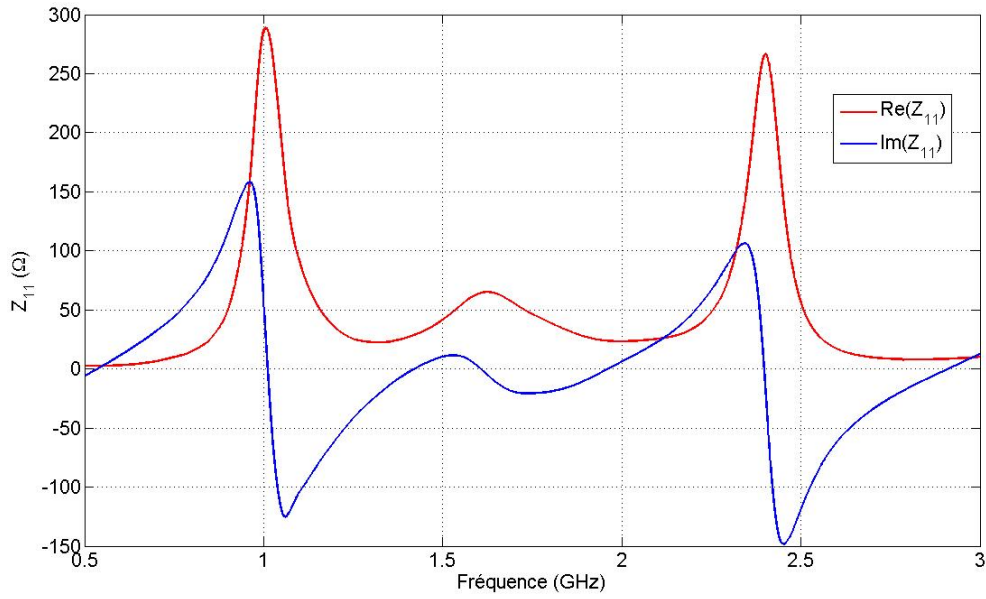


FIGURE A.3 – Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne ULB

rendements obtenus par les différents moyens cités ci dessus.

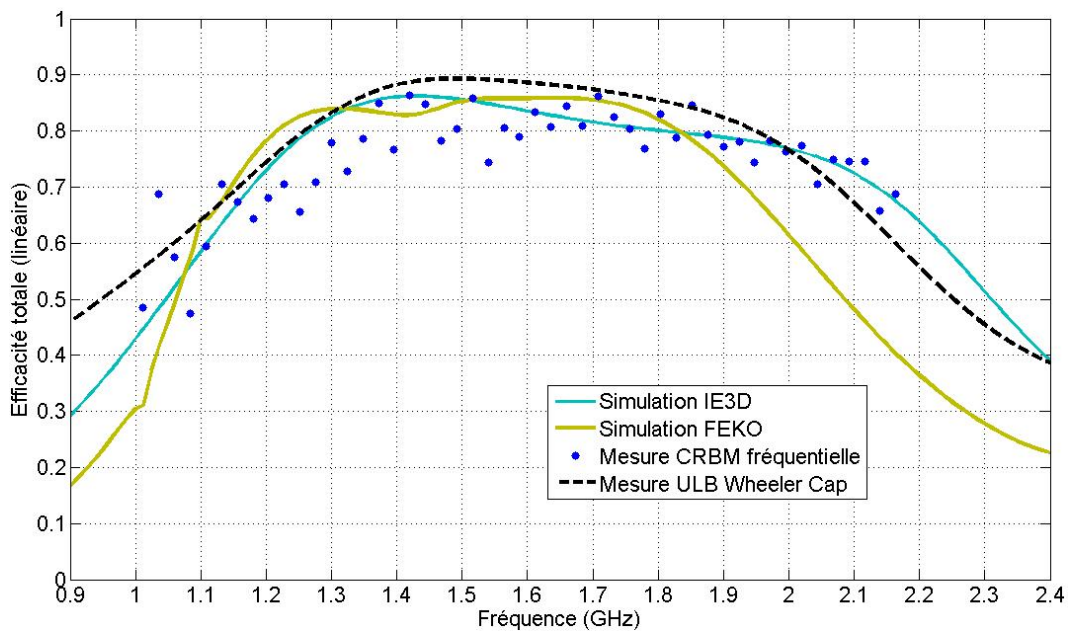


FIGURE A.4 – Efficacités totales de l'antenne ULB

Cette antenne de test offre une bonne efficacité ainsi qu'une large bande d'adaptation (50 % de bande ([1.3 – 2] GHz)).

Annexe B

Mesure de Gain

B.1 Méthode de mesure du gain absolu

La méthode de mesure du gain absolu est basée sur la formule de Friis (Eq. B.1). Les deux antennes séparées d'une distance R satisfont les conditions du champ lointain. Les polarisations respectivement adaptées et les antennes alignées sur leur rayonnement directionnel maximal, le rapport de la puissance reçue par la puissance transmise s'exprime par :

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_{0t} G_{0r} \quad (\text{B.1})$$

avec $\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2$ le facteur de pertes en espace libre et G_{0t} G_{0r} les gains de l'antenne en transmission et en réception respectivement.

A partir de cette expression, deux cas sont à distinguer pour obtenir le gain :

- Les deux antennes en émission et réception sont identiques ($G_{0t} = G_{0r}$), le gain est alors :

$$G_{0t}(dB) = G_{0r}(dB) = \frac{1}{2} \left[20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (\text{B.2})$$

- Les antennes sont différentes, une troisième antenne est alors nécessaire pour effectuer la méthode des trois antennes [108]. En résolvant le système de trois équations à trois inconnues, on obtient le gain respectif de chaque antenne.

B.2 Méthode de mesure de gain par comparaison

La méthode de mesure du gain par comparaison nécessite une antenne calibrée, de référence, c'est à dire dont le gain est connu. Cette référence est choisie en fonction de la bande passante de l'antenne à mesurer. Le principe est alors de mesurer la puissance reçue par l'antenne sous test (*AST*) par rapport à celle reçue par l'antenne de référence (*REF*) de gain connu.

$$G_{AUT} = G_{REF} \frac{P_{maxAUT}}{P_{maxREF}} \quad (\text{B.3})$$

$$G_{AUT}(dB) = G_{REF}(dB) + 10\log_{10} \left(\frac{P_{maxAUT}}{P_{maxREF}} \right) \quad (B.4)$$

Le livre [17] donne la démarche et la description complète pour la mesure du gain dans son chapitre 8.

Annexe C

NF EN 573 : AW 2017A [Al Cu 4 Mg Si (A)]

Composition chimique (en %)

Zn	Mg	Cu	Cr	Mn	Fe	Si	Zr + Ti
≤ 0,25	0,4-1,0	3,5-4,5	≤ 0,10	0,4-1,0	≤ 0,70	0,20-0,80	< 0,25
Chaque autre				Total autres		Al	
≤ 0,05				≤ 0,15		Reste	

FIGURE C.1 – Composition chimique

Propriétés

Très bonne conductibilité thermique. Bonne usinabilité. Résistance à la corrosion à l'air : acceptable. Matériel anodisable selon procédé.

Domaines d'application

Pièces de mécanique. Pièces de machine. Plaques de base. Plaques chauffantes.

Caractéristiques mécaniques

Voir figure C.2

Caractéristiques physiques

Voir figure C.3

• Barres étirées

Etat T 3

Ø mm	R MPa	Re MPa	A % mini
D ≤ 50	≥ 400	≥ 250	10

• Barres filées

Etat T 4

Ø mm	R MPa	Re MPa	A % mini
50 ≤ 75	≥ 400	≥ 270	10
75 ≤ 150	≥ 390	≥ 260	9
150 ≤ 200	≥ 370	≥ 240	8
200 ≤ 250	≥ 360	≥ 220	7

• Tubes filés

Etat T 4 / 4510 / 4511

Ø mm	R MPa	Re MPa	A % mini
2 ≤ e ≤ 10	≥ 380	≥ 260	12
10 < e ≤ 75	≥ 400	≥ 270	10

• Tôles Laminés

Etat	Epaisseur mm	R MPa	Re MPa	A(50 mm) % mini	A % mini
T 4	0,4 ≤ e ≤ 1,5	≥ 390	≥ 245	14	
	1,5 < e ≤ 6	≥ 390	≥ 245	15	
T 4 ou T 451	6 < e ≤ 12	≥ 390	≥ 260	13	
T 451	12 < e ≤ 40	≥ 390	≥ 250		12
	40 < e ≤ 100	≥ 385	≥ 240		10

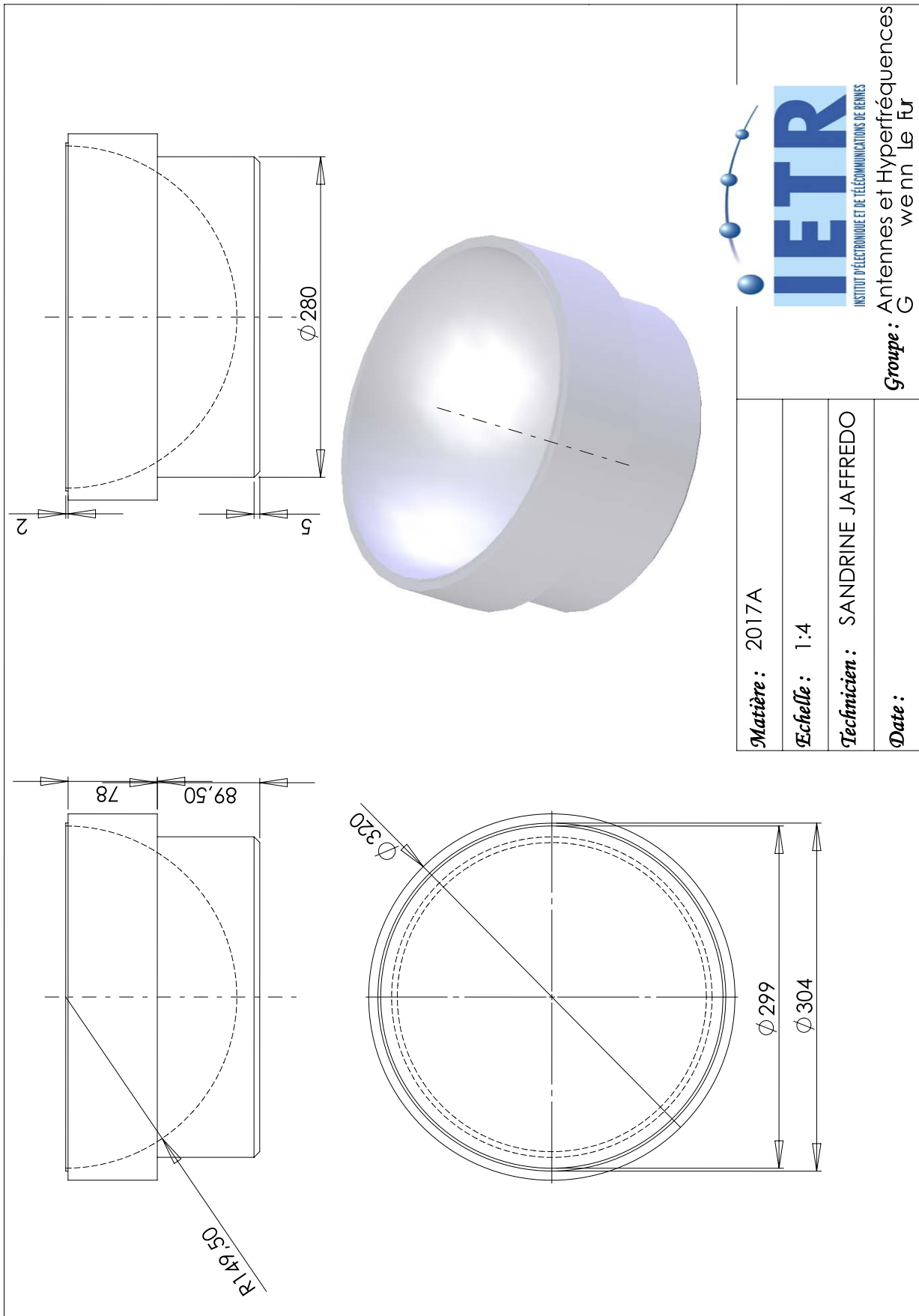
FIGURE C.2 – Caractéristiques mécaniques

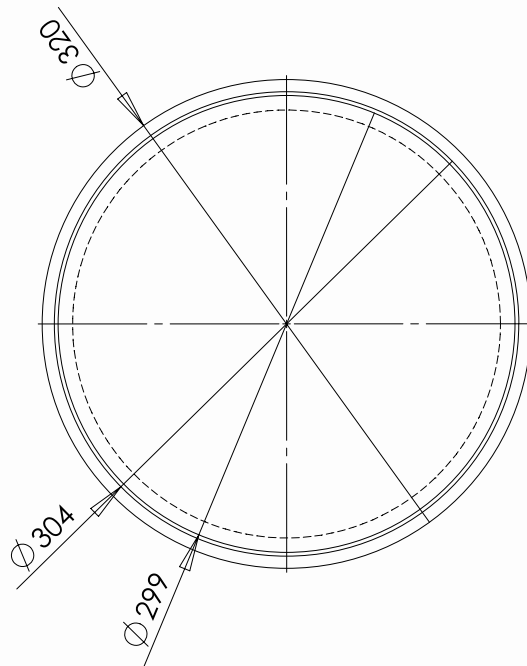
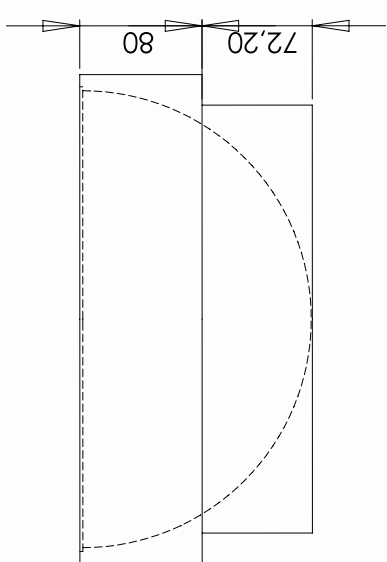
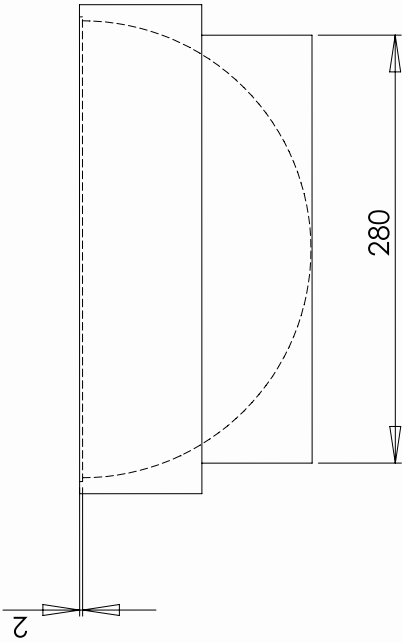
Conductibilité thermique (25 °C) W/(m.k)	Dilatation thermique (20-100 °C) K ⁻¹	Module d'élasticité MPa	Conductivité électrique m Ω/mm ²	Conductivité électrique % IACS
134	23,6.10 ⁻⁶	74 000	20	34

FIGURE C.3 – Caractéristiques physique

Annexe D

Plans de l'ULB Wheeler Cap



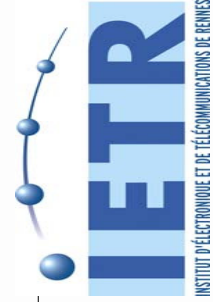


Matière : 2017A

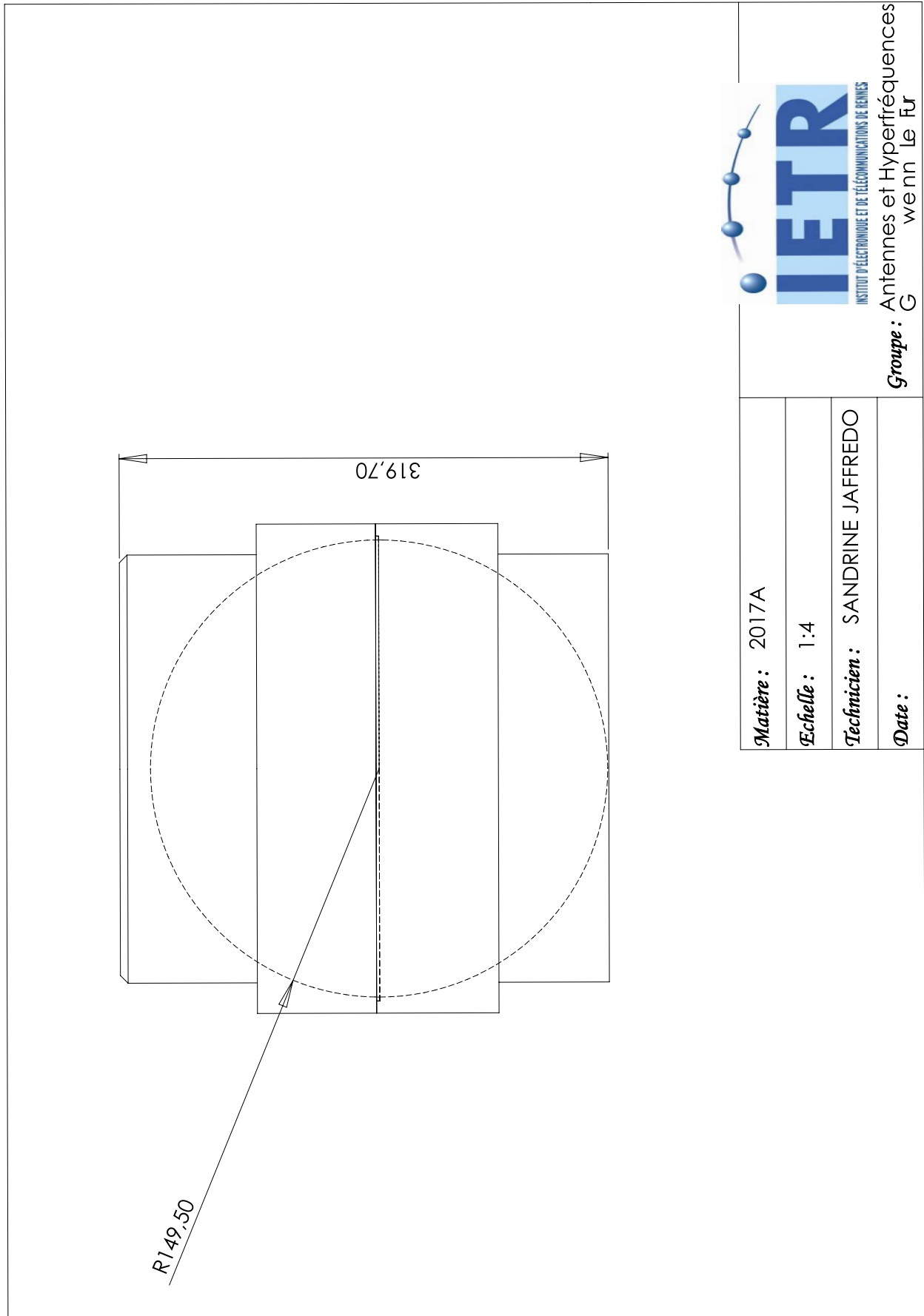
Echelle : 1:4

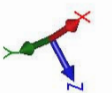
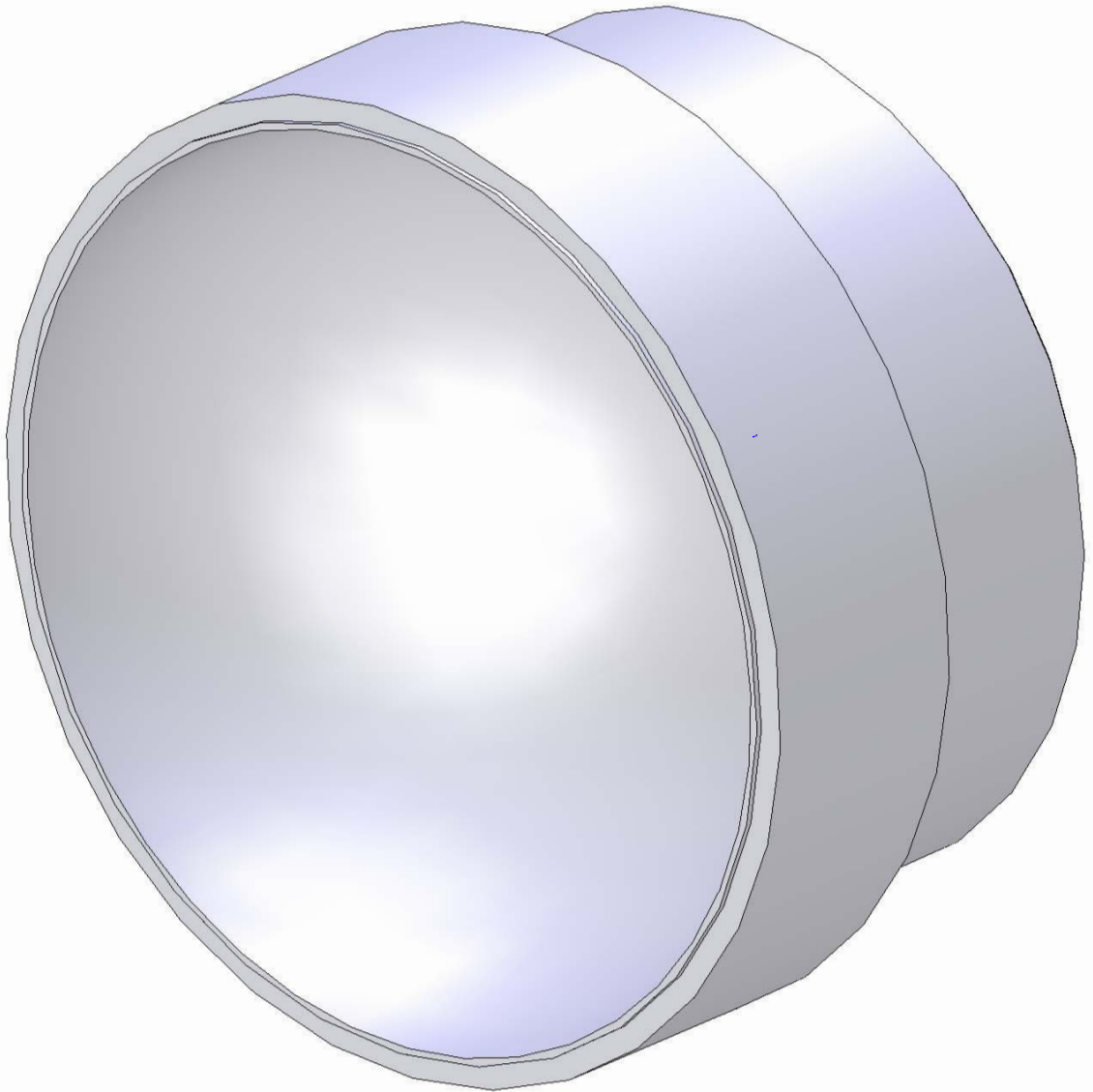
Technicien : SANDRINE JAFFREDO

Date :

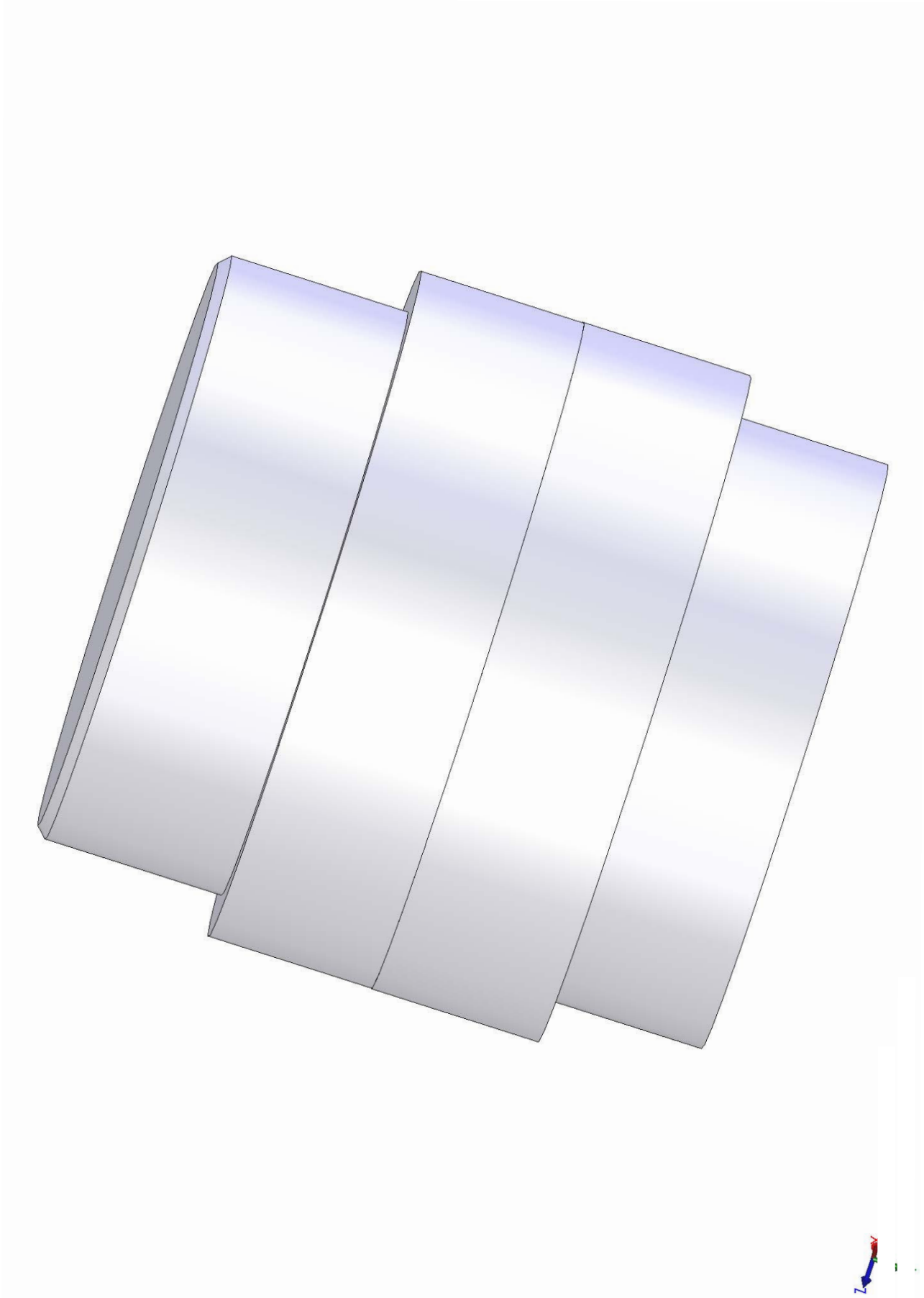


Antennes et Hyperfréquences
Groupe : G wenn Le fur









Annexe E

Comportement de l'antenne cornet

Cette annexe vise à fournir des éléments supplémentaires quant aux mauvais résultats obtenus par la mesure TREM lors de l'utilisation de l'antenne cornet en référence.

La figure E.1 présente les efficacités totales des deux antennes de références obtenues par la mesure en base champ proche (Satimo SG 32). Cette mesure montre une instabilité conséquente

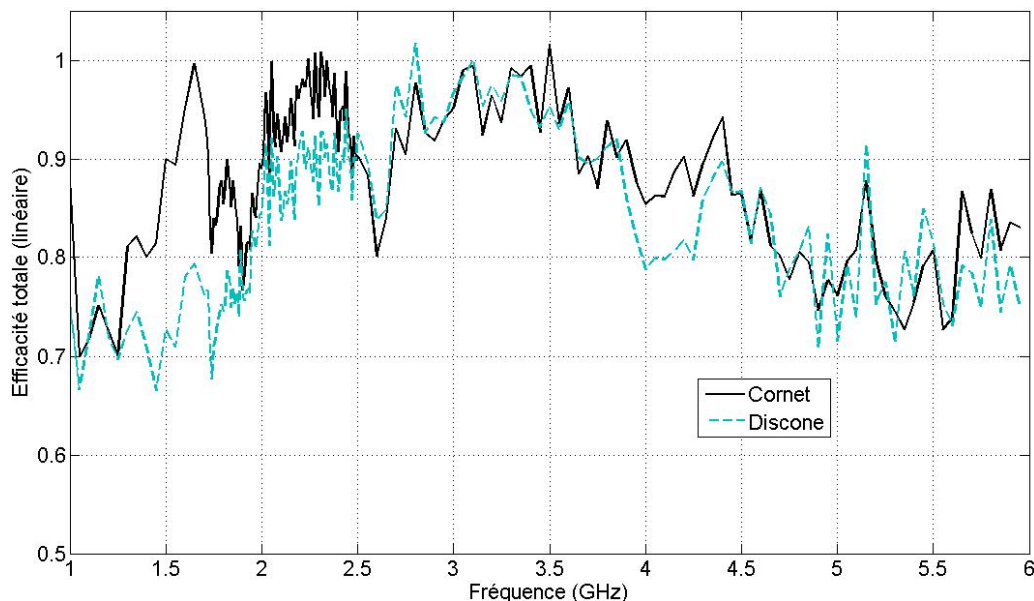


FIGURE E.1 – Efficacités totales mesurées des antennes de référence

de la part de l'antenne cornet dans la bande de notre antenne de test [1 – 2] GHz. En effet, le rendement total de l'antenne dans cette bande varie fortement (jusqu'à 30 %) et ce sur 500 MHz de bande fréquentielle. L'approximation de son efficacité de rayonnement constante peut alors s'avérer être une erreur importante. Au contraire, l'antenne à monopôles coniques possède une efficacité totale bien plus stable sur cette même bande. Ces disparités de comportement sur la bande de notre antenne de test peuvent être sources d'erreur lors de la détermination du rendement par la méthode TREM.

La figure E.2 présente les gains mesurés des antennes de références. Il peut être observé ici aussi une chute brutale du gain entre 1.7 GHz et 2 GHz pour l'antenne cornet par rapport au gain de l'antenne à monopôles coniques.

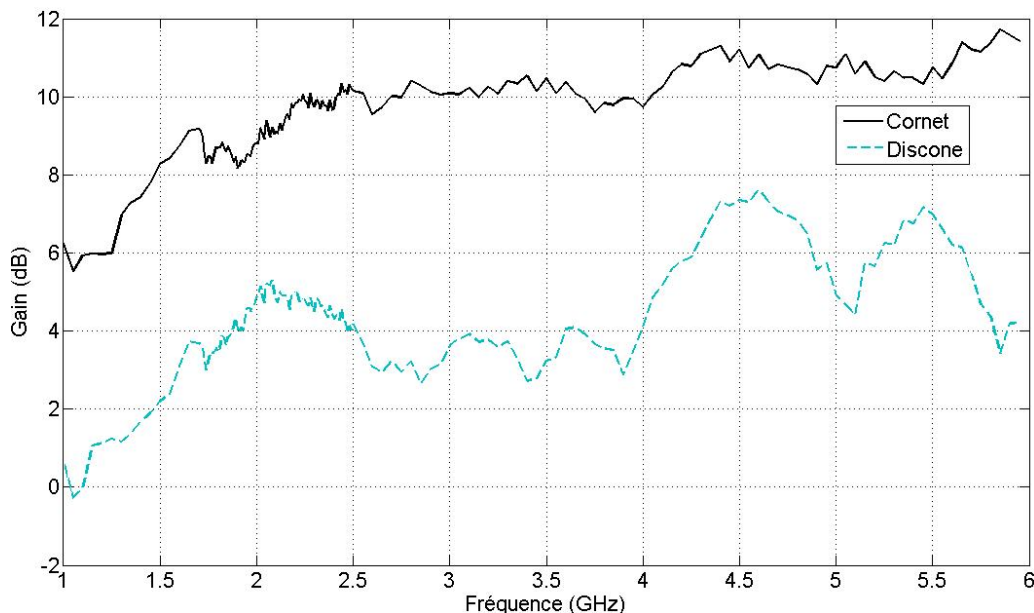


FIGURE E.2 – Gains mesurés des antennes de référence

Nous ne possédons par à ce jour d'éléments probants visant à expliquer les mauvais résultats de l'antenne cornet lors de la mesure TREM. Néanmoins, quelques pistes sont à étudiées, notamment celle de la dispersion introduite par l'antenne cornet face à une impulsion de très courte durée. Cette hypothèse est conforté par des résultats bien plus corrects obtenus lors de mesure sur de plus faibles bandes fréquentielles. Les quatre facteurs majeurs pouvant être sources de dispersion sur une impulsion sont les suivants :

- un niveau d'adaptation variant avec la fréquence.
- une variation du gain de l'antenne avec la fréquence due à la fluctuation des longueurs électriques de l'antenne.
- une variation du diagramme de directivité (dépointage) suivant la fréquence.
- une non linéarité de la phase qui introduit de la dispersion.

Le type d'antenne cornet utilisé (cornet à lèvres "ridged horn") étant pourtant réputé pour sa stabilité en fonction de la fréquence, son niveau d'adaptation varie en fonction de la fréquence sur la bande où nous l'utilisons.

Une campagne de mesure visant à la caractérisation précise de ces antennes de référence est actuellement en cours au laboratoire. Ses résultats pourront servir à mieux comprendre les erreurs présentes lors de l'élaboration de notre nouvelle mesure.

Annexe F

Publications de l'auteur

Articles dans des revues avec comité de lecture

1. “*Performances of UWB Wheeler Cap and Reverberation Chamber to Carry out Efficiency Measurements of Narrow Band Antennas*”, Le Fur, Gwenn ; Lemoine, Christophe ; Besnier, Philippe ; Sharaiha, Ala, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* **8**, 332-335, 2009.
2. “*Efficiency measurement of UWB and UHF antennas in small cavities of arbitrary shape*”, Pintos, Jean François ; Guivarch, Sylvain ; Louzir, A. ; Lemoine, Christophe ; Le Fur, Gwenn ; Besnier, Philippe ; Sharaiha, Ala, *Microwave and Optical Technology Letters* **51, 9**, pages 2193 à 2196, 2009.
3. “*Efficiency measurement of UWB antennas using time reversal in reverberation chambers.*”, Le Fur, Gwenn ; Sharaiha, Ala ; Besnier, Philippe, *Electronic Letters* **44**, 1002-1003, 2008.
4. “*UWB Wheeler Cap measurements with arbitrary antenna location.*”, Le Fur, Gwenn ; Sharaiha, Ala ; Besnier, Philippe, Pintos, Jean François, *Electronic Letters* soumis le **06/05/2009**,
5. “*Time Reversal Efficiency Measurement in Reverberation Chamber.*”, Le Fur, Gwenn ; Besnier, Philippe ; Sharaiha, Ala ;, *Transaction on Antenna and Propagation* soumis le **26/06/2009**,

Conférences invitées

1. “*Efficiency Measurement of UWB Small Antennas in Reverberation Chamber.*”, Sharaiha, Ala ; Besnier, Philippe ; Le Fur, Gwenn, Proceeding EUCAP 2007 Edimbourg Royaume-Uni 2007.

Communications avec actes et comité de lecture

1. “*Comparison of efficiency measurements for narrow band antennas using UWB Wheeler Cap and Reverberation Chamber*”, Le Fur, Gwenn ; Lemoine, Christophe ; Besnier, Philippe ; Sharaiha, Ala, CD EuCAP 2009 3rd European Conference on Antennas And Propagation Berlin Allemagne 2009.

2. “*Efficiency Measurement of UWB Antennas Using Time Reversal in Reverberation Chamber.*”, Le Fur, Gwenn ; Sharaiha, Ala ; Besnier, Philippe, CD IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting San Diego États-Unis d'Amérique 2008
3. “*Détermination du rendement d'antennes UHF multi-accès dans une cavité de dimensions réduites*”, Pintos, Jean François ; Guivarch, Sylvain ; Louzir, A. ; Lemoine, Christophe ; Le Fur, Gwenn ; Besnier, Philippe ; Sharaiha, Ala, Journée Nationales Microondes Grenoble 2009. France

Communications sans actes

1. “*Mesure temporelle d'efficacité d'antennes large bande en cavité réverbérante.*”, Le Fur, Gwenn ; Besnier, Philippe ; Sharaiha, Ala, Journée thématique GDR ONDES GT6 "Chambres réverbérantes : théories et applications" Mercredi 30 septembre 2009 Paris France
2. “*Mesure d'efficacité d'antennes ULB en Chambre Réverbérante utilisant le Retournement Temporel*”, Le Fur, Gwenn ; Besnier, Philippe ; Sharaiha, Ala, GDR Ondes GT1-3 et Inter-groupe ONDES ISIS - Retournement temporel et méthode d'imagerie non itératives pour la caractérisation des milieux et des objets - ESPCI Paris France 2009.
3. “*Mesure temporelle d'efficacité d'antennes ULB en Chambre Réverbérante*”, Le Fur, Gwenn ; Sharaiha, Ala ; Besnier, Philippe, GdR Ondes, "Interférences d'ondes" Pessac France 2007.

Table des figures

1.1	Puissances mises en jeu durant le processus de rayonnement	9
1.2	Schéma de la dispersion d'énergie dans une antenne	11
1.3	Chambre anéchoïque 800 MHz - 18 GHz de l'IETR	12
1.4	Base champ proche de l'IETR (Satimo Stargate 32)	12
1.5	Schéma équivalent de l'impédance d'entrée d'une antenne	16
1.6	Schéma équivalent de l'impédance d'entrée d'une antenne sans la cavité	16
1.7	Cavité conductrice "Wheeler Cap"	17
1.8	Schéma équivalent de l'impédance d'entrée d'une antenne avec la cavité	18
1.9	Installation pour la mesure RFM en intérieur	24
1.10	Chambre Réverbérante de l'IETR	26
1.11	Configuration expérimentale d'une mesure d'efficacité d'antenne en chambre réverbérante à brassage de modes.	30
1.12	Bilan de puissance de la mesure en espace libre	32
1.13	Bilan de puissance de la mesure en CRBM	33
1.14	Modélisation de l'antenne en espace libre	36
1.15	Disposition du guide d'onde pour la mesure en transmission	37
1.16	Disposition du guide d'onde pour la mesure en réflexion	37
1.17	Exemple de cercle formé par différentes mesures sur l'abaque de Smith pour une fréquence donnée	38
1.18	Modélisation de l'antenne en espace libre et en cavité	39
1.19	Exemple de cercle formé sur l'abaque de Smith pour une bande de fréquences	39
1.20	Evolution des fractions de puissance dans l'ULB Wheeler Cap.	42
1.21	Schématisation de la mesure	44
1.22	Résultats de mesure de rayonnement d'une AEP à 900 MHz	46
2.1	Découpage du cylindre 2017A	52
2.2	Evidage du cylindre 2017A	53
2.3	Photographies de l'ULB Wheeler Cap réalisée	53
2.4	Schématisation des réflexions à l'intérieur de la cavité	54
2.5	Evolution des fractions de puissance dans l'ULB Wheeler Cap (Huynh).	56
2.6	Efficacités de l'ADT obtenues pour les formalismes de Schantz et Huynh	58
2.7	Facteur Q composite théorique de la cavité sphérique de diamètre 29.6cm	60

2.8	Efficacité de l'ADT non traitée	63
2.9	Coefficient de réflexion de l'ADT en cavité	63
2.10	Efficacité de l'antenne ULB non traitée	64
2.11	Exemple de traitement de mesure	66
2.12	Efficacité de l'antenne ULB	67
2.13	Positions de l'ADT dans la cavité sphérique de 29.6cm de diamètre	69
2.14	Efficacités totales mesurées pour les cinq positions de l'ADT	69
2.15	Simulation de la mesure sous CST	70
2.16	Signaux reçus simulés en fonction du temps	71
2.17	Efficacités totales simulées pour les cinq positions de l'ADT	71
2.18	Efficacités totales en fonction de la fréquence obtenues en simulation et mesure .	72
2.19	Efficacités totales en fonction de la fréquence obtenues en simulation pour une cavité sphérique ou cubique	72
2.20	Comparaison des mesures (CRBM/cavité/Sphère) dipôle UHF de référence . . .	74
2.21	Structure de l'antenne triplaque ULB alimentation stubs et disque	76
2.22	Efficacité de l'antenne triplaque alimentée par stubs	77
2.23	Coefficient de réflexion en espace libre de l'antenne triplaque alimentée par stubs	77
2.24	Efficacité de l'antenne triplaque filtrante alimentée par stubs	78
2.25	Coefficient de réflexion en espace libre de l'antenne triplaque filtrante alimentée par stubs	78
2.26	Efficacité de l'antenne triplaque tronquée alimentée par disque	79
2.27	Coefficient de réflexion en espace libre de l'antenne triplaque tronquée alimentée par disque	79
2.28	Efficacité de l'antenne triplaque filtrante alimentée par disque	80
2.29	Coefficient de réflexion en espace libre de l'antenne triplaque filtrante alimentée par disque	80
2.30	Efficacité totale mesurée en ULB Wheeler Cap et photographie de l'antenne LEAT 3	81
2.31	Efficacités totales mesurées en ULB Wheeler Cap et CRBM	82
2.32	Coefficient de réflexion en espace libre mesuré et estimé pour l'antenne LEAT3 .	82
2.33	Efficacité totale mesurée et photographie de l'antenne dipôle 600 MHz	83
2.34	Efficacité totale mesurée et photographie de l'antenne coplanaire à fentes	84
2.35	Efficacité totale mesurée et simulée - photographie de l'antenne coplanaire court- circuitée	84
2.36	Efficacité totale mesurée et simulée - photographie de l'antenne coplanaire méandree	84
2.37	Efficacité totale et gain mesurés - photographie de l'antenne à métamatériau . .	85
2.38	Photographies de l'antenne hélice pour plusieurs tailles de plan de masse (50, 75 et 100mm de diamètre)	86
2.39	Efficacité totale mesurée hélice quatre tours	87
2.40	Efficacité totale mesurée hélice sept tours	88
2.41	Efficacité totale mesurée hélice dix tours	88
2.42	Efficacité totale mesurée et simulée - photographie de l'antenne sur alumine . . .	89

2.43	Coefficients de réflexion l'antenne sur alumine mesurés en espace libre et dans l'ULB Wheeler Cap	89
2.44	Efficacité totale mesurée et simulée - photographie de l'antenne miniature coplanaire meandrée n°1	90
2.45	Efficacité totale mesurée et simulée - photographie de l'antenne miniature coplanaire meandrée n°2	91
2.46	Pertes d'insertion de la cage de Faraday	92
2.47	Dipôle accordable ETS-Lindgren 3121C	93
2.48	Efficacités totales pour différentes tailles du dipôle accordable	94
2.49	Configuration de mesure de l'antenne large bande	95
2.50	Efficacité de l'antenne ULB	95
2.51	Efficacité totale mesurée du cornet	97
2.52	Gain mesurés du cornet	97
2.53	Efficacité totale mesurée du réseau de seize patches	98
2.54	Gain mesuré du réseau de seize patches	98
2.55	Photographie du réseau de seize patches	98
2.56	l'ULB Wheeler Cap de 6cm de rayon	99
2.57	Efficacités totales mesurées dans les deux sphères	100
2.58	Efficacités totales mesurées dans les deux sphères	100
2.59	Photographies des antennes	100
3.1	CRBM de l'IETR	112
3.2	Illustration d'une transmission par retournement temporel	115
3.3	Dimensions et configuration de mesure dans la CRBM de l'IETR	120
3.4	Exemples de signaux pour une mesure complète	121
3.5	Vue extérieure de la CRBM et instrumentation	122
3.6	Exemple d'intégration de rendement pour l'obtention d'une efficacité globale	125
3.7	Exemple de spectre d'impulsion transmise	126
3.8	Exemples de spectres d'impulsions reçues	126
3.9	Exemple de réponse impulsionnelle de canal	128
3.10	Exemple d'impulsions reçues	129
3.11	Exemple de tri sur les impulsions reçues	131
3.12	Efficacité totale à 1.5 GHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	132
3.13	Efficacité totale à 1.6 GHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	132
3.14	Efficacité totale à 1.7 GHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	133
3.15	Efficacité totale en fonction de la fréquence pour une position de brasseur et plusieurs acquisitions	134

3.16	Efficacité totale en fonction de la fréquence pour une acquisition et plusieurs positions de brasseur	134
3.17	Efficacité globale en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	135
3.18	Photographies des antennes de référence	136
3.19	Impulsion de départ utilisée	138
3.20	Efficacité globale pour différentes positions de brasseur et acquisitions	138
3.21	Efficacité globale en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	139
3.22	Ecart type de l'efficacité globale en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	139
3.23	Efficacité globale en fonction du nombre positions de brasseur et d'acquisitions .	141
3.24	Efficacité globale en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	141
3.25	Ecart type de l'efficacité globale en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	142
3.26	Coefficients de réflexion des antennes de référence en fonction de la fréquence . .	143
3.27	Efficacité totale à 1500 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	144
3.28	Efficacité totale à 1600 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	144
3.29	Efficacité totale à 1700 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	145
3.30	Efficacité totale fonction de la fréquence pour plusieurs configurations	145
3.31	Efficacité totale à 1500 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	146
3.32	Efficacité totale à 1600 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	146
3.33	Efficacité totale à 1700 MHz en fonction du nombre cumulé de positions de brasseur et d'acquisitions	147
3.34	Efficacité totale fonction de la fréquence pour plusieurs configurations	147
3.35	Efficacité totale de l'ADT en fonction de la fréquence	148
4.1	Circuit électrique d'un filtre passe-bande à stubs	157
4.2	Exemple de structure de filtre à défauts de plan de masse [115]	157
4.3	Géométrie du filtre passe bande et du SRR	159
4.4	Géométrie d'une spirale résonante	160
4.5	Circuit RLC équivalent et illustration de la PSCR	161
4.6	Schéma d'une boucle de courant équivalent de rayon R_0 et de largeur c	162
4.7	Simulation du guide d'onde contenant la PSCR sous HFSS	163
4.8	Coefficients de réflexion/transmission et impédance simulés du guide d'onde . . .	164

4.9	Schéma de l'antenne multibande et de la PSCR	165
4.10	Coefficient de réflexion en espace libre et ROS mesurés de l'antenne fourche multibande	166
4.11	Efficacité de rayonnement et totale fonction de la fréquence pour l'antenne fourche multibande	166
4.12	Coefficients de réflexion/transmission et impédance simulés du guide d'onde . . .	168
4.13	Modèle de simulation pour étude de l'influence de la position de la PSCR	169
4.14	Coefficient de transmission et ROS en fonction de la distance Δ_{ls}	169
4.15	Modèle de simulation pour étude de l'influence du nombre de PSCRs	170
4.16	Coefficient de transmission et ROS en fonction du nombre de spirales	170
4.17	Modèle de simulation pour étude de l'influence de la distance inter-PSCRs	171
4.18	Coefficient de transmission en fonction de la distance Δ_{is}	171
4.19	Structure du filtre choisi	172
4.20	Coefficients de réflexion/transmission et ROS simulés du filtre choisi	173
4.21	Structure et adaptation de l'antenne ULB originale	173
4.22	Structure après ajout du filtre	174
4.23	Coefficient de réflexion en espace libre et ROS simulé de l'antenne ULB filtrante	174
4.24	Efficacité de rayonnement et totale simulée	175
4.25	Photographies de l'antenne réalisée	175
4.26	Coefficient de réflexion en espace libre et ROS mesuré de l'antenne ULB filtrante	176
4.27	Efficacités de rayonnement et totale de l'antenne filtrante mesurées	177
4.28	Positionnement des ouvertures sur la spirale	178
4.29	Coefficients de réflexion simulés en fonction de l'ouverture de la spirale	178
4.30	Structure de l'antenne pour élargissement de la bande rejetée	179
4.31	Coefficient de réflexion en espace libre et ROS simulé de l'antenne ULB filtrante	179
A.1	Schéma de l'antenne ULB	190
A.2	Adaptation de l'antenne ULB	190
A.3	Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne ULB	191
A.4	Efficacités totales de l'antenne ULB	191
C.1	Composition chimique	195
C.2	Caractéristiques mécaniques	196
C.3	Caractéristiques physique	196
E.1	Efficacités totales mesurées des antennes de référence	205
E.2	Gains mesurés des antennes de référence	206

Liste des tableaux

2.1	Puissances mises en jeu selon les formalismes	57
2.2	Performances de l'antenne patch circulaire de 36mm de diamètre imprimée sur le 2ème échantillon développé à Brest et sur le matériau MF-114 simulées sous HFSS et mesurées à l'IETR	60
2.3	Fréquences de résonance en MHz pour une cavité sphérique de rayon 14.8cm . . .	62
2.4	Récapitulatif du respect de la limite $\lambda/2\pi$ en fonction de la fréquence du dipôle mesurée	93
2.5	Mesures en ULB Wheeler Cap(1/6)	101
2.6	Mesures en ULB Wheeler Cap(2/6)	102
2.7	Mesures en ULB Wheeler Cap(3/6)	103
2.8	Mesures en ULB Wheeler Cap(4/6)	104
2.9	Mesures en ULB Wheeler Cap(5/6)	105
2.10	Mesures en ULB Wheeler Cap(6/6)	106

Bibliographie

- [1] dit Le Philosophe Inconnu Louis-Claude de SAINT-MARTIN, *L'Esprit des choses*. 1800.
- [2] P. II. WITHINGTON et L. FULLERTON, « An impulse radio communications system ». In *Proceedings of the International Conference on Ultra-Wide Band, Short Pulse Electromagnetics*, (Brooklyn NY, USA), pages 113–120, October 1992.
- [3] M.Z. WIN, F. RAMIREZ-MIRELES, R.A. SCHOLTZ et M.A. BARNES, « Ultra-wide bandwidth (UWB) signal propagation for outdoor wireless communications ». In *Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th*, vol. 1, pages 251–255 vol.1, May 1997.
- [4] P. F. WACKER, « FIRST REPORT AND ORDER, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems ». Rapport, 2002.
- [5] R.C. JOHNSON, H.A. ECKER et J.S. HOLLIS, « Determination of far-field antenna patterns from near-field measurements ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, n° 12, pages 1668–1694, Dec. 1973.
- [6] A.C. NEWELL, « Error analysis techniques for planar near-field measurements ». *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 36, n° 6, pages 754–768, Jun 1988.
- [7] P. F. WACKER, « Non-planar near field measurements : Spherical scanning ». Rapport, avril 1975.
- [8] L. FOGED, F. MIOC, B. BENCIVENGA, E. DI GIAMPAOLO et M. SABBADINI, « High frequency numerical modelling using measured sources ». In *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, pages 1837–1840, July 2006.
- [9] « Satimo ». <http://www.satimo.fr/>.
- [10] C.A. BALANIS, *Antenna Theory : Analys and Design*. Wiley, 1997.
- [11] « IEEE standard test procedures for antennas ». *ANSI/IEEE Std 149 – 1979*, 1979.
- [12] W.H. KUMMER et E.S. GILLESPIE, « Antenna measurements ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, n° 4, pages 483–507, April 1978.
- [13] J.S. HOLLIS, T.J. LYON et L. CLAYTON, *Microwave Antenna Measurements*. Atlanta, Georgia : Scientific-Atlanta, Inc, July 1970.
- [14] « IEEE standard definitions of terms for antennas. ». *IEEE Std 145-1993*, pages i–, Jun 1993.
- [15] H. SCHANTZ, *The Art and Science of UWB Antennas*. ISBN : 1-58053-88-6 : Artech House, 2005.

- [16] D. M. POZAR et B. KAUFMAN, « "Comparison of three methods for the measurement of printed antenna efficiency" ». *TAP*, vol. 36, n° 1, pages 136–139, Jan 1988.
- [17] J.S. HOLLIS, T.J. LYON et L. CLAYTON, *Microwave Antenna Measurements*. Scientific-Atlanta, 1985.
- [18] Emmanuelle CONIL, *Propagation électromagnétique en milieu complexe : du champ proche au champ lointain*. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 11 2005.
- [19] E. CONIL, F. GAUDAIRE et J.-C. BOLOMEY, « ICARE : a tool for far field's prediction extended to include effects of near field's objects ». In *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2005. MAPE 2005. IEEE International Symposium on*, vol. 1, pages 780–783 Vol. 1, Aug. 2005.
- [20] H. A. WHEELER, « "The radiansphere around a small antenna" ». *Proc IRE*, pages 1325–1331, 1959.
- [21] John F. AUBIN, « "A brief tutorial on antenna measurements" ». *Microwave Journal*, 08 2005.
- [22] E. H. NEWMAN, P. BOHLEY et C. WALTER, « "Two methods for measurement of antenna efficiency" ». *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. AP-23, july 1975.
- [23] Quiterio GARCIA-GARCIA, « "Patch-antenna efficiency based on Wheeler cap and measured Q factor" ». *MOTL*, vol. 40, january 2004.
- [24] Y. HUANG et R. M. Narayanan et AL, « "On Wheeler's method for Efficiency measurement of small antenna" ». *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, pages 346–349, 2001.
- [25] B. A. AUSTIN, « "Resonant mode limitations with the Wheeler method of radiation efficiency measurement" ». *Advances in the Direct Measurement of Antenna Radiation Characteristics in Indoor Environments, IEE Colloquium*, pages 7/1–7/4, 1989.
- [26] D. AGAHI et W. DOMINO, « "Efficiency measurements of portable-handset antennas using the Wheeler cap" ». *Applied Microwave and Wireless*, vol. 12, pages 34–42, june 2000.
- [27] K. HIRASAWA et M. Haneishi (EDS.), *Analysis, design and measurement of small and low-profile antennas*. Boston : Artech House, 1992.
- [28] Y. HUANG, R. M. NARAYANAN et G. R. KADAMBI, « "Electromagnetic coupling effects on the cavity measurement of antenna efficiency" ». *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, Nov. 2003.
- [29] H. G. SCHANTZ, « "Radiation efficiency of UWB antennas" ». *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Tech.*, pages 351–355, may 2002.
- [30] R. CHAIR, K. M. LUK et K. F. LEE, « "Radiation efficiency analysis on small antenna by wheeler cap method" ». *MOTL*, vol. 33, pages 112–113, april 2002.
- [31] W. E. MCKINZIE, « "A modified Wheeler Cap method for measuring antenna efficiency" ». *IEEE AP-S International Symposium*, pages 542–545, 1997.

- [32] L. J. CHU, « "Physical limitations of omni-directional antennas" ». *JAP*, vol. 19, pages 1163–1175, december 1948.
- [33] R.G.HARRINGTON, *Time harmonic Electromagnetic Fields*. New York : Mc Graw-Hill, 1961.
- [34] G. S. SMITH, « "An analysis of the Wheeler method for measuring the radiating efficiency of antennas" ». *TAP*, n° 1, Jul 1977.
- [35] N. J. MCEWAN et R. A. ABD-ALHAMEED, « "A modified radiometric method for measuring antenna radiation efficiency" ». *TAP*, vol. 51, n° 8, pages 2099 – 2105, Jan 2003.
- [36] T. MAEDA et T. MOROOKA, « "Radiation efficiency measurement for electrically small antennas using radio wave scatterers" ». *IEEE Antennas and Propag. Society International Symposium*, vol. 1, pages 324–327, Jun 1988.
- [37] H. A. MENDES, « "A new approach to electromagnetic field-strength measurements in shielded enclosures" ». *Wescon Tech. Papers*, August 1968.
- [38] Kent ROSENGREN, Per-Simon KILDAL, Charlie CARLSSON et Jan CARLSSON, « Characterization of antennas for mobile and wireless terminals in reverberation chambers : improved accuracy by platform stirring ». *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 30, pages 391–397, septembre 2001.
- [39] DAWSON, HATFIELD, ARNAUT et EULIG, « "Reverberation (Mode-Stirred) Chambers for Electromagnetic Compatibility" ». *Online* : "<http://www2.theiet.org/oncomms/pn/emc/reverberation/building.pdf>", 2003.
- [40] Per-Simon KILDAL, Charlie CARLSSON et Jian YANG, « Measurement of free-space impedances of small antennas in reverberation chambers ». *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 32, pages 112–115, janvier 2002.
- [41] C. LEMOINE, *Contribution à l'analyse statistique des mesures en chambre réverbérante à brassage de modes*. Thèse de Doctorat, IETR Rennes, 2008.
- [42] D. A. HILL, « Electronic mode stirring for reverberation chambers ». vol. 36, n° 4, pages 294–299, novembre 1994.
- [43] « IEC 61000-4-21 : "Reverberation chamber test methods" ». 2003.
- [44] D. A. HILL, « Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers ». vol. 40, n° 3, pages 209–217, août 1998.
- [45] « DO-160D : "Environmental conditions and test procedures for airborne equipment" ». 2000.
- [46] Kent ROSENGREN et Per-Simon KILDAL, « Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a six-monopole antenna array for a MIMO system : theory, simulation and measurement in reverberation chamber ». *IEE Proc. Microwave Antennas Propagation*, vol. 152, pages 7–16, février 2005.
- [47] « BLUETEST.SE ». <http://www.bluetest.se/>.

- [48] D. A. HILL, « Electromagnetic theory of reverberation chambers ». Tech. Note 1506, *National Institute of Standards and Technology (NIST)*, 1998.
- [49] J. KROGERUS, *Comparison of methods for measuring total radiated power and radiation efficiency of handset antennas*. Thèse de Doctorat, Helsinki University of Technology, Espoo, Finland, 1999.
- [50] M. PIETTE, « "Antenna Radiation Efficiency Measurements in a Reverberation Chamber" ». *Asian-Pacific Radio Science Conference Proceedings, Qingdao, China*, pages 19–22, August 2004.
- [51] Paul HALLBJÖRNER, « Reflective antenna efficiency measurements in reverberation chambers ». *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, n° 5, pages 332–335, septembre 2001.
- [52] C. S. LEE, A. DUFFY et C. LEE, « "Antenna efficiency measurement in a reverberation chamber without the need for a reference antenna" ». *IEEE AWPL*, 2008.
- [53] R. H. JOHNSTON et J. G. MCRORY, « "An improved small antenna radiation efficiency measurement method" ». *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 40, n° 5, October 1998.
- [54] O. LITSCHKE, M. GEISSEL, D. HERBERLONG, P. WALDOW et I. WOLFF, « "Adaptation of Wheeler Cap method for measuring the efficiency of mobile handset antennas" ».
- [55] H. G. SCHANTZ, « "Measurement of UWB efficiency" ». *Vehicular Technology Conference. VTC Spring, 53rd*, May 2001.
- [56] M. C. HUYNH, *Wideband Compact Antennas for Wireless Communication Applications*. Thèse de Doctorat, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [57] A. DIALLO, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, P. BESNIER, A. CHOUSSEAUD, Y. MAHE, S. TOUTAIN, B. DERAT, C. DELAVEAUD, L. ROBERT, J. CARLSSON, P.S. KILDAL, C. ORLENIUS et O. LITSCHKE, « Comparison of efficiency measurement methods for small antennas ». In *Antennas Tech. and. Applied Electromagnetics. (ANTEM. 05)*, Saint-Malo, France 2005, June 2005.
- [58] B. MONSALVE, S. BLANCH, J. ROMEU et L. JOFRE, « A contact-less small antenna characterization through impedance modulation ». In *EuCap 2009 3th, Berlin, Germany*, March 2009.
- [59] W. WIESBECK et E. HEIDRICH, « Wide-band multiport antenna characterization by polarimetric RCS measurements ». *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, n° 3, pages 341–350, Mar 1998.
- [60] Hsin-Chia LU et Tah-Hsiung CHU, « Antenna gain and scattering measurement using reflective three-antenna method ». In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. IEEE*, vol. 1, pages 374–377 vol.1, Aug 1999.
- [61] J. C. BOLOMEY et F. E. GARDIOL, *Engineering Applications of the Modulated Scattering Technique*. Norwood, MA : Artech House, 2001.

- [62] Tian Hong LOH et M. ALEXANDER, « New facility for minimally invasive measurements of electrically small antennas ». In *Antennas and Propagation Conference, 2008. LAPC 2008. Loughborough*, pages 313–316, March 2008.
- [63] T. H. LOH, M. ALEXANDER, F. WIDMER, P. MILLER et D. KNIGHT, « Validation of a new small-antenna radiated testing range ». In *EuCap 2009 3th, Berlin, Germany*, March 2009.
- [64] Karim HAJ KHLIFA, « Diplôme de Recherche Technologique - Caractérisation expérimentale d'antennes électriquement petites ». CEA - LETI 2009.
- [65] R. BOURTOUTIAN, P. CIAIS, C. DELAVEAUD et S. TOUTAIN, « A novel method for measuring differential antennas radiation characteristics ». In *Antenna Measurement Techniques Association (AMTA)*, (Saint Louis), 2007.
- [66] A. KHALEGHI, « Time-Domain Measurement of Antenna Efficiency in Reverberation Chamber ». *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, n° 3, pages 817–821, March 2009.
- [67] Wafa ABDOUNI-ABDALLAH, *Miniaturisation d'antennes imprimées à l'aide de matériau magnéto-diélectriques et artificiels*. Thèse de Doctorat, IETR - Université de Rennes 1, 2009.
- [68] P. CORONA, G. FERRARA et M. MIGLIACCIO, « A spectral approach for the determination of the reverberating chamber quality factor ». vol. 40, n° 2, pages 145–153, mai 1998.
- [69] R. F. HARRINGTON, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. John Wiley & Sons, 2001.
- [70] C. MARCHAIS, G. LE RAY et A. SHARAIHA, « Stripline Slot Antenna for UWB Communications ». *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 5, n° 1, pages 319–322, Dec. 2006.
- [71] Nozomu ISHII, Takayuki KANEKO et Michio MIYAKAWA1, « Some Techniques for Avoiding Dips of Antenna Radiation Efficiency on Improved Wheeler Method ». In *Electronics and Communications in Japan, Part 1*, vol. 90, pages 35–44, 2007.
- [72] J-F. PINTOS, S. GUIVARCH, A. LOUZIR, C. LEMOINE, G. LE FUR, P. BESNIER et A. SHARAIHA, « "Efficiency measurement of UWB and UHF antennas in small cavities of arbitrary shape" ». *MOTL*, 09 2009.
- [73] « CST Microwave Studio 2008 ». <http://www.cst.com/>.
- [74] Sylvain GUIVARCH, « Evaluation des performances d'antennes - Rapport de stage de fin d'étude INSA ». 2008.
- [75] Jean-François PINTOS, Sylvain GUIVARCH, Ali LOUZIR, Christophe LEMOINE, Gwenn Le FUR, Philippe BESNIER et Ala SHARAIHA, « Détermination du rendement d'antennes UHF multi-accès dans une cavité de dimensions réduites ». In *16è Journées Nationales Microondes (JNM) 16è Journées Nationales Microondes (JNM)*, (Grenoble France), pages 1–3, 05 2009.

- [76] Claire Marchais LAGUIONIE, *Conception et caractérisation compacte temporelle/frequentielle d'antennes pour applications Ultra Large Bande (ULB)*. Thèse de Doctorat, IETR - Université de Rennes 1, 2006.
- [77] Zealand Software Inc., *IE3D Zealand Software Inc.*
- [78] G. LE FUR, C. LEMOINE, P. BESNIER et A. SHARAIHA, « Performances of UWB Wheeler Cap and Reverberation Chamber to Carry Out Efficiency Measurements of Narrowband Antennas ». *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 8, pages 332–335, 2009.
- [79] G. LE FUR, C. LEMOINE, P. BESNIER et A. SHARAIHA, « Comparison of efficiency measurements for narrow band antennas using UWB Wheeler Cap and Reverberation Chamber ». In *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, pages 2682–2686, March 2009.
- [80] « ACE Antenna Centre of Excellence ». <http://www.ist-ace.org/>.
- [81] P. CIAIS, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS et C. LUXEY, « Compact internal multiband antenna for mobile phone and WLAN standards ». *Electronics Letters*, vol. 40, n° 15, pages 920 – 921, juillet 2004.
- [82] S. BOUCHER, A. SHARAIHA, D. AVERTY, R. SEVENO et H. W. GUNDEL, « Coplanar Antenna Miniaturization Using High Permittivity Perovskite Substrates ». In *EUROPAC 2009*, (Berlin, Germany), 2009.
- [83] W. ABDOUNI, A.-C. TAROT, E. AKMANSOY, S. DAVID et A SHARAIHA, « Miniaturized Patch Antenna on an artificial magnetic substrate ». In *Metamaterials'2007*, (Rome, Italy), 2007.
- [84] K. FUJIMOTO et J.R. JAMES (eds.), *Mobile Antenna Systems Handbook*. Norwood, MA, USA : Artech House, Inc., 1994.
- [85] B. DESPLANCHES, A. SHARAIHA et C. TERRET, « Numerical analysis of helical antennas backed by finite ground planes ». *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 15, n° 6, pages 352–355, August 1997.
- [86] « 61000-4-21 CDV Annex B IEC : 2001 : “Chamber Calibration for Mode -Tuning” ». 2001.
- [87] « EMCO'S MODEL 3121C TUNED DIPOLE ANTENNA ». <https://etslindgren.com/pdf/ant5.pdf>.
- [88] Sébastien PALUD, *Conception d'un système antenne large bande à double polarisation pour applications d'interception et de brouillage dans la bande VUHF (30MHz-3GHz)*. Thèse de Doctorat, IETR - Université de Rennes 1, 2009.
- [89] S. PALUD, F. COLOMBEL, M. HIMDI et C. LE MEINS, « Antenne omnidirectionnelle très large bande ». Brevet français déposé le 19/12/2008.
- [90] Mathieu CAILLET, *Etude et conception d'un radar courte portée et d'antennes reconfigurables en bande millimétrique*. Thèse de Doctorat, IETR - Université de Rennes 1, 2006.

- [91] E. GUEGUEN, F. THUDOR et P. CHAMBELIN, « A low cost UWB printed dipole antenna with high performance ». In *Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on*, pages 89–92, Sept. 2005.
- [92] J.-F. PINTOS, P. CHAMBELIN, A. LOUZIR et D. RIALET, « Low cost UWB printed dipole antenna with filtering feature ». In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, pages 1–4, July 2008.
- [93] M. FINK, « Time reversal of ultrasonic fields. I. Basic principles ». *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, vol. 39, n° 5, pages 555–566, Sep 1992.
- [94] Jr. LYNDON H. LAROUCHE, « The Essential Role of "Time-Reversal" in Mathematical Economics ». *FIDELIO Magazine*, vol. 5, n° 4, pages Part I, pp 79–82, 1996.
- [95] Robert G. SACHS, *The Physics of Time Reversal*. University of Chicago Press, Chicago, 1987.
- [96] Guillemette RIBAY, *Localisation de source en milieu réverbérant par Retournement Temporel*. Thèse de Doctorat, Université Denis Diderot - Paris VII, 12 2006. thèse co-encadrée par Julien de Rosny, Stéfan Catheline et Didier Cassereau.
- [97] D. CASSEREAU et M. FINK, « Time-reversal of ultrasonic fields. III. Theory of the closed time-reversal cavity ». *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, vol. 39, n° 5, pages 579–592, Sep 1992.
- [98] I. H. NAQVI, G. El ZEIN, G. LEROSEY, J. de ROSNY, P. BESNIER, A. TOURIN et M. FINK, « Time Reversal UWB Communication : Experimental Study for High Data Rates in Dense Multipath Propagation Channels ». In *The Mosharaka International Conference on Communications, Propagation and Electronics - CCS : Communications Circuits and Systems, (MIC-CPE 2009)*, Feb. 2009.
- [99] Ali KHALEGHI, Ghaïs El ZEIN et Ijaz Haider NAQVI, « Demonstration of Time-Reversal in Indoor Ultra-Wideband Communication : Time Domain Measurement ». In *4th International Symposium on Wireless Communication Systems, 2007. ISWCS 2007. IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems 2007*, (Trondheim Norvège), pages 465–468, 10 2007.
- [100] J. De ROSNY., *Milieux réverbérants et réversibilité*. Thèse de Doctorat, Université Paris 6, 2000.
- [101] Houmam MOUSSA, Andrea COZZA et Michel CAUTEMAN, « A novel way of using reverberation chambers through time reversal ». In *A novel way of using reverberation chambers through time reversal 2009 ESA Workshop on Aerospace EMC, IEEE EMC-S Italy Chapter*, (Italie), page .., 03 2009.
- [102] E. K. MILLER, *Antenna Time-Domain Measurement in Electromagnetics*. New York, Van Nostrand. Reinhold Company, 1986.
- [103] Y. HUANG, M. BURY, Y. YASHCHYSHYN, A. YAROVY, R.V. DE JONGH, S. MAQBOOL et Y. LU, « Time-Domain Measurements of Broadband Antennas ». In *Antennas and*

- Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, pages 1–4, Nov. 2007.
- [104] R.V. DE JOUGH, M. HAJIAN et L.P. LIGTHART, « Antenna time-domain measurement techniques ». *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 39, n° 5, pages 7–11, Oct 1997.
- [105] L.J. FOGED, B. BENCIVENGA, L. SCIALACQUA, S. PIVNENKO, O. BREINBJERG, M. SIERRA-CASTAER, P.C. ALMENA, E. SEGUENOT, C. SABATIER, M. BOTTCHEER, E. ARNAUD, T. MONEDIERE, H. GARCIA, D. ALLENIC, G. HAMPTON et A. DAYA, « Facility comparison and evaluation using dual ridge horns ». In *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, pages 2934–2938, March 2009.
- [106] ETS-Lindgren L.P., *Double-Ridged Waveguide Horn Model 3115*.
- [107] A.R.A Antenna Research, *Conical Monopoles*.
- [108] S. ISHIGAMI, H. IIDA et T. IWASAKI, « Measurements of Complex Antenna Factor by the Near-Field 3-Antenna Method ». *IEEE Trans. on Electromagn. Compat.*, vol. 38, n° 3, pages 424–432, 1996.
- [109] Darine KADDOUR, *Conception et Réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi-localisés en technologie planaire*. Thèse de Doctorat, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 07 2007.
- [110] F. MARTIN, F. FALCONE, J. BONACHE, T. LOPETEGI, M.A.G. LASO et M. SOROLLA, « New periodic-loaded electromagnetic bandgap coplanar waveguide with complete spurious passband suppression ». *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 12, n° 11, pages 435–437, Nov 2002.
- [111] Lei ZHU, « Guided-wave characteristics of periodic coplanar waveguides with inductive loading - unit-length transmission parameters ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, n° 10, pages 2133–2138, Oct. 2003.
- [112] Jr. WYNDRUM, R.W., « Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, n° 7, pages 766–766, July 1965.
- [113] J.S. HONG et M.J. LANCASTER, « End-coupled microstrip slow-wave resonator filter ». *Electronics Letters*, vol. 32, n° 16, pages 1494–1496, Aug 1996.
- [114] A.B. ABDEL-RAHMAN, A.K. VERMA, A. BOUTEJDAR et A.S. OMAR, « Control of bandstop response of Hi-Lo microstrip low-pass filter using slot in ground plane ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, n° 3, pages 1008–1013, March 2004.
- [115] N.C. KARMAKAR et M.N. MOLLAH, « Investigations into nonuniform photonic-bandgap microstripline low-pass filters ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, n° 2, pages 564–572, Feb. 2003.
- [116] G.L. MATTHAEI, Dong Chul PARK, Yun Myung KIM et D.L. JOHNSON, « A Study of the Filter Properties of Single and Parallel-Coupled Dielectric-Waveguide Gratings ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 31, n° 10, pages 825–835, Oct. 1983.

- [117] S. HAYKIN, « Cognitive radio : brain-empowered wireless communications ». *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 23, n° 2, pages 201–220, Feb. 2005.
- [118] K.-H. KIM, Y.-J. CHO, S.-H. HWANG et S.-O. PARK, « Band-notched UWB planar monopole antenna with two parasitic patches ». *Electronics Letters*, vol. 41, n° 14, pages 783–785, July 2005.
- [119] Ick-Jae YOON, Hyungrak KIM et Young Joong YOON, « UWB RF receiver front-end with band-notch characteristic of 5 GHz WLAN ». In *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, pages 1303–1306, July 2006.
- [120] Shih-Yuan CHEN, Po-Hsiang WANG et P. HSU, « Uniplanar Log-Periodic Slot Antenna Fed by a CPW for UWB Applications ». *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 5, n° 1, pages 256–259, Dec. 2006.
- [121] J. KIM, C.S. CHO et J.W. LEE, « 5.2 GHz notched ultra-wideband antenna using slot-type SRR ». *Electronics Letters*, vol. 42, n° 6, pages 315–316, March 2006.
- [122] Kihun CHANG, Hyungrak KIM et Young Joong YOON, « Multi-resonance UWB antenna with improved band notch characteristics ». In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, vol. 3A, pages 516–519 vol. 3A, July 2005.
- [123] S.-W. QU, J.-L. LI et Q. XUE, « A Band-Notched Ultrawideband Printed Monopole Antenna ». *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 5, n° 1, pages 495–498, Dec. 2006.
- [124] Seong-Youp SUH, W.L. STUTZMAN, W.A. DAVIS, A.E. WALTHO, K.W. SKEBA et J.L. SCHIFFER, « A UWB antenna with a stop-band notch in the 5-GHz WLAN band ». In *Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, 2005. IEEE/ACES International Conference on*, pages 203–207, April 2005.
- [125] W.J. LUI, C.H. CHENG et H.B. ZHU, « Compact frequency notched ultra-wideband fractal printed slot antenna ». *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 16, n° 4, pages 224–226, April 2006.
- [126] S. NIKOLAOU, N.D. KINGSLEY, G.E. PONCHAK, J. PAPAPOLYMEROU et M.M. TENTZERIS, « UWB Elliptical Monopoles With a Reconfigurable Band Notch Using MEMS Switches Actuated Without Bias Lines ». *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, n° 8, pages 2242–2251, Aug. 2009.
- [127] W.J. LUI, C.H. CHENG et H.B. ZHU, « Frequency notched printed slot antenna with parasitic open-circuit stub ». *Electronics Letters*, vol. 41, n° 20, pages 1094–1095, Sept. 2005.
- [128] N.D. KINGSLEY, D.E. ANAGNOSTOU, M.M. TENTZERIS et J. PAPAPOLYMEROU, « RF MEMS sequentially reconfigurable sierpinski antenna on a flexible organic substrate with novel DC-biasing technique ». *Journal of microelectromechanical systems*, vol. 16, n° 5, pages 1185–1192, 2007.

- [129] Divitha SEETHARAMDOO, *Etude des métamatériaux à indice de réfraction négatif : paramètres effectifs et applications antennaire potentielles*. Thèse de Doctorat, IETR - Université de Rennes 1, 01 2006.
- [130] D. R. SMITH, Willie J. PADILLA, D. C. VIER, S. C. NEMAT-NASSER et S. SCHULTZ, « Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity ». *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, n° 18, pages 4184–4187, May 2000.
- [131] R. MARQUÉS, J. MARTEL, F. MESA et F. MEDINA, « Left-Handed-Media Simulation and Transmission of EM Waves in Subwavelength Split-Ring-Resonator-Loaded Metallic Waveguides ». *Phys. Rev. Lett.*, vol. 89, n° 18, page 183901, Oct 2002.
- [132] R. MARQUES, F. MESA, J. MARTEL et F. MEDINA, « Comparative analysis of edge- and broadside- coupled split ring resonators for metamaterial design - theory and experiments ». *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, n° 10, pages 2572–2581, Oct. 2003.
- [133] R. MARQUÉS, J.D. BAENA, J. MARTEL, F. MEDINA, F. FALCONE, M. SOROLLA et F. MARTIN, « Novel small resonant electromagnetic particles for metamaterial and filter design ». In *International Conference on Electromagnetic in Advanced Applications (ICEAA) Proceedings, Torino, Italy*, pages 439–443, 2003.
- [134] Juan D. BAENA, Ricardo MARQUÉS, Francisco MEDINA et Jesús MARTEL, « Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators ». *Phys. Rev. B*, vol. 69, n° 1, page 014402, Jan 2004.
- [135] S. ZHANG et J. JIN (eds.), *computation of special functions*. John Wiley and sons, Ltd., 1996.
- [136] R. E. COLLIN, *foundations for microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2001.

VU :

VU :

Le Directeur de Thèse

Le Responsable de l'Ecole Doctorale

VU pour autorisation de soutenance

Rennes, le

Le Président de l'Université de Rennes 1

Guy CATHELINÉAU

VU après soutenance pour autorisation de publication :

La Président de Jury,

Résumé

La technologie ULB apporte de nouveaux défis en terme de caractérisation d'antennes. Les méthodes de mesure de rendement d'antenne associées doivent être rapide et performantes. Un état de l'art des méthodes conventionnelles de détermination du rendement ainsi que des nouvelles techniques est proposé afin de dresser les innovations possibles. Une première méthode ("*ULB Wheeler Cap*") est tout d'abord décrite et analysée grâce à différentes études et expérimentations afin d'approfondir sa connaissance. Enfin, l'élaboration d'une nouvelle méthode de mesure dédiée à l'ULB est présentée. Grâce à l'utilisation combinée de la Chambre Réverbérante à Brassage de Modes et du Retournement Temporel en mode impulsionnel, la méthode TREM (*Time Reversal Efficiency Measurement*), réalisée dans le domaine temporel, offre une mesure rapide du rendement d'antenne donnant une information large bande immédiate.

Parallèlement, il est nécessaire de disposer de structures filtrantes intégrées aux antennes ULB afin de s'adapter aux technologies existantes. Une structure de filtre planaire, passif et de taille réduite, utilisant des éléments résonants localisés, est développée, intégrée et mesurée pour servir la conception d'antenne multibande et filtrante.

Mots clés : antenne ULB, efficacité de rayonnement, rendement d'antenne, caractérisation temporelle, chambre réverbérante, retournement temporel, antennes filtrantes.

Abstract

The UWB technology implies new challenges for antenna characterization. The associated antenna's efficiency measurement methods require rapidity and performances. First a state of the art on usuals and new methods is proposed. A first method ("*UWB Wheeler Cap*") is described and analysed through several studies and experiments to improve its knowledge. At last a new method for UWB antennas is proposed. By using Reverberation Chamber and Time Reversal, the method TREM (*Time Reversal Efficiency Measurement*), performed in time domain, gives access to a wide band information in a very short time.

In the same time it is necessary to develop filtering devices to adapt the UWB to existing technologies. A planar, passive and small filter structure is developed, integrated and measured to obtain multiband and band notch antenna.

Keyword UWB antenna, radiation efficiency, time domain characterization, reverberation chamber, time reversal, band notch antennas.