



**HAL**  
open science

# Méthode de mesure de surface équivalente radar en chambre réverbérante à brassage de modes : application à la caractérisation sans contact d'antenne

Ariston De Freitas Tavares dos Reis

## ► To cite this version:

Ariston De Freitas Tavares dos Reis. Méthode de mesure de surface équivalente radar en chambre réverbérante à brassage de modes : application à la caractérisation sans contact d'antenne. Electronique. Université Paris-Est, 2020. Français. NNT : 2020PESC2047 . tel-03326798

**HAL Id: tel-03326798**

**<https://theses.hal.science/tel-03326798v1>**

Submitted on 26 Aug 2021

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

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



# UNIVERSITE PARIS-EST

Ecole Doctorale Mathématiques, Sciences et Technologies de  
l'Information et de la Communication

## THESE

pour obtenir le grade de

## DOCTEUR de l'Université Paris-Est

Spécialité : Electronique, Optronique et Systèmes (CNU 63)

présentée et soutenue par :

**Ariston De Freitas Tavares Dos Reis**

---

### Méthode de mesure de surface équivalente radar en chambre réverbérante à brassage de modes : Application à la caractérisation sans contact d'antenne

---

Dirigée par : **M<sup>me</sup> Elodie Richalot**

Encadrée par : **M. François Sarrazin**

Pour une soutenance le 16 Décembre 2020 devant le jury composé de :

M <sup>me</sup> Geneviève Mazé-Merceur	Docteur HDR, CEA/CESTA	Rapporteur
M. Alain Reineix	Directeur de Recherche, CNRS XLIM	Rapporteur
M. Philippe Besnier	Directeur de Recherche, CNRS/IETR/INSA Rennes	Examineur
M. Philippe Pouliguen	Docteur HDR, Ingénieur de Recherche, DGA/DS/MRIS	Examineur
M. François Sarrazin	Maître de Conférences, ESYCOM/Université Gustave Eiffel	Encadrant
M <sup>me</sup> Elodie Richalot	Professeure, ESYCOM/Université Gustave Eiffel	Directrice



---

## Remerciements

Tout d'abord, j'adresse mes sincères remerciements à ma directrice de thèse Madame Elodie Richalot et à mon encadrant Monsieur François Sarrazin, qui ne m'ont pas seulement confié ce travail mais aussi, par un encadrement exceptionnel, m'ont « scientifiquement adopté ». Merci pour vos précieux conseils et remarques pertinentes, votre support professionnel et de m'avoir guidé tout au long de cette thèse.

Je remercie vivement la Direction Générale de l'Armement (DGA/MRIS) qui a soutenu financièrement cette thèse. Ma cordiale reconnaissance à mon tuteur DGA, Monsieur Philippe Pouliguen, pour le suivi régulier pendant tout au long de cette thèse et qui m'a fait partager ses brillantes intuitions.

Je remercie chaleureusement Monsieur Philippe Besnier, Directeur de Recherche à CNRS/IETR/INSA Rennes. Cette thèse est le fruit d'une collaboration de trois années avec lui. C'est à ses côtés que j'ai compris ce que l'humilité voulait dire. Qu'il soit aussi remercié pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués.

J'adresse tous mes remerciements à Madame Geneviève Mazé-Merceur et au Monsieur Alain Reineix, de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être rapporteurs de cette thèse, et surtout pour leur lecture très attentive de ce manuscrit et des rapports très perspicaces.

Je tiens à remercier également les stagiaires Tempa et Yacine pour tout ce que vous avez apporté en terme de la validation expérimentale, grâce à l'automatisation du banc de mesure. Un grand Merci à toutes les personnes de l'Université Paris Est, UPEM, et laboratoire ESYCOM. C'est à vous que j'adresse toute ma reconnaissance pour votre disponibilité, soutien et les bons moments passés en votre compagnie :

- Ayichatou, je serai ton éternel élève et tu seras toujours une grande référence pour moi ! Merci infiniment pour tout ce que tu m'as transmis ! Imad et Miyassa, mes remerciements ne seront jamais assez pour tout ce que j'ai appris avec vous et tout ce que vous avez fait pour moi ; Jean, tu es la personne qui m'a fait rire le plus pendant ma thèse, je remercie la vie tout simplement... Wafa, tu es une soeur que cette aventure m'a donné, je te remercie infiniment pour ta sagesse et tes enseignements. Duc, je te remercie pour chaque moment

---

partagé et surtout pour l'énergie que tu dégages. Pape, tu es une référence et je remercie pour tous tes conseils. Francesco Péré je te remercie beaucoup pour tes énergies et pour tout ce que tu m'as transmis. Jaafar, merci beaucoup pour la lumière que tu as apporté dans le laboratoire ; Meriem, je te remercie pour chaque jour partagé dans le bureau ; Amine et Hamouche, merci beaucoup pour la gentillesse et pour les moments sportifs partagés ; Houssein, je te remercie pour chaque moment partagé au laboratoire ; Tarik, merci beaucoup pour ta gentillesse et pour ton amitié ; Mauricio, merci pour tes conseils et les moments partagés ; Bassem, tu es une grande référence et je te remercie pour tout ce que tu as pu nous transmettre ; Sina, je te remercie pour la façon dont tu as su t'intégrer parmi nous et pour chaque jour partagé ; Ayman et Nadia je vous remercie pour toutes les énergies positives... Encore une fois, un grand MERCI à vous tous, vous êtes beaucoup plus que des amis, vos innombrables gestes ont fait de moi une personne bien aimée et respectée, ce qui a fait toute la différence... Je n'oublierai jamais les bons moments partagés ensemble. Vous étiez à mes côtés aussi bien pour le meilleur que pour le pire.

- Laurence Layani, Sylvie Cach, Shermila Mostarshedi, Patrice Herault, Jeanmarc Laheurte, Laurent Cirio, Hakim Takhedmit, vous étiez toujours disponibles pour m'aider quand je vous ai sollicité, à travers toutes les difficultés que j'ai rencontré et vous aviez toujours des réponses et des conseils pour mes différentes questions et soucis.
- Stephane, Christophe, Patrice, Julien, vous étiez toujours là pour m'aider niveau de mes travaux expérimentaux. Un grand Merci pour tous vos conseils et réponses à mes innombrables interrogations.

Je remercie également Therry Alves, Benoit Poussot et Cyrille Sylvestre, pour l'opportunité qu'ils m'ont accordé de découvrir le métier de l'enseignant au sein de l'université Gustave Eiffel et ESIEE.

Je remercie également de bons amis, Dominique, Gilberto, Liu Pan, João, Kaim, Lombard, Julles, Eric, Rauhiti, Nuno Filipe, Luis Filipe, Luis Fernandes, Ronan, Salah, Stephanie, Samuel, Franck, Nick, pour leur réconfort et encouragement dans mes efforts.

Enfin, mais sans doute le plus important... je remercierai jamais assez mes parents, mais je me permets quand même de vous remercier pour deux raisons : premièrement, j'aimerais vous dire merci d'être des parfaits exemples d'efforts et de sacrifices ;

---

deuxièmement, je vous dis merci de me permettre d'être fière de vous avoir comme parents.

Je serai éternellement reconnaissant à toute ma famille qui a contribué pour mon éducation, et tous ceux qui m'ont aidé avec des bons conseils et des bonnes énergies dans un moment précis de ma vie!!

...Si vous voulez savoir où je suis arrivé, cherchez d'abord à savoir d'où je viens!!!

À mes parents,

À mon grand père,

À ma deuxième maman Nela,

À mes frères Lessa et Note, à ma soeur Neli,

À ma famille.



# Résumé

La miniaturisation des dispositifs antennaires rend leur caractérisation délicate ; en effet, les câbles de mesure perturbent le rayonnement des antennes électriquement petites. Cette problématique se retrouve naturellement dans divers domaines d'application dont celui, en pleine expansion, des capteurs communicants. Le recours à des caractérisations d'antennes sans contact est alors nécessaire. Dans ce cadre, l'objectif de cette thèse est de mettre au point une nouvelle méthode de caractérisation d'antenne fondée sur la mesure de la Surface Équivalente Radar (SER), afin de s'affranchir des câbles de mesure. L'originalité de ce travail réside dans l'environnement de mesure choisi, à savoir la Chambre Réverbérante à Brassage de Modes (CRBM), alternative de plus en plus intéressante à la chambre anéchoïque pour la caractérisation d'antennes. Les propriétés intrinsèques de la CRBM sont mises à profit afin d'extraire le trajet direct entre l'antenne et la cible sans appliquer de transformée de Fourier. Cette nouvelle approche est tout d'abord validée par la mesure du diagramme de SER de deux cibles canoniques que sont la plaque et le dièdre métallique. Le rôle du brassage est notamment mis en avant afin d'améliorer le rapport signal à bruit de la mesure. Le diagramme de rayonnement d'une antenne cornet est ensuite retrouvé à partir de la mesure de sa SER pour différentes conditions de charge.

**Mots clés :** Chambre Réverbérante à Brassage de Modes, Caractérisation d'Antenne, Mesure Sans Contact, Surface Équivalente Radar, Diagramme de Rayonnement.

# Abstract

The miniaturisation of antenna devices make their characterization difficult ; indeed, measurement cables disturb the radiation properties of electrically small antennas. This problem impacts various fields of application, in particular the growth sector of communicating sensors. In these cases, it is necessary to carry out contactless measurements in order to ensure reliable results. In this context, the aim of this thesis is to develop a new method for antenna characterisation based on Radar Cross Section (RCS) measurements, to avoid measurement cables. The originality of this new characterisation method lies in the measurement environment that is the Reverberation Chamber (RC), which is now a real alternative to anechoic chamber for antenna measurement. We benefit from the RC intrinsic properties to retrieve the line-of-sight path between the antenna and the target without performing any Fourier transform. This novel approach is first validated by the measurement of the RCS pattern of two canonical targets, that are the metallic plate and dihedral. The stirring impact is highlighted to enhance the signal to noise ratio. The radiation pattern of a horn antenna is then extracted from its RCS measurement for several load conditions.

**Keywords :** Mode-Stirred Reverberation Chamber, Antenna Characterization, Contactless Measurements, Radar Cross Section, Radiation Pattern.

# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>iii</b>
<b>Résumé</b>	<b>viii</b>
<b>Abstract</b>	<b>viii</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>xix</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>xxi</b>
<b>Abréviations</b>	<b>xxiii</b>
<b>1 Introduction générale</b>	<b>1</b>
1.1 Contexte . . . . .	1
1.2 Problématique . . . . .	3
1.3 Objectifs . . . . .	4
1.4 Organisation du manuscrit . . . . .	5
<b>2 État de l'art</b>	<b>7</b>
2.1 Caractérisation d'antennes . . . . .	7
2.1.1 Généralités sur les antennes . . . . .	7
2.1.2 Zones de diffusion du champ . . . . .	11
2.1.3 Méthodes de caractérisation d'antennes . . . . .	12
2.2 Surface Équivalente Radar . . . . .	13
2.2.1 Présentation du concept . . . . .	13
2.2.2 Définition de la SER . . . . .	14
2.2.3 Équation du radar . . . . .	17
2.2.4 La SER et régions fréquentielles . . . . .	19
2.2.5 Mesure de SER . . . . .	20

TABLE DES MATIÈRES

---

2.2.5.1	Chambre Anéchoïque . . . . .	21
2.2.5.2	Chambre réverbérante . . . . .	25
2.2.6	Applications . . . . .	26
2.2.6.1	Caractérisation de cibles . . . . .	27
2.2.6.2	Imagerie . . . . .	27
2.2.7	SER d'antenne . . . . .	28
2.2.7.1	Mode de structure et mode d'antenne . . . . .	29
2.2.7.2	Extraction du diagramme de rayonnement . . . . .	30
2.3	CRBM . . . . .	33
2.3.1	Définition : . . . . .	34
2.3.2	Domaines d'application . . . . .	35
2.3.3	Propriétés intrinsèques . . . . .	37
2.3.3.1	Lois statistiques du champ électromagnétique en CRBM . . . . .	37
2.3.3.2	Facteur de qualité et bande de cohérence . . . . .	40
2.3.4	Brassage . . . . .	43
2.3.4.1	Techniques de brassage . . . . .	43
2.3.4.2	Nombre de positions de brasseur décorréelées . . . . .	44
2.3.5	Caractérisation d'antennes en CRBM . . . . .	46
2.3.5.1	Paramètres globaux . . . . .	46
2.3.5.2	Paramètres avec dépendance angulaire . . . . .	49
2.3.6	Synthèse . . . . .	56
<b>3</b>	<b>Mesure de SER de cibles canoniques en CRBM</b> . . . . .	<b>57</b>
3.1	Théorie de la mesure de SER en CRBM . . . . .	58
3.1.1	Rétrodiffusion du champ dans une CRBM à vide (sans la cible) . . . . .	58
3.1.2	Rétrodiffusion du champ dans une CRBM chargée (avec la cible) . . . . .	60
3.1.3	Expression de la Surface Équivalente Radar de la cible . . . . .	62
3.2	Méthode d'extraction de la SER . . . . .	65
3.3	Étude de sensibilité de l'extraction aux différents paramètres de mesure . . . . .	68
3.3.1	Échantillons non corrélés . . . . .	69
3.3.1.1	Erreur d'estimation en fonction du SNR pour plusieurs largeurs de bande . . . . .	70
3.3.1.2	Erreur d'estimation en fonction de la largeur de bande pour des différentes valeur de SNR . . . . .	71
3.3.1.3	Erreur d'estimation en fonction du SNR pour différents nombres de points $N$ , et une largeur de bande fixée à $\Delta f = 2\delta f$ . . . . .	72
3.3.2	Largeur de bande de cohérence réaliste (échantillons corrélés) . . . . .	74

TABLE DES MATIÈRES

---

3.4	Validation expérimentale . . . . .	81
3.4.1	Présentation des environnements de mesure . . . . .	81
3.4.1.1	Chambre anéchoïque . . . . .	81
3.4.1.2	Chambres réverbérantes à brassage de modes . . . . .	82
3.4.1.3	Configuration de la mesure de SER en CRBM . . . . .	84
3.4.2	Cibles canoniques mesurées . . . . .	86
3.4.2.1	Présentation des cibles canoniques . . . . .	86
3.4.2.2	Simulation de la SER de la plaque . . . . .	87
3.4.2.3	Résultats de simulation aux différentes distances d'ob- servation . . . . .	89
3.4.3	Mesure de la SER de la plaque métallique pour une position fixe du brasseur . . . . .	89
3.4.3.1	Extraction de l'onde balistique pour une position fixe du brasseur . . . . .	90
3.4.3.2	SER pour une position fixe du brasseur . . . . .	91
3.5	Apport du brassage . . . . .	94
3.5.1	Impact de la moyenne sur un tour de brasseur sur l'extraction de l'onde balistique . . . . .	94
3.5.2	Amélioration du SNR par le brassage de modes . . . . .	95
3.5.2.1	Calcul du SNR . . . . .	96
3.5.2.2	SNR calculé à partir des mesures . . . . .	98
3.5.3	Comparaison des SER avec/sans brassage avec les mesures en CA . . . . .	100
3.5.3.1	SER avec brassage mécanique comparée avec la me- sure en CA . . . . .	100
3.5.3.2	Validation de la méthode sur un dièdre métallique . . . . .	105
3.5.4	Impact d'un décalage de la position de brasseur entre les deux étapes de la mesure sur la précision de l'estimation de la SER . . . . .	108
3.5.4.1	Surface Equivalente Radar pour des positions de bras- seur décalées . . . . .	109
3.5.4.2	Estimation de l'erreur en fonction de la position de brasseur décalée . . . . .	110
3.6	Synthèse . . . . .	113
<b>4</b>	<b>Caractérisation d'antennes sans contact en CRBM</b>	<b>115</b>
4.1	Introduction . . . . .	115
4.2	Mesure de la SER d'antenne en CRBM . . . . .	116
4.2.1	Description de la méthode . . . . .	117

## TABLE DES MATIÈRES

---

4.2.2	Gain de l'antenne à partir de la SER de l'antenne . . . . .	123
4.3	Validation expérimentale . . . . .	125
4.3.1	Configuration de la mesure . . . . .	125
4.3.1.1	Présentation de la cible - antenne cornet . . . . .	127
4.3.1.2	Switch et charges . . . . .	128
4.3.2	Résultats expérimentaux . . . . .	129
4.3.2.1	Extraction de la SER de l'antenne . . . . .	129
4.3.2.2	Gain de l'antenne sous test . . . . .	132
4.3.2.3	Gain maximum de l'antenne . . . . .	133
4.3.2.4	Diagramme de rayonnement . . . . .	136
4.3.2.5	Mesure du diagramme de rayonnement en chambre anéchoïque . . . . .	137
4.3.2.6	Comparaison avec la mesure en CA . . . . .	138
4.4	Synthèse . . . . .	141
<b>5</b>	<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>143</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>149</b>
	<b>Liste des publications</b>	<b>163</b>

# Table des figures

2.1	Schéma illustratif d'une antenne émettrice. . . . .	8
2.2	Zones de rayonnement autour d'un système rayonnant. . . . .	11
2.3	Configuration bistatique. . . . .	15
2.4	Configuration monostatique. . . . .	15
2.5	Configuration quasi-monostatique. . . . .	16
2.6	SER d'une sphère parfaitement conductrice, en fonction du rapport $r/\lambda$ . . . . .	20
2.7	Exemple d'une configuration monostatique de mesure de la SER en CA. . . . .	22
2.8	Vue générale du processus de post-traitement de mesure de la SER en CA. . . . .	25
2.9	SER d'antenne : Interaction entre l'onde incidente et l'antenne sous test. . . . .	29
2.10	Graphique de flux de signaux pour une antenne à port unique [29]. . . . .	32
2.11	Dessin 3D de la CRBM du laboratoire ESYCOM. . . . .	35
2.12	Représentation polaire de l'onde plane . . . . .	38
2.13	Configuration pour l'estimation du diagramme de rayonnement d'une antenne via la technique du retournement temporel du champ dans un environnement virtuel. . . . .	51
2.14	Configuration expérimentale des mesures de la directivité d'antenne dans la chambre de réverbération de l'IETR. . . . .	52
2.15	Configuration de la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne dans la chambre de réverbération basée sur l'effet Doppler. . . . .	53
2.16	Configuration de la mesure du diagramme de rayonnement en CRBM basée sur la décomposition en ondes sphériques. . . . .	54
2.17	Configuration de la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne à partir de la méthode basée sur le time-gating. . . . .	55

TABLE DES FIGURES

---

3.1	Différents trajets possibles au sein de la chambre réverbérante en présence de la cible. En rouge : la réflexion spéculaire de la cible, en vert : la réflexion spéculaire de la CRBM, en orange : les réflexions multiples et la diffraction de la cavité, en bleu : les réflexions spéculaires entre l'antenne, la cible et les parois de la cavité (négligées). . . . .	60
3.2	Partie réelle du bruit $n(f_0, \alpha_{br}, \theta_c)$ (pour l'angle de la cible $\theta_c = 0^\circ$ , et une position de brasseur arbitrairement fixée). . . . .	63
3.3	Distribution de la partie réelle du bruit présenté en figure 3.2 (pour $\theta_c = 0^\circ$ ) et loi normale la plus proche (de paramètres $\mu = 3,4 \times 10^{-4}$ et $\sigma_{sdt} = 1,64 \times 10^{-2}$ ). . . . .	64
3.4	Partie imaginaire du bruit (pour l'angle de la cible $\theta_c = 0^\circ$ , et une position de brasseur fixée arbitrairement). . . . .	64
3.5	Distribution de la partie imaginaire du bruit présenté en figure 3.4 (pour $\theta_c = 0^\circ$ ) et loi normale la plus proche (de paramètres $\mu = -7,6 \times 10^{-4}$ et $\sigma_{sdt} = 1,64 \times 10^{-2}$ ). . . . .	65
3.6	Signal pour différentes largeurs de bande (nombres d'oscillations), pour une valeur de SNR de 0 dB et 16000 échantillons fréquentiels. . . . .	70
3.7	L'erreur d'estimation de l'amplitude moyennée sur 10000 tirages versus SNR, pour les différentes largeurs de bandes (nombre d'oscillations) et 16000 échantillons. . . . .	71
3.8	Signal avec différents niveaux du bruit (SNR) pour $\Delta f = 2\delta f$ contenant 16000 points dans la bande. . . . .	72
3.9	L'erreur d'estimation de l'amplitude moyennée sur 10000 tirages versus la largeur de bande normalisée $\Delta f/\delta f$ , pour les différentes valeurs de SNR et 16000 échantillons. . . . .	73
3.10	Signal avec différents nombres de points dans la largeur fixée à $\Delta f = 2\delta f$ . . . . .	74
3.11	L'erreur relative sur l'amplitude estimée de l'onde sinusoïdale en fonction du SNR, pour $\Delta f = 2\delta f$ , moyennée sur 10000 tirages aléatoires du bruit, pour différents nombres de pas de fréquence N. . . . .	75
3.12	Partie réelle du bruit généré à partir du modèle AR(1), pour N = 16000 et SNR fixé à 0 dB. . . . .	77
3.13	Distribution du bruit $n_k$ généré à partir du modèle AR(1) et loi normale visée. . . . .	78
3.14	Coefficient de corrélation pour 100 tirages aléatoires avec $\rho = 0,3$ et différentes valeurs de SNR. Les courbes grises superposées représentent les coefficients de corrélation obtenus pour des valeurs de SNR variant de -40 dB à 0 dB par pas de 5 dB, et la courbe bleue représente la moyenne sur l'ensemble de ces courbes. . . . .	79

TABLE DES FIGURES

---

3.15	Coefficient de corrélation en fonction du SNR pour $\rho = 0,3$ . Les courbes grises superposées sont tracées pour 100 tirages aléatoires successifs et la courbe rouge représente la moyenne de ces courbes. . . . .	80
3.16	Erreur relative d'estimation de l'amplitude de l'onde sinusoïdale en fonction de la taille de l'échantillon, pour plusieurs tailles d'échantillons effectives $N_{eff}$ . Ces résultats sont moyennés sur 10000 tirages aléatoires. . . . .	80
3.17	Configuration de la mesure de la SER en chambre anéchoïque . . . . .	82
3.18	Configuration de la mesure de la SER en chambre réverbérante à brassage de modes de l'IETR. . . . .	83
3.19	Configuration de la mesure de la SER en chambre réverbérante à brassage de modes de l'ESYCOM. . . . .	84
3.20	Photo du trièdre métallique de 100 mm $\times$ 100 mm $\times$ 100 mm (à gauche) et de la plaque métallique de 148 mm $\times$ 151 mm (à droite). . . . .	86
3.21	Configuration d'une simulation de SER de la plaque métallique avec HFSS . . . . .	88
3.22	SER d'une plaque métallique de dimension 148 mm $\times$ 151 mm, issue d'une simulation sur HFSS, dans une configuration mono-statique, pour trois distances d'observation différentes . . . . .	90
3.23	Forme d'onde de la partie réelle de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés des cavités chargées et vides, à la position $0^\circ$ de la plaque métallique et position $0^\circ$ du brasseur, en fonction de la fréquence. . . . .	91
3.24	Forme d'onde de la partie réelle de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés des cavités chargées et vides, à la position $-3^\circ$ de la plaque métallique et position $0^\circ$ du brasseur, en fonction de la fréquence. . . . .	92
3.25	Variation angulaire de la SER de la plaque métallique à 10 GHz mesurée en CRBM de l'IETR pour trois positions différentes de brasseur, comparée à celle mesurée en CA. . . . .	93
3.26	Variation angulaire de la SER de la plaque métallique à 10 GHz mesurée en CRBM de l'ESYCOM pour trois positions différentes de brasseur, comparée à celle mesurée en CA. . . . .	93

TABLE DES FIGURES

---

3.27	Forme d'onde de la partie réelle de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés dans les cavités chargées et vides, à la position de cible $0^\circ$ et la position du brasseur $0^\circ$ , en fonction de la fréquence. La courbe bleue correspond à l'angle $0^\circ$ de la cible et la position initiale du brasseur, la courbe verte à la différence moyennée sur un tour complet de brasseur, pour l'angle $0^\circ$ de la cible, et la courbe rouge est le fit qui permet d'extraire l'amplitude du signal sinusoïdal. . . . .	95
3.28	Forme d'onde de la partie réelle de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés dans les cavités chargées et vides, à la position de cible $-3^\circ$ et la position du brasseur $0^\circ$ , en fonction de la fréquence. La courbe bleue correspond à l'angle $-3^\circ$ de la cible et la position initiale du brasseur, la courbe verte à la différence moyennée sur un tour complet de brasseur, pour l'angle $-3^\circ$ de la cible, et la courbe rouge est le fit qui permet d'extraire l'amplitude du signal sinusoïdal. . . . .	96
3.29	SNR obtenu à partir de la mesure de la SER d'une plaque métallique dans la CRBM de l'IETR . . . . .	98
3.30	SNR obtenu à partir de la mesure de la SER d'une plaque métallique dans la CRBM de l'ESYCOM. . . . .	99
3.31	Variation angulaire de la SER à 10 GHz de la plaque métallique mesurée dans la CRBM de l'IETR obtenue avec et sans calcul de la moyenne sur un tour de brasseur. . . . .	101
3.32	Variation angulaire de la SER à 10 GHz de la plaque métallique mesurée dans la CRBM de l'ESYCOM obtenue avec et sans calcul de la moyenne sur un tour de brasseur. . . . .	102
3.33	Variation angulaire de la SER à 10 GHz de la plaque métallique mesurée dans les chambres réverbérantes de l'IETR et l'ESYCOM en utilisant le calcul de moyenne sur l'ensemble des positions de brasseur, comparée au résultat obtenu en chambre anéchoïque. . . . .	103
3.34	Comparaison de la variation angulaire de la SER obtenue en CRBM de l'ESYCOM (a), la CRBM de l'IETR (b) et la CA (c), avec les simulations sous HFSS pour des distances d'observation correspondant aux distances de mesure. . . . .	104
3.35	Variation angulaire de la SER à 10 GHz du dièdre métallique mesurée dans la CRBM de l'IETR et obtenue avec et sans calcul de la moyenne de la différence des coefficients de réflexion sur un tour de brasseur. . . . .	105

TABLE DES FIGURES

---

3.36 Variation angulaire de la SER à 10 GHz du dièdre métallique mesurée dans la CRBM de l'ESYCOM et obtenue avec et sans calcul de la moyenne de la différence des coefficients de réflexion sur un tour de brasseur. . . . . 106

3.37 Variation angulaire de la SER à 10 GHz du dièdre métallique mesurée dans les chambres réverbérantes de l'IETR et l'ESYCOM avec le brassage mécanique, comparée à la SER mesurée en chambre anéchoïque. 107

3.38 Variation angulaire de la SER de la plaque métallique à 10 GHz, obtenue à partir de la différence entre les deux mesures (avec et sans la cible) pour un décalage de position de brasseur ( $\alpha_{br}^C - \alpha_{br}$ ) variant entre 0 à 360 degrés. . . . . 109

3.39 Erreur relative moyenne entre la SER obtenue pour une position fixe de brasseur ( $\alpha_{br}^C = \alpha_{br} = 0^\circ$ ) et celle extraite pour une position de brasseur décalée ( $\alpha_{br}^C \neq \alpha_{br}$  avec  $\alpha_{br}^C = 0^\circ$ ). La moyenne de l'erreur relative est calculée sur l'ensemble des angles de la cible de  $-30^\circ$  à  $+30^\circ$  par pas de  $1^\circ$ . . . . . 110

3.40 Erreur relative entre la SER obtenue pour une position de brasseur fixe ( $\alpha_{br}^C = \alpha_{br} = 0^\circ$ ) et celle relative à un décalage de la position de brasseur, ( $\alpha_{br}^C \neq \alpha_{br}$  avec  $\alpha_{br}^C = 0^\circ$ ) tracée en fonction du décalage angulaire du brasseur. L'erreur relative calculée pour l'angle de la cible  $\theta_c$  à  $0^\circ$ . . . . . 111

3.41 Erreur relative entre la SER obtenue pour une position de brasseur fixe ( $\alpha_{br}^C = \alpha_{br} = 0^\circ$ ) et celle relative à un décalage de la position de brasseur ( $\alpha_{br}^C \neq \alpha_{br}$  avec  $\alpha_{br}^C = 0^\circ$ ) tracée en fonction du décalage angulaire du brasseur. L'erreur relative calculée pour l'angle de la cible  $\theta_c$  à  $8^\circ$ . . . . . 112

3.42 Erreur relative sur la SER obtenue pour une position de brasseur fixe et celle relative à un décalage de la position du brasseur. L'erreur est obtenue en considérant comme référence 100 positions de brasseur différentes. Le résultat final est moyenné sur l'ensemble des 100 positions de brasseur ainsi que les 61 positions de cible. . . . . 112

4.1 Interaction entre l'onde électromagnétique et l'antenne sous test lors de la mesure de la SER d'antenne : a) antenne sous test connectée à une charge circuit ouvert et b) antenne sous test connectée à une charge adaptée. . . . . 117

4.2 Configuration 2D de la mesure de la SER d'antenne en CRBM. . . . 118

TABLE DES FIGURES

---

4.3	Partie réelle du bruit moyenné sur l'ensemble des positions de brasseur (pour l'angle de la cible $\theta_a = 0^\circ$ , et une position de brasseur). . . . .	122
4.4	Partie imaginaire du bruit moyenné sur l'ensemble des positions de brasseur (pour l'angle de la cible $\theta_a = 0^\circ$ , et une position de brasseur). . . . .	122
4.5	Configuration de la mesure de la SER d'antenne en CRBM au sein du laboratoire ESYCOM. . . . .	125
4.6	L'antenne sous test, le switch et les charges . . . . .	126
4.7	Antenne cornet caractérisée en mesure (modèle JXTXLB 1 – 18 GHz). . . . .	127
4.8	Processus de réception de l'onde incidente par l'antenne sous test, puis de rerayonnement après réflexion sur la charge. . . . .	128
4.9	Forme d'onde de la partie réelle de la moyenne sur un tour de brasseur de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés avec l'antenne sous test connectée à un circuit-ouvert puis une charge adaptée. . . . .	129
4.10	Forme d'onde de la partie imaginaire de la moyenne sur un tour de brasseur de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés avec l'antenne sous test connectée à un circuit-ouvert puis une charge adaptée. . . . .	130
4.11	SER ( $\sigma_P$ ) de la plaque métallique extraite des mesures à 6,5 GHz, après la normalisation par la SER théorique $\sigma_P^{\text{theo}}$ . . . . .	131
4.12	SER ( $\sigma_r$ ) de l'antenne cornet sous test liée à son rerayonnement. . . . .	131
4.13	Module du coefficient de réflexion $\Gamma_L$ lorsque le switch sélectionne le circuit ouvert (CO). . . . .	132
4.14	Module du coefficient de réflexion $\Gamma_L$ lorsque le switch sélectionne la charge adaptée (CA). . . . .	133
4.15	Courbe d'interpolation des valeurs du gain de l'antenne sous test en fonction de la fréquence à partir des données du tableau 4.1 . . . . .	134
4.16	Gain de l'antenne sous test en fonction de la direction de rayonnement, extrait des mesures réalisées dans la CRBM du laboratoire ESYCOM. . . . .	135
4.17	Diagramme de rayonnement de l'antenne sous test en fonction de la direction de rayonnement, extrait des mesures réalisées dans la CRBM du laboratoire ESYCOM. . . . .	136
4.18	Angles d'ouvertures de l'antenne dans le plan H d'après la documentation technique. . . . .	137
4.19	Photo de la CA du laboratoire ESYCOM, lors de la mesure du diagramme de rayonnement d'antenne. . . . .	138
4.20	Comparaison entre le diagramme de rayonnement de l'antenne sous test en fonction de la direction de rayonnement, extrait des mesures réalisées dans la CRBM du laboratoire ESYCOM et celui extrait de la mesure réalisée en CA. . . . .	139

## TABLE DES FIGURES

---

4.21 Représentation polaire du diagramme de rayonnement de l'antenne sous test, obtenu à partir de la mesure réalisée en CA au sein du laboratoire de l'ESYCOM. . . . .	140
4.22 Représentation polaire du diagramme de rayonnement de l'antenne sous test, obtenu à partir de la mesure réalisée dans la CRBM du laboratoire de l'ESYCOM. . . . .	141

TABLE DES FIGURES

---

# Liste des tableaux

3.1	Propriétés principales des deux chambres réverbérantes et paramètres de mesure. . . . .	85
3.2	Ecart entre la SER de la plaque métallique extraite dans les deux CRBM avec brassage mécanique et le résultat de référence obtenu en CA. RMSE calculées sur des plages angulaires de la cible. . . . .	103
3.3	Ecart entre la SER du dièdre métallique extraite dans les deux CRBM avec brassage mécanique et le résultat de référence obtenu en CA. RMSE calculées sur des plages angulaires de la cible. . . . .	107
4.1	Gain de l'antenne sous test fourni par la documentation technique, pour différentes valeurs des fréquences. . . . .	134

LISTE DES TABLEAUX

---

# Abréviations

<b>AR</b>	<b>A</b> uto <b>R</b> égressif
<b>AUT</b>	<b>A</b> ntenna <b>U</b> nder <b>T</b> est (Antenne sous test)
<b>BW</b>	<b>B</b> and <b>W</b> idth
<b>CA</b>	<b>C</b> hambre <b>A</b> néchoïque
<b>CEM</b>	<b>C</b> ompatibilité <b>E</b> lectro <b>M</b> agnétique
<b>CO</b>	<b>C</b> ircuit <b>O</b> uvert
<b>CRBM</b>	<b>C</b> hambre <b>R</b> éverbérante à <b>B</b> rassage de <b>M</b> odes
<b>EM</b>	<b>E</b> lectro <b>M</b> agnétique
<b>ESYCOM</b>	<b>E</b> lectronique, <b>S</b> ystèmes de <b>C</b> ommunication et <b>M</b> icrosystèmes
<b>HFSS</b>	<b>H</b> igh <b>F</b> requency <b>S</b> tructure <b>S</b> imulator
<b>IEC</b>	<b>I</b> nternational <b>E</b> lectrotechnical <b>C</b> ommission
<b>IEEE</b>	<b>I</b> nstitute of <b>E</b> lectrical and <b>E</b> lectronics
<b>IETR</b>	<b>I</b> nstitut d'Électronique et des <b>T</b> echnologies du numé <b>R</b> ique
<b>IFBW</b>	<b>I</b> ntermediate <b>F</b> requency <b>B</b> and <b>W</b> idth
<b>IFFT</b>	<b>I</b> nverse <b>F</b> ast <b>F</b> ourier <b>T</b> ransform
<b>LOS</b>	<b>L</b> ine <b>O</b> f <b>S</b> ight
<b>LUF</b>	<b>L</b> owest <b>U</b> sable <b>F</b> requency
<b>PDP</b>	<b>P</b> ower <b>D</b> elay <b>P</b> rofile
<b>RADAR</b>	<b>R</b> adio <b>D</b> etecting <b>A</b> nd <b>R</b> anging
<b>RAR</b>	<b>R</b> eal <b>A</b> perture <b>R</b> adar
<b>RF</b>	<b>R</b> adio <b>F</b> réquence
<b>RFID</b>	<b>R</b> adio <b>F</b> requency <b>I</b> Dentification
<b>RMSE</b>	<b>R</b> oot <b>M</b> ean <b>S</b> quare <b>E</b> rror
<b>ROS</b>	<b>R</b> apport d'Ondes <b>S</b> tationnaires
<b>SER</b>	<b>S</b> urface <b>E</b> quivalente <b>R</b> adar
<b>SNR</b>	<b>S</b> ignal-to- <b>N</b> oise <b>R</b> atio
<b>SP3T</b>	<b>S</b> ingle <b>P</b> ole <b>T</b> hree <b>T</b> hrow
<b>TF</b>	<b>T</b> ransformée de <b>F</b> ourier
<b>ULB</b>	<b>U</b> ltra <b>L</b> arge <b>B</b> ande

## ABBREVIATIONS

---

**VNA** Vector Network Analyser  
**VSWR** Voltage Standing Wave Ratio

# Chapitre 1

## Introduction générale

### 1.1 Contexte

Ces dernières décennies, nous avons assisté au développement et à l'évolution accélérés des systèmes de communication sans-fil dans des domaines d'application aussi nombreux que variés. Un des principaux exemples grand public est bien sûr le développement des réseaux cellulaires dont les technologies, 2G, 3G, 4G et maintenant 5G, évoluent en permanence afin de suivre les besoins grandissants en termes de nombre d'utilisateurs et de débit notamment. L'émergence de l'internet des objets (IoT), couplée à l'arrivée de la technologie 5G, ouvre la voie à de nouveaux concepts tel que celui de la ville intelligente (*smart-city*) par exemple, dont l'objectif est *d'améliorer la qualité de vie des citoyens en rendant la ville plus adaptative et efficace, à l'aide de nouvelles technologies qui s'appuient sur un écosystème d'objets et de services*. [<https://www.cnil.fr/fr/definition/smart-city>] En pratique, cela implique le déploiement de plusieurs milliards de capteurs communicants permettant le suivi à distance d'une multitude de grandeurs physiques en quasi temps-réel. Nous pouvons citer, entre autres, des capteurs sur des conduites d'eau pour détecter les potentielles fuites, des capteurs dans les murs des bâtiments pour prévenir les risques d'effondrement, des capteurs dans le bitume pour évaluer le besoin de réparation des routes...

A la base de tous les systèmes de communications sans-fil, se trouvent les antennes qui assurent la conversion de l'énergie électrique se propageant de façon guidée dans un câble par exemple, en une énergie électromagnétique rayonnée, généralement dans l'air (antenne en émission). Réciproquement, elle permet également de capter une énergie électromagnétique et de la convertir en énergie électrique (antenne

en réception). Les antennes sont définies par un certain nombre de caractéristiques "électriques" tels que l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement, le gain, l'efficacité (rendement) et la polarisation par exemple, ainsi que des caractéristiques plus générales comme le prix, le volume d'encombrement, la rigidité... En fonction de l'application visée, le concepteur cherche donc à optimiser ces différentes caractéristiques et se fonde pour cela sur des designs d'antennes de référence ainsi que sur des logiciels de simulation électromagnétique permettant de prédire les caractéristiques pour une forme d'antenne particulière.

La mesure des caractéristiques d'une antenne est une étape clé car elle permet de valider expérimentalement les propriétés estimées par la simulation. Certains paramètres, comme l'impédance d'entrée, sont estimés à partir de la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne, alors que d'autres, comme le diagramme de rayonnement et le gain, nécessitent la mesure d'un coefficient de transmission entre deux antennes, dont celle sous test. Ces mesures sont généralement réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau. Afin que les mesures ne dépendent pas de l'environnement dans lequel sont placées les antennes, les chambres anéchoïques (CA) ont vu le jour. Une CA permet à la fois de s'isoler des perturbations extérieures grâce à son blindage métallique, et également de simuler un espace libre, c'est-à-dire sans obstacles, à l'aide des matériaux absorbants recouvrant les murs. Les mesures de rayonnement en CA sont aujourd'hui particulièrement bien maîtrisées et servent généralement de référence pour la mesure d'antennes.

La mesure de rayonnement présente toutefois des limitations mis en lumière par la miniaturisation des dispositifs antennaires. En effet, les antennes miniatures présentent par nature un élément rayonnant et un plan de masse de taille réduite par rapport à la longueur d'onde. Le câble alimentant cette antenne se retrouve donc dans sa zone de champ réactif, et modifie ainsi à la fois le champ proche rayonné et la distribution de courant le long de l'antenne. Il en résulte une perturbation des propriétés d'impédance et de rayonnement de l'antenne sous test [1]. Dans ce travail, nous proposons d'étudier une alternative à la mesure en rayonnement, à savoir la mesure du signal rétrodiffusé par l'antenne sous test afin de s'abstenir du câble d'alimentation.

Une autre limitation potentielle est la nécessité d'avoir une CA à disposition pour réaliser la mesure. En effet, une CA est un environnement de mesure onéreux, notamment à cause de la présence d'absorbants sur l'ensemble des parois de la cavité. De nos jours, d'autres environnements de mesure sont utilisés pour la caractérisation d'antennes, notamment les chambres réverbérantes à brassage de modes (CRBM)

qui présentent des propriétés particulièrement intéressantes pour l'évaluation de l'efficacité de rayonnement par exemple. Dans ce travail, nous proposons donc d'étudier la faisabilité de réaliser des mesures d'antennes en rétrodiffusion dans l'enceinte de la CRBM.

## 1.2 Problématique

Les mesures de champ rétrodiffusé se font classiquement dans le domaine du radar afin de mesurer la surface équivalente radar (SER) d'une cible, par exemple un avion, un bateau, un char... La SER d'un objet définit la quantité d'énergie réfléchie dans une direction particulière lorsqu'il est éclairé par une onde électromagnétique. L'étude de la SER trouve de nombreuses applications, à la fois dans le domaine militaire comme par exemple la furtivité, dont l'objectif est de minimiser la SER d'un objet afin de le rendre invisible par un système radar ennemi, et dans le domaine civil avec l'évitement de collisions entre automobiles ou la détection de tissus cancéreux. L'estimation de la SER d'un objet se fait traditionnellement en CA afin de mesurer le signal rétrodiffusé en trajet direct et de minimiser les contributions dues aux multi-trajets. La première et la principale problématique de ces travaux de thèse réside donc dans la transposition de ce type de mesure dans un environnement totalement différent, tel que celui de la CRBM.

Une CRBM est une cavité métallique surdimensionnée par rapport à la longueur d'onde et équipée d'une pièce métallique en rotation, appelée brasseur de modes. Ce brasseur permet de modifier la distribution de champ à l'intérieur de la cavité et d'obtenir, statistiquement, un champ homogène et isotrope dans le volume utile de la cavité. Cet environnement de mesure favorise donc la propagation de multi-trajets et n'est, a priori, pas adapté à la mesure d'un signal rétrodiffusé en trajet direct. Il est donc nécessaire d'isoler la contribution du trajet direct de celle liée aux multiples réflexions sur les parois.

La mesure de SER a été appliquée pour la première fois dans le contexte de caractérisation antennaire en 1947 [19] et connaît depuis un intérêt ininterrompu. L'objectif est de remonter aux propriétés d'impédance et de rayonnement de l'antenne sans avoir besoin de la connecter à un appareil de mesure. Or, le champ rétrodiffusé par une antenne ne dépend pas uniquement de ses propriétés de rayonnement. En effet, celui-ci est la combinaison de deux modes de rétrodiffusion : le premier, appelé mode de structure, est lié à l'objet en lui-même et ne dépend que de la structure de l'antenne comme s'il s'agissait d'un objet non rayonnant ; le deuxième, appelé mode

d'antenne, est lié à l'énergie captée par le port de l'antenne et rerayonnée en raison de la désadaptation de l'antenne. Seule la rétrodiffusion liée à ce mode d'antenne reflète les propriétés de rayonnement de l'antenne en question. La deuxième problématique principale de ce travail de thèse est donc d'arriver à dissocier le mode de structure du mode d'antenne dans la rétrodiffusion totale mesurée.

### 1.3 Objectifs

L'objectif de cette thèse est de proposer une méthode alternative de caractérisation du gain d'une antenne, qui soit à la fois non invasive, afin de ne pas perturber les propriétés de rayonnement de l'antenne sous test, et qui ne nécessite pas l'utilisation d'une CA, afin de s'abstenir de cet environnement de mesure onéreux. Les caractéristiques de l'antenne seront ainsi extraites de mesures en rétrodiffusion de type SER réalisées dans l'environnement propice aux multi-trajets de la CRBM.

Le premier objectif est donc de transposer le concept de mesure de SER en CA à la CRBM. Il est alors nécessaire d'isoler la contribution du trajet direct noyé dans l'ensemble des réflexions multiples. Afin de s'affranchir de l'utilisation de fenêtrage temporel et des traitements de type Transformée de Fourier associés, l'idée de ces travaux est de s'appuyer sur les propriétés statistiques originales du champ à l'intérieur d'une CRBM. Les paramètres clés de la mesure (bande fréquentielle, nombre de points de mesure...) sont étudiés via une analyse statistique afin de préparer au mieux le protocole expérimental et d'évaluer l'erreur d'estimation de la SER en fonction de ces paramètres et du rapport signal à interférences, les interférences étant liées aux multi-trajets dans la CRBM. L'apport du brassage (notamment mécanique dans cette étude) sera particulièrement étudié afin d'estimer son rôle dans l'amélioration de ce rapport signal à interférences. Enfin, la validation de la mesure de SER en CRBM se fera tout d'abord sur des cibles métalliques canoniques telles que la plaque puis le dièdre, afin de pouvoir comparer les valeurs de SER obtenues à celles déterminées analytiquement. De plus, les diagrammes de SER mesurés sont comparés avec ceux obtenus soit à partir de simulations électromagnétiques, soit à partir de mesures en CA, considérées ici comme une référence.

Le deuxième objectif de cette thèse est de pouvoir estimer la valeur du gain d'une antenne à partir de sa mesure de SER. Ceci nécessite d'isoler la rétrodiffusion liée au mode d'antenne ce qui revient à supprimer la partie liée au mode de structure. Pour cela, nous utilisons une technique fondée sur la mesure de la SER de l'antenne pour plusieurs conditions de charge de celle-ci, par exemple un circuit ouvert, un

court-circuit ou une charge adaptée. C'est la première fois qu'une telle approche est utilisée sur des mesures de SER réalisées en CRBM.

### 1.4 Organisation du manuscrit

Afin de présenter clairement le travail mené tout au long de cette thèse, nous proposons de répartir ce manuscrit de la manière suivante : dans le premier chapitre, nous exposons le contexte scientifique dans lequel nous avons réalisé cette étude ; ensuite, nous aborderons la problématique qui se trouve à la base de notre motivation pour travailler dans ce projet ; enfin, nous présentons la stratégie de réponse que nous avons adoptée pour répondre aux besoins abordés précédemment dans les problématiques.

Dans le chapitre 2 nous exposons l'état de l'art, où dans un premier temps, les principaux descripteurs d'antennes ainsi que les différentes zones de diffusion du champ électromagnétique sont abordés ; ceci est suivi d'une analyse générale de deux moyens de caractérisation d'antenne : la mesure en rayonnement et la mesure de la SER. Ensuite, nous continuons avec l'état de l'art sur la SER, où nous abordons des points qui nous seront utiles dans la suite de ce travail, comme par exemple le concept de la SER et sa définition, les équation du radar, les techniques de mesures, et les applications. La SER d'antenne sera aussi abordée dans cette partie où nous parlerons du mode d'antenne et du mode de structure, ainsi que les techniques qui permettent de les mesurer. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous présentons tout d'abord les principes sur lesquels s'appuie le fonctionnement des chambres réverbérantes ainsi que les indicateurs utilisés pour quantifier leurs propriétés. Nous nous focaliserons ensuite sur ce qui nous concerne plus spécifiquement dans ce travail, à savoir la caractérisation d'antenne en chambre réverbérante.

Le chapitre 3 est dédié à la mesure de la SER de cibles canoniques en CRBM. Ce chapitre vise quatre objectifs principaux. Tout d'abord, il présente une mise à jour théorique de la technique d'estimation de la SER proposée dans [50] en tenant compte de l'effet du brasseur. Deuxièmement, un modèle statistique permet d'étudier l'impact de différents paramètres de mesure que sont le pas fréquentiel et la largeur de bande fréquentielle, et ceci au regard de la largeur de bande de cohérence (ou facteur  $Q$ ) de la chambre réverbérante. Troisièmement, nous introduisons dans ce chapitre le brassage mécanique comme un outil permettant d'améliorer la précision de l'estimation de la SER en CRBM pour les configurations à faible rapport signal à bruit (RSB ou SNR pour Signal-to-Noise Ratio en anglais). Nous mettrons en effet

en évidence l'influence du Rapport Signal à Bruit sur la précision de la SER obtenue avec cette nouvelle approche. Le quatrième objectif consiste à montrer l'impact d'un décalage de la position de brasseur entre les deux étapes de la mesure sur la précision de l'estimation de la SER.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons une nouvelle technique de caractérisation d'antenne sans contact en CRBM. Cette méthode est basée sur la mesure de la SER d'antenne, qui permet de remonter aux propriétés de l'antenne sous test (gain et diagramme de rayonnement). Nous allons démontrer dans ce chapitre que le gain et le diagramme de rayonnement d'une antenne peuvent être extraits de ses propriétés de réception, d'émission et de diffusion, dans un environnement de champ diffus tel que la CRBM.

Enfin, une conclusion générale fait la synthèse de l'ensemble des sujets traités tout au long de ce travail ; des perspectives et des idées relatives aux travaux futurs seront discutées.

# Chapitre 2

## État de l'art

### 2.1 Caractérisation d'antennes

#### 2.1.1 Généralités sur les antennes

Les premières antennes sont apparues vers la fin du XIX<sup>e</sup> siècle, et leur diversité n'a cessé de s'accroître grâce aux progrès scientifiques mais aussi en raison de besoins émanant de domaines d'applications variés, tels que les télécommunications mobiles, les satellites, la télévision, la radio, l'identification, ou les objets communicants. Les antennes sont en effet à la base de tous les systèmes de communication sans fil. Malgré la grande diversité d'applications, les antennes sont toujours conçues pour transformer une onde électromagnétique guidée en une onde rayonnée (Figure 2.1) lorsqu'elles ont le rôle d'émettrice et l'inverse lorsqu'elles sont placées en réception.

La course à l'innovation concernant les systèmes de communication implique des études poussées dans le but d'améliorer les performances des antennes. Les caractérisations d'antennes sont généralement basées sur des spécifications et définitions standardisées par l'organisation IEEE [12]. Nous pouvons mentionner quelques paramètres qui permettent de caractériser entièrement une antenne :

-Le diagramme de rayonnement :

Le diagramme de rayonnement d'une antenne, qui est généralement défini en champ lointain, décrit la variation de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace libre. Ainsi, le diagramme de rayonnement indique les directions de l'espace  $(\theta_0, \phi_0)$  dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale.

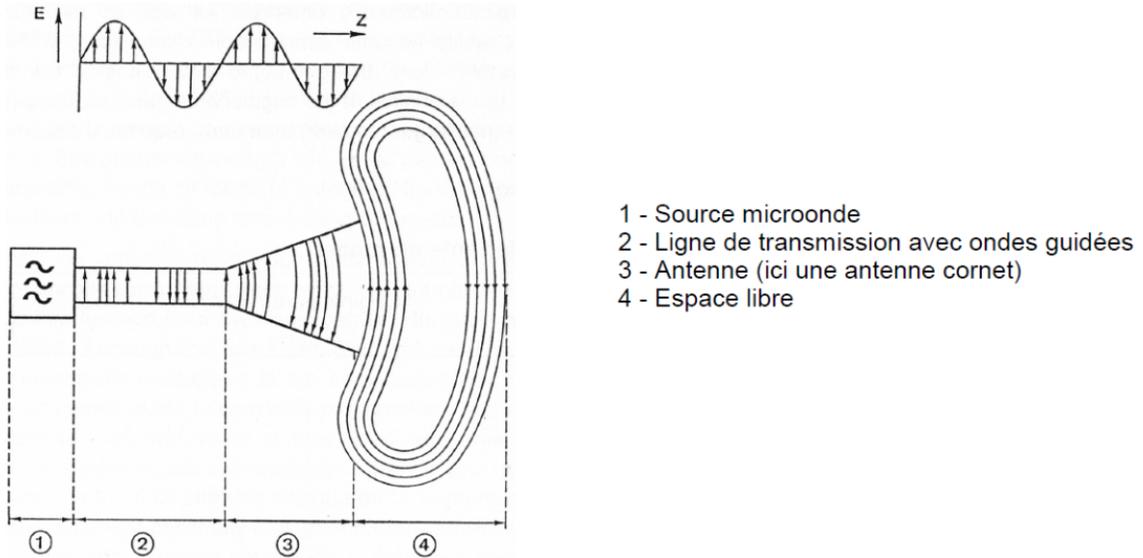


FIGURE 2.1 – Schéma illustratif d'une antenne émettrice.

Il est principalement lié à la géométrie de l'antenne, mais varie également avec la fréquence. Il est donné par :

$$r(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_0(\theta_0, \phi_0)} \quad (2.1)$$

où  $P(\theta, \phi)$  représente la puissance rayonnée dans une direction quelconque et  $P_0(\theta_0, \phi_0)$  correspond à la puissance maximale rayonnée.

-Directivité d'une antenne :

La directivité  $D(\theta, \phi)$  d'une antenne correspond au rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée  $P(\theta, \phi)$  et la puissance rayonnée moyennée dans toutes les directions, i.e., l'intensité que rayonnerait une antenne isotope (utilisée généralement comme référence). Ainsi, nous pouvons écrire son expression comme

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{P(\theta, \phi)}{P_R} \quad (2.2)$$

où  $P_R$  représente la puissance totale rayonnée par l'antenne.

La directivité d'une antenne est définie dans une direction  $(\theta, \phi)$ , mais si la direction n'est pas précisée, la directivité est généralement donnée dans la direction de rayonnement maximum.

- Gain et rendement d'une antenne :

Le gain  $G(\theta, \phi)$  d'une antenne est une propriété qui permet de caractériser sa capacité à focaliser la puissance rayonnée dans une direction donnée  $(\theta, \phi)$ . L'expression du gain d'une antenne est liée à la directivité, en prenant en compte le rendement ( $\eta$ ) de l'antenne, qui est associée aux pertes par rayonnement, telle que

$$G(\theta, \phi) = \eta \cdot D(\theta, \phi) \quad (2.3)$$

- Angle d'ouverture :

L'angle d'ouverture d'une antenne est défini comme l'angle entre les deux directions autour du lobe principal pour lesquelles la puissance rayonnée est la moitié (-3 dB) de celle émise dans la direction de rayonnement maximal. Il caractérise la largeur du lobe principal et détermine la partie de l'espace dans laquelle la majorité de la puissance est rayonnée.

- La polarisation d'une antenne :

La polarisation est une autre notion importante, qui correspond à l'orientation du champ électromagnétique rayonné par l'antenne. En particulier on distingue la polarisation linéaire, lorsque le champ électromagnétique garde la même orientation au cours de la propagation, et la polarisation circulaire dans le cas où l'extrémité du vecteur champ électrique rayonné par l'antenne décrit un cercle au cours du temps. Ces deux polarisations sont des cas particuliers de polarisation elliptique, pour laquelle le champ électrique peut être considéré comme l'addition vectorielle de deux vecteurs perpendiculaires et déphasés entre eux.

- Impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance complexe vue à l'entrée de ce composant. Elle est donnée par :

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.4)$$

La partie réelle  $R_A$  est la résistance d'entrée, et elle est associée d'une part à la puissance rayonnée et d'autre part à celle qui est perdue par effet Joule, à savoir :  $R_A = R_r + R_J$ , avec  $R_r$  représentant le rayonnement de l'antenne et  $R_J$  utilisée pour représenter les pertes dues à l'effet Joule. La partie imaginaire  $jX_A$  correspond à la réactance de l'antenne, qui est liée à la puissance réactive stockée au voisinage de

l'antenne. La fréquence de résonance d'une antenne correspond à l'annulation de la partie imaginaire de son impédance d'entrée.

- Adaptation :

L'adaptation de l'antenne lorsqu'elle est connectée à une charge ou une ligne de transmission est caractérisée par un coefficient de réflexion  $\Gamma$  dont l'expression est :

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.5)$$

où  $Z_0$  représente l'impédance caractéristique de la ligne de transmission par exemple et  $Z_A$  l'impédance d'entrée de l'antenne. Généralement, on admet qu'une antenne est bien adaptée lorsque  $|\Gamma|$  est inférieur à  $-10$  dB. Cela correspond à un Rapport d'Ondes Stationnaires (ROS ou en anglais VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio) compris entre 1 et 1,2 [13]. Le ROS représente le rapport entre la tension maximale et la tension minimale dans une ligne de transmission reliée à l'antenne. Il est représenté comme

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2.6)$$

où  $V_i$  et  $V_r$  représentent les amplitudes de l'onde incidente et celle réfléchié respectivement, dans une ligne de transmission.

- Bande passante :

La bande passante  $BW$  d'une antenne représente généralement la bande de fréquence où son coefficient de réflexion  $|\Gamma|$  est inférieur à  $-3$  dB.  $BW$  ne permet pas de comparer facilement deux antennes si leur fréquence de fonctionnement diffère. Pour cela, on définit également la bande passante relative  $BW_r$  qui s'exprime en pourcentage par rapport à la fréquence centrale  $f_0$ , tel que :

$$BW_r = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (2.7)$$

où  $f_1$  et  $f_2$  représentent respectivement les fréquences minimale et maximale de la bande qui limite le fonctionnement de l'antenne, et  $f_0$  correspond à la fréquence centrale.

### 2.1.2 Zones de diffusion du champ

La propagation d'une onde électromagnétique dans l'espace entraîne une variation de ses propriétés en s'éloignant de la source, en fonction de la distance  $R$  à celle-ci. Pour représenter la propagation d'une onde électromagnétique en espace libre, on distingue plusieurs zones (Figure 2.2). Cette partition dépend de la plus grande dimension de la source par rapport à la longueur d'onde  $\lambda$ . Elle permet de décrire à la fois les propriétés de rayonnement dans le cas d'une antenne et de diffusion par une cible [10].

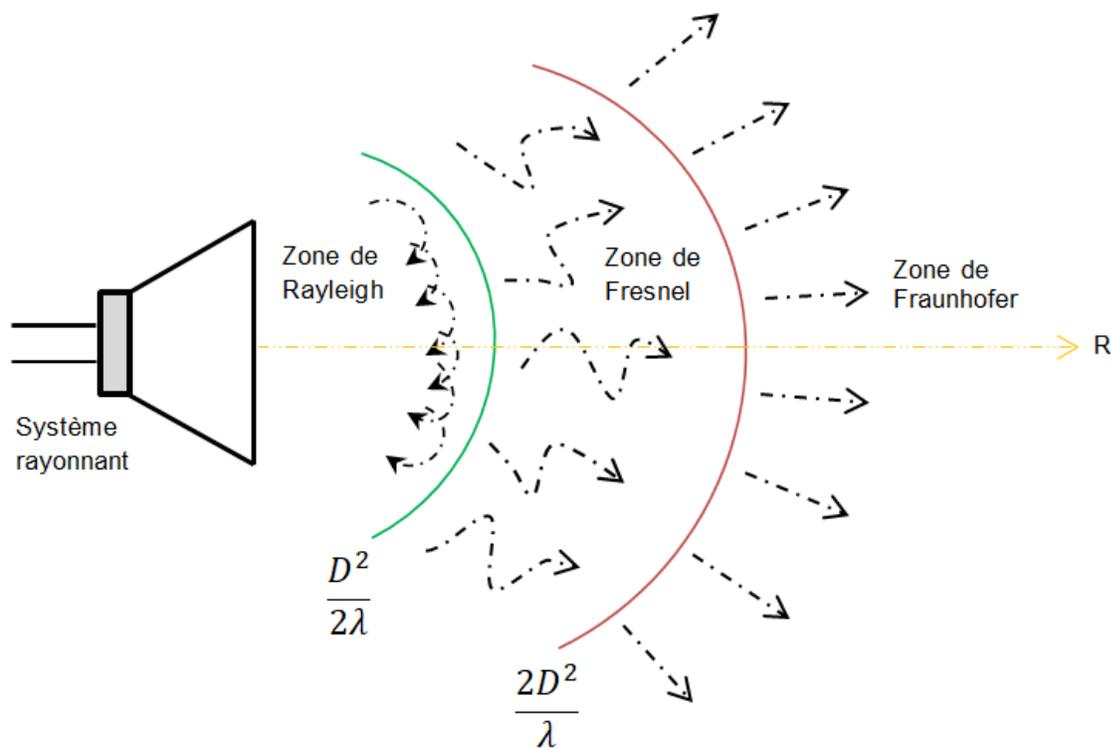


FIGURE 2.2 – Zones de rayonnement autour d'un système rayonnant.

On distingue trois zones de rayonnement autour de la source : la première est la zone de Rayleigh, caractérisée par une divergence de l'onde très faible et des propriétés de champ évanescent. Cette zone est souvent fusionnée avec la zone de champ réactif, une zone très "mince" située à une distance de la source inférieure à  $\frac{\lambda}{2\pi}$  [11]. La zone de Rayleigh présente une limite supérieure qui s'étend jusqu'à  $\frac{D^2}{2\lambda}$ , où  $D$  est la plus

grande dimension de la source.

La deuxième zone de rayonnement est la zone de Fresnel, une zone intermédiaire où l'onde diverge naturellement et le phénomène de propagation commence à apparaître. Dans cette région, la complexité du champ est moindre et les ondes évanescentes disparaissent. C'est une zone intermédiaire située entre  $\frac{D^2}{2\lambda}$  et  $\frac{2D^2}{\lambda}$ . La zone de Fresnel avec la zone de Rayleigh constituent ce que l'on appelle la zone de champ proche.

La zone de Fraunhofer ou zone de champ lointain est la dernière zone de rayonnement, située au-delà de  $\frac{2D^2}{\lambda}$ . Dans cette zone de rayonnement, le phénomène de propagation gagne de l'ampleur et devient prédominant. Les ondes dans cette zone sont localement planes et le champ varie en fonction de la distance  $R$ . Lors des mesures dites en champ lointain, on doit respecter la condition  $\frac{2D^2}{\lambda}$ .

### 2.1.3 Méthodes de caractérisation d'antennes

On s'assure du bon fonctionnement d'une antenne en mesurant les paramètres précédemment mentionnés qui permettent de quantifier ses performances. Les premières caractérisations d'antennes ont été réalisées en champ lointain dans un environnement non confiné, et plus tard dans les années 60, en chambre anéchoïque grâce aux absorbants en polyuréthane chargé en carbone [14].

Il existe plusieurs approches qui permettent de caractériser une antenne. Nous pouvons faire référence notamment à la méthode de mesure en rayonnement, qui permet de caractériser une antenne en déterminant son gain et son diagramme de rayonnement, un paramètre indispensable pour remonter à l'efficacité de rayonnement d'une antenne. La mesure d'antennes en rayonnement est couramment utilisée pour valider ou tester les paramètres d'une antenne, en champ lointain et en champ proche. La mesure peut être effectuée dans le domaine fréquentiel ainsi que dans le domaine temporel [15]. La grande différence entre les deux principes réside dans l'instrumentation utilisée. Dans le domaine fréquentiel, le principe consiste à mesurer à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (en anglais Vector Network Analyser, VNA) le paramètre de transmission  $S_{21}$  entre l'antenne cible et l'antenne de mesure. Des mesures peuvent également être faites avec un générateur et un bolomètre. Dans le domaine temporel, un générateur d'impulsions est nécessaire pour générer des brèves impulsions sur l'antenne de mesure et un oscilloscope numérique est utilisé pour numériser les impulsions reçues, ce qui doit se faire en synchronisation avec le générateur d'impulsions.

Une autre approche permettant de caractériser une antenne est la méthode de mesure d'antenne par rétro-diffusion, connue aussi comme la mesure de la Surface Équivalente Radar (SER) d'une antenne. L'avantage de cette approche est qu'elle permet de faire des mesures sans contact, c'est-à-dire qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser un câble d'excitation relié à l'antenne sous test. Dans le cas de la caractérisation des petites antennes, cette technique de mesure est vue comme une des solutions possibles permettant de s'affranchir des problèmes de perturbation de l'impédance et du rayonnement de l'antenne liés à la connectique [16]. Dans cette thèse, nous nous intéressons particulièrement à cette méthode de caractérisation d'antenne sans contact, afin de tirer profit de cet aspect non invasif des mesures de SER ; nous allons développer cette méthode par la suite.

## 2.2 Surface Équivalente Radar

### 2.2.1 Présentation du concept

Le RADAR, acronyme de Radio Detecting And Ranging, qui signifie détection et mesure de distance par ondes radio, a été inventé pendant la deuxième guerre mondiale [6]. L'intérêt du radar n'est pas de se substituer à l'œil, mais de faire ce que l'œil ne peut pas faire. Celui-ci ne peut pas résoudre les détails aussi bien que l'œil, ni reconnaître la "couleur" des objets au degré de sophistication dont l'œil est capable. Cependant, le radar peut être conçu pour voir dans certaines conditions particulières contrairement à la vision humaine, comme l'obscurité, la brume, le brouillard, la pluie et la neige. De plus, le radar a l'avantage de pouvoir mesurer la distance ou la portée de l'objet.

Une forme élémentaire de radar consiste en une antenne d'émission émettant un rayonnement électromagnétique, une antenne de réception et un dispositif de détection d'énergie. Une partie du signal transmis est interceptée par un objet réfléchissant (la cible) et est rétrodiffusée dans toutes les directions. C'est l'énergie rétrodiffusée dans la direction d'observation qui est d'un intérêt primordial pour le radar. L'antenne de réception collecte l'énergie captée, qui est ensuite traitée pour détecter la présence de la cible, sa forme, extraire l'emplacement et la vitesse de l'objet lorsqu'il se déplace. La distance à la cible est déterminée en mesurant le temps mis par le signal radar pour atteindre la cible et revenir. La direction, ou la position angulaire, de la cible peut être déterminée à partir de la direction d'arrivée du front d'onde réfléchi. La méthode habituelle de mesure de la direction d'arrivée consiste à utiliser des faisceaux d'antenne étroits [9].

La détection électromagnétique d'une cible, rendue possible par la rétro-diffusion de la cible vers l'antenne réceptrice, est caractérisée par la Surface Équivalente Radar (SER) de la cible en français ou Radar Cross Section (RCS) en anglais. La SER permet de quantifier la quantité d'énergie captée et rétrodiffusée par la cible soumise à l'onde électromagnétique émise par le radar. Cette onde rétrodiffusée varie en fonction de la direction d'observation  $(\theta, \phi)$  avec  $\theta$  l'angle d'azimut et  $\phi$  l'angle d'élévation définis par rapport à la direction d'incidence. Selon la configuration de l'antenne émettrice par rapport à l'antenne réceptrice, on distingue les radars bistatiques des radars dits monostatiques :

**Configuration bistatique :**

Dans cette configuration les antennes émettrice et réceptrice sont volontairement placées séparément pour exploiter la variation de l'angle formé entre l'antenne émettrice et la cible, ainsi que l'angle formé entre l'antenne placée en réception et la cible (figure 2.3). Ce type de radar est moins utilisé que celui en configuration monostatique, principalement pour des raisons de coût et de synchronisation entre les différents éléments du système.

**Configuration monostatique :**

Dans cette configuration, l'antenne réceptrice est confondue avec l'antenne émettrice (figure 2.4), ce qui signifie que la même antenne émet l'onde qui va frapper la cible et assure la réception du signal rétro-diffusé par la cible.

La mise en place de cette configuration est souvent compliquée en pratique pour des raisons de dimensionnement [7], de sorte qu'elle est souvent remplacée par une configuration nommée quasi-monostatique (figure 2.5), où l'antenne chargée d'émettre l'onde électromagnétique (EM) et l'antenne chargée à réceptionner le signal diffusé sont distinctes mais placées très proches avec un angle suffisamment faible, pour que les effets de cet angle puissent être négligeables.

## 2.2.2 Définition de la SER

Lorsqu'un objet est exposé à un champ électromagnétique, sa SER (une grandeur physique exprimée en  $m^2$ ) traduit sa capacité à rétrodiffuser l'onde électromagnétique incidente vers une antenne réceptrice. La SER, souvent notée  $\sigma$ , permet de quantifier la quantité d'énergie captée et rétrodiffusée par la cible pour une onde incidente donnée. Cette onde électromagnétique, qui frappe une cible, interagit avec cet objet qui renvoie l'énergie incidente dans toutes les directions, dont la direction

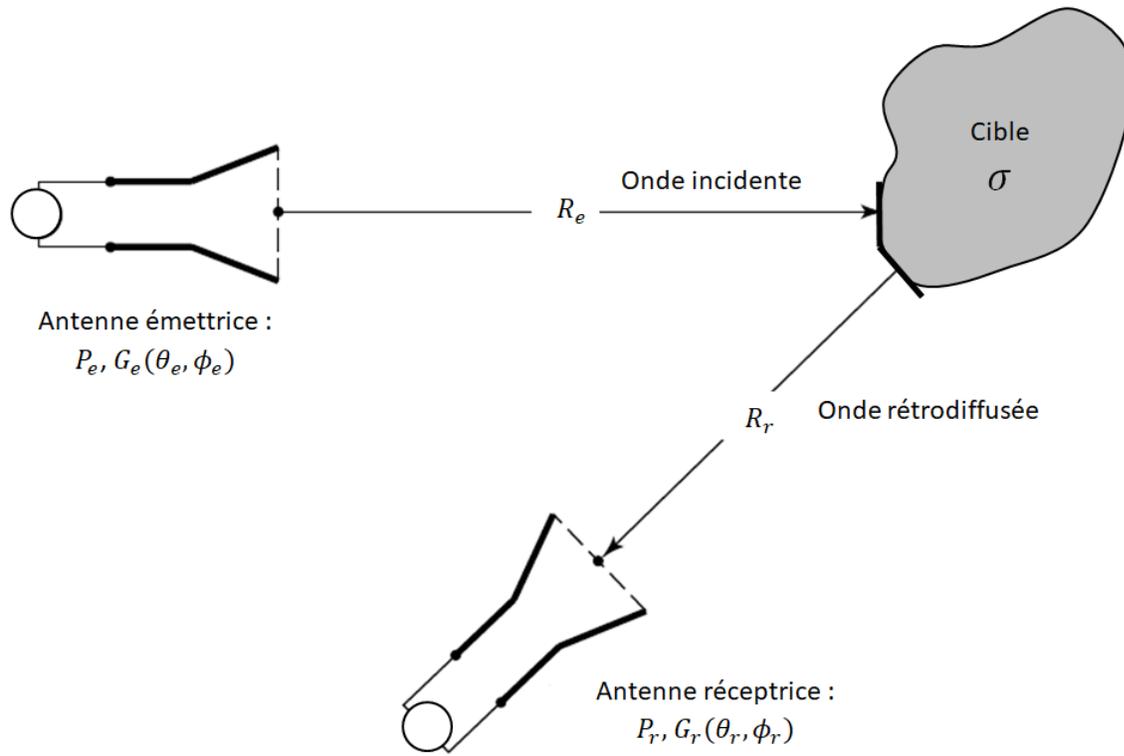


FIGURE 2.3 – Configuration bistatique.

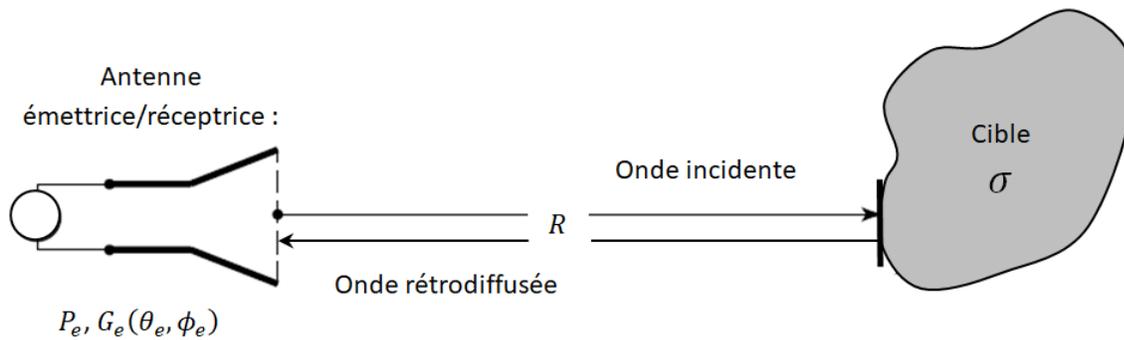


FIGURE 2.4 – Configuration monostatique.

de l'antenne réceptrice, en fonction de l'orientation angulaire de la cible par rapport à l'émetteur et au récepteur. Cette surface  $\sigma$  dépend de la géométrie d'observation, des caractéristiques géométriques et physiques de la cible mais aussi de la longueur

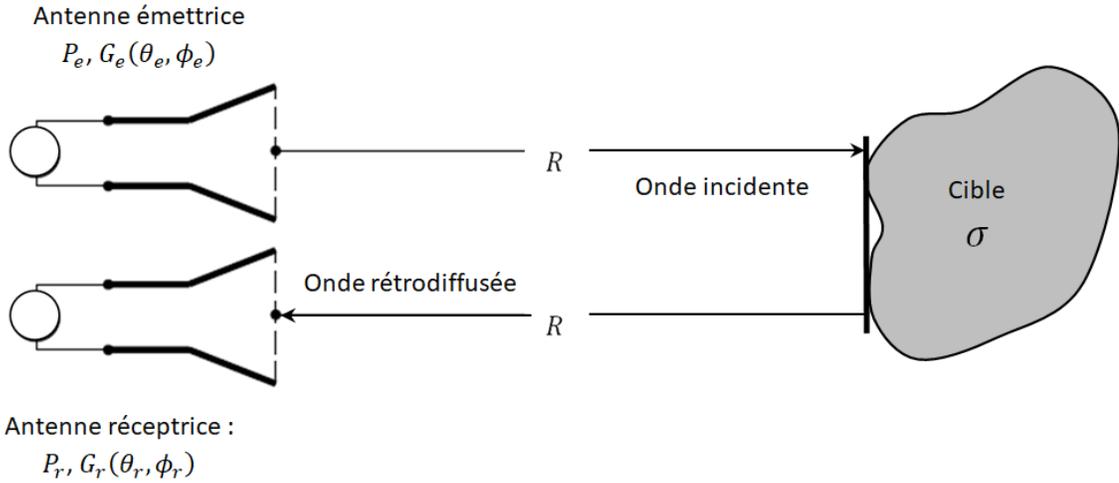


FIGURE 2.5 – Configuration quasi-monostatique.

d'onde ( $\lambda$ ) de l'onde électromagnétique à l'émission.

La Surface Équivalente Radar d'une cible se calcule comme le rapport entre la puissance par unité d'angle solide diffusée dans une direction donnée sur la puissance par unité de surface d'une onde plane incidente sur cette cible, depuis une direction donnée [6]. Plus concrètement, c'est la limite de cette valeur lorsque la distance entre l'antenne émettrice et la cible tend vers l'infini. La SER s'exprime par la formule :

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_d|^2}{|E_i|^2} \quad (2.8)$$

avec

$\sigma$  la Surface Equivalente Radar de la cible ( $m^2$ )

$E_i$  le champ électrique incident sur la cible ( $V/m$ )

$E_d$  le champ diffracté par la cible ( $V/m$ )

$R$  la distance d'observation par rapport à la cible ( $m$ ).

Le champ diffusé varie en fonction de cette distance  $R$ . Supposer  $R$  très grand, ce qui correspond au cas du champ lointain, permet d'éliminer la dépendance de la SER à cette distance [6].

Comme on peut le voir dans l'équation (2.8), la SER est homogène à une surface, donc  $\sigma$  s'exprime en  $m^2$ , mais souvent on utilise l'unité  $dB.m^2$ , pour faciliter l'inter-

prétation des résultats sachant que la SER est une grandeur qui peut varier considérablement.

$$\sigma_{\text{dB.m}^2} = 10 \times \log_{10} \sigma_{\text{m}^2} \quad (2.9)$$

### 2.2.3 Équation du radar

L'équation du radar traduit l'influence des phénomènes physiques que sont le rayonnement de l'émetteur, la propagation de l'onde, ainsi que la réception du signal rétro-diffusé par la cible. Elle traduit le bilan des puissances sur un trajet aller-retour de l'onde transmise.

Supposons que les ondes électromagnétiques se propagent dans des conditions idéales, sans subir de perturbations. Dans ce cas, la densité de puissance rayonnée par une antenne isotrope s'écrit :

$$W_0 = \frac{P_e}{4\pi R_e^2} \quad (2.10)$$

avec

$P_e$  la puissance émise [ $W$ ]

$W_0$  la densité de puissance rayonnée par une antenne isotrope [ $W.m^{-2}$ ]

$R_e$  la distance entre l'antenne et la cible [ $m$ ].

En pratique, l'antenne connectée à l'émetteur n'est pas isotrope, et privilégie donc certaines directions par rapport à d'autres. Cette caractéristique est décrite par le gain d'antenne. On peut calculer la puissance émise dans la direction  $(\theta_e, \phi_e)$ , à la distance  $R_e$  de l'émetteur par :

$$W_g = W_0 \times G_e(\theta_e, \phi_e) = \frac{P_e}{4\pi R_e^2} \cdot G_e(\theta_e, \phi_e) \quad (2.11)$$

avec

$W_g$  la densité de puissance rayonnée par une antenne directive [ $W.m^{-2}$ ]

$G_e(\theta_e, \phi_e)$  le gain de l'antenne émettrice.

La détection d'un objet dépend de la densité de puissance illuminant celui-ci, mais également de la rétrodiffusion de cet objet vers l'antenne réceptrice. Il est donc nécessaire de connaître la SER  $\sigma$  de l'objet, afin de pouvoir déterminer cette puissance réfléchie. Une fois que l'onde électromagnétique émise par l'antenne atteint sa destination finale (en frappant la cible), la puissance réfléchie va dépendre de la densité de puissance  $W_g$  et de la SER  $\sigma$  :

$$P_r = W_g \times \sigma = \frac{P_e}{4\pi R_e^2} \cdot G_e(\theta_e, \phi_e) \cdot \sigma(\theta_e, \phi_e, \theta, \phi) \quad (2.12)$$

avec

$P_r$  la puissance réfléchie [W]

$\sigma$  la surface équivalente radar de la cible fonction à la fois de la direction d'illumination  $(\theta_e, \phi_e)$  et de celle d'observation  $(\theta, \phi)$  [ $m^2$ ].

Afin de simplifier cette démonstration, on considère la cible comme un émetteur (de l'onde réfléchie). En conséquence, la puissance réfléchie  $P_r$  est assimilable à une puissance émise par la cible. En considérant que la propagation de l'onde électromagnétique sur les trajets aller et retour se fait dans les mêmes conditions, la densité de puissance émise par la cible et reçue par une antenne de réception placée en  $(R_r, \theta_r, \phi_r)$  est donnée par :

$$W_e = \frac{P_r}{4\pi R_r^2} = \frac{P_e G_e(\theta_e, \phi_e) \sigma(\theta_e, \phi_e, \theta_r, \phi_r)}{(4\pi)^2 R_e^2 R_r^2} \quad (2.13)$$

avec

$W_e$  la densité de puissance rerayonnée par la cible à la position de l'antenne de réception [ $W.m^{-2}$ ]

$R_r$  la distance entre la cible et l'antenne de réception [ $m$ ].

La puissance captée par l'antenne réceptrice  $P_c$  est liée à la surface apparente de cette antenne  $A_r$ . Cette dernière est donnée par :

$$A_r = \frac{G_r(\theta_r, \phi_r) \lambda^2}{4\pi} \quad (2.14)$$

avec

$\lambda$  la longueur d'onde de fonctionnement [ $m$ ]

$G_r(\theta_r, \phi_r)$  le gain d'antenne réceptrice.

La puissance captée par l'antenne de réception est donnée par le produit de la densité de puissance (2.13) par la surface effective  $A_r$  de l'antenne de réception (2.14) :

$$P_c = \frac{P_r}{4\pi R_r^2} A_r = \frac{P_e G_e(\theta_e, \phi_e) \sigma(\theta_e, \phi_e, \theta_r, \phi_r)}{(4\pi)^2 R_e^2 R_r^2} A_r \quad (2.15)$$

Si on remplace  $A_r$  par son expression, nous obtenons l'équation suivante :

$$P_c = P_e G_e(\theta_e, \phi_e) G_r(\theta_r, \phi_r) \sigma(\theta_e, \phi_e, \theta_r, \phi_r) \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 R_e^2 R_r^2} \quad (2.16)$$

Les équations (2.15) et (2.16) représentent la configuration bistatique de l'équation radar. Dans une configuration monostatique, c'est-à-dire lorsque la même antenne est utilisée à la fois en émission et en réception,  $G_e = G_r = G$ ,  $R_e = R_r = R$ ,  $\theta_e = \theta_r = \theta$  et  $\phi_e = \phi_r = \phi$ . L'équation du radar se simplifie alors comme

$$P_c = P_e G^2(\theta, \phi) \sigma(\theta, \phi) \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.17)$$

Il existe une formulation plus complète qui tient compte des différentes pertes dans les systèmes d'émission, de réception, et le milieu de propagation, ainsi que des pertes de polarisation [8].

## 2.2.4 La SER et régions fréquentielles

Il existe une forte dépendance des caractéristiques de diffusion d'une cible par rapport à la fréquence de l'onde incidente. Ceci résulte en différentes formes de variation de la SER par rapport à la distance d'observation, selon la dimension de la cible devant la longueur d'onde  $\lambda$ . Trois régions fréquentielles différentes peuvent être distinguées [6, 9], où on observe des comportements de la SER différents :

- La région des basses fréquences :

Dans cette région, connue aussi comme la région de Rayleigh, la plus grande dimension de la cible est très petite devant la longueur d'onde. Dans cette zone la SER varie en  $1/\lambda^4$ .

- La région de résonance :

Dans cette région, aussi connue comme la région de Mie, la dimension de la cible est de l'ordre de la longueur d'onde. La SER y présente une forte oscillation liée à la forte variabilité fréquentielle du comportement de la cible.

- La région des hautes fréquences :

Dans cette région, on dit que la cible est électriquement grande. Cette région est aussi appelée la région optique, caractérisée par des cibles très grandes devant la longueur d'onde.

La figure 2.6 représente la SER d'une sphère parfaitement conductrice avec les différentes régions présentées ci-dessus. Dans la région optique, on remarque que les oscillations de la SER normalisée, observées dans la région de Mie, convergent peu

à peu vers 1. Cela traduit une indépendance de la SER par rapport à la fréquence. Cette convergence explique pourquoi une sphère est couramment utilisée comme cible de référence lors de la mesure de SER.

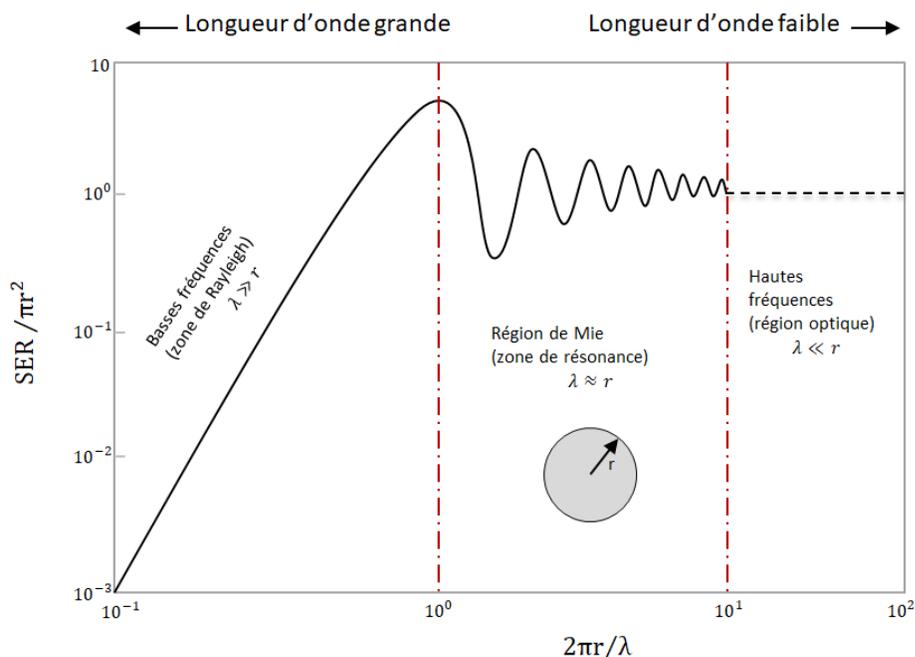


FIGURE 2.6 – SER d'une sphère parfaitement conductrice, en fonction du rapport  $r/\lambda$ .

### 2.2.5 Mesure de SER

Les mesures de la SER peuvent être nécessaires pour plusieurs raisons, allant des mesures scientifiques aux vérifications de conformité aux spécifications d'un produit par exemple. Il est difficile d'estimer théoriquement la SER de cibles complexes car il est impossible d'inclure tous les phénomènes entrant en jeu. Il devient donc nécessaire de disposer d'une installation de mesure de SER adaptée à la taille de la cible et aux spécifications de la mesure. Historiquement, les premières mesures de SER étaient réalisées à l'extérieur, en espace libre. En effet, ce type d'environnement permet de réaliser des mesures à une distance importante. L'avantage de ce type de mesure est son faible coût et aussi le fait que la mesure soit effectuée dans les conditions environnementales réelles, en fonction de l'application. Néanmoins, l'inconvénient principal

des mesures en extérieur est probablement la nécessité de faire face aux conditions météorologiques, qui peuvent compliquer l'interprétation et la récupération du signal d'intérêt.

Avec le développement de la technologie de la furtivité, la puissance qu'un radar peut recevoir d'une cible furtive diminue [35]. En effet, pour des mesures des cibles présentant des faibles valeurs de SER, ou pour des raisons de confidentialité dans le cas des applications militaires, il peut être donc nécessaire de réaliser des mesures en chambres fermées. Généralement ce type de mesure est réalisée en Chambre Anéchoïde (CA).

Que ce soit à l'intérieur ou à l'extérieur, une installation de mesure de la SER doit contenir au moins : une antenne instrumentée capable d'envoyer et de recevoir un signal électromagnétique d'une intensité suffisante ; des instruments d'enregistrement, analogiques ou numériques, ou les deux, permettant de sauvegarder les données de mesures ; un mât rotatif pour la cible ou une table tournante contrôlable ; un environnement à faible bruit de fond, comprenant des structures de support de la cible "invisibles", pour minimiser la perturbation des signaux d'intérêts ; une cible d'essai adaptée aux mesures.

### 2.2.5.1 Chambre Anéchoïque

Afin d'éviter les interactions entre la cible et son environnement et améliorer la précision, les mesures de SER sont généralement effectuées dans une chambre anéchoïque. Cependant, la taille maximale de la cible est limitée à quelques mètres, à moins que de très grandes installations ne soient disponibles pour accueillir des cibles plus grandes. Dans une CA, les parois intérieures sont recouvertes d'absorbants, ce qui permet de limiter au maximum les effets des réflexions des ondes électromagnétiques sur les murs de la cavité. Les parois extérieures de cette cavité sont métalliques, afin d'isoler l'intérieur de la cavité de l'environnement extérieur (cage de Faraday). Cela permet de reproduire au mieux ce que l'on appelle l'espace libre. Malgré les absorbants visant à empêcher la réflexion des ondes, lors d'une mesure de SER en CA, une mesure à vide (sans la cible) est dans un premier temps effectuée afin de pouvoir, par post-traitement, éliminer l'effet de réflexions parasites.

Bien que la mesure de SER ne nécessite que la mesure de la puissance diffractée par la cible, les post-traitements ainsi que l'étalonnage nécessitent une mesure vectorielle du champ électromagnétique. Habituellement, l'instrumentation est construite autour d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA), qui calcule un rapport entre la

puissance reçue et la puissance émise (au niveau du plan de calibrage). La mesure de la SER en CA demande la spécification de plusieurs paramètres. Nous pouvons en citer quelques-uns, notamment le type de configuration, qui peut être monostatique, bistatique ou encore quasi-monostatique ; le type de polarisation, qui va dépendre du type d'antenne utilisée ; la bande fréquentielle de mesure et le nombre de points doivent être définis en fonction des propriétés recherchées. Les contraintes liées aux dimensions et à la masse de la cible font également partie des paramètres importants à prendre en compte. Ainsi, les dimensions de la cible impactent les dimensions minimales requises pour la chambre ainsi que la fréquence de mesure, et la masse de la cible intervient dans le choix du positionneur. Tous ces exemples de paramètres guident le choix des conditions de mesure de la SER.

En pratique, la mesure de la SER consiste à quantifier l'onde électromagnétique diffractée par la cible, au travers de la mesure du paramètre  $S$  grâce au VNA. La mesure du paramètre  $S$  est relative à la cible sous test, mais est également influencée par les propriétés de la chambre vide (sans la cible).

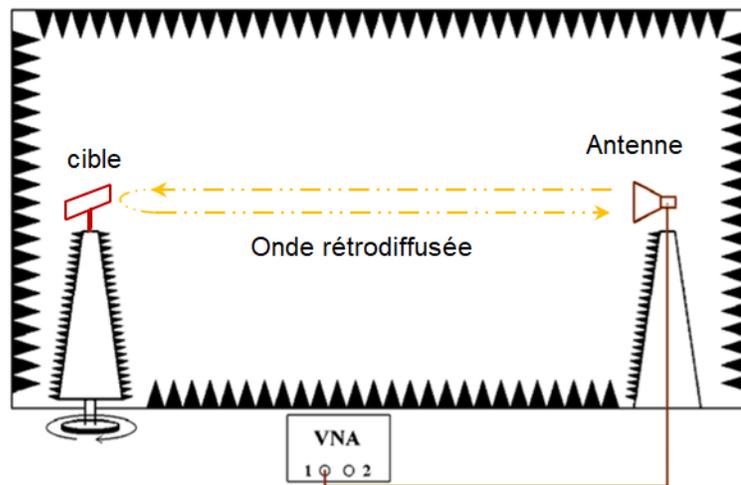


FIGURE 2.7 – Exemple d'une configuration monostatique de mesure de la SER en CA.

- Mesure dans une chambre à vide (sans la cible) :

Bien que les chambres anéchoïques soient conçues pour minimiser les réflexions des ondes électromagnétiques et atténuer les perturbations provenant de l'extérieur, il est impossible d'assurer que les mesures réalisées seront exemptes de bruit. De plus,

les dispositifs de mesure tels que les câbles, les antennes, les supports..., peuvent aussi ajouter du bruit aux mesures réalisées. En conséquence, pour minimiser ces parasites inhérents qui viennent s'ajouter au banc de mesure, il est indispensable de réaliser une mesure de la chambre à vide (sans la cible) et de la soustraire aux mesures dans le cas de la chambre chargée (avec la cible). Sachant qu'une mesure à vide en CA peut varier légèrement dans le temps [7], il est suggéré de s'assurer que les acquisitions des données de mesures qui seront soustraites respectent une certaine séquence chronologique. Cela veut dire que les mesures dans le cas de la chambre à vide doivent (si possible) être réalisées juste avant ou juste après la mesure dans la chambre chargée par la cible, que ce soit la cible sous test ou la cible de référence. Généralement, la soustraction entre les mesures avec et sans la cible permet de se rapprocher de l'obtention de la SER de la cible. Cependant, il est nécessaire de procéder à une mesure avec une cible de référence pour remonter à la valeur absolue de la SER de la cible sous test.

- Normalisation par rapport à une cible de référence :

Il est donc primordial d'éliminer l'influence de l'ensemble des éléments constituant le banc de mesure de la SER. Ceci pourrait être fait théoriquement, si chaque élément de ce banc de mesure pouvait être caractérisé individuellement. Néanmoins, ceci nécessiterait un système expérimental parfait dont les caractéristiques des différents éléments seraient parfaitement connues, ce qui n'est bien sûr pas réaliste. C'est pourquoi la caractérisation de l'ensemble du banc de mesure est faite en utilisant une cible de référence de SER parfaitement connue. Cela permet de corriger les erreurs issues du système de mesure.

La sphère métallique fait partie des objets d'étalonnage les plus utilisés, mais les plaques ou les palets métalliques sont également utilisés [36, 37]. Cependant, la sphère est connue pour avoir un seul point de rétrodiffusion, ce qui facilite son installation sur un positionneur, contrairement à la plaque métallique par exemple qui doit être positionnée en fonction de l'axe de propagation de l'onde incidente, et alignée en fonction des directions de polarisation et de l'axe de rotation du positionneur. La taille de la cible de référence, ainsi que sa SER théorique, doivent être du même ordre de grandeur que celles de la cible à caractériser.

Les caractéristiques de l'onde rétrodiffusée par une cible dépendent de la relation entre la longueur d'onde  $\lambda$  du signal incident et la plus grande dimension de la cible. Dans la zone optique, la SER d'une sphère métallique peut être écrite comme [6, 9] :

$$\sigma_{sphere} = \pi r^2 \quad (2.18)$$

avec  $r$  le rayon de la sphère. L'expression théorique de la SER d'une plaque métallique peut également être définie en zone optique de la diffusion, par :

$$\sigma_{plaque} = \frac{4\pi S^2 f^2}{c^2} \quad (2.19)$$

où  $S$  correspond à la surface de la plaque métallique en  $m^2$ ,  $f$  la fréquence en Hz et  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide en m/s.

Une fois la cible de référence caractérisée, la SER d'une cible peut être déduite par la formule :

$$\sigma_{cible}^{mes} = \left| \frac{S_{cible} - S_{vide_1}}{S_{cible_{Ref}} - S_{vide_2}} \right|^2 \times \sigma_{cible_{Ref}}^{theo} \quad (2.20)$$

où  $\sigma_{cible_{Ref}}^{theo}$  correspond à la SER théorique de la cible de référence.

L'expression (2.20) découle de la procédure de mesure pour remonter à la SER d'une cible : il est donc nécessaire de mesurer le coefficient de réflexion  $S$  dans la chambre avec la cible ( $S_{cible}$ ), ainsi que dans la chambre à vide ( $S_{vide_1}$ ). On procède ensuite à une mesure avec une cible de référence ( $S_{cible_{Ref}}$ ) qui peut être une sphère métallique par exemple, et une mesure à vide ( $S_{vide_2}$ ) juste avant ou juste après.

- Post-traitement des données - fenêtrage temporel :

Généralement le processus de traitement des mesures de la SER en CA commence par l'élimination de l'effet de l'environnement. Cela est souvent réalisé par la soustraction des coefficients de réflexion obtenus lors des deux mesures (avec et sans la cible), qui peut être fait soit dans le domaine fréquentiel, soit dans le domaine temporel. Le bruit lié à l'environnement de mesure peut être réduit de 30 dB lorsque cette opération est faite dans le domaine temporel [38]. Cependant, la soustraction dans le domaine fréquentiel est conseillée dans une configuration de mesure où la cible est en rotation ; ce choix permet de minimiser l'effet du positionneur d'environ 20 dB [38]. En effet, la soustraction entre les mesures, dans les domaines fréquentiel ou temporel, permet de minimiser le couplage qui pourrait exister entre les antennes (dans une configuration quasi-monostatique par exemple) ainsi que certaines perturbations liées à l'environnement, en l'occurrence une CA.

Dans un contexte expérimental, malgré la soustraction entre les mesures (avec et sans la cible) afin d'éliminer les effets de l'environnement de mesure, il existe toujours des

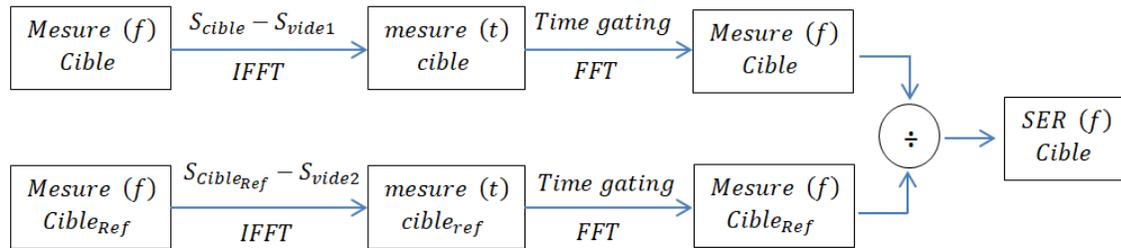


FIGURE 2.8 – Vue générale du processus de post-traitement de mesure de la SER en CA.

réflexions, notamment celles issues des interactions de la cible avec l'environnement de mesure. Toutefois, la position de la cible est connue, donc il est possible de ne garder que les informations relatives à la zone contenant la cible afin de séparer tout ou partie des signaux parasites de la réponse de la cible. Ce filtrage peut être effectué sur la réponse impulsionnelle de la cible obtenue par Transformée de Fourier inverse de la réponse fréquentielle [39]. Cela revient à appliquer un fenêtrage temporel ("time gating") autour de la position de la cible [40]. Cette étape de post-traitement permet d'améliorer la réponse fréquentielle, mais la largeur de la fenêtre doit être choisie minutieusement afin de trouver un compromis sur la précision du résultat [41]. Le signal temporel fenêtré est alors à nouveau converti dans le domaine fréquentiel en appliquant une Transformée de Fourier afin de fournir une réponse fréquentielle contenant l'information qui nous intéresse. La procédure du post-traitement de la mesure de la SER est décrite sur la figure 2.8 [42].

### 2.2.5.2 Chambre réverbérante

Une chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) est un environnement de mesure consistant en une cavité électromagnétique munie d'un brasseur de modes, objet métallique en rotation, permettant d'obtenir, statistiquement, des conditions de champs particulières au sein d'un volume utile telles que l'isotropie et l'homogénéité. Initialement utilisée pour des applications de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) [43], la CRBM est devenue ces dernières années une alternative prometteuse et intéressante à la CA pour une large gamme d'applications électromagnétiques, notamment l'estimation de paramètres tels que la Surface Équivalente d'Absorption [44], [45], [46], l'efficacité d'antennes [47] ou le diagramme de rayonnement [49]. Récemment, les CRBMs ont été proposées comme nouvel environnement pour mesurer la SER d'objets métalliques [50], [51].

Cette technique de mesure de la SER en CRBM repose sur l'extraction de l'onde balistique (trajet direct entre l'antenne et la cible) rétrodiffusée par la cible en la distinguant du champ diffus rétrodiffusé par la chambre elle-même. La méthode présente l'avantage d'utiliser une configuration de mesure moins chère (car pas d'absorbants) que la mesure en CA classique. De plus, et contrairement à la méthode proposée dans [52], un fenêtrage temporel n'est pas nécessaire, évitant ainsi toute transformation de Fourier.

Dans [50], où une configuration monostatique est considérée, le coefficient de réflexion (paramètre S11) est mesuré en CRBM avec et sans la cible, sur une bande de fréquence autour de la fréquence d'intérêt. La bande de fréquences considérée doit être située au-delà de la fréquence la plus basse d'utilisation de la chambre (Lowest Useable Frequency en anglais), afin que le champ à l'intérieur de la cavité puisse être considéré comme isotrope et homogène. La différence entre les deux mesures permet de remonter à la SER de la cible [50]. Les résultats de la SER de cibles canoniques évaluées en CRBM sont cohérents avec des mesures de références réalisées en CA.

## 2.2.6 Applications

Les premières applications du système radar ont été orientées vers le domaine militaire. Dans une période où la guerre sous-marine était d'actualité, les chercheurs se sont aperçus de la nécessité d'accélérer le développement du système radar. Plusieurs études ont été menées, dans le but d'avoir des bases théoriques et le savoir-faire en matière de conception de dispositifs radar. Les radars conçus jusqu'au début des années cinquante ont un objectif de surveillance, et sont donc purement axés sur la notion de détection. Peu à peu, ils évoluent vers l'acquisition de capacités de reconnaissance des cibles [53].

Bien que le système radar ait beaucoup évolué après la deuxième guerre mondiale, la confidentialité des méthodes ainsi que la nécessité de partenaires technologiques d'envergure sont restés un frein au développement des techniques. Néanmoins, le basculement vers des applications industrielles et universitaires se fait progressivement.

De nos jours, les radars sont des dispositifs d'une grande variété permettant d'adresser un grand nombre d'applications différentes. Initialement, l'utilisation civile du radar était limitée à la navigation et au contrôle du trafic (aérien et maritime). Par la suite, à mesure que le radar s'est répandu et que la technologie s'est améliorée, la

détection et le suivi des conditions météorologiques, la mesure de la vitesse des automobiles, l'évitement des collisions et la détection des objets enterrés sont également devenus des applications radar civiles importantes.

### 2.2.6.1 Caractérisation de cibles

Le premier témoignage sur la réflexion des ondes de radio-fréquence par des cibles métalliques et diélectriques a été donné par Hertz, qui en 1886 a utilisé un émetteur et un récepteur à éclateur de 450 MHz pour tester les théories de Maxwell.

Lors du développement des radars pendant la seconde guerre mondiale, l'étude sur la réduction de la SER des engins furtifs a été menée en tant que technique passive pour réduire la détectabilité. Dans cette optique, la SER de la cible doit être réduite au maximum, afin qu'elle soit détectée le plus tard possible par les radars. La conception d'un engin furtif s'appuie sur sa forme, la présence de cavités ainsi que le choix de matériaux absorbants. Dans ce cadre, l'étude expérimentale de cibles canoniques avec des formes géométriques précises est nécessaire pour bien comprendre le comportement de diffusion de la cible et l'optimiser en fonction de l'application ; ces cibles canoniques, telles que les sphères et les plaques métalliques, présentent un grand intérêt car il existe des modèles analytiques permettant de valider les mesures. Par ailleurs, la caractérisation par SER s'avère importante pour des applications civiles comme par exemple, la surveillance d'infrastructures telles que barrages, ponts, voies ferrées, mais également réservoirs de gaz, grands établissements industriels, mines, etc...

Les applications civiles telles que l'interrogation RFID [54] sont de plus en plus fréquentes, afin d'évoluer vers une identification rapide et en temps réel, améliorant encore la vitesse et la précision nécessaires pour permettre une identification et une surveillance continues. Pour cela, l'influence de la SER des tags RFID a été étudiée [55] et il en a été conclu que la capacité des tags à diffuser les champs électromagnétiques incidents influence directement le taux de succès des réponses des tags. En effet, la capacité de ce dispositif à diffuser le champ électromagnétique a un effet sur sa capacité de réponse en temps réel.

### 2.2.6.2 Imagerie

Dans les années 50, les premières applications du radar dans le domaine de l'imagerie sont apparues dans le cadre de RAR (Real Aperture Radar) [56]. L'étude et le

développement de l'imagerie radar ont été poursuivis pendant plusieurs décennies, avec une forte interaction entre progrès théoriques et pratiques.

L'imagerie radar a connu un développement important grâce au lancement de programmes satellitaires civils tels que SEASAT (premier système RSO civil en orbite, lancé en 1978) ou ERS (1991 et 1995). Cela a permis la "démocratisation" de l'utilisation de l'imagerie radar, qui jusqu'à là était très peu utilisée.

De nos jours, l'imagerie radar est devenue précieuse pour de nombreuses applications dans plusieurs domaines, comme dans les prévisions météorologiques, le suivi de la déforestation [57] ou la reconnaissance de navires en mer, ainsi que dans la géophysique [58], où les images fournies par le radar ont une importance capitale car elles sont insensibles à la présence des nuages et peuvent être acquises très peu de temps après l'événement, permettant ainsi d'anticiper les catastrophes majeures. Par ailleurs, l'imagerie radar s'est récemment étendue à d'autres domaines d'applications, notamment le domaine médical. L'imagerie radar en médecine est vue comme une technique complémentaire/alternative prometteuse car elle est capable de détecter en toute sécurité de petites discontinuités diélectriques entre les tissus normaux et malins (cancer), par exemple dans le tissu mammaire [59].

### 2.2.7 SER d'antenne

La miniaturisation des dispositifs antennaires est rendue nécessaire par diverses applications, ce qui implique une rigueur accrue lors de la caractérisation de ces antennes électriquement petites. Dans certaines applications, l'antenne peut constituer la partie la plus importante du capteur et, le plus souvent, elle utilise la structure du capteur pour rayonner. Dans ce contexte, la caractérisation expérimentale de l'antenne sous test doit être idéalement réalisée dans le scénario d'application (sans câble et avec l'ensemble du dispositif électronique). Cependant, les méthodes traditionnelles de caractérisation des antennes présentent certains inconvénients puisque le câble de mesure est placé dans la zone réactive. Par conséquent le câble de mesure perturbe le rayonnement de ces petites antennes et rend donc difficile d'accéder à la contribution de l'antenne lors de la mesure. La mesure d'antenne via la rétrodiffusion de l'antenne (SER) est une méthode qui présente l'avantage d'éviter la présence du câble d'alimentation de l'antenne et donc de moins perturber l'antenne sous test, notamment si elle est compacte voire miniature. Cela permet donc d'éviter plusieurs erreurs associées aux techniques classiques [23]. En outre, la disponibilité d'équipements modernes, capables d'effectuer des mesures précises de la diffusion, encourage l'utilisation de mesures de la rétro-diffusion pour la détermination du gain.

Les premiers travaux sur la caractérisation d'antenne par la voie de sa rétrodiffusion sont publiés à partir de 1946 [17]. Sinclair [18] a mis au point une nouvelle méthode de mesure des diagrammes d'antennes qui utilise l'énergie rétrodiffusée par une antenne de réception lorsqu'elle est excitée par une onde plane. King [19] a eu l'idée d'utiliser les données de diffusion de l'antenne sous-test pour mieux comprendre le fonctionnement de l'antenne. D'autres travaux ont suivi pour enrichir ce champ de recherche, comme ceux de Garbacz [21] ou encore Harrington [20].

### 2.2.7.1 Mode de structure et mode d'antenne

Les notions suivantes s'appuient sur le fait que les objets diffusent de l'énergie électromagnétique en raison des courants induits sur leur surface par un champ incident. Par conséquent, toute structure peut être considérée comme une antenne dont la diffusion est contrôlée par l'amplitude et la phase des courants induits. Cependant, les objets conçus comme des antennes ont deux modes de diffusion possibles. Le premier est la diffusion qui se produit parce que l'antenne a une forme, une taille et une composition (matériaux) données et est indépendant du fait que l'antenne ait été spécifiquement conçue pour émettre ou recevoir de l'énergie RF. Le deuxième mode de diffusion est directement lié au fait que l'antenne est conçue pour émettre ou recevoir avec un diagramme de rayonnement spécifique. Ces deux phénomènes de diffusion de l'antenne ont été historiquement appelés mode de structure et mode d'antenne. Ils décrivent le comportement d'une antenne lorsqu'elle est illuminée par une onde électromagnétique. L'interaction entre une antenne et une onde incidente est montrée sur la figure 2.9.

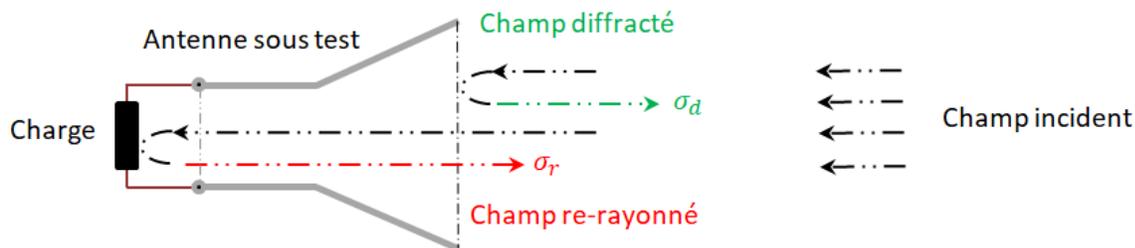


FIGURE 2.9 – SER d'antenne : Interaction entre l'onde incidente et l'antenne sous test.

Lorsque l'onde électromagnétique incidente atteint l'antenne sous test, une distribution de courant est générée sur la surface de l'antenne. Cette distribution de courant entraîne deux effets. Premièrement, elle rayonne une puissance  $P_d$  dans l'espace, et

L'antenne peut donc être considérée comme un objet diffusant avec une SER associée  $\sigma_d$ . Ce mode de structure est lié à la diffraction par la structure de l'antenne en elle-même. L'intensité du champ diffracté est alors proportionnelle à  $\sqrt{\sigma_d}e^{j\phi_d}$ , où  $\phi_d$  est la phase par rapport à une référence arbitraire. Le deuxième effet est lié à la distribution de courant qui induit une tension aux bornes de l'impédance de charge. La puissance reçue  $P_r$  est transmise jusqu'à la charge puis re-rayonnée dans l'espace libre. La SER liée au mode d'antenne  $\sigma_r$  est définie à partir de la puissance re-rayonnée dans l'espace. La puissance re-rayonnée est donc proportionnelle à  $\sqrt{\sigma_r}e^{j\phi_r}$ , avec  $\phi_r$  la phase. Nous pouvons donc conclure que le champ total diffracté est la somme des deux composantes, l'une proportionnelle à  $\sqrt{\sigma_d}e^{j\phi_d}$  et l'autre proportionnelle à  $\sqrt{\sigma_r}e^{j\phi_r}$ .

Bien que le principe de décomposer la SER totale  $\sigma_{tot}$  de l'antenne en deux composantes soit simple et facile à saisir, il n'existe pas de définition unique de ces deux modes de diffusion. La définition du mode de structure à partir de l'antenne chargée par un court-circuit a été suggérée par [24] par exemple, ou alors à partir d'une charge adaptée [6, 25] ainsi que l'antenne connectée à une charge adaptée conjuguée comme proposée par Green [34]. Chacune des définitions proposées par ces auteurs a ses mérites.

### 2.2.7.2 Extraction du diagramme de rayonnement

L'obtention des caractéristiques propres de l'antenne telles que le diagramme de rayonnement, implique donc de différencier les deux modes de rayonnement (modes d'antenne et de structure). Des méthodes qui consistent à faire varier la charge connectée à l'antenne sous test ont été proposées [22, 23, 21] afin de remonter à la SER totale ( $\sigma_{tot}$ ) de l'antenne, en extrayant les informations concernant séparément le mode de structure et le mode d'antenne. Dans ce type de mesure, la variation de la charge entraîne la variation de la phase du champ re-rayonné. En conséquent, pour des valeurs de charge particulières, il est possible d'exploiter la variation de la phase entre l'onde diffractée et l'onde re-rayonnée. Ensuite, les valeurs maximale et minimale de la SER en fonction de la variation de la charge s'écrivent comme :

$$\sigma_{max} = (\sqrt{\sigma_d} + \sqrt{\sigma_r})^2 \quad (2.21)$$

et

$$\sigma_{min} = (\sqrt{\sigma_d} - \sqrt{\sigma_r})^2. \quad (2.22)$$

Les valeurs absolues de  $\sigma_{max}$  et  $\sigma_{min}$  peuvent être déterminées par normalisation en utilisant une sphère de référence par exemple, dont les propriétés de diffraction sont connues analytiquement, comme dans les mesures classiques de la SER. Par conséquent, à partir des équations (2.21) et (2.22), deux composantes de la SER sont déterminées, une correspondant à  $\sigma_d$  et l'autre à  $\sigma_r$ . Afin de réduire l'incertitude des résultats,  $\sigma_d$  peut être déduite en mesurant la rétrodiffusion de l'antenne reliée à une charge adaptée [23].

Il est connu depuis longtemps qu'il existe une relation quantitative entre le gain d'une antenne et la SER de l'antenne en raison uniquement de ses propriétés de rerayonnement [18, 19]. En effet, une fois la SER liée au mode d'antenne  $\sigma_r$  connue, le gain de l'antenne ( $G_{ant}$ ) peut être obtenu par :

$$G_{ant} = \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \times \sqrt{\sigma_r} \quad (2.23)$$

indiquant que  $\sqrt{\sigma_r}$  est proportionnel au gain  $G_{ant}$  de l'antenne. Par conséquent, la mesure de la SER, pour différents angles d'incidence de l'onde électromagnétique, permettra de remonter au diagramme de rayonnement d'une antenne directive. Dans [26] les auteurs étendent cette méthode aux antennes à réflecteurs où ils tiennent compte des multiples réflexions possibles sur ce type d'antenne.

Bien que la théorie de la méthode de caractérisation d'antenne par sa rétro-diffusion en imposant à l'antenne différentes conditions de charges ait été proposée dans les années 60 [20], c'est grâce à l'amélioration de la précision des appareils de mesure radiofréquence que des résultats expérimentaux intéressants sur l'impédance et le gain des antennes, ainsi que des analyses d'erreurs, peuvent être trouvés dans les années 90 [149], [27], [28],[29]. Dans [29] en particulier, les auteurs proposent une méthode de caractérisation d'antenne qui permet d'obtenir la polarisation, le gain et l'impédance d'une antenne sur une large bande de fréquence. Ceci peut être réalisé à l'aide de plusieurs mesures de SER dans une configuration monostatique, en faisant varier les charges qui sont connectées à l'antenne sous test (court-circuit, circuit ouvert et charge adaptée), de façon à obtenir la matrice de diffraction de l'antenne. Dans le cas d'une antenne qui contient un seul port d'excitation, où ce dernier est terminé par une charge dont le coefficient de réflexion est  $\underline{r}_{L1}$ , la matrice de diffusion totale  $[\underline{S}^{tot}]$  peut être écrite comme :

$$[\underline{S}^{tot}] = \left[ \frac{\underline{r}_{L1}}{1 - \underline{S}_{11}\underline{r}_{L1}} \begin{bmatrix} S_{h1}S_{1h} & S_{h1}S_{1v} \\ S_{v1}S_{1h} & S_{v1}S_{1v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{hh}^s & S_{hv}^s \\ S_{vh}^s & S_{vv}^s \end{bmatrix} \right] \quad (2.24)$$

où le premier terme à droite de l'expression (2.24) représente l'influence de la charge en prenant en compte les pertes par désadaptation de l'antenne ; la matrice qui suit correspond à la matrice de transfert  $[\underline{S}^{tr}]$  qui permet de connecter le port d'excitation au port de diffusion et contient donc les caractéristiques d'émission et de réception de l'antenne ; et le dernier terme correspond à la matrice structurale de diffusion  $[\underline{S}^s]$ . Les indices  $h$  et  $v$  représentent les polarisations horizontale et verticale respectivement. Lorsque l'antenne est connectée à une charge adaptée, le premier terme se simplifie et la matrice de diffusion totale est alors égale à la matrice structurale de diffusion.

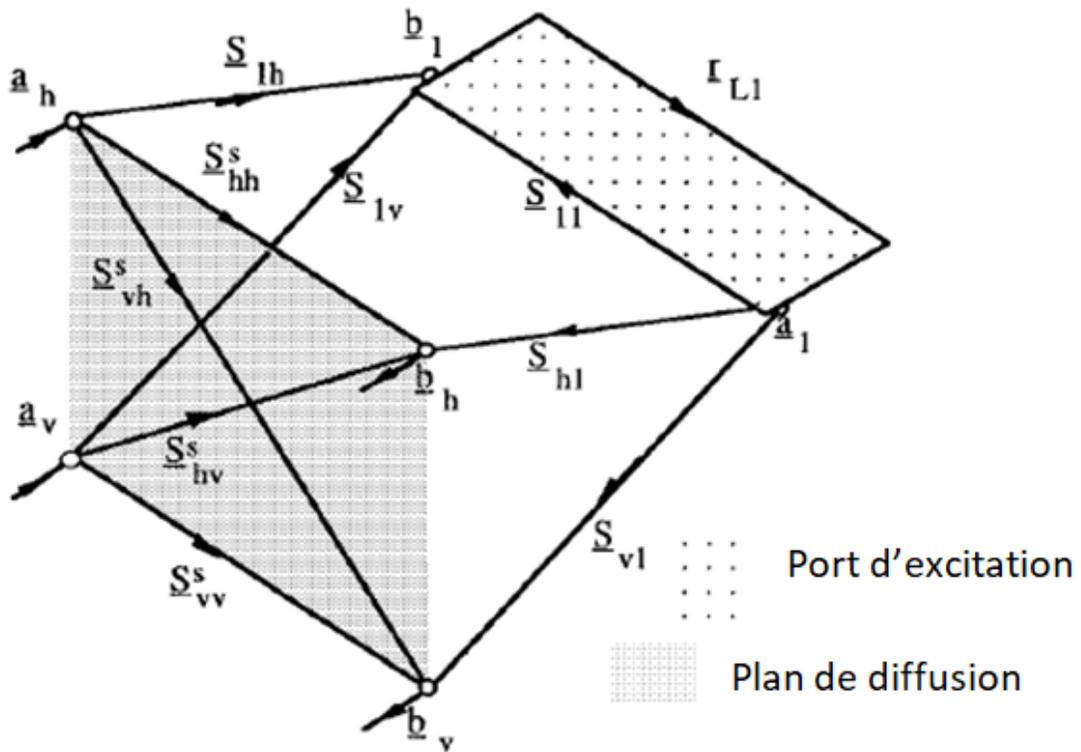


FIGURE 2.10 – Graphique de flux de signaux pour une antenne à port unique [29].

A partir de cette matrice  $[\underline{S}^{tot}]$ , les différentes caractéristiques de l'antenne peuvent être calculées. La relation mathématique donnée par l'expression (2.24) peut être visualisée sur un graphique de flux de signaux en 3D, comme le montre la figure 2.10. Comme la structure d'un tel graphique est basée sur les trajets physiques des signaux,

elle décrit clairement l'interaction de l'antenne avec un champ incident. Par exemple, si un champ polarisé horizontalement avec une amplitude d'onde  $\underline{a}_h$  est incident sur l'antenne, une partie de l'énergie sera dispersée/diffusée en raison de la structure de l'antenne. Ce champ diffusé peut être décomposé en deux composantes orthogonales décrites par les trajets du signal  $\underline{S}_{hh}^s$  (horizontale) et  $\underline{S}_{vh}^s$  (diagonale). L'antenne accepte l'énergie le long du trajet  $\underline{S}_{1h}$ . En fonction du coefficient de réflexion de la charge  $r_{L1}$  et le coefficient de réflexion de l'antenne  $\underline{S}_{11}$ , l'énergie reçue sera en partie absorbée dans la charge et en partie re-rayonnée. Le champ re-rayonné permet ensuite de remonter aux caractéristiques de l'antenne sous test.

Cette méthode a été validée sur une antenne cornet pyramidale dans la bande X ainsi que sur une antenne cornet large bande à double polarisation. Les résultats obtenus avec la méthode en SER sont très proches des résultats obtenus avec une caractérisation classique à deux antennes. Ce n'est que récemment que les réponses rétro-diffusées d'antennes électriquement petites ont été utilisées pour obtenir leurs gain et impédance d'entrée [30, 150, 31, 33]. En effet, s'affranchir du câble d'excitation est un avantage particulièrement important pour ce type d'antenne. Dans [31], les auteurs valident leur approche sur une antenne patch à 433 MHz avant de l'appliquer sur une antenne compacte fonctionnant à 833 MHz. Dans [33], l'étude porte sur une antenne compacte ultra large bande (ULB). De bons résultats sont obtenus uniquement dans la bande de fréquence où l'antenne est bien adaptée.

## 2.3 CRBM

Depuis plus de 40 ans, le développement accéléré des technologies de communication sans fil et l'utilisation d'un large spectre fréquentiel ont engendré une présence constante de l'électronique dans la vie quotidienne. Or, un équipement électronique en fonctionnement, indépendamment de sa complexité, est capable de générer une "pollution" électromagnétique dans l'environnement qui l'entoure. Cela provoque une interaction/perturbation permanente entre les appareils, ou avec l'environnement et le corps humain. La nécessité d'estimer ces perturbations a donné naissance aux études de compatibilité électromagnétique (CEM) d'intérêt croissant. Depuis plusieurs décennies, la CA a été utilisée comme un moyen d'essai afin d'effectuer les mesures des études CEM. L'idée d'utiliser une enceinte blindée réverbérante pour améliorer les résultats des mesures CEM obtenus a été proposée pour la première fois en 1958 [60], où la technique a montré un potentiel considérable pour les tests de susceptibilité/vulnérabilité électromagnétique. Au début des années 70, les CRBMs

sont apparues, afin d'effectuer des mesures de compatibilité électromagnétique. L'objectif était d'une part de mesurer le rayonnement perturbateur d'un équipement électronique (émissivité) et d'effectuer des tests d'immunité rayonnée afin de tester le fonctionnement d'un équipement électronique dans un environnement complexe. De nos jours, l'utilisation des CRBMs s'intensifie pour répondre aux exigences croissantes des essais de CEM (et en particulier pour atteindre des niveaux de contrainte élevés) mais aussi avec un élargissement des domaines d'applications, telle que la caractérisation d'antennes.

Dans cette section, nous présentons tout d'abord les principes sur lesquels s'appuie le fonctionnement des chambres réverbérantes ainsi que les indicateurs utilisés pour quantifier leurs propriétés. Nous nous focaliserons ensuite sur ce qui nous concerne plus spécifiquement dans ce travail, à savoir la caractérisation d'antenne en chambre réverbérante. Notre intérêt pour la CRBM est lié au fait qu'elle constitue de plus en plus une alternative intéressante à la CA pour la caractérisation d'antennes, grâce à ses caractéristiques et aux propriétés électromagnétiques qui permettent d'avoir des avantages à la fois d'un point de vue économique (sans absorbants) mais aussi d'un point de vue expérimental, puisque la CRBM est très bien adaptée pour la mesure de certaines caractéristiques d'antennes, notamment l'efficacité.

### 2.3.1 Définition :

De même que la CA, la CRBM est une cage de Faraday, dont l'environnement électromagnétique est ainsi isolé de l'extérieur. Cependant, la cavité d'une CRBM est complètement dépourvue d'absorbants, afin d'exploiter au maximum les réflexions des ondes électromagnétiques. La CRBM est munie d'un brasseur de modes (figure 2.11), ce dernier est un objet diffractant à la géométrie complexe, fixé sur un axe pivotant. Le changement de l'angle du brasseur permet de modifier les conditions aux limites et ainsi de décaler les fréquences des modes de résonance. Nous parlons dans ce cas de brassage mécanique. Le brassage de modes peut également être réalisé en modifiant la fréquence du signal émis dans la cavité (brassage fréquentiel). D'autres solutions de brassage consistent à déplacer les antennes ou changer leur polarisation, on parle alors de brassage de source. Le brassage de modes a pour objet de rendre le champ confiné statistiquement homogène et isotrope. Ces propriétés du champ dans le volume utile de la cavité permet notamment d'exposer l'objet sous test (OST) à un champ incident suivant toutes les directions de l'espace et pour toutes les polarisations sans nécessité d'utiliser un plateau tournant ni de modifier la polarisation de l'antenne d'excitation.

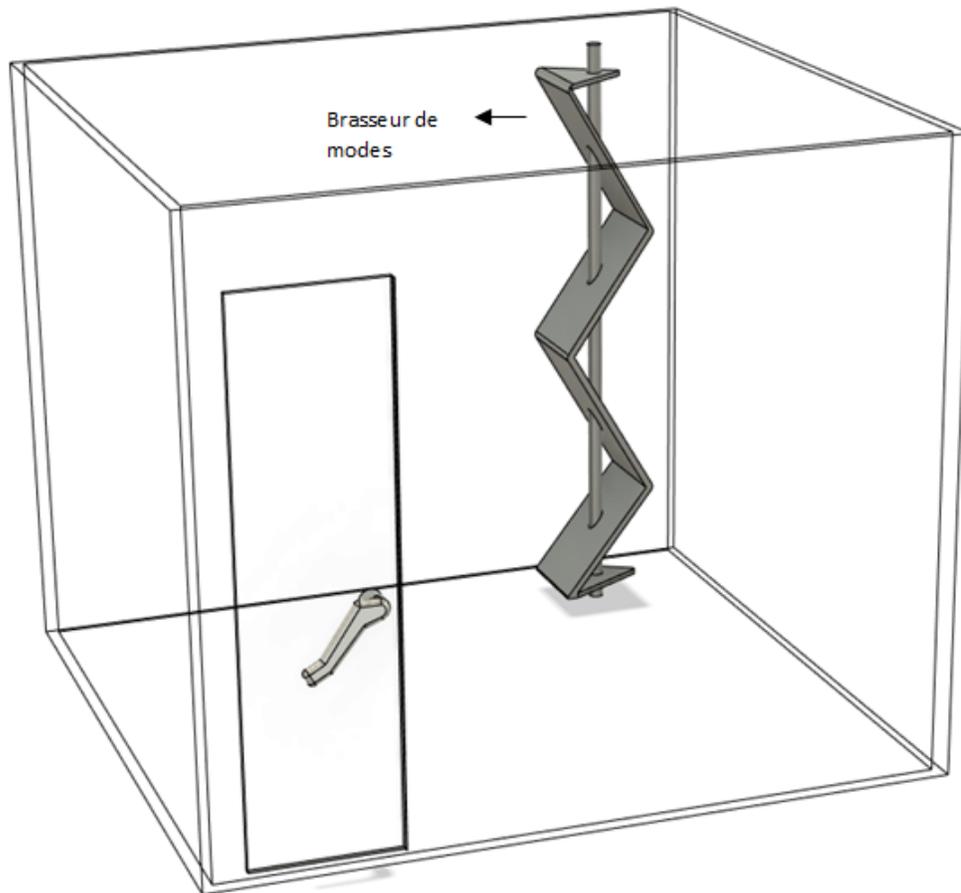


FIGURE 2.11 – Dessin 3D de la CRBM du laboratoire ESYCOM.

### 2.3.2 Domaines d'application

La CRBM a trouvé son utilité dans divers domaines d'application grâce au comportement statistique des champs dans la cavité, idéalement homogènes et isotropes. Bien que les chambres réverbérantes ont été étudiées pendant des décennies pour des applications de compatibilité électromagnétique [63] suite aux premiers travaux de Corona [136], depuis, leur domaine d'application a été étendu vers d'autres domaines. Néanmoins, les expériences plus courantes dans la CRBM sont liées aux mesures d'efficacité de blindage des câbles [64], [65], des connecteurs [66] et des matériaux [67]. Récemment, la CRBM a été utilisée pour des études sur la matière vivante [61], [62]. Les auteurs montrent par leurs expériences réalisées en CRBM, que l'exposition des

matières vivantes au champ électromagnétique homogène et isotrope généré dans la chambre réverbérante peut correspondre à une exposition aux champs électromagnétiques en environnement réel. Les travaux effectués ces derniers temps montrent également une extension des expériences réalisées en CRBM vers la caractérisation d'antennes ou systèmes antennaires ; la caractérisation des antennes dans une CRBM a été abordée dès 2001 [85].

Plus récemment, quelques travaux ont traité de la capacité des chambres réverbérantes à effectuer des mesures de la SER. Il a été initialement proposé dans [46] d'utiliser une CRBM pour déterminer la surface équivalente globale d'absorption ou de diffraction d'un objet, c'est-à-dire, sa surface équivalente intégrée sur tous les angles d'incidence et les deux polarisations en raison de la diffusion du champ dans la CRBM. En effet, l'insertion d'un objet dans une chambre réverbérante permet d'une part d'évaluer sa surface équivalente d'absorption lorsqu'il est soumis à un champ statistiquement isotrope et homogène. D'autre part, le mouvement (arbitraire) du même objet dans la chambre permet par contraste d'évaluer l'énergie totale rétro-diffusée dans la chambre. En revanche, l'évaluation de la SER d'une cible représente un tout autre défi. Bien que non ciblée pour cette application, différentes techniques destinées à caractériser une antenne sont proposées ; le retournement temporel du champ électromagnétique en CRBM [122] peut être utile pour générer des ondes pour éclairer la cible par le contrôle électronique de l'angle d'incidence et de la polarisation du front d'onde. Cependant, le contrôle de cette technique nécessite un processus d'étalonnage sophistiqué qui, de plus, peut être influencé par la présence de la cible. D'autres études se sont déjà intéressées à la caractérisation d'antenne en CRBM pour la mesure de l'efficacité [119], [74], [68]. Au cours de la dernière décennie, la CRBM a également été utilisée pour mesurer l'efficacité de rayonnement et le gain de diversité [112]. Toutefois, mesurer le diagramme de rayonnement dans un environnement diffus tel comme la CRBM n'est pas une tâche facile, et de nombreux travaux ont été effectués en adoptant différentes approches. Dans [78] et [79] les auteurs montrent que le diagramme de rayonnement d'une antenne sous test pourrait être évalué en CRBM à partir du facteur  $K$  caractéristique de la distribution de Rice et correspondant au trajet direct entre antennes d'émission et de réception. Dans [129, 130] les auteurs proposent une autre variété de techniques basée sur la décomposition du champ en ondes planes en utilisant l'effet Doppler engendré par le mouvement de l'antenne, où l'idée est de trouver la fréquence Doppler correspondant au trajet direct, qui permet ensuite de reconstruire le diagramme de rayonnement de l'antenne grâce à la mesure de l'amplitude associée à cette fréquence Doppler obtenue pour chaque angle de l'antenne sous test.

### 2.3.3 Propriétés intrinsèques

Idéalement, les champs électromagnétiques dans le volume de travail de la chambre réverbérante sont statistiquement ergodiques, c'est-à-dire homogènes et isotropes. Ces propriétés statistiques sont obtenues en considérant une rotation complète du brasseur, les perturbations des champs induites par la rotation de ce dernier permettant d'atteindre les propriétés statistiques visées. Cela signifie que le champ électromagnétique est d'une part indépendant de la position de l'objet dans le volume utile de la chambre (homogénéité), et d'autre part, que le champ électromagnétique présente les mêmes propriétés dans toutes les directions (isotropie). Cependant, les conditions statistiques de l'homogénéité et de l'isotropie du champ électromagnétique dans une CRBM, s'améliorent lorsque l'on monte en fréquence pour une taille de cavité donnée. L'utilisation de la CRBM aux fréquences basses ne permet pas d'assurer un fonctionnement correct en raison de l'insuffisance du recouvrement modal dans la cavité. Cette notion du recouvrement modal est liée au fait que plus on augmente en fréquence, plus la densité de modes augmente, ce qui permet de mieux respecter les critères d'homogénéité et d'isotropie du champ. Ainsi, chaque CRBM est caractérisée par la fréquence minimale à partir de laquelle le bon fonctionnement est atteint, ce que l'on appelle la fréquence minimale d'utilisation ou Lower Useable Frequency (LUF) en anglais. Le processus de mesure classique pour évaluer cette limite de fréquence consiste à évaluer les critères d'homogénéité et d'isotropie définis par la norme internationale [103].

La littérature comporte de nombreux travaux sur la certification du bon fonctionnement d'une CRBM. Les lois statistiques qui décrivent le bon fonctionnement d'une chambre réverbérante ont été décrites par Hill [80], en se basant sur la décomposition du champ EM en une somme infinie d'ondes planes provenant de manière équiprobable de toutes les directions de l'espace et sans polarisation privilégiée. La théorie de Hill est un modèle statistique qui part du principe que le champ électromagnétique en tout point de la cavité (CRBM) doit satisfaire les équations de Maxwell et respecter les propriétés statistiques attendues pour un champ bien brassé. Nous allons détailler ci-après les principes et développements de cette théorie.

#### 2.3.3.1 Lois statistiques du champ électromagnétique en CRBM

Dans cette partie, nous rappelons les principes et principales formules qui conduisent aux lois statistiques de la théorie de Hill [80]. Selon la théorie de Hill, en tout point d'une chambre réverbérante, le champ peut être représenté sous la forme d'une somme infinie d'ondes planes de caractéristiques aléatoires, sous la forme :

$$\vec{E}(\vec{r}) = \iint_{4\pi} \vec{F}(\Omega) e^{j\vec{k}\vec{r}} d\Omega \quad (2.25)$$

où  $\vec{r}$  correspond au point d'observation du champ,  $\vec{F}$  est une fonction permettant de décrire le comportement aléatoire de la polarisation de l'onde plane (figure 2.12),  $\Omega$  correspond à l'angle solide,  $\vec{k}$  représente le vecteur de propagation de l'onde plane ou vecteur d'onde.

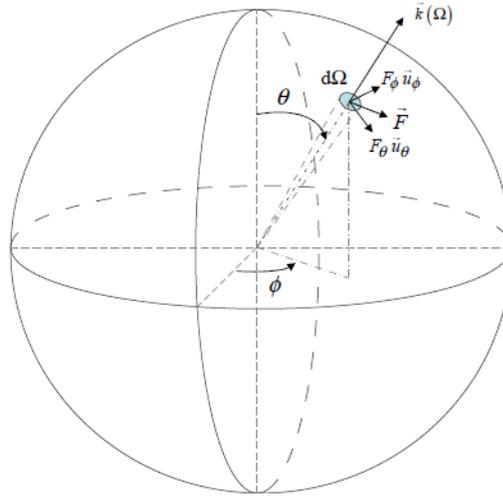


FIGURE 2.12 – Représentation polaire de l'onde plane

Le champ électrique en tout point du volume d'une CRBM peut être décomposé en trois composantes cartésiennes  $E_x$ ,  $E_y$  et  $E_z$ . Nous pouvons représenter les propriétés statistiques du champ électrique à partir des parties réelle et imaginaire de chaque composante cartésienne, comme

$$E_x = E_{xr} + jE_{xi} \quad (2.26)$$

$$E_y = E_{yr} + jE_{yi} \quad (2.27)$$

$$E_z = E_{zr} + jE_{zi} \quad (2.28)$$

La théorie de Hill montre que l'hypothèse d'une représentation du champ en ondes planes de directions d'incidence et polarisation équiprobables dans le cas d'une

chambre réverbérante idéale, implique que les parties réelle et imaginaire de chaque composante du champ électrique  $E$  sont distribuées conformément à la loi normale de moyenne ( $\mu$ ) nulle,

$$\mu = \langle E_{xr} \rangle = \langle E_{yr} \rangle = \langle E_{zr} \rangle = \langle E_{xi} \rangle = \langle E_{yi} \rangle = \langle E_{zi} \rangle = 0 \quad (2.29)$$

avec un même écart-type  $\sigma_{\text{std}}$ , tel que

$$\sigma_{\text{std}}^2 = \langle E_{xr}^2 \rangle = \langle E_{yr}^2 \rangle = \langle E_{zr}^2 \rangle = \langle E_{xi}^2 \rangle = \langle E_{yi}^2 \rangle = \langle E_{zi}^2 \rangle = \frac{E_0^2}{6} \quad (2.30)$$

avec  $E_0^2$  la valeur moyenne du module du champ électrique au carré, donnée par :

$$E_0^2 = \left\langle \left| \vec{E}(\vec{r}) \right|^2 \right\rangle \quad (2.31)$$

Sachant que les parties réelle et imaginaire des composantes cartésiennes du champ électrique sont décorrélées [81], les relations (2.29) et (2.31) répondent donc aux hypothèses statistiques d'homogénéité et d'isotropie du champ électromagnétique dans la cavité. Si on prend le cas de la composante rectangulaire du champ  $E_x$  par exemple, la densité de probabilité de la loi normale s'exprime (pour les parties réelle et imaginaire) de la manière suivante :

$$f(E_{xr}) = \frac{1}{\sigma_{\text{std}} \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{E_{xr}^2}{2\sigma_{\text{std}}^2} \right] \quad (2.32)$$

$$f(E_{xi}) = \frac{1}{\sigma_{\text{std}} \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{E_{xi}^2}{2\sigma_{\text{std}}^2} \right] \quad (2.33)$$

Les expressions (2.29), (2.31), (2.32) et (2.33), sont des points de départ pour déduire les distributions statistiques du module du champ total  $\vec{E}$ ; du module des composantes du champ cartésiennes noté  $E_R$  où l'indice  $R$  correspond à l'une des coordonnées cartésiennes (x, y, z); et de la puissance  $P_{CRBM}$  mesurée en CRBM sur un tour complet du brasseur.

Pour déterminer la loi suivie par une composante rectangulaire de champ, il a été montré que : Si une variable aléatoire  $X$  suit une loi du  $\chi^2$  à deux degrés de liberté, alors la variable aléatoire  $\sqrt{X}$  suit une loi du type  $\chi$  à deux degrés de liberté. Il est alors possible d'exprimer la densité de probabilité d'une composante cartésienne du champ comme :

$$f(E_R) = \frac{E_R}{\sigma_{\text{std}}^2} \exp \left[ -\frac{E_R^2}{2\sigma_{\text{std}}^2} \right]. \quad (2.34)$$

A partir de (2.34), on peut écrire l'expression de la fonction de répartition de  $E_R$  sous la forme de :

$$F(E_R) = 1 - \exp \left[ -\frac{E_R^2}{2\sigma_{\text{std}}^2} \right] \quad (2.35)$$

La loi de distribution des composantes cartésiennes du champ total peut être exprimée en partant de la connaissance de la loi de distribution des composantes cartésiennes du champ. La densité de probabilité du champ s'exprime comme :

$$f(E) = \frac{E^5}{8\sigma_{\text{std}}^6} \exp \left[ -\frac{E^2}{2\sigma_{\text{std}}^2} \right] \quad (2.36)$$

et la fonction de répartition du champ total peut être écrite sous la forme de :

$$F(E) = 1 - \exp \left[ -\frac{E^2}{2\sigma_{\text{std}}^2} \right] \left[ 1 + \frac{E^2}{2\sigma_{\text{std}}^2} \left( 1 + \frac{E^2}{4\sigma_{\text{std}}^2} \right) \right] \quad (2.37)$$

### 2.3.3.2 Facteur de qualité et bande de cohérence

Le facteur de qualité  $Q$  correspond à la capacité d'une CRBM à emmagasiner de l'énergie électromagnétique. En effet, obtenir un niveau de champ électromagnétique important dans la cavité requiert un facteur de qualité élevé. Par conséquent, le facteur de qualité  $Q$  constitue un des paramètres capitaux d'une CRBM, en particulier dans les applications liées à l'immunité électromagnétique lorsque des niveaux de champ élevés doivent être atteints.

En principe, le facteur de qualité est défini comme étant le rapport entre l'énergie moyenne emmagasinée et l'énergie dissipée au sein de la cavité par unité de temps. L'expression qui le définit est la suivante [83] :

$$Q = \omega \frac{U_s}{P_d} \quad (2.38)$$

où  $U_s$  représente l'énergie moyenne emmagasinée,  $\omega$  la pulsation et  $P_d$  est la puissance dissipée.

Le facteur de qualité d'une CRBM peut être calculé en prenant en compte son volume, les pertes métalliques sur les parois de la CRBM, les pertes liées à l'absorption lors du chargement d'objets dans la cavité, les pertes dues aux fuites EM et les pertes introduites par les antennes de mesure. Par conséquent, la puissance dissipée  $P_d$  peut s'écrire comme la somme de quatre termes :

$$P_d = P_{d1} + P_{d2} + P_{d3} + P_{d4} \quad (2.39)$$

avec :

- $P_{d1}$  la puissance dissipée dans les parois de la cavité ;
- $P_{d2}$  la puissance absorbée lors du chargement d'objets dans la cavité ;
- $P_{d3}$  la puissance perdue par fuite d'ouverture ;
- $P_{d4}$  la puissance dissipée liée aux antennes d'émission et de réception.

Les expressions (2.38) et (2.39) permet d'écrire le  $Q$  comme :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} + \frac{1}{Q_3} + \frac{1}{Q_4} \quad (2.40)$$

Hill [83] a considéré les mécanismes de perte individuellement pour montrer comment arriver à l'expression du  $Q$  :

$$Q_1 = \frac{3V}{2\mu_r S_s \delta} \quad (2.41)$$

où  $V$  est le volume de la cavité,  $\mu_r$  représente la perméabilité magnétique relative,  $\delta$  représente l'épaisseur de peau du matériau des parois et  $S_s$  la surface de la cavité.

$$Q_2 = \frac{2\pi V}{\lambda \langle \sigma_a \rangle} \quad (2.42)$$

avec  $\sigma_a$  la surface d'absorption.

$$Q_3 = \frac{4\pi V}{\lambda \langle \sigma_l \rangle} \quad (2.43)$$

où  $\sigma_l$  correspond à la surface équivalente de transmission.

$$Q_4 = \frac{16\pi^2 V}{m\lambda^3} \quad (2.44)$$

avec  $m$  le facteur de désadaptation d'impédance. Ce facteur  $m$  est égal à 1 pour une charge adaptée et est inférieure à 1 dans le cas contraire.

Généralement, le facteur de qualité d'une CRBM peut être calculé à partir des paramètres  $S$  entre deux antennes placées dans le volume de travail de la CRBM sur un tour complet de brasseur. Cela permet alors de calculer le rapport entre la puissance (maximum ou moyenne) reçue sur l'antenne de réception et la puissance injectée dans la CRBM [83], [84] :

$$Q = \frac{16\pi^2 V \langle |S_{21}|^2 \rangle}{\eta_1 \eta_2 \lambda^3 \left(1 - \langle |S_{11}|^2 \rangle\right) \left(1 - \langle |S_{22}|^2 \rangle\right)} \quad (2.45)$$

où  $S_{21}$  est le coefficient de transmission,  $S_{11}$  et  $S_{22}$  représentent les coefficients de réflexion,  $\eta_1$  et  $\eta_2$  correspondent à l'efficacité des antennes d'émission et de réception respectivement.

Pour un facteur de qualité ( $Q$ ) infini, un mode de résonance de la chambre ne serait excité par la source qu'à sa fréquence de résonance [85]. Puisque le facteur  $Q$  a une valeur finie, le mode de résonance présente une certaine bande fréquentielle sur laquelle il est excité, d'où le terme "largeur de résonance" ou "bande de cohérence".

La bande de cohérence ( $B_c$ ) est définie comme la gamme de fréquences sur laquelle le champ est corrélé. La distribution des modes dans la chambre réverbérante change avec le degré d'absorption et influence la bande de cohérence et donc le facteur de qualité [86].

La bande de cohérence  $B_c$  est reliée au facteur de qualité  $Q$  par l'expression suivante :

$$B_c = \frac{f}{Q} \quad (2.46)$$

avec  $f$  la fréquence.

Le facteur de qualité  $Q$  peut être utilisé pour estimer la constante  $\tau$  de temps de la chambre réverbérante [87], tel que,

$$\tau = \frac{Q}{2\pi f}. \quad (2.47)$$

Cette constante de temps  $\tau$  traduit le temps que met l'énergie emmagasinée à l'intérieur d'une CRBM à se dissiper.

### 2.3.4 Brassage

Le brassage de modes dans une CRBM est un processus qui permet de changer les conditions expérimentales et d'attribuer une dimension statistique au champ électromagnétique à l'intérieur de la CRBM, afin d'être considéré comme homogène et isotrope. Ce phénomène de brassage est capital pour le bon fonctionnement d'une chambre réverbérante. Plusieurs méthodes sont utilisées pour réaliser un brassage.

Dans cette partie, nous présentons les différentes techniques utilisées pour modifier les conditions aux limites et évaluer leurs conséquences sur la répartition des champs à l'intérieur de cette cavité.

#### 2.3.4.1 Techniques de brassage

La méthode dominante consiste à changer les conditions aux limites par une modification de la géométrie de la chambre réverbérante, et dans ce cas, on parle d'un brassage mécanique. Le brassage mécanique est une méthode qui consiste à insérer dans la CRBM un objet de forme complexe (brasseur) capable d'effectuer une rotation de  $360^\circ$ . Chaque mouvement du brasseur va permettre de modifier les conditions aux limites et donc de créer une nouvelle configuration du champ électromagnétique, afin d'atteindre les conditions d'homogénéité et d'isotropie au sein de du volume utile de la CRBM. En effet, lorsque l'on tourne le brasseur, certaines longueurs électriques ainsi que les fréquences de résonance associées sont modifiées. Quelques modes au sein de la cavité seront donc excités de manière différente lors de la rotation du brasseur mécanique [88], [90], [91], [92], [93], [94]. Bien que plusieurs études ont été conduites afin de trouver une forme optimale du brasseur de modes, aucune forme particulière ne semble démontrer un avantage décisif en terme de brassage de modes. Une autre façon d'assurer un brassage mécanique est de faire vibrer les murs [95], [96], [97], [98].

Les propriétés statistiques du champ dans la CRBM peuvent également être obtenues par le déplacement ou la rotation de l'antenne d'émission (ou en réception) dans la cavité. On parle alors de brassage de source [99], [100] ou de polarisation. Il est encore possible de combiner différentes techniques de brassage pour augmenter l'efficacité de brassage. Dans [101] par exemple, le brassage mécanique est combiné avec le brassage de source afin d'augmenter l'efficacité de brassage.

Le brassage fréquentiel ou électronique [89], [102] fait partie des approches et tentatives pour se différencier du brassage traditionnel proposées ces derniers temps.

### 2.3.4.2 Nombre de positions de brasseur décorrélées

Les performances d'une Chambre Réverbérante à Brassage de Modes dans les applications de compatibilité électromagnétique sont intimement liées au nombre de positions de brasseur indépendantes [103]. La recherche d'une méthode sans ambiguïté pour déterminer le nombre des positions de brasseur indépendantes est toujours en cours [115, 116]. Dans les chambres réverbérantes, les brasseurs sont utilisés pour modifier les conditions aux limites. L'objectif est que chaque position de brasseur engendre une distribution de champ électromagnétique indépendante de celles des autres positions de brasseur. Il est donc très important de connaître le nombre de positions de brasseur indépendantes afin de pouvoir appliquer des traitements statistiques aux données de mesures obtenues en CRBM. En effet, plus les échantillons indépendants sont nombreux, meilleure est la précision des quantités estimées.

Le nombre de positions de brasseur indépendantes peut être estimé via celui du nombre de positions décorrélées en calculant les coefficients de corrélation après rotation du brasseur [104] à partir des données mesurées. La fonction d'auto-corrélation à l'ordre 1 est donc utilisée pour la communauté CEM afin d'évaluer la performance du brasseur, en tenant compte la taille des pas angulaires du brasseur.

Considérons une série de  $n$  mesures  $X(X_1, X_2, \dots, X_n)$ , de moyenne  $\langle X \rangle$ ; la fonction d'autocorrélation est définie par le coefficient de corrélation  $r$ , qui nécessite de décaler de façon consécutive le vecteur de  $n$  données d'un échantillon pour chaque pas du brasseur, tel que :  $(X_2, X_3, \dots, X_n, X_1) = (Y_1, Y_2, \dots, Y_n)$  :

$$r = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \langle X \rangle)(Y_i - \langle Y \rangle)}{\sum_{i=1}^n (X_i - \langle X \rangle)^2} \quad (2.48)$$

Le coefficient  $r$  est défini dans l'intervalle  $[-1, 1]$ . La corrélation est maximale lorsque  $r$  est unitaire et la corrélation est inexistante lorsque  $r$  est nul [105]. Les normes IEC indiquent que l'on peut considérer l'indépendance statistique des données mesurées au sein d'une CRBM via la modification des conditions aux limites pour le champ EM obtenu entre deux positions angulaires successives du brasseur, si la valeur du coefficient d'autocorrélation à l'ordre 1 est inférieure à la valeur  $1/e \approx 0,37$ .

Lorsque le critère (susmentionné) de calcul du coefficient d'autocorrélation n'est pas respecté, la norme IEC suggère de choisir une position de brasseur sur deux, et de refaire le calcul d'autocorrélation à l'ordre 1 puis le comparer à la valeur du seuil 0,37. Cette méthode revient à déterminer le coefficient de corrélation à partir de

l'ensemble des positions de brasseur à l'ordre 2 sur la série  $n$ , en utilisant l'expression (2.48), en décalant de deux positions de brasseur, et ainsi de suite pour trouver le coefficient de corrélation à un ordre supérieur. En effet, à partir de cette courbe totale en fonction du décalage on peut déterminer l'angle à partir duquel il y a la décorrélation, et ceci en cherchant le premier point sous le seuil. Une autre méthode basée sur l'interpolation linéaire peut également être utilisée pour déterminer l'angle de décorrélation des positions de brasseur [117].

D'autres méthodes d'estimation du nombre des positions de brasseur indépendantes sont proposées, basées sur la géométrie du brasseur, ou encore sur une différence entre échantillons [107] [108]. Toutefois, les deux méthodes font référence à la fonction d'autocorrélation avec un seuil de 0,37. Dans [109] des méthodes alternatives sont proposées pour estimer le nombre d'échantillons indépendants, basées sur le facteur de qualité  $Q$  de la CRBM pour le brassage mécanique et brassage fréquentiel. Les résultats expérimentaux sont toujours comparés aux modèles théoriques basés sur le seuil de 0,37.

Le seuil de décorrélation n'est valable que pour un nombre infini d'échantillons ( $n \rightarrow \infty$ ). Cependant, en pratique, le nombre d'échantillons dont l'on dispose est de nature fini. Dans [106] les auteurs affirment que pour nombre fini d'échantillons  $n$ , et pour un niveau de confiance donné, la limite doit être réduite. Dans le cas où le nombre d'échantillons  $n$  est non inférieure à 100, le seuil du coefficient de corrélation  $r$  peut être déterminé de manière approchée par l'expression suivante :

$$r = 0,37 \times \left( 1 - \frac{7,22}{n^{0,64}} \right) \quad (2.49)$$

Jusqu'à présent, la plupart des recherches sur la corrélation des mesures en CRBM se sont concentrées uniquement sur l'autocovariance (ou autocorrélation) des données de mesure par rapport à la position ou à l'angle d'un brasseur mécanique. Généralement, l'autocorrélation des positions de brasseur ont été utilisées pour déterminer le déplacement ou la rotation minimum de brasseur nécessaire pour obtenir des mesures non corrélées, afin d'estimer le nombre maximum de mesures non corrélées pouvant être obtenues [88], [104], [108] - [110], [73] ou pour optimiser la géométrie d'un brasseur mécanique [88], [94]. En adoptant une approche légèrement différente, [110], [113], [114] adaptent les modèles analytiques à l'autocorrélation des positions de brasseur pour calculer une taille d'échantillon effective pour leurs mesures. Dans [110], cette méthode a été utilisée pour l'analyse de l'incertitude, tandis que dans [113], [114], elle a été utilisée pour calculer la valeur idéale des pas de brasseur.

D'autres techniques pour évaluer le nombre d'échantillons décorrélés s'appliquent dans des cas où il y a plusieurs brasseurs ou modes de brassage en même temps [111] [84].

Dans le cadre de cette thèse, nous utilisons une méthode basée sur le calcul du coefficient de corrélation pour un décalage d'un pas de brasseur (ordre 1). Néanmoins, lorsque le coefficient de corrélation  $r$  est trop élevé ( $r > 0,55$ ), la méthode nécessite un décalage de deux pas de brasseur, ou plus, jusqu'à ce que le coefficient  $r$  passe en dessous de 0,55. Cette technique proposée dans [110], repose sur l'utilisation de modèles autorégressifs. Dans [110], le modèle a été appliqué pour évaluer le nombre maximum de mesures indépendantes disponibles dans le cas du brassage mécanique et du brassage électronique.

### 2.3.5 Caractérisation d'antennes en CRBM

Les propriétés statistiques du champ électromagnétique à l'intérieur du volume utile font de la CRBM un moyen de mesure particulièrement adapté à la caractérisation d'antennes et plus particulièrement à l'estimation de leur efficacité de rayonnement. Les premières mesures d'antennes en CRBM ont donc été dédiées à l'estimation de ce paramètre. Plus récemment, d'autres caractéristiques, tels que le diagramme de rayonnement et le gain de l'antenne, ont également pu être extraites à partir de mesures réalisées en CRBM.

Cette partie adresse un état de l'art non exhaustif sur quelques paramètres intéressants d'antennes extraits à partir des mesures réalisées en CRBM. Dans un premier temps, nous présentons les paramètres globaux d'antennes et ensuite les paramètres avec dépendance angulaire. Ce dernier point va nous permettre d'introduire la caractérisation d'antenne sans contact en CRBM via la mesure de la SER d'antennes.

#### 2.3.5.1 Paramètres globaux

Les chambres réverbérantes sont un environnement très bien adapté pour effectuer des mesures de la puissance rayonnée par une antenne ou un dispositif sous test, et il est ainsi possible de déterminer l'efficacité des antennes [68]. L'efficacité de rayonnement de l'antenne est définie comme le rapport entre le gain et la directivité et exprime les pertes ohmiques et diélectriques dans la structure d'une antenne [8]. Il s'agit d'un paramètre crucial pour les applications émergentes, notamment l'IdO (internet des objets) et la 5G, où la réduction de la taille de l'antenne diminue considérablement son efficacité de rayonnement. L'efficacité de rayonnement de l'antenne

peut être mesurée à l'aide de la technique d'intégration du gain, où le diagramme de rayonnement de gain 3D doit être estimé dans une chambre anéchoïque (CA) [70], en utilisant la méthode de Wheeler [71] ou son expansion à large bande [72], [75], [76]. Ces derniers vingt ans, la mesure de l'efficacité des antennes en CRBM est devenue une alternative intéressante à la mesure classique en CA, et plusieurs techniques de mesure en CRBM ont été proposées au fil des ans. Plusieurs méthodes ont été proposées pour récupérer l'efficacité de rayonnement de l'antenne dans une CRBM. L'approche originale, connue sous le nom de "méthode de substitution" [112], [119] est basée sur l'utilisation d'une antenne de référence qui est substituée, dans une seconde mesure, par l'antenne sous test. Plus tard, une variante a été introduite [77] qui nécessite une mesure unique avec l'antenne de référence et l'antenne sous test en même temps, réduisant ainsi les incertitudes. Cependant, les deux méthodes nécessitent une antenne de référence dont l'efficacité est connue. En 2012, une proposition alternative permettant de surmonter cette limitation a été proposée [68]. Ces méthodes conduisent à des résultats similaires si l'antenne de référence est vraiment bien connue [48].

Dans le cas où on considère par exemple la méthode de mesure de l'efficacité d'antenne basée sur la mesure en utilisant deux antennes, on peut montrer que l'efficacité d'antenne dépend du coefficient de rétrodiffusion et de la constante de temps de la CRBM  $\tau_{CR}$  (temps nécessaire à la réverbération de l'énergie à l'intérieur de la cavité). Cette constante de temps peut être déterminée à partir du "power delay profile" (PDP) comme étant l'inverse de sa pente de décroissance temporelle. Le PDP est calculé à partir de la réponse de la chambre dans le domaine temporel généralement obtenue à l'aide du paramètre de diffusion  $S_{21}$  ou  $S_{11}$ , tel que,

$$PDP = \left\langle |h(t, n)|^2 \right\rangle \quad (2.50)$$

$$h(t, n) = IFT \left[ S_{21_n}(f) \right] \quad (2.51)$$

ou alors

$$h(t, n) = IFT \left[ S_{11_n}(f) \right] \quad (2.52)$$

où  $h(t, n)$  est la réponse impulsionnelle de la chambre pour différents échantillons indépendants  $n$  obtenus en utilisant des techniques de brassage et  $IFT$  correspond à la transformée de Fourier inverse. Dans le domaine temporel, on commence généralement par déterminer la constante de temps de la chambre [68]. Cette dernière est directement liée aux différentes pertes dans la CRBM, c'est-à-dire, au facteur de

qualité  $Q$  de la cavité. Ainsi, le facteur de qualité de la CRBM peut être exprimé à partir de la constante de temps de la CRBM.

$$Q = \omega \tau_{CR} \quad (2.53)$$

avec  $\omega = 2\pi f$  (où  $f$  est la fréquence), et  $\tau_{CR}$  tel que

$$\tau_{CR} \propto \frac{1}{\text{pente}(PDP)} \quad (2.54)$$

La méthode nécessite la mesure de  $\langle |S_{11}|^2 \rangle$ ,  $\langle |S_{22}|^2 \rangle$  ou  $\langle |S_{21}|^2 \rangle$ . En effet, une simple mesure de l'un de ces paramètres contient la contribution des composantes brassées (ondes qui interagissent avec le brasseur) et des composantes non brassées (ondes qui n'interagissent pas avec le brasseur). Dès lors, le coefficient de réflexion mesuré dans la CRBM peut être vu comme la somme des composantes brassées et non brassées [68], [121]. Les coefficients de réflexion et transmission peuvent ainsi s'écrire sous la forme :

$$S_{ab} = S_{ab}^{bras} + S_{ab}^{nbras} \quad (2.55)$$

où  $S_{ab}^{bras}$  est la composante brassée,  $S_{ab}^{nbras}$  la composante non-brassée et  $a, b = \{1, 2\}$  représentent les indices relatifs à l'antenne 1 et 2 en fonction de la configuration. La composante non-brassée représente la partie qui n'est pas influencée par la position de brasseur et qui est déterministe (idéalement égale au paramètre mesuré en AC). D'autre part, la composante brassée est la partie considérée comme statistiquement aléatoire. Elle est calculée de la manière suivante :

$$S_{ab}^{bras} = S_{ab} - \langle S_{ab} \rangle \quad (2.56)$$

avec  $\langle \rangle$  la moyenne sur l'ensemble des positions de brasseur.

Pour remonter à l'efficacité d'antenne, la méthode nécessite la connaissance du facteur de qualité  $Q$  de la CRBM (lié aux pertes à l'intérieur de la cavité) et du coefficient de rétrodiffusion  $eb$  qui est un indicateur d'homogénéité du champ électromagnétique à l'intérieur de la cavité de la CRBM. Dans le cas idéal où la CRBM fonctionne correctement,  $eb = 2$  [120]. Ainsi,  $eb$  est donné par l'expression suivante :

$$eb = \frac{\sqrt{\langle |S_{11}^{bras}|^2 \rangle \langle |S_{22}^{bras}|^2 \rangle}}{\langle |S_{21}^{bras}|^2 \rangle} \quad (2.57)$$

Dans le cas où on utilise deux antennes,  $S_{11}^{bras}$  et  $S_{22}^{bras}$  représentent les composantes brassées des coefficients de réflexion des deux antennes. L'efficacité de l'antenne peut donc être calculée à partir de l'expression (2.58).

$$\eta_{ant} = \sqrt{\frac{C_{CR} \langle |S_{11}^{bras}|^2 \rangle}{\omega \cdot eb \tau_{CR}}} \quad (2.58)$$

Dans l'expression (2.58), le terme  $C_{CR}$  dépend du volume de la CRBM et de la fréquence [68], tel que :

$$C_{CR} = \frac{16\pi^2 V}{\lambda^3} \quad (2.59)$$

L'efficacité de rayonnement peut être obtenue en corrigeant  $S_{11}$  mesuré pour tenir compte des pertes dues à la désadaptation de l'antenne. Pour corriger la désadaptation dans  $S_{21}$ , la correction pour  $\langle |S_{11}|^2 \rangle$  est exprimée comme :

$$\langle |S_{11}^{bras}|^2 \rangle_{cor} = \frac{\langle |S_{11}^{bras}|^2 \rangle}{(1 - |S_{11}^{EL}|^2)(1 - |S_{11}^{EL}|^2)} \quad (2.60)$$

où  $S_{11}^{EL}$  est le coefficient de réflexion en espace libre. Ainsi, l'efficacité de rayonnement pour une seule antenne par exemple, est donnée par :

$$\eta_{ant}^{ray} = \sqrt{\frac{C_{CR} \langle |S_{11}^{bras}|^2 \rangle_{cor}}{\omega \cdot eb \tau_{CR}}} \quad (2.61)$$

L'exposant "ray" est utilisé pour souligner qu'il s'agit de l'efficacité de rayonnement de l'antenne (tenant compte uniquement des pertes ohmiques et/ou diélectriques). Dans [123] une méthode est proposée pour évaluer les pertes des antennes dans la CRBM.

### 2.3.5.2 Paramètres avec dépendance angulaire

D'autres paramètres importants permettant de caractériser une antenne, tel que le diagramme de rayonnement, sont caractérisés en CRBM. La mesure de diagrammes de rayonnement d'antennes est généralement effectuée en chambre anéchoïque, mais ces dernières années, la chambre réverbérante a fait ses preuves et est devenue une

alternative très intéressante pour la caractérisation d'antennes, dont notamment l'extraction du diagramme de rayonnement. Contrairement à la CA (plus utilisée pour les mesures d'antennes), la CRBM a le grand avantage d'un environnement à trajets multiples qui simule un scénario de vie réelle, tel qu'un environnement urbain ou intérieur, dans lequel les antennes fonctionnent en permanence ; ceci permet ainsi de tester le fonctionnement de systèmes antennaires dans un milieu réaliste [135].

Initialement, plusieurs travaux portant sur l'évaluation de l'efficacité du rayonnement des antennes dans les chambres réverbérantes ont été présentés, et seulement quelques études ont été consacrées (à notre connaissance) à la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne dans un environnement tel que la CRBM. Cependant, ces derniers temps plusieurs travaux se sont concentrés sur l'extraction du diagramme de rayonnement avec différentes méthodes.

Cependant, il n'est pas facile de mesurer le diagramme de rayonnement d'une antenne en CRBM en raison des réflexions multiples. Il a été démontré qu'en utilisant une technique de déconvolution [124], le diagramme de rayonnement de l'antenne sous test peut être reconstruit dans un environnement non-anéchoïque. Par ailleurs, il est également possible de mesurer le diagramme directement dans une chambre réverbérante lorsque l'on est capable de distinguer le trajet direct (Line-of-Sight) entre l'antenne sous test et l'antenne de mesure de tous les autres trajets indirects.

### **Extraction du diagramme de rayonnement d'antenne basée sur le retournement temporel du champ électromagnétique en chambre réverbérante :**

L'une des premières méthodes qui permet de mesurer le diagramme de rayonnement d'une antenne en CRBM est basée sur le retournement temporel du champ électromagnétique [125]. Ce principe du retournement temporel consiste à diriger de l'énergie vers un certain point à un instant précis, dans un environnement où l'homogénéité est facultative, mais ce milieu doit être réciproque et faiblement dissipatif [126]. Dans [127] il a été affirmé que les chambres réverbérantes peuvent être utilisées pour caractériser avec précision le diagramme de rayonnement d'une antenne. Bien que la méthode semble très prometteuse, cette affirmation n'a été soutenue que par des simulations numériques réalisées sous CST Microwave Studio, en utilisant un réseau de dipôles élémentaires idéaux comme sondes de champ électrique, distribués au centre d'une CRBM scalaire bidimensionnelle, sur une surface fermée où se trouve l'antenne sous test (figure 2.13). De même, il est également indiqué qu'un tel scénario pourrait être approché en déplaçant une sonde de champ électrique entièrement optique

préservant la phase autour de l'antenne sous test, mais à notre connaissance, il n'a pas été physiquement mis en œuvre pour caractériser le diagramme de rayonnement d'une antenne à ce jour.

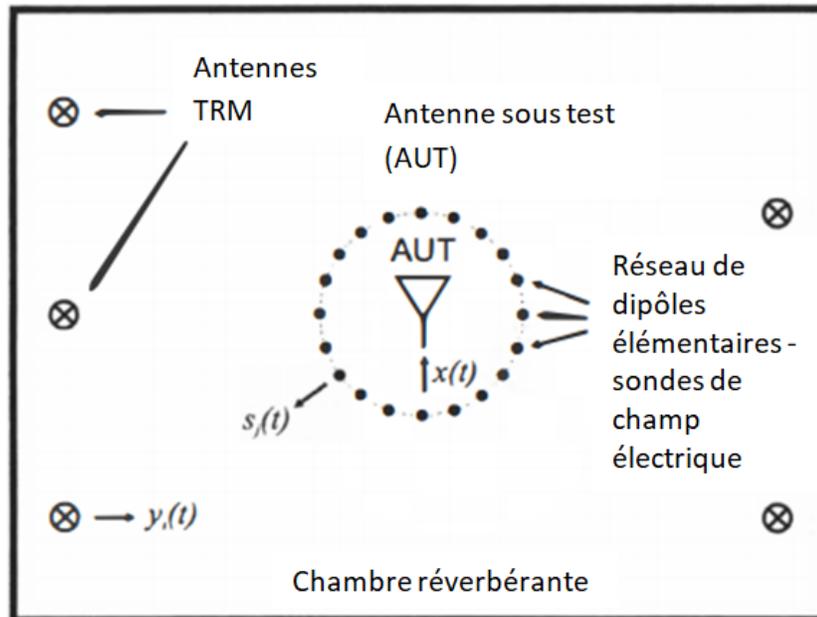


FIGURE 2.13 – Configuration pour l'estimation du diagramme de rayonnement d'une antenne via la technique du retournement temporel du champ dans un environnement virtuel.

Cette méthode consiste à utiliser un nombre limité d'antennes TRM (time reversal-mirror antennas) pour construire et estimer la topographie du champ sur une surface de Huygens entourant l'antenne sous test (AUT), voir figure (2.13). L'étape initiale de cette méthode consiste à caractériser le milieu de propagation à travers la détermination des différentes fonctions de transfert entre les antennes TRM et les dipôles élémentaires idéaux (sondes de champ électrique); l'étape intermédiaire consiste à retirer les sondes de champ électrique, ensuite exciter l'antenne sous test et enregistrer les informations captées au niveau des antennes TRM; pour le processus de post-traitement, les informations provenant des sondes virtuelles sont évaluées grâce à la technique de retournement temporel du champ, permettant ainsi la récupération du diagramme de rayonnement de l'antenne sous test.

**Mesure de diagramme de rayonnement d'antenne à partir de l'estimation du facteur  $K$  en CRBM :**

Une autre solution a été étudiée, basée sur la distinction entre les trajets directs et diffus entre une antenne d'émission ( $Tx$ ) et un objet, ce dernier pouvant être une antenne de réception (Rx) [49, 128]. Dans ce dernier cas, l'extraction de la composante de l'onde balistique (trajet direct entre les deux antennes) parmi le champ rétrodiffusé total a été utilisée pour la caractérisation de la directivité de l'antenne à partir de mesures en CRBM. En effet, deux antennes couplées dans une CRBM génèrent un champ distribué selon la loi de Rice résultant de la superposition d'un champ diffus et d'une onde balistique entre les deux antennes. La composante du champ non brassée en visibilité directe entre les deux antennes peut être évaluée par l'estimation du facteur  $K$  de cette fonction de densité de probabilité de Rice décrivant le canal de propagation de la CRBM.

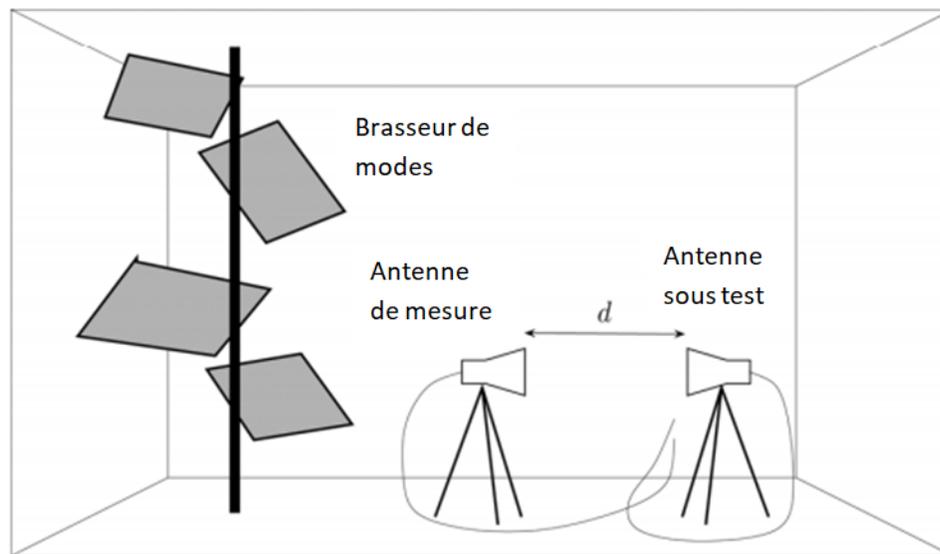


FIGURE 2.14 – Configuration expérimentale des mesures de la directivité d'antenne dans la chambre de réverbération de l'IETR.

Le principe de cette méthode consiste à utiliser une antenne de référence dont la directivité est connue et une antenne sous test dont on souhaite déterminer le diagramme de directivité, placée dans le volume de test (voir la figure 2.14). Cette méthode ne requiert qu'un protocole expérimental relativement simple, et est basée

sur l'estimation du facteur  $K$  (défini comme un rapport des puissances moyennes des composantes de champ non brassées et brassées). Cela permet, en effet, d'extraire le trajet direct/line-of-sight (composante de champ non brassée) entre les deux antennes. Ce processus nécessite à la fois du brassage mécanique et fréquentiel, pour augmenter la précision de l'estimation. Le facteur  $K$  obtenu est proportionnel à la directivité des antennes, et la rotation d'une antenne conduit alors à une estimation de son diagramme de directivité.

### Mesure de diagramme de rayonnement d'antenne en CRBM, en utilisant l'effet Doppler :

Une autre approche a été proposée pour distinguer la composante directe entre deux antennes de toutes les autres composantes de champ à trajets multiples dans une CRBM et pour extraire le diagramme de rayonnement de l'antenne [129, 130].

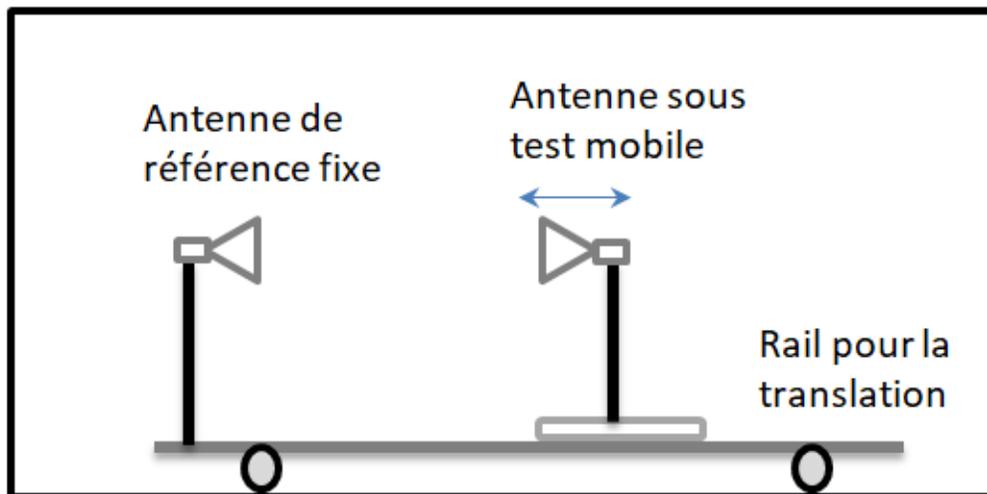


FIGURE 2.15 – Configuration de la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne dans la chambre de réverbération basée sur l'effet Doppler.

Cette méthode consiste à déplacer, pas à pas, l'antenne sous test vers l'antenne de mesure, sur un rail (voir la figure 2.15) à une vitesse  $\vec{v}$ , et à exploiter l'effet Doppler en temps réel pour identifier l'onde balistique associée au décalage de fréquence maximal. En effet, pour déterminer le diagramme de rayonnement de l'antenne, il est important de connaître la vitesse de la translation de l'antenne, permettant ainsi

de déterminer la fréquence Doppler correspondant au trajet direct entre les deux antennes. Par conséquent, le diagramme de rayonnement de l'antenne est obtenue à partir de l'amplitude de cette fréquence Doppler calculée pour chaque angle de l'antenne sous test. Bien que cette contribution a été l'un des premiers travaux sur l'estimation du diagramme de rayonnement de l'antenne en CRBM, la méthode nécessite un protocole de mesure assez complexe et encombrant.

### Mesure de diagramme de rayonnement d'antenne 3D en CRBM, basée sur la décomposition en ondes sphériques :

Contrairement à ce qu'a été proposée dans [129, 130], les composantes de champ brassées (non line-of-sight) sont utilisées dans [131] pour remonter au modèle 3D du diagramme de rayonnement d'une antenne, où le trajet direct ou line-of-sight (composante de champ non brassée) n'est pas nécessaire ; la configuration de cette nouvelle technique de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne est présentée sur la figure 2.16.

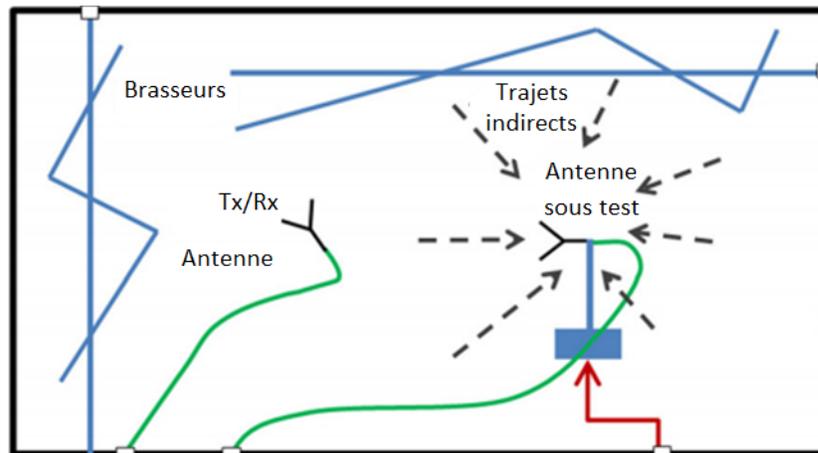


FIGURE 2.16 – Configuration de la mesure du diagramme de rayonnement en CRBM basée sur la décomposition en ondes sphériques.

Cette méthode a été proposée récemment et l'objectif est de mesurer le paramètre de diffusion  $S_{21}$  entre les deux antennes pour deux positions différentes de l'antenne sous test, et cela pour plusieurs positions de brasseur. Le calcul des coefficients d'auto-corrélation entre les deux positions de l'antenne sous test lors de sa rotation permet de reconstruire le diagramme de rayonnement de l'antenne sous test.

**Mesure de diagramme de rayonnement d'antenne en chambre réverbérante basée sur la technique de fenêtrage temporel (time-gating) :**

Dans [132] les auteurs proposent une autre approche pour remonter au diagramme de rayonnement d'une antenne sous test, basée sur la technique de fenêtrage temporel (time-gating). La méthode consiste à mesurer le paramètre  $S_{21}$  entre l'antenne sous test et l'antenne de mesure (voir la figure 2.17), et l'obtention du diagramme de rayonnement de l'antenne sous test repose donc sur l'isolation du trajet direct des autres trajets (arrivant au cours du temps sur l'antenne de réception), en partant du principe que dans le domaine temporel, l'onde qui suit le trajet direct entre les deux antennes est la première à arriver sur l'antenne de réception, du fait que ce trajet correspond à la plus courte distance. Pour cela, le choix de la bande de fréquence de mesure (autour de la fréquence  $f_0$ ) est important car elle doit être suffisamment grande pour avoir une résolution temporelle suffisante permettant de séparer correctement les trajets directs et indirects. En revanche, la largeur de bande doit rester très inférieure à la fréquence  $f_0$  (fréquence à laquelle le diagramme de rayonnement de l'antenne est déterminé). L'application du fenêtrage temporel (time-gating) va ensuite permettre de ne sélectionner que le signal suivant le trajet direct entre l'antenne de mesure et l'antenne sous test.

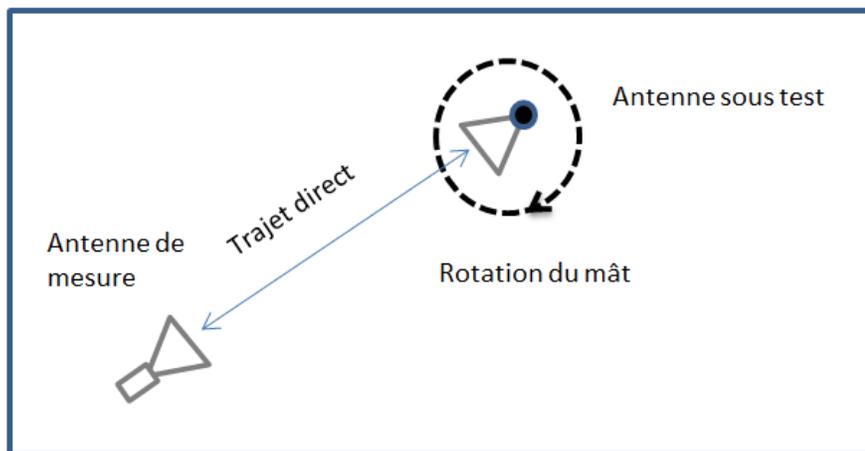


FIGURE 2.17 – Configuration de la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne à partir de la méthode basée sur le time-gating.

Toutes ces méthodes de caractérisation de l'antenne en CRBM sont basées sur des manipulations où l'antenne sous test est reliée à un câble vers un analyseur de réseau

vectorel par exemple. Cependant, des caractérisations sans contact d'antennes ont déjà été réalisées en chambre anéchoïque en se basant sur la mesure de la SER d'antenne suivant la technique introduite par King en 1947 [19]. Plusieurs auteurs [21, 23, 133, 134] ont souligné les avantages de cette approche par rapport aux mesures classiques de type transmission. L'un des grands avantages de cette technique est d'éviter l'utilisation d'un câble relié à l'antenne sous test permettant de s'affranchir des problèmes de perturbations de l'impédance et du rayonnement de l'antenne [16]. Cette approche de mesure d'antenne ne requiert aucune antenne de référence de gain connu, sachant que l'on peut utiliser pour référence une cible canonique (par exemple une sphère), dont les propriétés de diffraction sont connues analytiquement, comme dans les mesures classiques de SER.

Dans cette thèse, il est proposé une nouvelle approche de mesure d'antenne sans contact en CRBM afin de tirer profit à la fois de l'aspect non invasif des mesures de SER et des propriétés originales des chambres réverbérantes à brassage de modes.

### 2.3.6 Synthèse

Dans ce chapitre, différents paramètres permettant de quantifier les performances d'une antenne ont été présentés, dans le but de les assimiler, ainsi que de décrire un chemin jusqu'à l'obtention de ses paramètres par des mesures. Cela implique de connaître les notions sur les différentes zones de diffusion du champ électromagnétique, ce que permet de se positionner par rapport au type de méthode que nous devons utiliser pour caractériser une antenne. Outre les mesures classiques en rayonnement, il est possible de mesurer le champ rétro-diffusé par l'antenne pour la caractériser ; cette méthode permet de caractériser une antenne sans perturber son rayonnement, grâce à la mesure de la SER de l'antenne sous test ; en effet, la SER permet de décrire le comportement de diffusion d'une antenne lorsqu'elle est illuminée par une onde électromagnétique. Bien que les mesures d'antennes sont classiquement réalisées en CA, la CRBM se présente comme une alternative intéressante pour des mesures d'antenne ; plusieurs approches ont été testées ces dernières années, et plus récemment, d'autres caractéristiques, tels que le diagramme de rayonnement et le gain de l'antenne, ont également pu être extraites à partir de mesures réalisées en CRBM. Toutes ces méthodes ont leurs mérites, mais cependant, elles nécessitent toutes un câblage de l'antenne sous test.

## Chapitre 3

# Mesure de SER de cibles canoniques en CRBM

Les chambre réverbérantes ont été étudiés pendant des décennies pour des applications de compatibilité électromagnétique suite aux premiers travaux proposés [136]. Depuis, leur champ d'application a été étendu au domaine de la caractérisation d'antennes et de l'émulation de milieux de propagation multi-trajets. Plus récemment, quelques travaux ont examiné la capacité des chambres réverbérantes à effectuer des mesures de la surface équivalente radar (SER) d'objets métalliques [50], [51][52]. Dans un contexte similaire, la chambre réverbérante a été proposée d'abord pour déterminer la surface équivalente globale d'absorption ou de diffraction d'un objet [46]. En effet, le déplacement arbitraire de la cible dans un champ électromagnétique statistiquement isotrope et homogène au sein d'une CRBM permet d'évaluer sa surface équivalente d'absorption. Au-delà de cet indicateur de diffusion globale, l'estimation de la SER d'une cible dans la CRBM reste un défi, puisque l'onde balistique (trajet direct entre l'antenne et la cible) doit être détectable parmi les multiples réflexions dans une CRBM.

Sur la base des travaux antérieurs sur la mesure du diagramme de directivité de l'antenne [49], les auteurs de [50] ont proposé une nouvelle approche pour récupérer l'onde balistique entre une antenne et un objet diffusant dans un environnement diffus tel qu'une chambre réverbérante, ce qui permet de remonter à la SER. Le principe de mesure repose sur l'extraction de l'onde balistique rétrodiffusée par la cible. La méthode présente l'avantage d'utiliser une configuration de mesure moins onéreuse que la mesure en CA classique (puisqu'elle ne nécessite pas d'absorbants). De plus, et contrairement à la méthode proposée dans [52], un fenêtrage temporel n'est pas nécessaire ; ceci représente un avantage puisque cette fenêtre est à définir en fonction

de la cible caractérisée et impose des contraintes sur la réponse de cette dernière. La méthode considérée dans ce papier [50] consiste en deux étapes : tout d'abord, le coefficient de réflexion de l'antenne d'excitation est mesuré dans la CRBM à vide (sans la cible) ; dans un second temps, la même mesure est effectuée avec la cible. La différence entre les coefficients de réflexion mesurés avec et sans cible permet de remonter à la SER de la cible par un processus de régression. Bien que ne tournant pas pendant la mesure effectuée dans [50], le brasseur de modes est néanmoins présent à l'intérieur de la CRBM.

Ces travaux préliminaires ont permis de montrer la faisabilité des mesures de SER en chambre réverbérante mais n'ont pas examiné l'effet, sur la précision des résultats obtenus, du choix des différents paramètres de mesure, tels que le pas fréquentiel, la largeur de bande, ainsi que le brassage mécanique. Ce chapitre vise quatre objectifs principaux. Tout d'abord, il présente une mise à jour théorique de la technique d'estimation de la SER proposée dans [50] en tenant compte de l'effet du brasseur. Deuxièmement, un modèle statistique permet d'étudier l'impact de différents paramètres de mesure que sont le pas fréquentiel et la largeur de bande fréquentielle, et ceci au regard de la largeur de bande de cohérence (ou facteur  $Q$ ) dans la chambre réverbérante. Troisièmement, nous introduisons dans ce chapitre le brassage mécanique comme un outil permettant d'améliorer la précision de l'estimation de la SER en CRBM pour les configurations à faible rapport signal à bruit (RSB ou SNR pour Signal-to-Noise Ratio en anglais). Nous mettrons en effet en évidence l'influence du Rapport Signal à Bruit sur la précision de la SER obtenue avec cette nouvelle approche. Enfin, le quatrième objectif consiste à montrer l'impact d'un décalage de la position de brasseur entre les deux étapes de la mesure sur la précision de l'estimation de la SER.

## 3.1 Théorie de la mesure de SER en CRBM

Dans cette partie nous présentons la théorie de la mesure de la SER en configuration mono-statique en CRBM. Cette théorie complète la présentation antérieure dans [50], [140] par une prise en compte de l'influence de la position du brasseur de modes.

### 3.1.1 Rétrodiffusion du champ dans une CRBM à vide (sans la cible)

Considérons une seule antenne positionnée dans le volume de travail de la chambre, connectée au VNA et orientée vers la position où sera ensuite placée la cible (lors de

la seconde mesure). Le VNA génère un signal harmonique de fréquence  $f_0$  (fréquence angulaire  $\omega_0$ ) supérieure à la fréquence seuil, également appelée la fréquence minimale d'utilisation d'une CRBM (LUF), pour laquelle la chambre réverbérante produit un champ idéalement diffus [141]. Le paramètre de diffusion mesuré par le VNA (une fois calibré au niveau du connecteur de l'antenne) est composé du coefficient de réflexion intrinsèque de l'antenne (mesuré en espace libre) auquel s'ajoute la contribution rétrodiffusée par la CRBM. Le coefficient de réflexion mesuré dans la cavité à vide (sans la cible)  $S(f_0, \alpha_{br})$  à la fréquence  $f_0$  et pour une position angulaire de brasseur  $\alpha_{br}$  peut être exprimé comme :

$$S(f_0, \alpha_{br}) = S_{EL}(f_0) + \left(1 - |S_{EL}(f_0)|^2\right) \eta_{ant} \left[ H(f_0, \alpha_{br}) + h_s(f_0, \alpha_{br}) \right] \quad (3.1)$$

où,

- $S_{EL}$  représente le coefficient de réflexion de l'antenne en espace libre. Il peut être déduit du calcul de la moyenne du coefficient de réflexion sur un tour de brasseur dans la CRBM à vide ;
- $(1 - |S_{EL}(f_0)|^2)$  représente des pertes liées à la désadaptation de l'antenne ;
- $\eta_{ant}$  représente l'efficacité de rayonnement de l'antenne ;
- $H(f_0, \alpha_{br})$  est une fonction de transfert à valeurs complexes décrivant le signal rétrodiffusé vers l'antenne associé au champ diffus (lié aux réflexions et diffractions multiples dans la cavité) ;
- $h_s(f_0, \alpha_{br})$  tient compte du trajet direct (line-of-sight en anglais) et des réflexions spéculaires sur les parois de la chambre réverbérante et le brasseur mécanique vers l'antenne. Il faut noter que ce terme  $h_s(f_0, \alpha_{br})$  n'était pas présent dans la formulation présentée dans [50].

Les deux fonctions de transfert  $H(f_0, \alpha_{br})$  et  $h_s(f_0, \alpha_{br})$  dépendent de la position angulaire du brasseur  $\alpha_{br}$ . En supposant un champ parfaitement diffus, les parties réelle et imaginaire de  $H(f_0, \alpha_{br})$  sont décrites par des variables aléatoires suivant une distribution gaussienne centrée ; cette hypothèse, essentielle pour extraire la signature de la cible, sera vérifiée par la suite. L'objectif de cette première mesure est de déterminer la réponse propre de la chambre.

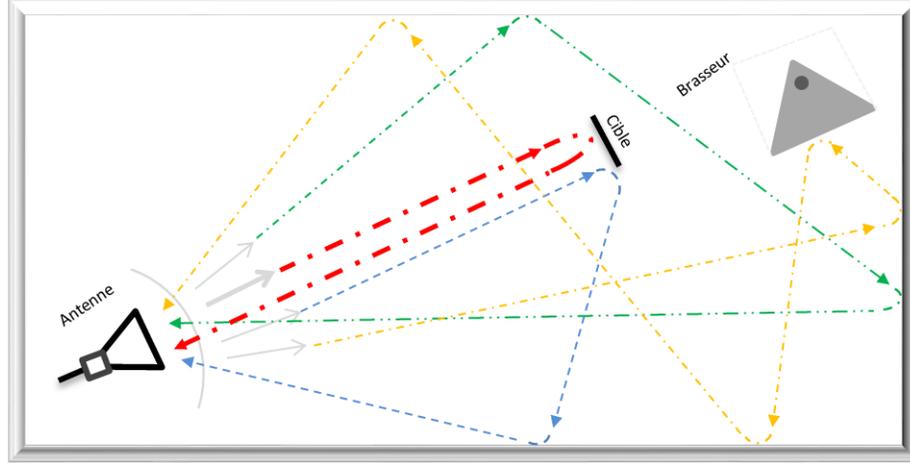


FIGURE 3.1 – Différents trajets possibles au sein de la chambre réverbérante en présence de la cible. En rouge : la réflexion spéculaire de la cible, en vert : la réflexion spéculaire de la CRBM, en orange : les réflexions multiples et la diffraction de la cavité, en bleu : les réflexions spéculaires entre l’antenne, la cible et les parois de la cavité (négligées).

### 3.1.2 Rétrodiffusion du champ dans une CRBM chargée (avec la cible)

Les mesures sont ensuite effectuées après insertion de la cible dans la chambre réverbérante. Une fois la cible placée sur le mât (déjà présent lors de la mesure sans la cible), l’équation précédente est modifiée selon deux hypothèses principales. Nous supposons que la cible est suffisamment petite pour provoquer une petite perturbation du champ. En d’autres termes, l’ajout de la cible est traité par l’approximation de Born [142], indiquant que le champ diffus n’est perturbé que par l’interaction entre la cible et l’antenne. En conséquence, l’équation précédente est transformée en l’équation suivante :

$$S_c(f_0, \alpha_{br}, \theta_c) = S_{EL}(f_0) + C(f_0)\sqrt{\sigma_c(f_0, \theta_c)} + (1 - |S_{EL}(f_0)|^2)\eta_{ant}[H_c(f_0, \alpha_{br}, \theta_c) + h_s(f_0, \alpha_{br})] \quad (3.2)$$

La présence de la cible fait apparaître le terme additionnel  $C(f_0)\sqrt{\sigma_c(f_0, \theta_c)}$  qui représente la rétrodiffusion de l’onde balistique par la cible (orientée suivant l’angle  $\theta_c$ )

vers l'antenne (trajet rouge sur la figure 3.1). En particulier, la grandeur complexe  $C(f_0)$  décrit la propagation de l'onde sur le trajet aller-retour entre l'antenne et la cible à la fréquence  $f_0$ . Dans cette méthode de mesure de la SER en CRBM, les réflexions spéculaires entre la cible, les parois de la cavité et l'antenne sont négligées (trajets vert et bleu sur la figure 3.1). Enfin,  $\sigma_c(f_0, \theta_c)$  est la SER de la cible à la même fréquence et pour la même orientation  $\theta_c$ . Bien que nous ayons considéré l'approximation de Born, la fonction de transfert du champ diffus n'est pas strictement égale à celle de la chambre vide, car une légère modification se produit en raison de l'interaction du champ diffus avec la cible ; cependant, ses propriétés statistiques restent les mêmes. Ainsi, la fonction de transfert est modifiée par la présence de la cible et devient  $H_c(f_0, \alpha_{br}, \theta_c)$ , où l'indice  $c$  représente la présence de la cible. Contrairement à la théorie initiale proposée dans [50], il est explicite que la cible est ajoutée dans la chambre alors que le brasseur reste à la position  $\alpha_{br}$ . Nous supposons donc que la réflexion spéculaire sur le brasseur et les parois de la cavité  $h_s(f_0, \alpha_{br})$  n'est pas affectée par la présence de la cible ; cela signifie que l'éventuel effet de masquage de la cible est ici négligé. En supposant que la cible se trouve dans la zone de champ lointain de l'antenne, nous déduisons de l'équation du radar, l'amplitude de  $C(f_0)$  :

$$|C(f_0)| = \frac{G_{\text{ant}}(f_0)\lambda_0}{(4\pi)^{3/2}R^2} \left(1 - |S_{\text{EL}}(f_0)|^2\right) \quad (3.3)$$

Comme prévu, la quantité  $|C(f_0)|$  est proportionnelle au gain d'antenne  $G_{\text{ant}}(f_0)$ , et inversement proportionnelle au carré de la distance  $R$  entre l'antenne et la cible. Comme la cible est supposée être dans le champ lointain de l'antenne, sa contribution à l'onde rétrodiffusée est considérée par l'antenne comme provenant d'une source ponctuelle. En effet, en supposant que la taille de la cible est beaucoup plus petite que la distance  $R$ , la phase de  $C$  est considérée comme constante sur la cible, ce qui conduit à l'expression simplifiée suivante :

$$C(f_0) = |C(f_0)| \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{2R}{c}\right) \exp(j\phi_0) \quad (3.4)$$

Avec  $\phi_0$  une phase arbitraire constante. La variation de la phase en fonction de la fréquence  $f_0$  correspond à la propagation de l'onde à la vitesse de la lumière  $c$  le long du trajet aller-retour de longueur  $2R$  entre l'antenne de mesure et la cible.

### 3.1.3 Expression de la Surface Équivalente Radar de la cible

Une fois les deux mesures effectuées, la méthode pour remonter à la SER de l'objet consiste à calculer la différence entre les paramètres de diffusion mesurés dans les deux configurations de mesure (avec et sans la cible). Cela nous permettra d'extraire la réponse de la cible sous la forme de sa SER  $\sigma_c$  qui vérifie :

$$\begin{aligned}
 S_c(f_0, \alpha_{br}, \theta_c) - S(f_0, \alpha_{br}) = & \\
 & \sqrt{\sigma_c(f_0, \theta_c)} \times |C(f_0)| \times \exp \left[ -j \left( 2\pi f_0 \frac{2R}{c} - \phi_0 \right) \right] \\
 & + \left( 1 - |S_{EL}(f_0)|^2 \right) \eta_{ant} \left[ H_c(f_0, \alpha_{br}, \theta_c) - H(f_0, \alpha_{br}) \right] \quad (3.5)
 \end{aligned}$$

La partie droite de l'équation (3.5) consiste en l'addition de deux termes. Le premier terme contient l'amplitude du signal rétrodiffusé par la cible vers l'antenne de mesure. Le deuxième représente la différence des parties diffuses des fonctions de transfert de la chambre réverbérante dans les configurations avec et sans la cible. Ce second terme agit comme un signal d'interférence par rapport à l'onde rétrodiffusée par l'objet sous test vers l'antenne de mesure. Comme on peut le voir, ce terme est proportionnel à la différence entre deux variables aléatoires,  $H_c(f_0, \alpha_{br}, \theta_c)$  et  $H(f_0, \alpha_{br})$  dans le cas de la chambre chargée par la cible et à vide respectivement ; ces deux variables ont des parties réelle et imaginaire distribuées selon une densité de probabilité Gaussienne centrée de même variance.

En simplifiant l'expression (3.5), on obtient :

$$S_c(f_0, \alpha_{br}, \theta_c) - S(f_0, \alpha_{br}) = A(f_0, \theta_c) \times \exp \left[ -j \left( 2\pi \frac{f_0}{\delta f} - \phi_0 \right) \right] + n(f_0, \alpha_{br}, \theta_c) \quad (3.6)$$

où,

- $A(f_0, \theta_c)$  représente l'amplitude d'un signal sinusoïdal, représentatif de l'onde balistique entre l'antenne et la cible.
- $\delta f = \frac{c}{2R}$ , fonction de la distance entre l'antenne de mesure et la cible, est associé à une périodicité fréquentielle du signal.

- $n(f_0, \alpha_{br}, \theta_c)$  décrit un bruit complexe suivant une distribution Gaussienne centrée. Les résultats présentés sur les figures 3.2, 3.3, 3.4 et 3.5, représentant, pour une position fixée de la cible et du brasseur, les parties réelle et imaginaire de ce bruit sur la bande de fréquence ainsi que leurs distributions, permettent de valider que la distribution statistique attendue est effectivement suivie par ce bruit complexe.

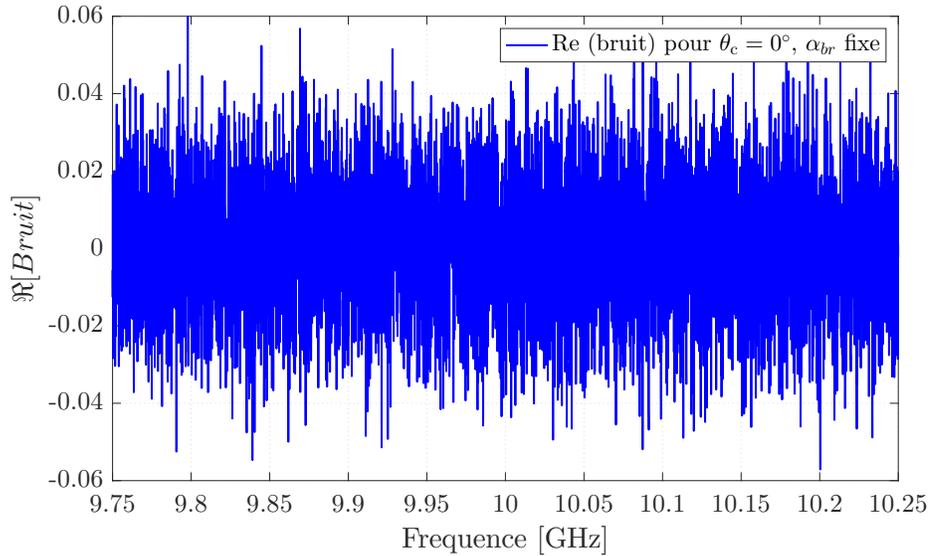


FIGURE 3.2 – Partie réelle du bruit  $n(f_0, \alpha_{br}, \theta_c)$  (pour l’angle de la cible  $\theta_c = 0^\circ$ , et une position de brasseur arbitrairement fixée).

Dans une petite bande de fréquence autour de  $f_0$  et pour une position de cible  $\theta_c$  fixée, les valeurs de  $\sigma_c$ ,  $G_{ant}$  et  $S_{EL}$  peuvent être considérées comme constantes. L’amplitude du terme exponentiel de l’équation (3.6) peut alors être considérée comme invariante. A cette variation sinusoïdale des parties réelle et imaginaire du signal en fonction de la fréquence, avec une périodicité  $\delta f$  (dans l’espace des fréquences), s’ajoute un bruit  $n(f, \alpha_{br}, \theta_c)$  engendré par la rétrodiffusion de la CRBM. L’estimation de la SER de la cible  $\sigma(f_0, \theta_c)$  repose donc sur l’extraction précise de l’amplitude  $A(f_0, \theta_c)$  de ce signal sinusoïdal (noyé dans du bruit) autour de la fréquence  $f_0$ , la SER de cible étant proportionnelle au carré de cette amplitude d’après (3.5).

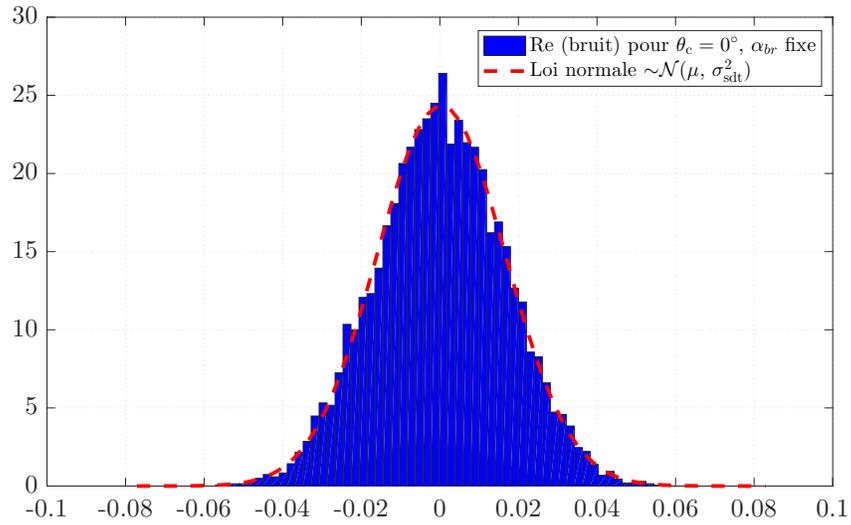


FIGURE 3.3 – Distribution de la partie réelle du bruit présenté en figure 3.2 (pour  $\theta_c = 0^\circ$ ) et loi normale la plus proche (de paramètres  $\mu = 3,4 \times 10^{-4}$  et  $\sigma_{sdt} = 1,64 \times 10^{-2}$ ).

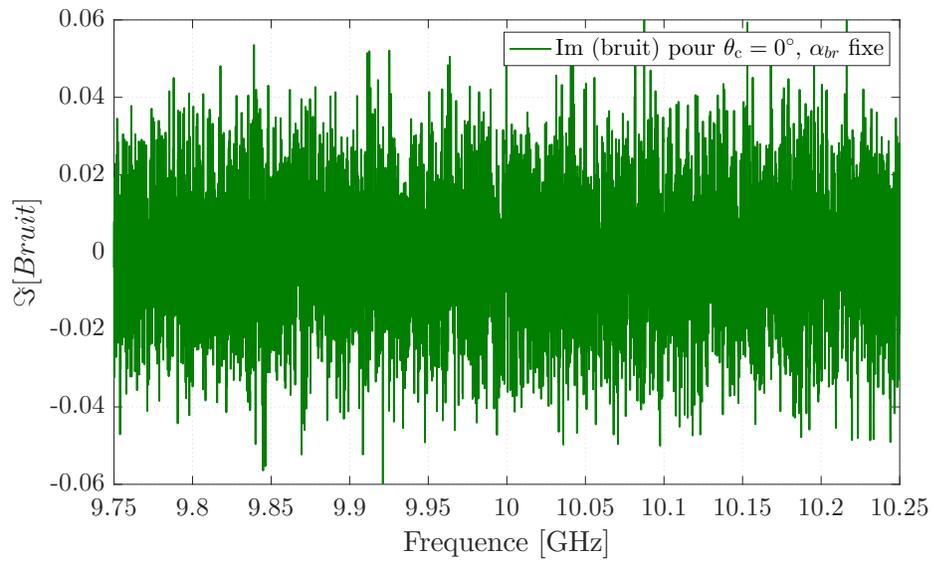


FIGURE 3.4 – Partie imaginaire du bruit (pour l'angle de la cible  $\theta_c = 0^\circ$ , et une position de brasseur fixée arbitrairement).

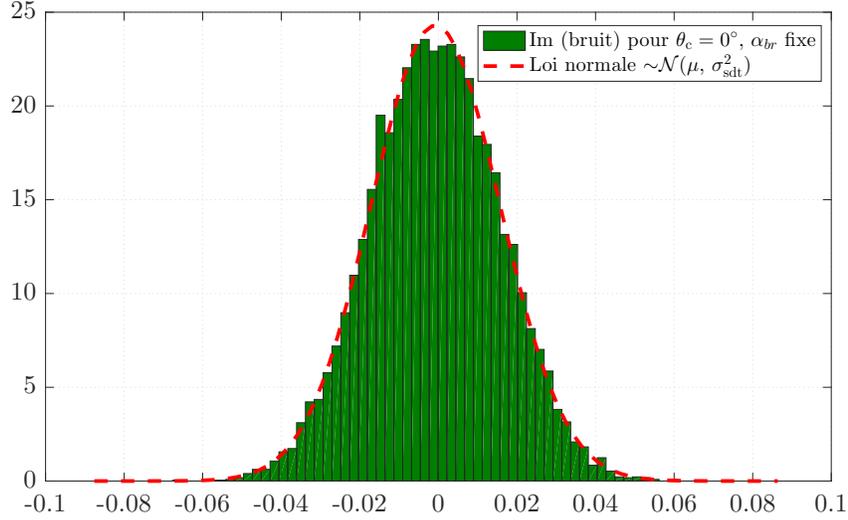


FIGURE 3.5 – Distribution de la partie imaginaire du bruit présenté en figure 3.4 (pour  $\theta_c = 0^\circ$ ) et loi normale la plus proche (de paramètres  $\mu = -7,6 \times 10^{-4}$  et  $\sigma_{\text{sdt}} = 1,64 \times 10^{-2}$ ).

## 3.2 Méthode d'extraction de la SER

Dans cette partie nous allons présenter la méthode utilisée dans ce travail pour extraire le signal utile noyé dans le bruit. Une fois l'amplitude de ce signal connue, nous pourrions aisément déterminer la SER de la cible.

Comme vu précédemment, l'estimation de la SER de la cible  $\sigma_c$  pour chaque angle  $\theta_c$  est effectuée à partir de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés dans les deux configurations (avec et sans la cible), suivant l'équation (3.5). En introduisant l'expression de  $|C(f_0)|$  donné dans l'équation (3.3), on obtient :

$$\begin{aligned}
 S_c(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) - S(f_0, \alpha_{\text{br}}) = & \\
 & \sqrt{\sigma_c(f_0, \theta_c)} \frac{G_{\text{ant}}(f_0) \lambda_0}{(4\pi)^{3/2} R^2} \left(1 - |S_{\text{EL}}(f_0)|^2\right) \exp \left[ -j \left( 2\pi \frac{f_0}{\delta f} - \phi_0 \right) \right] \\
 & + \left(1 - |S_{\text{EL}}(f_0)|^2\right) \eta_{\text{ant}} \left[ H_c(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) - H(f_0, \alpha_{\text{br}}) \right] \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

Pour une position de cible  $\theta_c$  et une position de brasseur  $\alpha_{\text{br}}$  fixées, la SER est extraite des mesures sur une bande fréquentielle d'observation du signal  $\Delta f$ . Sur cette bande

fréquentielle,  $G_{\text{ant}}$ ,  $S_{\text{EL}}$  et  $\lambda$  peuvent varier de façon significative et impliquer ainsi une variation de l'amplitude des variations sinusoïdales. Ces variations sont donc compensées en calculant :

$$\frac{S_c(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) - S(f_0, \alpha_{\text{br}})}{G_{\text{ant}}(f_0)\lambda_0 (1 - |S_{\text{EL}}(f_0)|^2)} = \frac{\sqrt{\sigma_c(f_0, \theta_c)}}{(4\pi)^{3/2}R^2} \exp \left[ -j \left( 2\pi \frac{f_0}{\delta f} - \phi_0 \right) \right] + \frac{\eta_{\text{ant}}}{G_{\text{ant}}(f_0)\lambda_0} \left[ H_c(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) - H(f_0, \alpha_{\text{br}}) \right] \quad (3.8)$$

Cette équation peut être réécrite sous la forme :

$$S_c^N(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) - S^N(f_0, \alpha_{\text{br}}) = B(f_0, \theta_c) \times \exp \left[ -j \left( 2\pi \frac{f_0}{\delta f} - \phi_0 \right) \right] + n'(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) \quad (3.9)$$

où,

- l'indice N indique la compensation effectuée sur les variations fréquentielles de la longueur d'onde et des paramètres de l'antenne d'excitation,
- $B(f_0, \theta_c)$  représente l'amplitude d'un signal sinusoïdal,
- $n'(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c)$  représente un bruit complexe suivant une distribution Gaussienne centrée.

Une fois cette compensation faite pour obtenir une amplitude d'oscillations constante, un modèle de régression linéaire est utilisé pour estimer l'amplitude du signal sinusoïdal  $B(f_0, \theta_c)$  dans (3.9), et la SER est ensuite calculée à partir de l'expression suivante :

$$|\sigma_c(f_0, \theta_c)| = B(f_0, \theta_c)^2 (4\pi)^3 R^4 \quad (3.10)$$

Pour une position de cible  $\theta_c$  et une position de brasseur  $\alpha_{\text{br}}$  fixées, on cherche alors à estimer l'amplitude et la phase du signal harmonique le plus proche de la différence des coefficients de réflexion, à savoir :

$$\operatorname{argmin}_{B(f_0, \theta_c), \phi_0} \left| B(f_0, \theta_c) \exp \left[ -j \left( 2\pi \frac{f}{\delta f} - \phi_0 \right) \right] - [S_c^N(f, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) - S^N(f, \alpha_{\text{br}})] \right| \quad \text{avec } f \in [f_0 - \Delta f/2; f_0 + \Delta f/2] \quad (3.11)$$

ou, en considérant un signal fréquentiel échantillonné en un nombre  $N$  impair de points fréquentiels, avec un pas fréquentiel  $\delta f_s$  :

$$\begin{aligned} \operatorname{argmin}_{B(f_0, \theta_c), \phi_0} & |B(f_0, \theta_c) \exp \left[ -j \left( 2\pi \frac{f_0 + f_k}{\delta f} - \phi_0 \right) \right] \\ & - [S_c^N(f_0 + f_k, \alpha_{br}, \theta_c) - S^N(f_0 + f_k, \alpha_{br})] | \\ & \text{avec } f_k = k\delta f_s, \quad k = -(N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Cette recherche d'amplitude et de phase est effectuée en cherchant à minimiser d'une part la partie réelle et d'autre part la partie imaginaire de cette expression. On cherche ainsi à minimiser les deux équations suivantes :

$$\begin{aligned} \operatorname{argmin}_{B(f_0, \theta_c), \phi_0} & |B(f_0, \theta_c) \cos \left( 2\pi \frac{f_0 + f_k}{\delta f} - \phi_0 \right) \\ & - \operatorname{Re} [S_c^N(f_0 + f_k, \alpha_{br}, \theta_c) - S^N(f_0 + f_k, \alpha_{br})] | \end{aligned} \quad (3.13)$$

et

$$\begin{aligned} \operatorname{argmin}_{B(f_0, \theta_c), \phi_0} & |B(f_0, \theta_c) \sin \left( 2\pi \frac{f_0 + f_k}{\delta f} - \phi_0 \right) \\ & + \operatorname{Im} [S_c^N(f_0 + f_k, \alpha_{br}, \theta_c) - S^N(f_0 + f_k, \alpha_{br})] | \end{aligned} \quad (3.14)$$

L'amplitude retenue sera alors la moyenne arithmétique des amplitudes  $B_{Re}$  et  $B_{Im}$  déduites respectivement des équations (3.13) et (3.14).

Considérons tout d'abord l'équation (3.13). En décomposant le cosinus sous la forme :

$$\cos \left( 2\pi \frac{f_0 + f_k}{\delta f} - \phi_0 \right) = \cos \left( 2\pi \frac{f_0 + f_k}{\delta f} \right) \cdot \cos(\phi_0) + \sin \left( 2\pi \frac{f_0 + f_k}{\delta f} \right) \cdot \sin(\phi_0) \quad (3.15)$$

on peut réécrire (3.13) sous la forme :

$$\begin{aligned} \operatorname{argmin}_{B_1, B_2} & |B_1 \cos \left( 2\pi \frac{f_0 + f_k}{\delta f} \right) + B_2 \sin \left( 2\pi \frac{f_0 + f_k}{\delta f} \right) \\ & - \operatorname{Re} [S_c^N(f_0 + f_k, \alpha_{br}, \theta_c) - S^N(f_0 + f_k, \alpha_{br})] | \end{aligned} \quad (3.16)$$

où  $B_1 = B(f_0, \theta_c) \cdot \cos(\phi_0)$  et  $B_2 = B(f_0, \theta_c) \cdot \sin(\phi_0)$ . Les valeurs de ces deux inconnues sont estimées par la méthode des moindres carrés, et l'amplitude  $B_{Re}$  recherchée est alors calculée comme  $B_{Re} = \sqrt{B_1^2 + B_2^2}$ .

La même démarche est adoptée pour l'équation (3.14), en décomposant le sinus sous la forme :

$$\sin\left(2\pi\frac{f_0 + f_k}{\delta f} - \phi_0\right) = \sin\left(2\pi\frac{f_0 + f_k}{\delta f}\right) \cdot \cos(\phi_0) - \cos\left(2\pi\frac{f_0 + f_k}{\delta f}\right) \cdot \sin(\phi_0) \quad (3.17)$$

On peut alors réécrire (3.14) sous la forme :

$$\begin{aligned} \operatorname{argmin}_{B_3, B_4} & \left| B_3 \sin\left(2\pi\frac{f_0 + f_k}{\delta f}\right) - B_4 \cos\left(2\pi\frac{f_0 + f_k}{\delta f}\right) \right. \\ & \left. + \operatorname{Im}[S_c(f_0 + f_k, \alpha_{br}, \theta_c) - S(f_0 + f_k, \alpha_{br})] \right| \end{aligned} \quad (3.18)$$

où  $B_3 = B(f_0, \theta_c) \cdot \cos(\phi_0)$  et  $B_4 = B(f_0, \theta_c) \cdot \sin(\phi_0)$ . Les valeurs de ces deux inconnues, estimées par la méthode des moindres carrés, conduisent à l'amplitude  $B_{Im}$  recherchée calculée comme  $B_{Im} = \sqrt{B_3^2 + B_4^2}$ .

Nous avons jusqu'ici supposée la période fréquentielle des oscillations sinusoïdales  $\delta f$  connue et égale à  $c/(2R)$ . Cette valeur requiert toutefois un ajustement. En effet, la longueur du trajet parcouru entre le plan de calibrage de l'antenne d'excitation et la cible doit tenir compte à la fois de la distance physique  $R$  entre la sortie de l'antenne et la cible et de la propagation de l'onde entre l'ouverture de l'antenne et son accès d'excitation, soit  $R' = R + dR$ . Pour une meilleure précision, cette longueur corrective est estimée à partir de la mesure faite dans la position de la cible pour laquelle la rétrodiffusion est maximale (position de la cible  $\theta_c = 0^\circ$ ). La valeur de  $R'$  est alors obtenue via le calcul de la Transformée de Fourier de  $S_c^N(f, \alpha_{br}, \theta_c) - S^N(f, \alpha_{br})$ , la valeur de  $\delta f$  correspondant au pic prépondérant dans le domaine spectral. Cette détermination de la valeur de  $\delta f$  est effectuée en amont de l'extraction de l'amplitude  $B$  des oscillations préalablement présentée.

### 3.3 Étude de sensibilité de l'extraction aux différents paramètres de mesure

L'objectif de cette partie est d'analyser numériquement l'influence sur la précision de l'extraction de l'amplitude  $B$  du signal, et par conséquent de la SER de la cible, des

paramètres caractéristiques de la mesure, à savoir la largeur de bande fréquentielle  $\Delta f$  (au regard de la largeur de bande de cohérence de la chambre ou de son facteur de qualité), le pas fréquentiel  $\delta f_s$  ainsi que le rapport signal à interférence (SNR). En particulier, cette étude vise à fixer les paramètres de la mesure de la SER de cibles en CRBM présentée par la suite.

Dans le cadre de cette étude paramétrique, un signal sinusoïdal de période  $\delta f$  est généré sur une bande de fréquence variable  $\Delta f$  et en considérant plusieurs nombres de points fréquentiels  $N$  distants de  $\delta f_s = \Delta f / (N - 1)$ . La période fréquentielle  $\delta f$  est choisie pour être cohérente avec les distances de mesure réelles au sein de la chambre réverbérante. Ensuite, un bruit blanc Gaussien  $n(f)$  est ajouté à cette fonction sinusoïdale afin de simuler la réponse rétrodiffusée de la chambre réverbérante  $x(f)$  suivant :

$$x_k = B \exp \left( j2\pi \frac{k\delta f_s}{\delta f} \right) + n_k \quad (3.19)$$

L'amplitude du bruit  $n(f)$  est choisie en fonction du SNR souhaité. Ce dernier se calcule de la façon suivante :

$$\text{SNR} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \left| B \exp \left( j2\pi \frac{k\delta f_s}{\delta f} \right) \right|^2}{\sum_{k=0}^{N-1} |n_k|^2} \quad (3.20)$$

La précision de l'extraction de l'amplitude de l'onde sinusoïdale (qui représente l'onde balistique) à partir du signal bruité  $x(f)$  est alors estimée en faisant varier plusieurs paramètres caractéristiques. Dans une première partie, tous les échantillons de bruit sont considérés comme non corrélés, ce qui signifie que la largeur de bande de cohérence de la CRBM est artificiellement fixée à zéro, tandis que des échantillons corrélés sont considérés dans une deuxième partie pour émuler la largeur de bande de cohérence réelle de la chambre réverbérante, et donc se placer dans un cas plus réaliste.

### 3.3.1 Échantillons non corrélés

Dans cette partie, plusieurs bandes fréquentielles  $\Delta f$  sont considérées. Comme la période  $\delta f$  de l'onde sinusoïdale est la grandeur représentative de la variation du

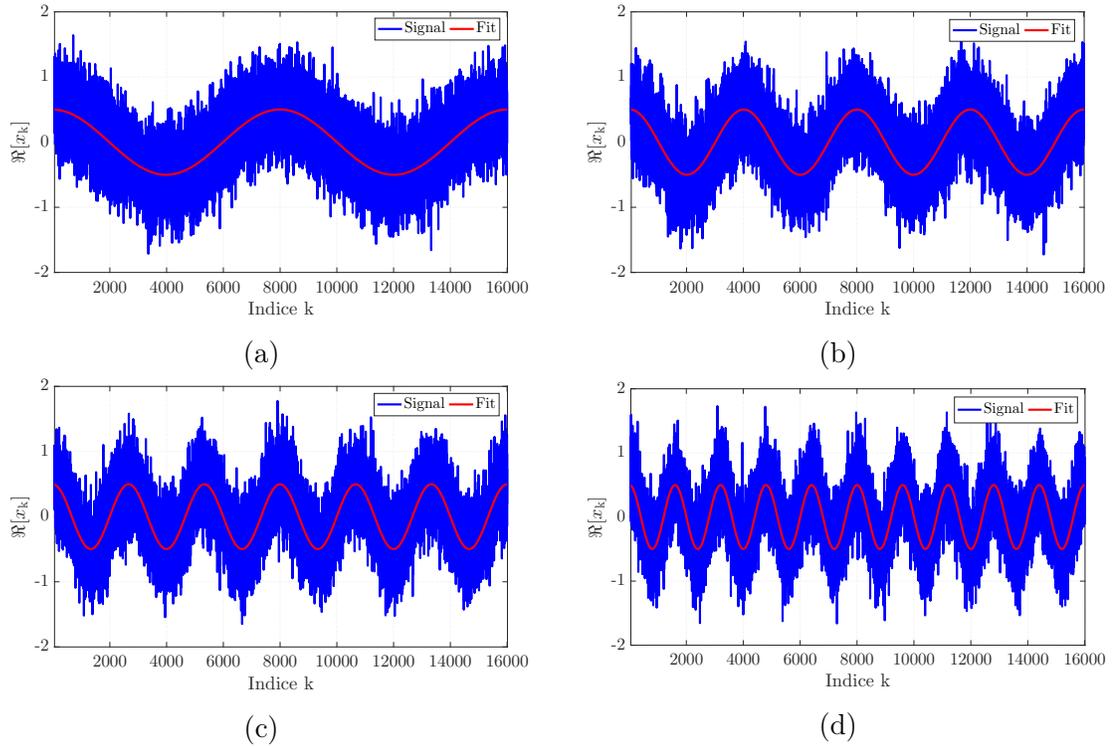


FIGURE 3.6 – Signal pour différentes largeurs de bande (nombres d’oscillations), pour une valeur de SNR de 0 dB et 16000 échantillons fréquentiels.

signal, ces plages de fréquence sont exprimées en fonction de  $\delta f$ , et on a  $\Delta f = \{0.5\delta f, 1\delta f, 2\delta f, 3\delta f, 4\delta f, 5\delta f, 6\delta f, 8\delta f, 10\delta f\}$ . Dans tous les cas, le nombre de pas fréquentiels est constant et fixé à 16000. L’erreur relative d’estimation de l’amplitude de l’onde sinusoïdale, moyennée sur 10000 tirages aléatoires de  $x(f)$ , est ainsi évaluée pour ces différentes fenêtres d’observation.

### 3.3.1.1 Erreur d’estimation en fonction du SNR pour plusieurs largeurs de bande

L’erreur d’estimation de l’amplitude est ici étudiée en faisant varier le SNR de  $-40$  dB à 0 dB, et ceci pour différentes largeurs de bande.

La figure (3.6) montre, pour une valeur de SNR fixée à 0 dB et 16000 échantillons fréquentiels, l’allure du signal généré sur les différentes largeurs de bande comparées ici.

L'erreur relative d'estimation de l'amplitude, moyennée sur 10000 tirages aléatoires du bruit Gaussien, est présentée pour les différentes largeurs de bande considérées sur la figure (3.7). On observe tout d'abord que l'erreur d'estimation est indépendante du choix de la largeur fréquentielle dans la gamme des largeurs étudiées. Par ailleurs, on note, comme attendu, la décroissance de l'erreur relative avec l'augmentation du SNR ; celle-ci se fait dans les mêmes proportions (pente de -1 pour une erreur relative et un SNR exprimé en dB).

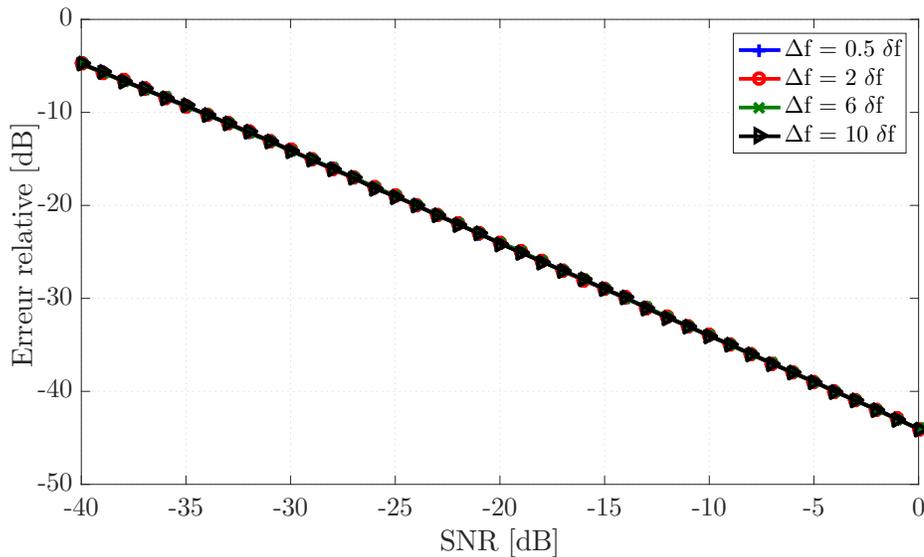


FIGURE 3.7 – L'erreur d'estimation de l'amplitude moyennée sur 10000 tirages versus SNR, pour les différentes largeurs de bandes (nombre d'oscillations) et 16000 échantillons.

### 3.3.1.2 Erreur d'estimation en fonction de la largeur de bande pour des différentes valeur de SNR

Dans cette partie, nous allons étudier l'erreur d'estimation de l'amplitude du signal sinusoïdal en fonction de la largeur de bande (en nombres d'oscillations), en comparant différentes valeurs de SNR, et pour un nombre d'échantillons  $N$  fixé à 16000.

Pour mieux appréhender les signaux étudiés, la figure (3.8) montre l'impact de l'amplitude du SNR sur l'allure du signal. Comme dans le cas précédent, l'erreur relative

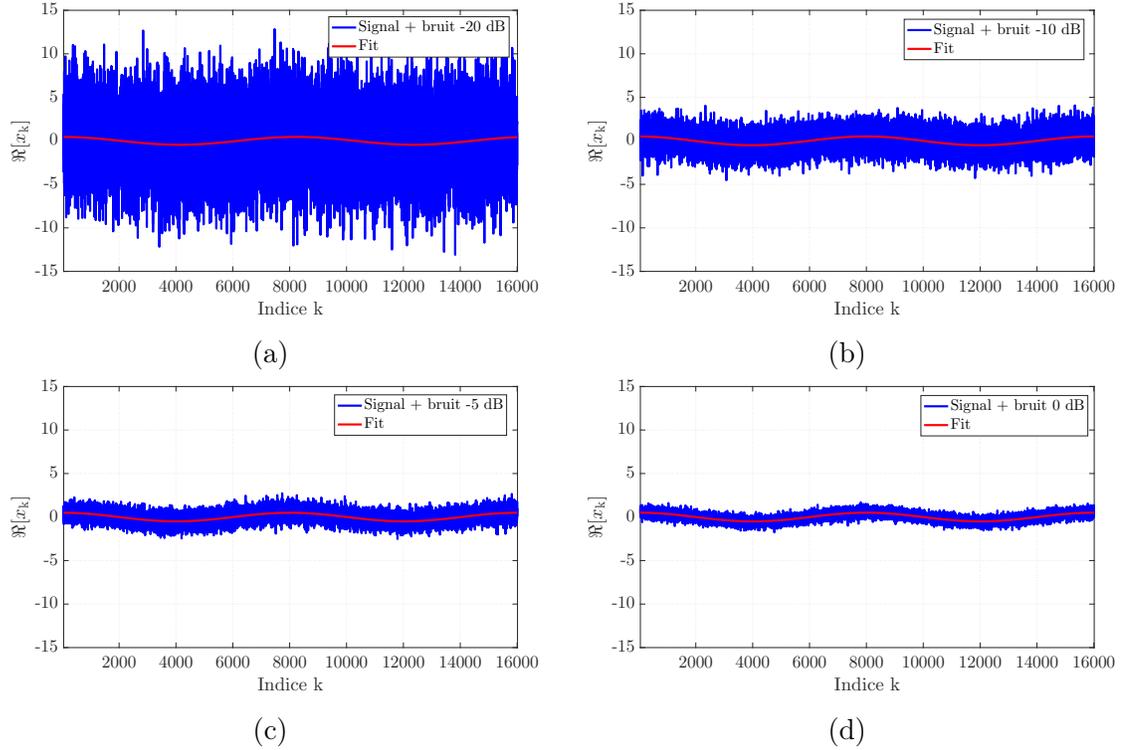


FIGURE 3.8 – Signal avec différents niveaux du bruit (SNR) pour  $\Delta f = 2\delta f$  contenant 16000 points dans la bande.

d'estimation est estimée en moyennant l'erreur obtenue pour 10000 tirages aléatoires du bruit.

La figure (3.9), confirme que le nombre de périodes sinusoïdales  $\delta f$  contenues dans le  $\Delta f$  n'affecte pas la précision d'estimation de l'amplitude du signal (quel que soit la valeur de SNR). Par ailleurs, comme prévu, l'erreur diminue pour des valeurs de SNR plus élevées ; ainsi, l'erreur relative diminue dans la même proportion que le SNR.

### 3.3.1.3 Erreur d'estimation en fonction du SNR pour différents nombres de points $N$ , et une largeur de bande fixée à $\Delta f = 2\delta f$

Ayant conclu quant-à l'absence d'impact du choix de la largeur de bande parmi les largeurs considérées, et ce pour un nombre fixe d'échantillons  $N$  indépendants, nous

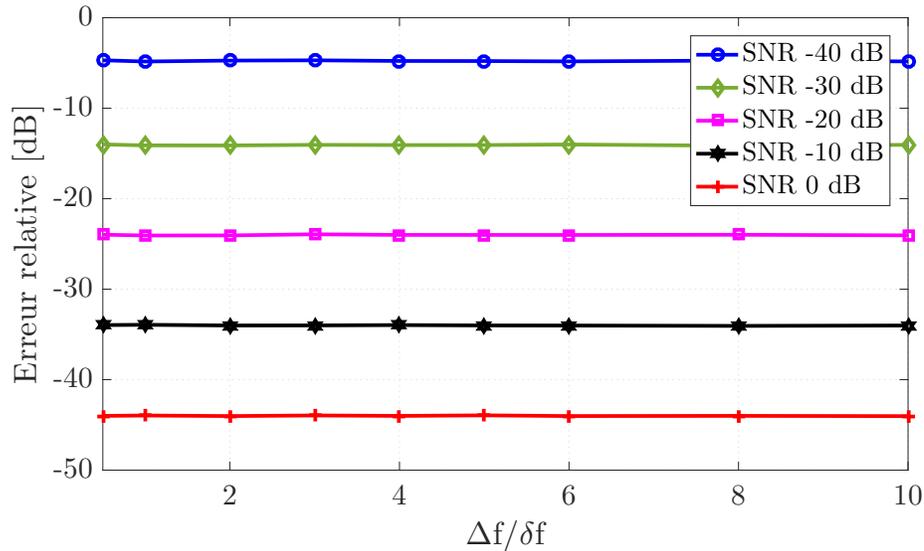


FIGURE 3.9 – L’erreur d’estimation de l’amplitude moyennée sur 10000 tirages versus la largeur de bande normalisée  $\Delta f/\delta f$ , pour les différentes valeurs de SNR et 16000 échantillons.

fixons ici arbitrairement la largeur de bande  $\Delta f$  à  $2\delta f$ . Nous analysons ici l’erreur d’estimation d’amplitude en fonction du SNR pour différentes valeurs du nombre de points  $N$  variant entre 125 à 16000.

Avant d’illustrer l’impact sur le signal du nombre de points fréquentiels, nous présentons dans un premier temps l’allure du signal bruité sur lequel l’erreur d’estimation est estimée, pour différents valeur de  $N$  (figure 3.10).

La figure (3.11), représentant l’erreur d’estimation moyennée sur 10000 tirages aléatoires du bruit, montre que l’augmentation du nombre de points conduit à une diminution de l’erreur; plus précisément, l’erreur relative varie en fonction de  $N$  en  $-20 \times \log(\sqrt{N})$  comme prévu avec des échantillons non corrélés. Ce résultat suggère que nous devons choisir le plus grand nombre possible de points de fréquence afin d’améliorer la précision d’estimation de l’amplitude du signal noyé dans le bruit. La question qui se pose est alors la suivante : jusqu’à quel point l’augmentation du nombre de points de fréquence continue de faire baisser l’erreur d’estimation d’amplitude du signal? Jusqu’à présent, nous avons généré des échantillons non corrélés, ce qui revient à considérer la largeur de bande de cohérence nulle ou en d’autres termes le facteur de qualité de la cavité  $Q$  infini, en négligeant les pertes induites

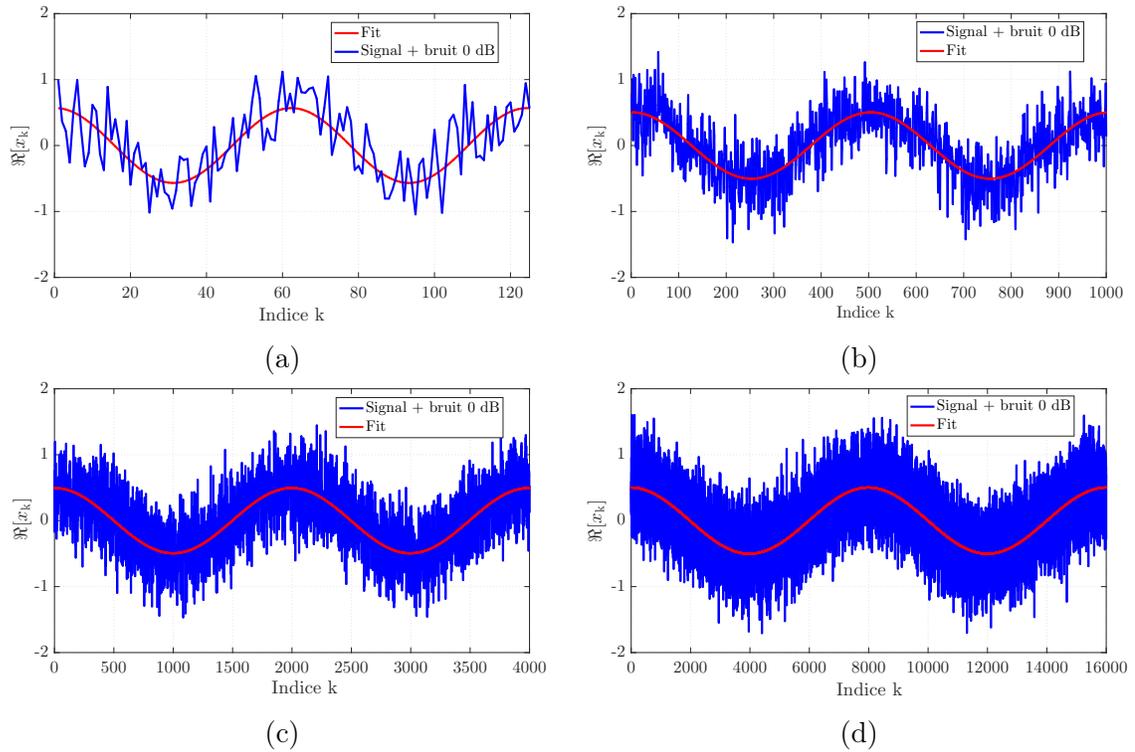


FIGURE 3.10 – Signal avec différents nombres de points dans la largeur fixée à  $\Delta f = 2\delta f$ .

par la CRBM et les objets qui la chargent (y compris l’antenne). Ceci ne correspond pas au fonctionnement réel d’une CRBM. De ce fait, pour se placer dans un cas plus proche de ce qui se passe en pratique, nous allons maintenant générer des échantillons corrélés, et déterminer dans ce cas l’erreur d’estimation d’amplitude du signal d’intérêt noyé dans le bruit.

### 3.3.2 Largeur de bande de cohérence réaliste (échantillons corrélés)

En pratique, dans la CRBM les échantillons sont corrélés en raison de la superposition des modes de résonance. La largeur fréquentielle sur laquelle les échantillons sont considérés comme corrélés, appelée largeur de cohérence du signal et estimée à partir du calcul d’une largeur de résonance moyenne via l’équation (2.46), implique

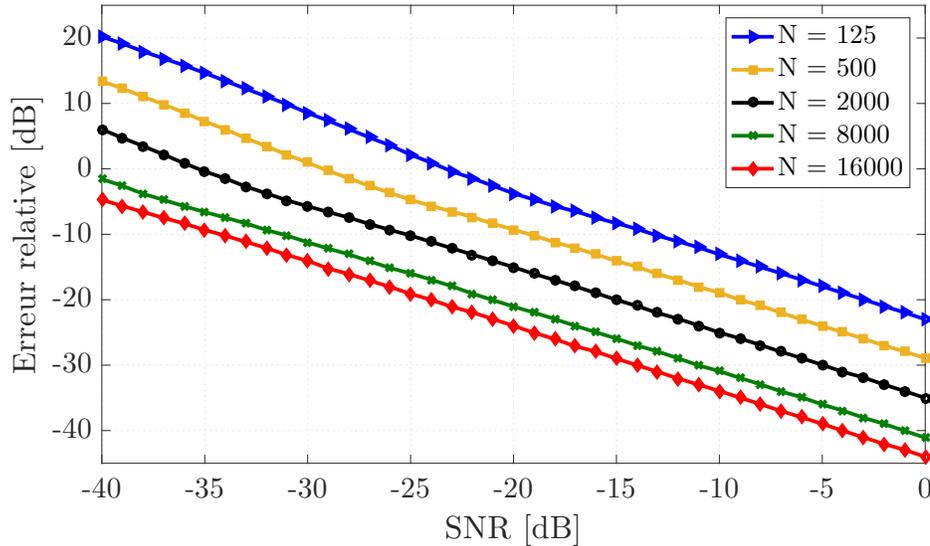


FIGURE 3.11 – L’erreur relative sur l’amplitude estimée de l’onde sinusoïdale en fonction du SNR, pour  $\Delta f = 2\delta f$ , moyennée sur 10000 tirages aléatoires du bruit, pour différents nombres de pas de fréquence  $N$ .

un facteur de qualité  $Q$  fini de la chambre réverbérante. En conséquence, si le pas d’échantillonnage fréquentiel est inférieur à la largeur de bande de cohérence, alors les échantillons sont corrélés.

Dans cette partie, l’effet de la corrélation des échantillons sur la précision d’estimation de l’amplitude du signal utile est étudié. Nous considérons ici une largeur de bande constante  $\Delta f = 2\delta f$ , et une taille d’échantillon fixée à 16000. Pour générer des échantillons corrélés, nous avons utilisé des processus autorégressifs (AR). Un processus AR est un modèle de série temporelle souvent utilisé en économétrie pour prédire le comportement de variables [143, 144].

Avant de montrer la formulation utilisée pour générer des échantillons corrélés, nous présentons dans un premier temps la formulation générale des processus autorégressifs  $AR(a)$ , où  $a$  représente l’ordre du processus. La formulation générale de ce modèle  $AR(a)$  consiste à écrire une observation à un instant  $k$  comme une combinaison linéaire des observations passées plus un certain résidu. On cherche ainsi à exprimer une observation à un instant  $k$  d’une variable  $n_k$ , en fonction des observations qui la précèdent,  $n_{k-1}, n_{k-2}, \dots, n_{k-a}$ . La formulation générale est donnée par :

$$n_k = \rho_{a1}n_{k-1} + \rho_{a2}n_{k-2} + \dots + \rho_{aa}n_{k-a} + \epsilon_k \quad (3.21)$$

Le terme  $\epsilon_k$  représente le résidu, souvent appelé innovation en économétrie. Pour qu'un processus AR se vérifie, le terme  $\epsilon_k$  doit être indépendant des innovations précédentes et des suivantes, et les  $\epsilon_k$  doivent être identiquement distribués. Les termes  $\rho_{a1}, \rho_{a2}, \dots, \rho_{aa}$  sont les coefficients du modèle AR compris entre 0 (aucune corrélation) à 1 (corrélation totale). Dans le cadre de cette étude, les échantillons de bruit corrélés sont générés à l'aide d'un processus autorégressif de premier ordre AR(1), ce qui signifie que chaque échantillon  $n_k$  est défini comme

$$n_k = c + \rho.n_{k-1} + \epsilon_k \quad (3.22)$$

où  $c$  est fixé à zero puisque le bruit est centré, et le  $\epsilon_k$  dans notre cas correspond à un bruit Gaussien, dont la variance  $\sigma_\epsilon^2$  est choisie par rapport à celle de  $n_k$  notée  $\sigma_n^2$ , suivant la relation :

$$\sigma_n^2 = \frac{\sigma_\epsilon^2}{1 - \rho^2} \quad (3.23)$$

La taille effective de l'échantillon  $N_{eff}$  s'exprime alors comme une fraction de la taille réelle de l'échantillon  $N$  en fonction de  $\rho$  selon :

$$N_{eff} = \frac{1 - \rho}{1 + \rho} N. \quad (3.24)$$

Bien qu'il ait été démontré [110] que le premier ordre du modèle AR(1) est valide uniquement pour décrire la corrélation entre des échantillons en CRBM pour un coefficient  $\rho < 0,5$  (environ), nous soulignons ici l'effet de la corrélation de premier ordre jusqu'à  $\rho = 0,9$ , en négligeant la corrélation de second ordre, qui aurait pour effet d'amplifier l'impact de la corrélation. Ce choix permet de mettre en évidence l'effet de la corrélation sur la précision de l'extraction en utilisant un seul paramètre à savoir le coefficient de corrélation  $\rho$ .

La génération des échantillons du bruit corrélés a été faite sous Matlab en utilisant des fonctions existantes (arima et simulate) qui nous permettent de générer des échantillons suivant un modèle AR de paramètres choisis. Nous avons fait varier le coefficient  $\rho$  de 0 à 0,9 par pas de 0,1 et généré un bruit  $\epsilon_k$  centré et de variance  $\sigma_\epsilon^2$  (figure 3.12). Une fois définis ces paramètres, nous avons généré 16000 variables aléatoires corrélées. Ensuite nous nous sommes assurés que les échantillons générés suivent le modèle choisi.

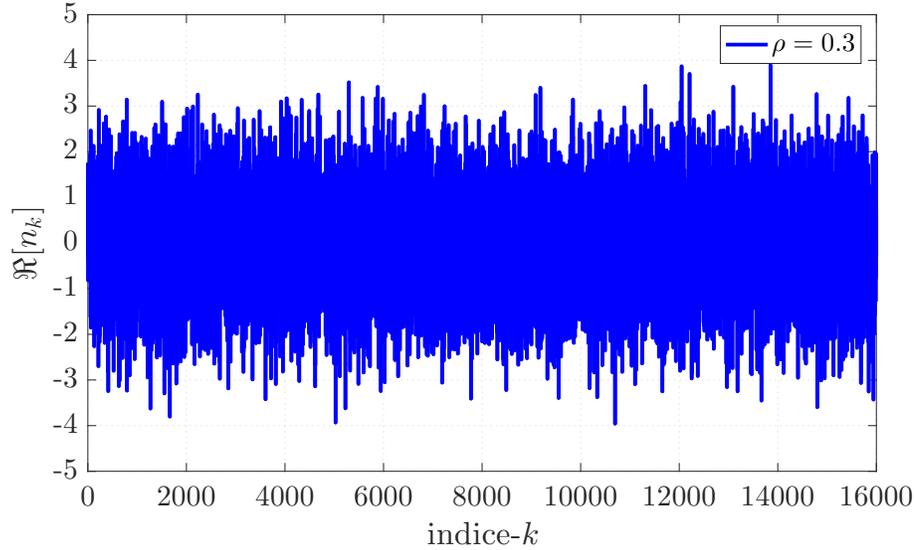


FIGURE 3.12 – Partie réelle du bruit généré à partir du modèle AR(1), pour  $N = 16000$  et SNR fixé à 0 dB.

Nous avons ainsi vérifié que le bruit généré par le modèle AR(1), représenté sur la figure 3.12, suit la densité de probabilité de la loi normale, définie par :

$$f(n_k) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(n_k - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.25)$$

avec  $\mu$  l'espérance (nulle dans notre cas),  $\sigma_n$  l'écart type. Pour vérifier que la variable aléatoire  $n_k$  suit la loi normale  $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ , nous avons tracé l'histogramme de la distribution de ces échantillons. A titre d'exemple, pour le cas de  $\rho = 0,3$  représenté sur la figure (3.12), la distribution suit bien la densité de probabilité de la loi normale attendue d'après la figure (3.13). Cette vérification faite pour différents choix de paramètres permet de valider que le modèle choisi pour la génération des échantillons corrélés fournit bien des échantillons de bruit suivant la loi normale visée.

Cette première étape de vérification achevée, nous avons estimé la corrélation entre les échantillons  $n_k$  pour vérifier qu'elle est conforme à nos attentes. Nous avons pour cela calculé la corrélation en décalant d'un rang la suite d'échantillons. En considérant à nouveau le même exemple avec  $\rho = 0,3$ , le résultat de cette corrélation est représenté sur la figure (3.14) pour 100 tirages aléatoires de 16000 échantillons avec un SNR

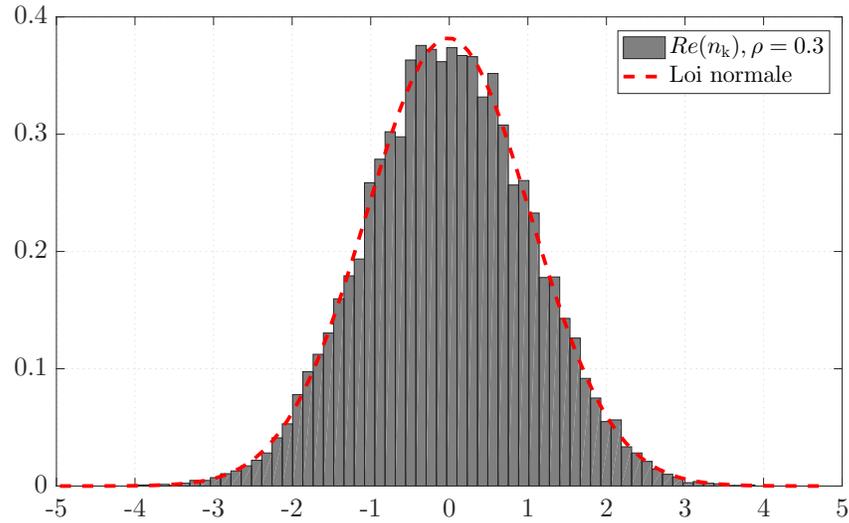


FIGURE 3.13 – Distribution du bruit  $n_k$  généré à partir du modèle AR(1) et loi normale visée.

variant de -40dB à 0dB. Les courbes obtenues oscillent autour de  $\rho = 0,3 \pm 0,02$ , ce que prouve que les données générées sont bien corrélées avec le coefficient de corrélation de 0,3 visé.

De manière similaire, nous représentons le coefficient de corrélation calculé entre les échantillons dans le cas  $\rho = 0,3$  en fonction du rapport signal à bruit (figure 3.15), pour des échantillons de taille  $N=16\ 000$ . Les différentes courbes grises superposées correspondent à 100 tirages aléatoires successifs. On observe également que les courbes oscillent autour de  $\rho = 0,3 \pm 0,02$  pour toutes les valeurs du SNR.

Ainsi, nous pouvons conclure que les échantillons sont bien générés suivant le coefficient de corrélation  $\rho$  choisi, et ceci quel que soit la valeur du SNR.

L'erreur relative sur l'estimation d'amplitude de l'onde sinusoïdale est présentée sur la figure 3.16, en fonction du nombre d'échantillons équidistants prélevés parmi les 16000 échantillons fréquentiels et ceci pour différents niveaux de corrélation exprimés en termes de taille effective d'échantillon  $N_{eff}$ . Plusieurs conclusions peuvent en être tirées. Premièrement, pour un nombre fixe d'échantillons, par exemple 16000, l'erreur est plus faible pour des valeurs de  $N_{eff}$  plus élevées. Deuxièmement, pour un  $N_{eff}$  donné, l'erreur ne diminue pratiquement plus lorsque le nombre d'échantillons devient supérieur à  $N_{eff}$ ; on observe ainsi des plateaux qui apparaissent plus rapidement pour des valeurs plus faibles de  $N_{eff}$ . Cependant, bien qu'il semble inutile d'utiliser

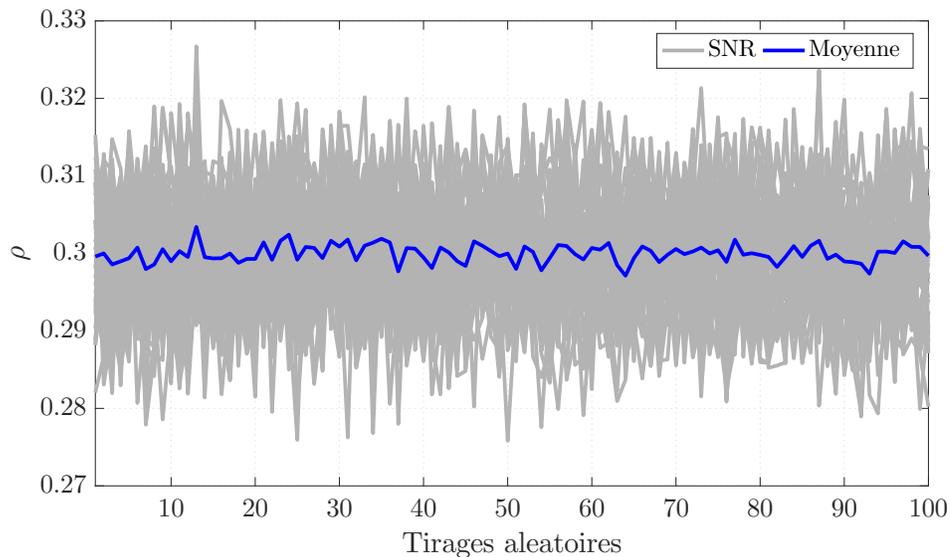


FIGURE 3.14 – Coefficient de corrélation pour 100 tirages aléatoires avec  $\rho = 0,3$  et différentes valeurs de SNR. Les courbes grises superposées représentent les coefficients de corrélation obtenus pour des valeurs de SNR variant de -40 dB à 0 dB par pas de 5 dB, et la courbe bleue représente la moyenne sur l'ensemble de ces courbes.

plus d'échantillons que la valeur de  $N_{eff}$ , cela n'altère pas non plus les résultats.

Cette étude paramétrique nous permet de conclure que le paramètre fondamental pour améliorer la précision est la taille effective de l'échantillon  $N_{eff}$ . Ceci implique qu'en pratique,  $\Delta f$  doit être choisi, en mesure, aussi grand que possible pour augmenter  $N_{eff}$  au regard de la largeur non nulle de la bande de cohérence. Toutefois, cette augmentation de la bande de fréquence considérée implique une variation fréquentielle de la SER de la cible, alors que celle-ci est supposée, dans notre méthode d'extraction, constante et égale à sa valeur en milieu de bande. Un compromis est donc nécessaire quant à la bande fréquentielle à considérer.

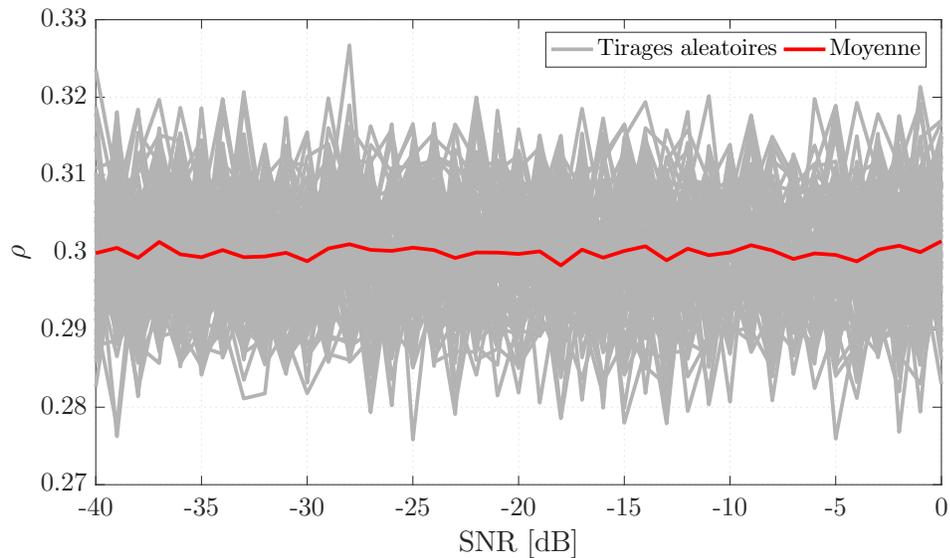


FIGURE 3.15 – Coefficient de corrélation en fonction du SNR pour  $\rho = 0,3$ . Les courbes grises superposées sont tracées pour 100 tirages aléatoires successifs et la courbe rouge représente la moyenne de ces courbes.

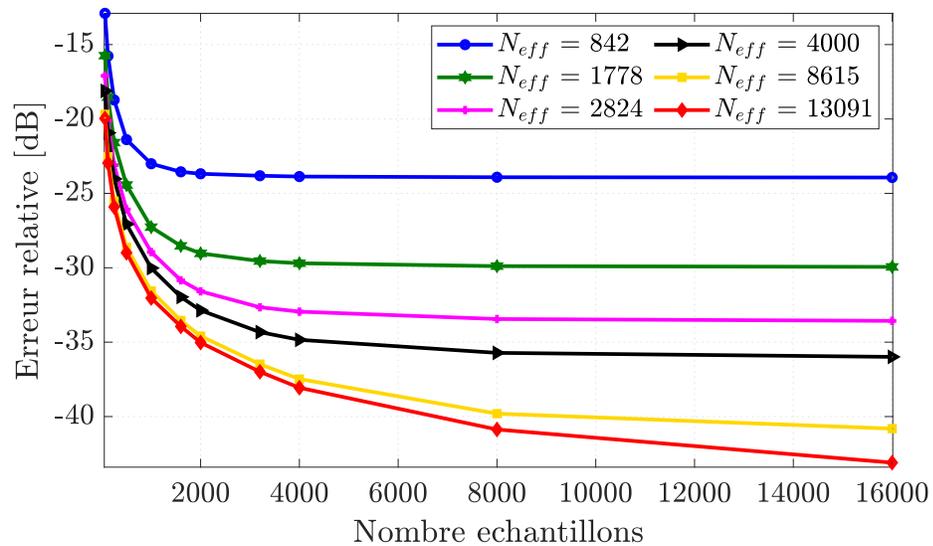


FIGURE 3.16 – Erreur relative d'estimation de l'amplitude de l'onde sinusoïdale en fonction de la taille de l'échantillon, pour plusieurs tailles d'échantillons effectives  $N_{eff}$ . Ces résultats sont moyennés sur 10000 tirages aléatoires.

## 3.4 Validation expérimentale

Des mesures ont été effectuées dans deux chambres réverbérantes de dimensions et propriétés différentes (facteurs de qualité et nombres de positions de brasseur décorréelées), afin de valider la méthode proposée d'estimation de la SER en CRBM et de montrer qu'elle est applicable dans différents environnements de mesure. D'autre part, des mesures ont été effectuées pour deux cibles impliquant des phénomènes de réflexion différents. Dans le cadre de cette validation, les résultats issus des mesures en CRBM sont comparés à ceux obtenus via une mesure réalisée en CA et considérée comme la référence.

Dans cette partie, nous étudions et interprétons l'impact des propriétés de deux chambres réverbérantes (facteur de qualité et nombre de positions de brasseur non corrélées) sur la précision de l'extraction de la SER. Une analyse sur le rapport signal à interférence/bruit (SNR) du signal mesuré est menée afin de mettre en évidence l'influence des propriétés de la chambre réverbérante et du processus de brassage sur l'extraction du signal utile qui permet d'estimer la SER d'une cible avec une meilleure précision.

### 3.4.1 Présentation des environnements de mesure

Les expériences ont été réalisées dans deux chambres réverbérantes avec des caractéristiques différentes afin d'étudier l'impact de l'environnement de mesure sur la précision de l'extraction de la SER dans un environnement aussi complexe que la CRBM. En complément aux mesures dans deux chambres réverbérantes de caractéristiques différentes, une mesure en chambre anéchoïque est présentée comme la mesure de référence permettant ainsi de valider les mesures de la SER des cibles canoniques en CRBM.

#### 3.4.1.1 Chambre anéchoïque

Les mesures de références ont été réalisées dans la CA de l'Institut d'Électronique et des Technologies du numéRique (IETR), dans laquelle se trouve un mât de positionnement pour la cible, commandé en rotation, et un système de mesure quasi-monostatique composé de deux antennes cornet en bande X, une en émission et l'autre en réception et situées proches l'un de l'autre, connectées au VNA pour mesurer les paramètres  $S$  entre les deux antennes (voir figure 3.17). Au préalable, il est

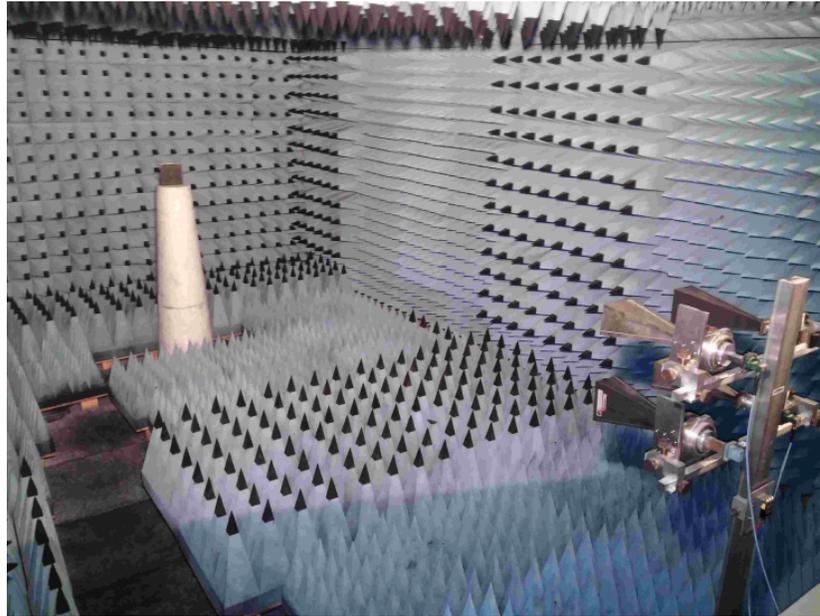


FIGURE 3.17 – Configuration de la mesure de la SER en chambre anéchoïque

conseillé d’effectuer une mesure dans la chambre vide pour soustraire cette réponse, représentative de la réponse parasite de la CA, aux mesures avec la cible. Ensuite, une première étape consiste à calibrer la mesure via une cible de référence placée sur le mât à 4 mètres des antennes et à la même hauteur que celles-ci, et en faisant tourner le mât pour rechercher le RCS maximal de la cible de référence. Dans une deuxième étape, la cible testée est insérée et, à chaque position de la cible, une mesure sur une large bande de fréquence (8 à 12 GHz) est effectuée afin de pouvoir repérer précisément la signature de la cible sur la réponse temporelle obtenue par Transformée de Fourier inverse appliquée à la mesure fréquentielle. Ce passage au domaine temporel permet d’effectuer une opération de fenêtrage (time gating) afin d’isoler uniquement la réponse de la cible et d’améliorer le rapport signal à bruit.

#### 3.4.1.2 Chambres réverbérantes à brassage de modes

Deux chambres réverbérantes sont utilisées pour effectuer des mesures de SER : celle de l’IETR et celui de l’ESYCOM. Nous présentons dans le tableau 3.1 les principales propriétés des deux chambres réverbérantes ainsi que les paramètres de mesures. Il s’agit de deux cavités métalliques surdimensionnées en aluminium, mais qui diffèrent par leur taille et la forme du brasseur mécanique, comme on peut le voir sur les

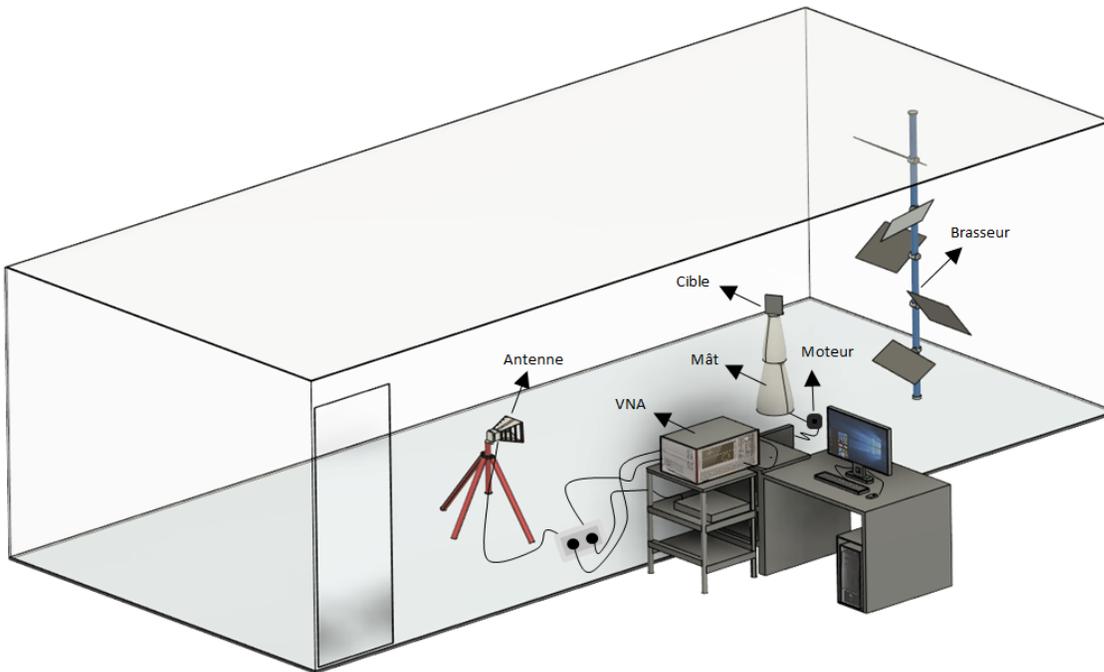


FIGURE 3.18 – Configuration de la mesure de la SER en chambre réverbérante à brassage de modes de l’IETR.

figures 3.18 et 3.19. Celle de l’IETR est en effet plus grande que celle de l’ESYCOM et son brasseur est plus efficace. Le même dispositif de mesure est utilisé dans les deux CRBM, avec une antenne cornet utilisée en émission et réception et dont le coefficient de réflexion est mesuré à l’aide d’un VNA. L’antenne cornet, la cible et le brasseur sont alignés dans les deux cas.

En fonction de la gamme de fréquence, la condition de champ lointain peut être difficile à vérifier en raison des dimensions de la chambre. A 10 GHz par exemple, cette condition nécessite une distance entre l’antenne et la cible  $R = 3$  m pour la plaque métallique utilisée par la suite. Cette condition est vérifiée à l’IETR alors que  $R$  est réduit à 2,46 m à ESYCOM en raison de l’espace limité. Cela peut entraîner des imprécisions de mesure, notamment pour les valeurs extrêmes de SER les plus basses.

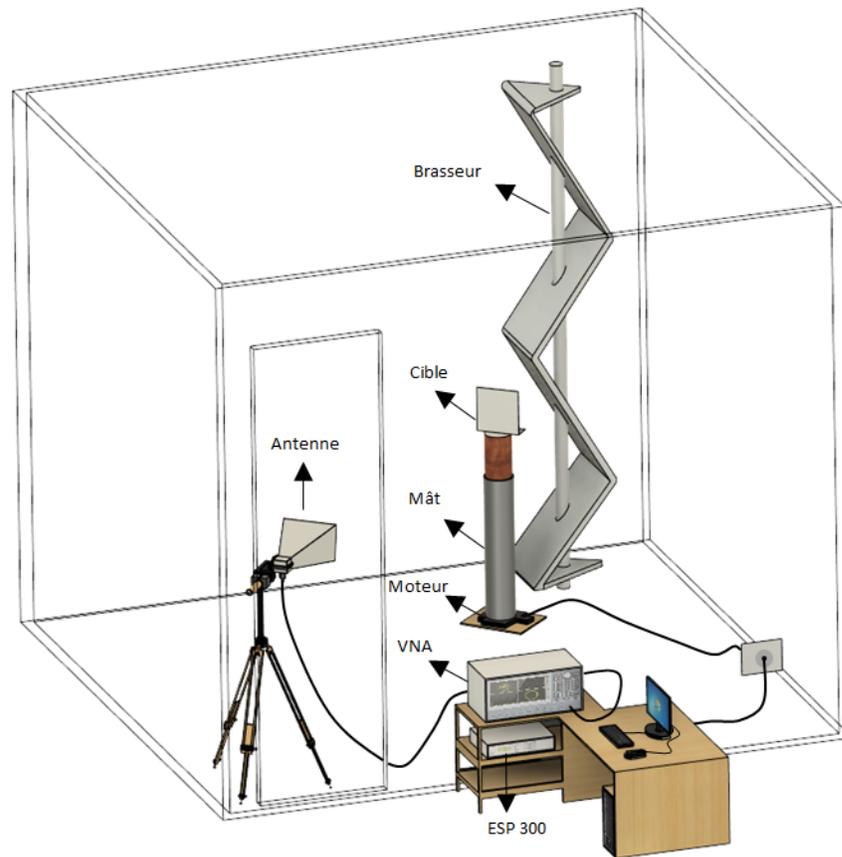


FIGURE 3.19 – Configuration de la mesure de la SER en chambre réverbérante à brassage de modes de l’ESYCOM.

### 3.4.1.3 Configuration de la mesure de SER en CRBM

La configuration de la mesure de la SER en chambre réverbérante consiste en une antenne cornet placée dans le volume de travail de la CRBM et orientée vers la cible (figures 3.18 et 3.19). Cette dernière est installée sur un mât rotatif (contrôlé par un moteur) à la même hauteur que l’antenne ; les mesures sont donc effectuées dans le plan azimutal pour cette configuration. L’antenne d’émission/réception est connectée à un port d’un analyseur de réseau vectoriel (VNA).

Le champ électromagnétique qui illumine la cible diffère de celui obtenu en configuration d’espace libre car l’onde incidente émise par l’antenne qui atteint la cible en trajet direct est suivie par la contribution des réflexions des murs de la chambre

Tableau 3.1 – Propriétés principales des deux chambres réverbérantes et paramètres de mesure.

Propriétés	IETR	ESYCOM
Taille ( $l * w * h$ )	$8,70 \times 3,70 \times 2,90 \text{ m}^3$	$2,95 \times 2,75 \times 2,35 \text{ m}^3$
Volume total	$93,3 \text{ m}^3$	$19,1 \text{ m}^3$
LUF estimée	200 MHz	400 MHz
Bande de fréquence de mesure	9,75GHz - 10,25GHz	9,75GHz - 10,25GHz
Nombre de points de fréquence	10 001	10 001
Facteur Q à 10 GHz	100000	25000
Bande de cohérence (10 GHz)	100 kHz ( $N_{\text{eff}} = 5000$ )	400 kHz ( $N_{\text{eff}} = 1250$ )
Positions de brasseur décorréliées $N_{\alpha_{\text{br}}}^d$ (10 GHz)	51	7
Distance $R$	2,95 m	2,46 m

qui agissent comme sources secondaires. Cependant, la distance  $R$  entre la cible et l'antenne doit satisfaire à la condition de champ lointain en espace libre à savoir une distance supérieure à la distance de Fraunhofer  $2D^2/\lambda$  où  $D$  est la plus grande dimension de la cible et  $\lambda$  la longueur d'onde minimale considérée. En principe, cette condition de champ lointain devrait être étendue au double de cette distance lors d'une mesure de SER ; cependant, nous conservons la distance Fraunhofer classique en raison de nos limites pratiques (dimensions des CR utilisées). Cette condition permet de supposer une onde balistique localement plane à la position de la cible.

L'axe de l'antenne par rapport à la cible est arbitraire en ce qui concerne la géométrie de la chambre et l'emplacement du brasseur. La bande de fréquence considérée (9,75 GHz - 10,25 GHz) pour les mesures est très élevée par rapport à la fréquence minimale d'utilisation des deux CRBM (autour de 400 MHz pour la CRBM de l'ESYCOM et de 200 MHz pour l'IETR), de sorte que le champ magnétique à l'intérieur de la cavité peut être considéré comme homogène et isotrope. La SER de la cible est évaluée dans le plan azimutal, entre  $\pm 30^\circ$  par pas de  $1^\circ$  autour de la position associée au maximum de rétrodiffusion, et un tour complet du brasseur est considéré (avec 100 positions équidistantes de brasseur). L'antenne cornet est polarisée verti-

calement avec un champ électrique parallèle à la hauteur de la CRBM. Le paramètre de diffusion  $S(f_0)$  est mesuré par le VNA, après calibrage au niveau du connecteur de l'antenne. Pour la mesure à vide, la cible sous test est maintenue dans la chambre réverbérante positionnée à  $90^\circ$  dans l'axe de l'antenne sur le mât motorisé (pour éviter toute manipulation intrusive dans la CRBM pendant les mesures) et le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est mesuré sur les 100 positions de brasseur pour chaque position de la cible.

Une fois la configuration de la mesure fixée, le choix des paramètres de réglage du VNA s'est appuyé sur l'étude statistique présentée en 3.3. Ainsi, la bande fréquentielle autour de 10 GHz a été fixée à 5% pour limiter la variation de la SER tout en assurant une taille effective d'échantillon, estimée à partir de la bande de cohérence de la CR, de 1250 dans le cas le moins favorable (CR de l'ESYCOM). Le nombre de points de fréquence est choisi supérieur à cette taille effective d'échantillon, avec 10 001 points fréquents contre des tailles effectives d'échantillon respectivement de 5000 dans la CR de l'IETR et 1250 dans celle de l'ESYCOM.

## 3.4.2 Cibles canoniques mesurées

### 3.4.2.1 Présentation des cibles canoniques

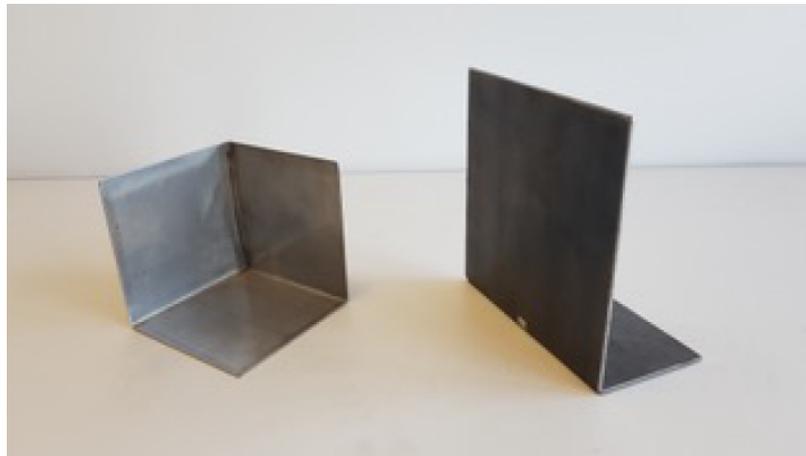


FIGURE 3.20 – Photo du trièdre métallique de  $100\text{ mm} \times 100\text{ mm} \times 100\text{ mm}$  (à gauche) et de la plaque métallique de  $148\text{ mm} \times 151\text{ mm}$  (à droite).

Deux cibles sont utilisées afin de valider la méthode de mesure de la SER au sein de la chambre réverbérante. La première est une plaque métallique qui a été pliée à

90 degrés, formant un pied horizontal de 5 cm de large (figure 3.20) afin de pouvoir se tenir en position verticale. Les dimensions de la partie verticale sont de 148 mm (horizontalement)  $\times$  151 mm (verticalement). La deuxième cible est un trièdre de dimensions 100 mm  $\times$  100 mm  $\times$  100 mm ; placé sur une face pendant la mesure, il se comporte comme un dièdre. Les SER des deux cibles sont d’abord mesurées dans une chambre anéchoïque afin de servir de référence pour des comparaisons ultérieures avec la technique introduite en CRBM, même si ces mesures ne sont jamais exemptes d’erreurs de mesure (notamment en raison de l’imprécision du positionnement).

Le choix de la plaque rectangulaire est particulièrement intéressant pour tester la précision de notre technique de mesure de SER en raison de la grande variation de l’amplitude de la SER entre le lobe principal et les lobes latéraux. Le cas du dièdre est quant-à lui intéressant en raison de l’apparition d’une double réflexion sur la cible.

Les équations de la surface équivalente radar maximale des deux cibles sont données, pour la plaque par :

$$\sigma = \frac{4\pi S_p^2 f^2}{c^2} \quad (3.26)$$

et pour la dièdre :

$$\sigma = \frac{8\pi S_d^4 f^2}{c^2} \quad (3.27)$$

où  $S_p$  est la surface de la section verticale de la plaque métallique,  $c$  la vitesse de la lumière et  $S_d$  correspond à la surface d’un côté du dièdre métallique.

### 3.4.2.2 Simulation de la SER de la plaque

Avant de présenter les résultats des mesures de la SER en CRBM des deux cibles canoniques (une plaque métallique et un dièdre métallique), nous présentons tout d’abord les résultats de simulation obtenus avec la plaque métallique. Nous avons utilisé le logiciel commercial de simulation électromagnétique HFSS (High Frequency Structure Simulator) d’Ansys, qui calcule le champ électromagnétique en trois dimensions. Cet outil de simulation électromagnétique est basé sur la méthode des éléments finis et permet d’étudier le comportement électromagnétique de structures pour différents modes d’excitation. La SER d’une cible peut ainsi être calculée pour

des configurations monostatique ou bistatique, et pour différentes polarisations ; une opération de post-traitement est nécessaire pour extraire la SER dans les directions d'intérêt.

Le domaine simulé par la méthode des éléments finis dans le domaine fréquentiel (à 10 GHz) est constitué de la cible métallique, considérée en métal parfaitement conducteur, placée dans une boîte d'air dont les parois extérieures sont situées à un quart de longueur d'onde des surfaces de la cible à 10 GHz. Des conditions de rayonnement sont imposées sur les frontières du volume simulé afin d'obtenir un comportement de rayonnement en espace libre.

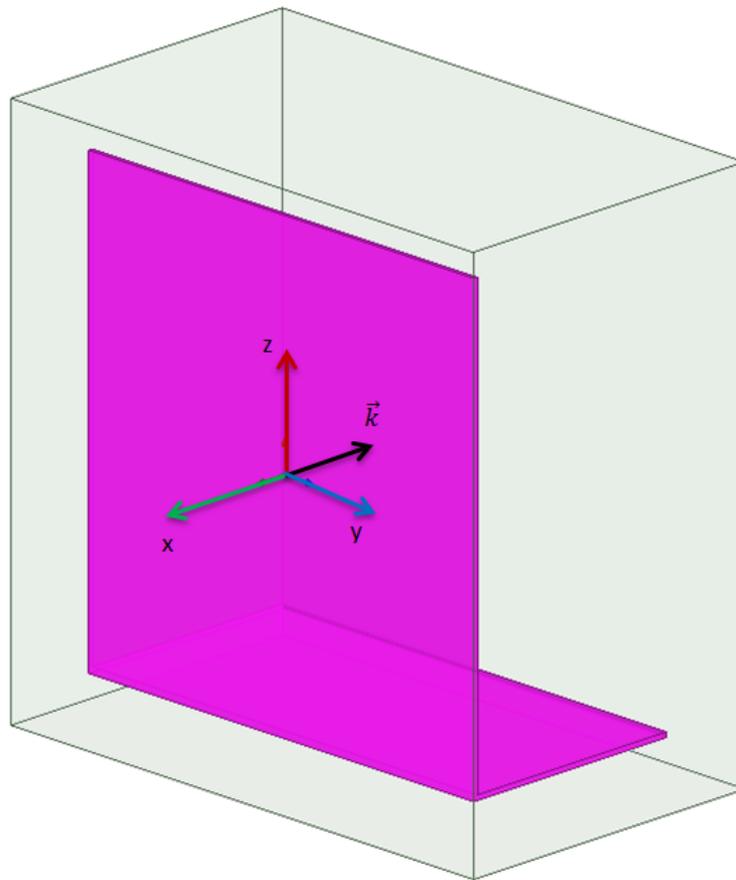


FIGURE 3.21 – Configuration d'une simulation de SER de la plaque métallique avec HFSS

Cette cible est éclairée par une onde plane incidente dans le plan horizontal  $xOy$  spécifié sur la figure 3.21 par le vecteur  $\vec{k}$ . L'angle d'incidence, défini par rapport à la normale à la plaque varie de  $-30^\circ$  à  $30^\circ$  par pas de  $1^\circ$ .

Le champ lointain réfléchi par la cible est ensuite extrait sur une sphère de rayon fini ou infini ; dans nos simulations, nous avons considéré des distances à la cible de 2,46 m, 2,95 m et 4 m, correspondant respectivement aux distances de mesure dans les CR d'ESYCOM et de l'IETR et dans la CA. Il convient toutefois de noter que l'illumination est faite en considérant une onde plane incidente, ce qui signifie que la prise en compte de la distance antenne-cible n'est faite que de façon parcellaire, mais permettra toutefois de dégager quelques tendances sur l'impact de cette distance finie. L'extraction de la SER pour une configuration monostatique se fera en faisant correspondre les angles d'incidence et de réflexion.

### 3.4.2.3 Résultats de simulation aux différentes distances d'observation

La figure 3.22 présente la SER simulée de la plaque métallique, déterminée pour les distances d'observations 2,46 m, 2,95 m et 4 m. Les résultats ont été normalisés de façon à obtenir pour le lobe principal la SER théorique donnée par l'équation (3.26). Pour les trois distances d'observation, l'écart entre l'amplitude du lobe principal et du premier lobe secondaire en  $\theta_c=8^\circ$  est de 3,97 dB. L'impact de la variation de la distance d'observation est notable sur les niveaux des minima locaux de SER, avec une remontée de ces minima lorsque la distance d'observation diminue : ainsi, l'amplitude du premier minimum en  $\theta_c=6^\circ$  varie de 2,42 dB entre les deux distances d'observation extrêmes.

## 3.4.3 Mesure de la SER de la plaque métallique pour une position fixe du brasseur

Dans cette partie, nous présentons les résultats de la mesure de la SER de la plaque métallique dans les deux chambres réverbérantes et nous les comparons au résultat issu de la mesure en chambre anéchoïque. Avant de remonter à la SER de la cible, il faut d'abord extraire l'amplitude de l'onde sinusoïdale associée au trajet direct entre l'antenne et la cible. Dans un premier temps nous présentons les résultats de l'extraction de l'amplitude du signal utile noyé dans le bruit (lié à la rétrodiffusion de la CRBM), en fonction de l'angle de la cible et pour une position fixe de brasseur. Ensuite les résultats de la mesure de la SER pour une position fixe de brasseur sont présentés et comparés à la mesure de référence réalisée en chambre anéchoïque.

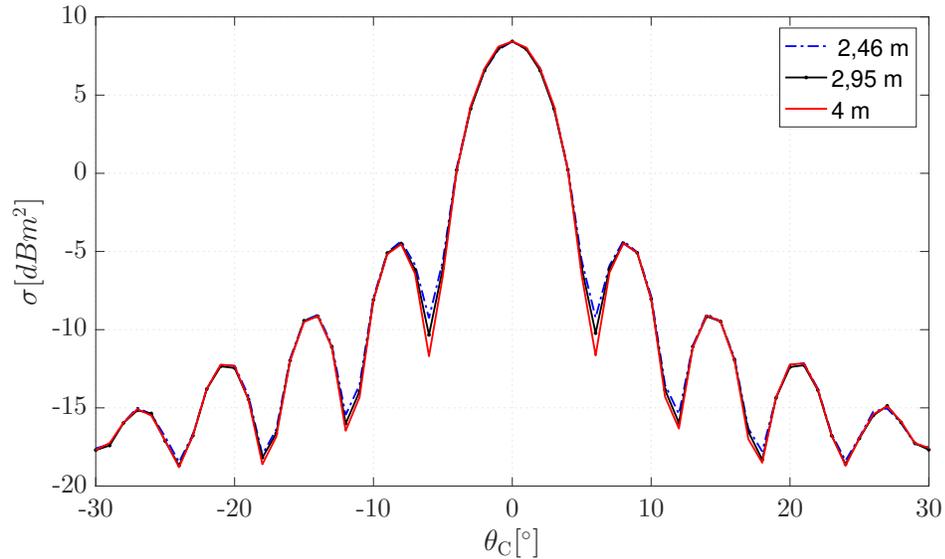


FIGURE 3.22 – SER d’une plaque métallique de dimension  $148 \text{ mm} \times 151 \text{ mm}$ , issue d’une simulation sur HFSS, dans une configuration mono-statique, pour trois distances d’observation différentes

### 3.4.3.1 Extraction de l’onde balistique pour une position fixe du brasseur

Le principe de mesure repose sur l’extraction de l’onde balistique (trajet direct entre l’antenne et la cible) rétrodiffusée par la cible. Comme montré auparavant, la différence entre les coefficients de réflexion mesurés avec et sans cible varie sinusoidalement en fonction de la fréquence et la SER de la cible est proportionnelle à l’amplitude de ce signal sinusoidal. Cependant, la présence de la CRBM engendre une multitude de trajets indirects qui viennent s’ajouter à cette composante sinusoidale. L’obtention de la SER repose donc sur l’extraction précise de l’amplitude d’un signal sinusoidal noyé dans du bruit. Les résultats de mesure ainsi que le signal sinusoidal obtenu par régression sont présentés sur les figures 3.23 et 3.24 pour deux orientations différentes de la plaque.

La figure 3.23 montre la forme d’onde lorsque la cible est orthogonale au trajet direct entre l’antenne et la cible (cette position cible est mentionnée comme  $0^\circ$  et correspondant à une réflexion par la cible d’amplitude maximale) et la position du brasseur est dans sa position initiale (brasseur à  $0^\circ$ ). L’amplitude du signal peut être extraite (courbe en rouge) malgré le niveau de bruit. Cette amplitude est directement liée à la rétrodiffusion de la cible. Lorsque que la cible tourne de  $3^\circ$  (figure 3.24), l’amplitude du signal diminue en comparaison avec la position  $0^\circ$  de la cible (figure

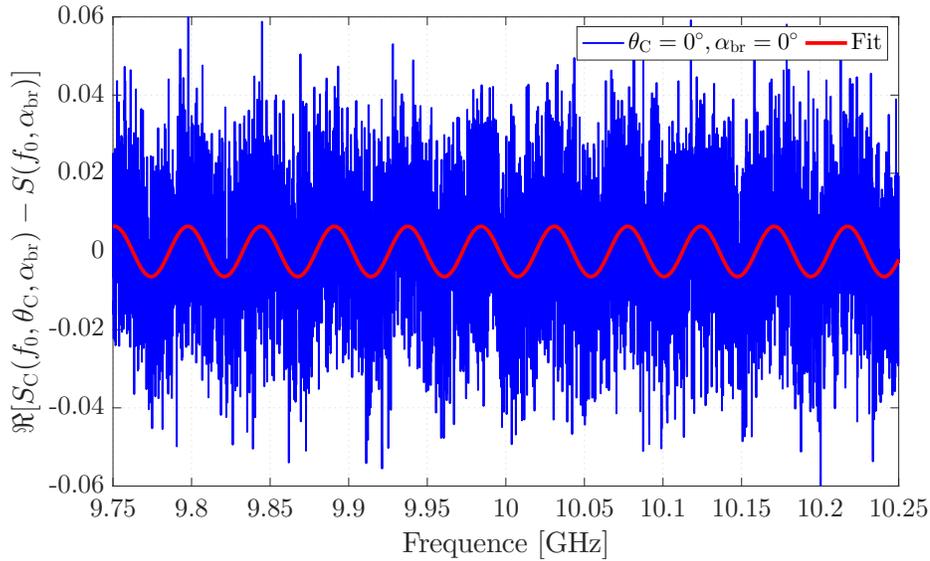


FIGURE 3.23 – Forme d’onde de la partie réelle de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés des cavités chargées et vides, à la position  $0^\circ$  de la plaque métallique et position  $0^\circ$  du brasseur, en fonction de la fréquence.

3.23), ce qui rend l’extraction de la partie sinusoïdale plus délicate.

Ces figures illustrent l’impact du bruit lié à la rétrodiffusion de la chambre réverbérante sur la précision de l’extraction de l’onde balistique qui permet ensuite de remonter à la SER de la cible. Le manque de précision dans cette extraction d’amplitude, lorsque la SER diminue, sera évidente dans la suite de cette partie.

### 3.4.3.2 SER pour une position fixe du brasseur

La SER de la plaque métallique a d’abord été extraite pour des positions fixes du brasseur et comparée à celle obtenue par des mesures en CA. Comme aucune mesure de calibrage n’a été faite (en utilisant une cible de référence), les résultats obtenus ont été normalisés de sorte que la valeur maximale de la SER (angle de la cible à  $0^\circ$ ) soit égale à sa valeur théorique donnée par l’équation (3.26). Les évolutions angulaires de la SER obtenues pour trois positions de brasseur choisies arbitrairement ( $\alpha_{br} = 36^\circ; 90^\circ; 180^\circ$ ) à l’IETR (figure 3.25) et à l’ESYCOM (figure 3.26) sont comparés à celle mesurée en AC.

L’analyse des résultats présentés sur les figures 3.25 et 3.26 conduit à quelques conclusions. Tout d’abord, nous pouvons voir que l’allure générale de la variation angulaire

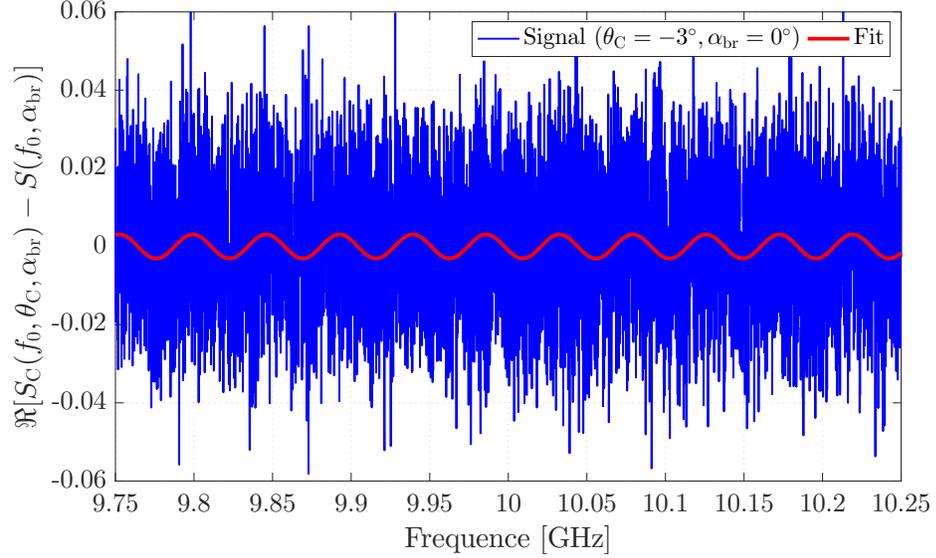


FIGURE 3.24 – Forme d’onde de la partie réelle de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés des cavités chargées et vides, à la position  $-3^\circ$  de la plaque métallique et position  $0^\circ$  du brasseur, en fonction de la fréquence.

de la SER est bien retrouvée dans les deux chambres réverbérantes pour toutes les positions de brasseur considérés. Deuxièmement, nous observons un accord particulièrement bon entre les mesures en chambre réverbérante et chambre anéchoïque pour le lobe principal de la SER, qui correspond aux niveaux de SNR les plus élevés. En effet, les niveaux de SER les plus élevés coïncident avec les angles de la cible pour lesquelles l’amplitude de l’onde balistique est la plus forte, ce qui permet une meilleure extraction de ce signal utile. La précision sur les lobes secondaires est par ailleurs meilleure pour les mesures effectuées dans la CRBM de l’IETR que pour celles effectuées à ESYCOM ; cette extraction plus précise de l’amplitude de l’onde sinusoïdale peut s’expliquer par le nombre plus élevé d’échantillons fréquentiels non corrélés  $N_{eff}$  dans la CRBM de l’IETR en raison de la plus petite largeur de bande de cohérence (Tableau 3.1). Enfin, les SER obtenues pour différentes positions de brasseur ne sont pas identiques, ce qui implique que le brasseur a un impact sur la SER extraite.

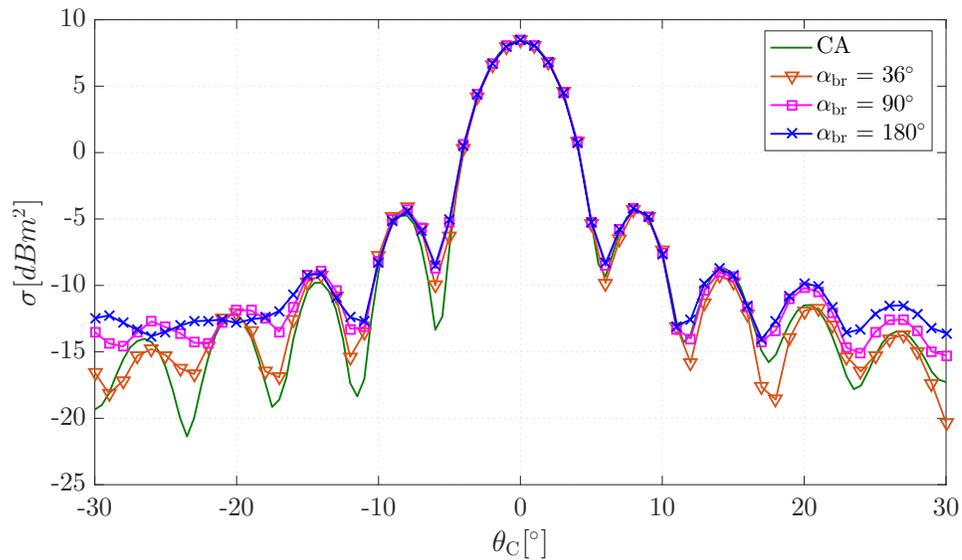


FIGURE 3.25 – Variation angulaire de la SER de la plaque métallique à 10 GHz mesurée en CRBM de l'IETR pour trois positions différentes de brasseur, comparée à celle mesurée en CA.

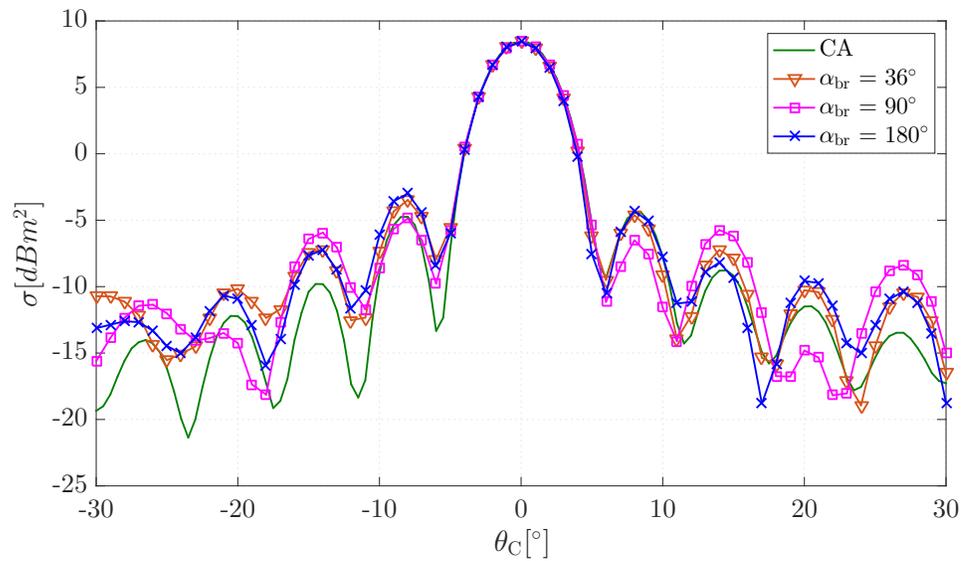


FIGURE 3.26 – Variation angulaire de la SER de la plaque métallique à 10 GHz mesurée en CRBM de l'ESYCOM pour trois positions différentes de brasseur, comparée à celle mesurée en CA.

### 3.5 Apport du brassage

Nous avons montré dans la section 3.4.3.2 que la SER extraite varie en fonction de la position de brasseur  $\alpha_{\text{br}}$ , en raison de la variation de la réponse de la chambre. Dans cette partie, cette influence du brasseur va être mise à profit pour améliorer la précision des résultats obtenus.

En reprenant la formulation théorique (3.9) et en effectuant une moyenne sur un tour complet du brasseur, on obtient l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \left\langle S_c^N(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) - S^N(f_0, \alpha_{\text{br}}) \right\rangle_{\alpha_{\text{br}}} = \\ B(f_0, \theta_c) \times \exp \left[ -j \left( 2\pi \frac{f_0}{\delta f} - \phi_0 \right) \right] + \left\langle n'(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) \right\rangle_{\alpha_{\text{br}}} \end{aligned} \quad (3.28)$$

On observe que le terme relatif à l'onde balistique est inchangé, tandis qu'une moyenne est effectuée sur celui relatif au bruit. Nous allons voir par la suite que cette opération permet de réduire l'amplitude du bruit.

#### 3.5.1 Impact de la moyenne sur un tour de brasseur sur l'extraction de l'onde balistique

Comme introduit dans la section 3.1, l'évaluation de la SER repose sur l'extraction de l'amplitude du signal sinusoïdal à partir de la différence des paramètres  $S$  issus de la mesure dans une CRBM avec et sans la cible, c'est-à-dire  $S_c(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) - S(f_0, \alpha_{\text{br}})$  après compensation des variations fréquentielles du gain d'antenne, des pertes de désadaptation et de la longueur d'onde. Afin d'améliorer la précision de l'extraction de l'amplitude, nous proposons de réduire le bruit en utilisant les propriétés statistiques d'une CRBM. Ainsi, le terme de bruit  $n'(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c)$  est proportionnel à la différence entre les fonctions de transfert chargée et à vide,  $H_c(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) - H(f_0, \alpha_{\text{br}})$ , à savoir deux variables aléatoires centrées suivant une distribution gaussienne. Par conséquent,  $n'(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c)$  est une variable aléatoire centrée et le calcul de sa moyenne sur les différentes positions du brasseur permet de réduire sa variance et donc l'amplitude de ses variations. En revanche, l'onde balistique reste inchangée, de sorte que le rapport signal à bruit augmente grâce à cette opération.

La Figure 3.27 montre la moyenne sur un tour de brasseur  $\left\langle S_c(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_c) - S(f_0, \alpha_{\text{br}}) \right\rangle_{\alpha_{\text{br}}}$  (courbe verte) de la différence entre les coefficients de réflexion obtenus via les deux

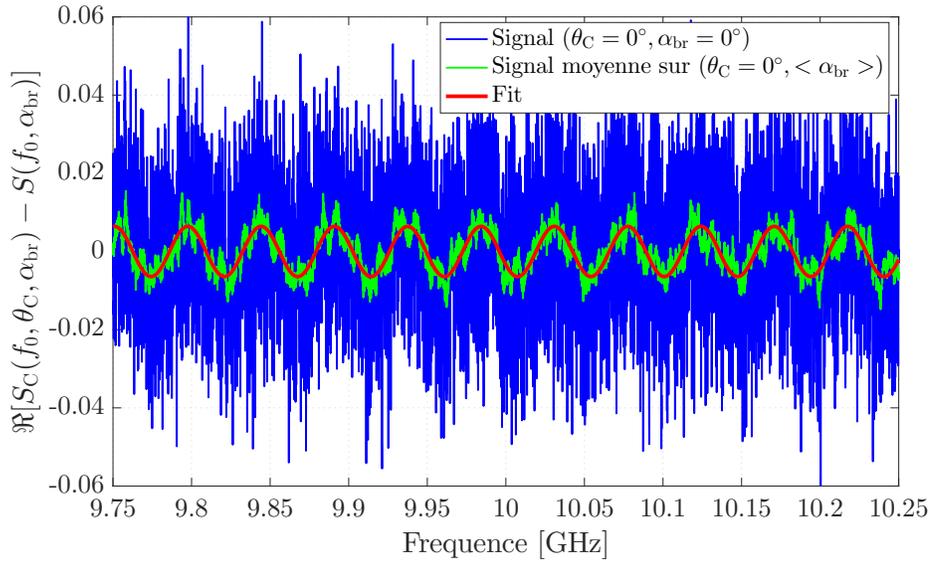


FIGURE 3.27 – Forme d’onde de la partie réelle de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés dans les cavités chargées et vides, à la position de cible  $0^\circ$  et la position du brasseur  $0^\circ$ , en fonction de la fréquence. La courbe bleue correspond à l’angle  $0^\circ$  de la cible et la position initiale du brasseur, la courbe verte à la différence moyennée sur un tour complet de brasseur, pour l’angle  $0^\circ$  de la cible, et la courbe rouge est le fit qui permet d’extraire l’amplitude du signal sinusoïdal.

mesures, avec et sans la cible. On peut voir que cette technique permet de réduire le bruit ( $n'(f_0, \alpha_{br}, \theta_c)$ ) associé au deuxième terme de l’expression (3.9), et améliorer la précision sur l’extraction de l’amplitude du premier terme de l’expression (3.9). Cette technique de moyennage du signal gagne encore en intérêt pour des positions de la cible liées à une faible SER, car la faible amplitude du champ rétrodiffusé rend difficile son extraction en présence du bruit. Par exemple, pour la position cible de  $-3^\circ$  (figure 3.28), la forme sinusoïdale du signal d’intérêt apparaît après la moyenne sur un tour de brasseur, ce qui facilite l’extraction de son amplitude.

### 3.5.2 Amélioration du SNR par le brassage de modes

Dans cette partie nous présentons l’estimation du rapport signal à bruit à partir de la mesure de la SER de la plaque métallique dans les CRBM de l’IETR et de l’ESYCOM. Cette étude vise à relier la précision de la mesure de SER aux propriétés des CRBM.

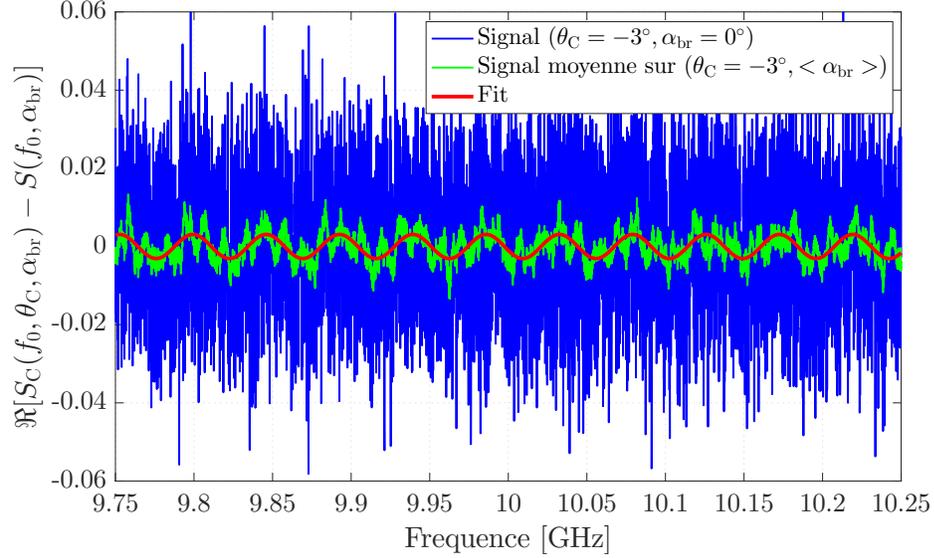


FIGURE 3.28 – Forme d’onde de la partie réelle de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés dans les cavités chargées et vides, à la position de cible  $-3^\circ$  et la position du brasseur  $0^\circ$ , en fonction de la fréquence. La courbe bleue correspond à l’angle  $-3^\circ$  de la cible et la position initiale du brasseur, la courbe verte à la différence moyennée sur un tour complet de brasseur, pour l’angle  $-3^\circ$  de la cible, et la courbe rouge est le fit qui permet d’extraire l’amplitude du signal sinusoïdal.

### 3.5.2.1 Calcul du SNR

D’après le théorème de Parseval, le calcul de l’énergie  $E$  d’un signal peut être fait dans les domaines fréquentiel ou temporel :

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df \quad (3.29)$$

Nous avons montré que la différence entre les coefficients de réflexion mesurés avec et sans cible s’écrit comme la somme d’un signal variant sinusoïdalement en fonction de la fréquence et d’un bruit. Dans notre cas, le signal considéré est un signal fréquentiel. Le signal utile est de la forme :

$$X_{utile}(f) = B(f, \theta_c) \times \exp \left[ -j \left( 2\pi \frac{f}{\delta f} - \phi_0 \right) \right] \quad (3.30)$$

Son énergie  $E_{utile}$  sur une période T s'écrit :

$$E_{utile} = \int_0^T |x_{utile}(f)|^2 df = B(f_0, \theta_c)^2.T \quad (3.31)$$

Une fois extrait le signal utile à l'aide de la méthode précédemment présentée, son énergie est ainsi déterminée.

L'énergie du signal total  $X_{tot}(f)$ , composé du signal sinusoïdal auquel s'ajoute le bruit, est également calculée dans le domaine fréquentiel. Ce signal s'écrit sous la forme :

$$X_{tot}(f) = X_{utile}(f) + n'(f) \quad (3.32)$$

Ceci conduit au calcul suivant pour l'énergie totale  $E_{Tot}$  sur une période T du signal :

$$E_{tot} = \int_0^T |X_{utile}(f) + n'(f)|^2 df \quad (3.33)$$

soit

$$E_{tot} = \int_0^T [ |X_{utile}(f)|^2 + |n'(f)|^2 ] df + \int_0^T [X_{utile}(f)n'^*(f) + X_{utile}^*(f)n'(f)] df \quad (3.34)$$

où le signe \* indique une conjugaison. Le signal utile et le bruit étant décorrélés, le dernier terme de cette expression s'annule. L'énergie du bruit est donc donnée par :

$$E_{bruit} = \int_0^T |n'(f)|^2 df = E_{tot} - E_{utile} \quad (3.35)$$

où l'énergie totale  $E_{tot}$  est calculée à partir du signal discret mesuré :

$$E_{tot} = \sum_{k=0}^{N'-1} |x_{tot}(f_0 + k\delta f_s)|^2 \quad (3.36)$$

où N' est choisi pour ne considérer qu'une période T du signal utile (ou un nombre entier de périodes).

L'expression qui permet de déterminer le SNR est donné par le rapport entre l'énergie du signal utile et l'énergie du bruit :

$$\text{SNR} = \frac{B^2.T}{E_{tot} - B^2.T} \quad (3.37)$$

### 3.5.2.2 SNR calculé à partir des mesures

Pour mettre en évidence l'impact de la moyenne sur un tour du brasseur sur le SNR calculé à partir de l'expression (3.37), les figures 3.29 et 3.30 représentent le SNR calculé à partir de la mesure de la SER de la plaque métallique, dans la CRBM de l'IETR et la CRBM de l'ESYCOM, respectivement. Le SNR estimé à partir des mesures de la SER de la plaque métallique dans les deux chambres réverbérantes sont présentés en fonction des angles de la cible  $\theta_c$ .

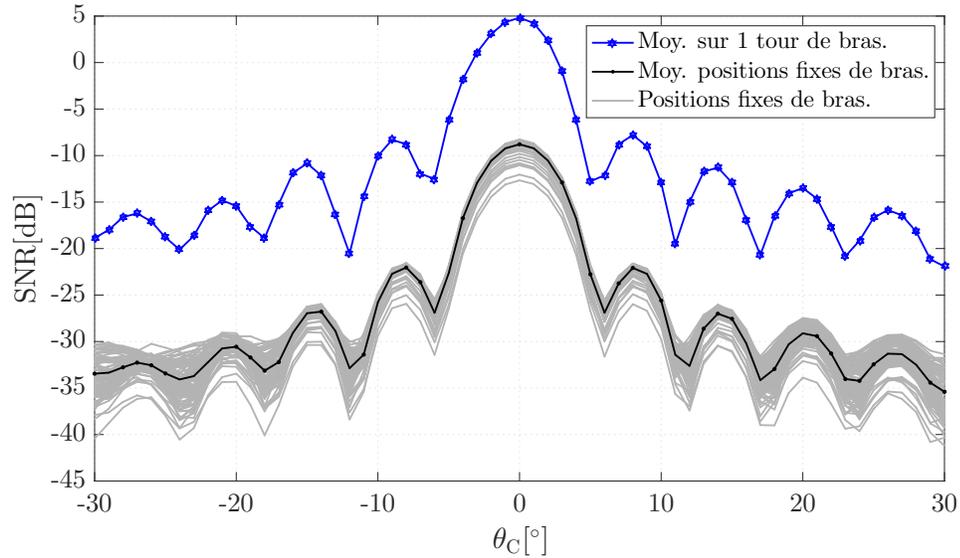


FIGURE 3.29 – SNR obtenu à partir de la mesure de la SER d'une plaque métallique dans la CRBM de l'IETR

Les SNRs pour des positions fixes de brasseur  $\alpha_{br}$  sont représentés par les courbes grises. Comme prévu, la valeur maximale est obtenue pour l'angle de cible  $\theta_c = 0^\circ$  et le SNR diminue suivant l'allure de la SER. La moyenne des courbes de SNR pour une position fixe de brasseur est représentée par la courbe noire en traits pleins et varie entre -35 dB et -9 dB pour la CRBM de l'IETR et entre -30 dB et -6 dB pour la CRBM de l'ESYCOM. Le SNR pour l'angle de la cible où la rétrodiffusion de la cible est maximale ( $\theta_c = 0^\circ$ ) est plus élevé dans la CRBM de l'ESYCOM car la distance  $R$  entre l'antenne et la cible est plus petite dans cette cavité. Cela implique un niveau de signal plus élevé par rapport à la CRBM de l'IETR. Enfin, le SNR associé à la SER obtenue après avoir effectué une moyenne sur l'ensemble des positions de brasseur

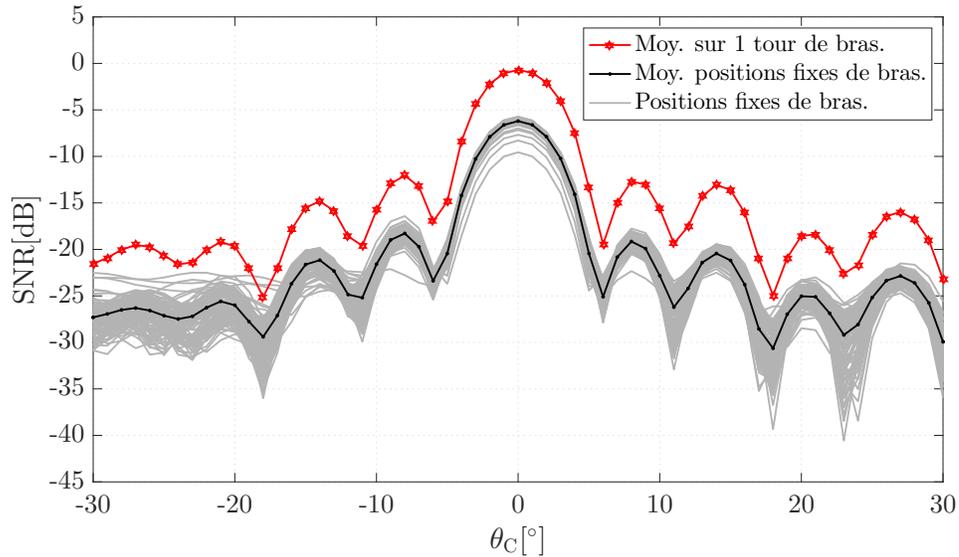


FIGURE 3.30 – SNR obtenu à partir de la mesure de la SER d’une plaque métallique dans la CRBM de l’ESYCOM.

de la différence entre les coefficients de réflexion (pour les mesures en cavité chargée et à vide) est représenté par la courbe bleue et la courbe rouge, respectivement pour la CRBM de l’IETR et la CRBM de l’ESYCOM (figures 3.29 et 3.30). On observe que le SNR a fortement augmenté grâce au processus de brassage mécanique dans les deux chambres réverbérantes. L’amélioration du SNR liée au brassage mécanique varie entre 13,1 dB et 17,5 dB dans la CRBM de l’IETR, avec une valeur moyenne de 13,6 dB alors que l’amélioration moyenne du SNR n’atteint que 5,5 dB dans la CRBM de l’ESYCOM avec une plage de variation comprise entre 5,1 dB et 8,9 dB. Cela souligne la différence en termes de qualité de brassage mécanique entre les deux chambres réverbérantes. En effet, l’amélioration  $\Delta_{\text{SNR}}$  du SNR est liée au nombre total de positions de brasseur non corrélées  $N_{\alpha_{\text{br}}}^d$  suivant la relation :

$$\Delta_{\text{SNR}} = 10 \times \log(N_{\alpha_{\text{br}}}^d). \quad (3.38)$$

Les mesures ont été effectuées pour 100 positions de brasseur dans les deux cavités, mais ces positions ne sont pas toutes décorréliées. Le nombre de positions de brasseur non corrélées  $N_{\alpha_{\text{br}}}^d$  a été évalué à 10 GHz dans les deux chambres réverbérantes en utilisant la technique de corrélation et l’expression (3.24) appliquées sur les coefficients de réflexion mesurés dans les chambres réverbérantes à vide ; les valeurs obtenues sont indiquées dans le tableau 3.1. Il faut noter que l’estimation d’un très

faible nombre de positions de brasseur non corrélées comme dans le cas de la CRBM de l'ESYCOM est associé à une grande incertitude en raison de la petite taille de l'échantillon effectif  $N_{\text{eff}}$ .

Selon le nombre estimé de positions de brasseur non corrélées dans les deux chambres réverbérantes, l'expression (3.38) conduit à une amélioration attendue du SNR de 17,1 dB dans la CRBM de l'IETR et de 8,5 dB dans la CRBM de l'ESYCOM.

Ces valeurs théoriques, obtenues à partir d'une formule valable pour de grands nombres d'échantillons indépendants, sont de l'ordre de grandeur des meilleures améliorations de SNR obtenues dans les deux cavités, et confirme l'avantage du processus de brassage mécanique pour améliorer la précision de l'extraction de la SER.

### 3.5.3 Comparaison des SER avec/sans brassage avec les mesures en CA

Nous présentons dans cette partie les SER de la plaque métallique extraites des mesures dans les deux chambres réverbérantes. Les résultats issus des mesures, avec et sans cible, pour les 100 positions fixes du brasseur sont représentés. Nous mettons ensuite en évidence l'impact du calcul de la moyenne des coefficients de réflexion sur un tour de brasseur en comparant les résultats obtenus avec la mesure de référence réalisée en chambre anéchoïque.

Dans cette partie, la technique de mesure est également validée sur une seconde cible (dièdre métallique) de forme plus complexe et générant des phénomènes de réflexions multiples ; ceci permet de montrer la robustesse de notre approche.

#### 3.5.3.1 SER avec brassage mécanique comparée avec la mesure en CA

Dans un premier temps, les variations angulaires de la SER de la plaque métallique extraites pour chaque position fixée du brasseur  $\alpha_{\text{br}}$  sont comparées à celle obtenue après avoir fait la moyenne de la différence des coefficients de réflexion sur un tour complet de brasseur sur les figures 3.31 et 3.32 à l'IETR et ESYCOM, respectivement.

On observe que l'écart entre les SERs extraites pour des positions fixes de brasseur  $\alpha_{\text{br}}$  peut atteindre jusqu'à 10 dB pour les faibles niveaux de SER ( $|\theta_c| > 15^\circ$ ) en raison de la difficulté à extraire un signal sinusoïdal de faible amplitude d'un signal bruité.

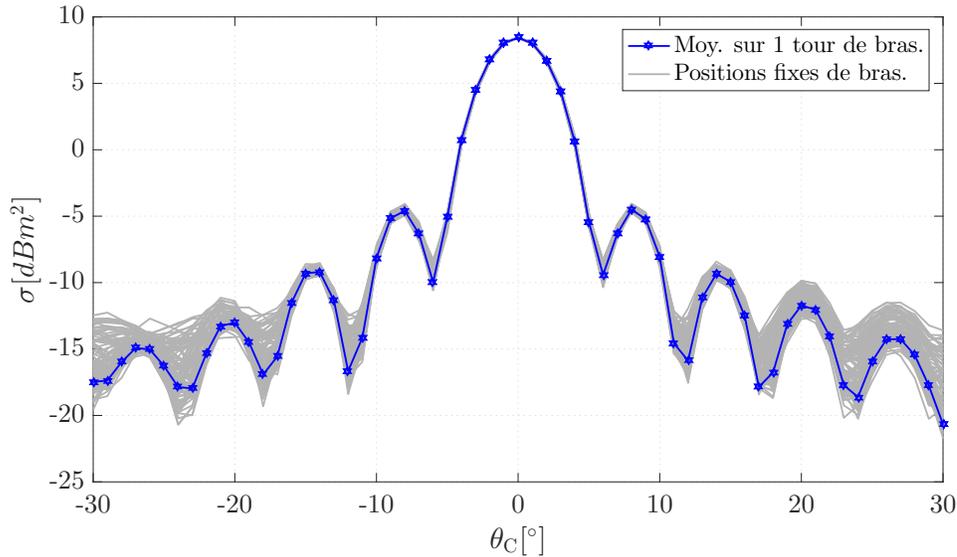


FIGURE 3.31 – Variation angulaire de la SER à 10 GHz de la plaque métallique mesurée dans la CRBM de l’IETR obtenue avec et sans calcul de la moyenne sur un tour de brasseur.

La variation angulaire de la SER de la plaque métallique estimée en tirant profit du processus de brassage est maintenant comparée à celle mesurée en CA, considérée comme la mesure de référence. Les résultats sont présentés sur la figure 3.33. On observe un bon accord global entre les deux méthodes de mesure, avec toutefois des écarts plus importants pour de faibles niveaux de SER.

Afin d’estimer plus précisément l’écart entre ces courbes, le calcul de l’erreur quadratique moyenne ou root mean square error (RMSE) en anglais est effectué suivant la formule suivante :

$$\text{RMSE} = \sqrt{\left\langle \left( \sigma_C^{\text{CRBM}}(f_0, \theta_c) - \sigma_C^{\text{CA}}(f_0, \theta_c) \right)^2 \right\rangle_{\theta_c}} \quad (3.39)$$

où  $\sigma_C^{\text{CRBM}}(f_0, \theta_c)$  et  $\sigma_C^{\text{CA}}(f_0, \theta_c)$  correspondent à la SER mesurée en chambre réverbérante et chambre anéchoïque respectivement, et  $\langle \cdot \rangle_{\theta_c}$  représente la moyenne sur une plage angulaire de la cible. Dans le tableau (3.2) est présenté le résultat de cette comparaison sous forme d’écart entre la SER obtenue dans les deux chambres réverbérantes par rapport à la SER obtenue en CA. Ses résultats sont toutefois difficiles

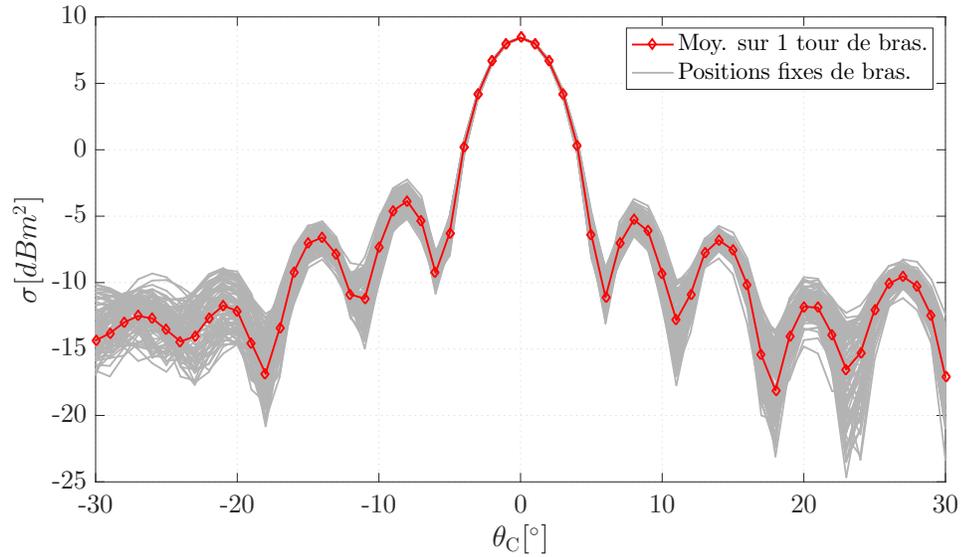


FIGURE 3.32 – Variation angulaire de la SER à 10 GHz de la plaque métallique mesurée dans la CRBM de l'ESYCOM obtenue avec et sans calcul de la moyenne sur un tour de brasseur.

à interpréter en raison des fortes variations des valeurs de SER sur les différents secteurs angulaires considérés.

La mesure réalisée dans la CRBM de l'IETR est plus proche de la mesure réalisée en CA que celle de la CRBM de l'ESYCOM. En particulier, le niveau des lobes latéraux est mieux évalué ainsi que les valeurs les plus faibles de la SER. Trois raisons principales peuvent expliquer cette différence de précision. Tout d'abord, en raison de l'espace limité disponible, la distance entre l'antenne et la cible est trop courte dans la CRBM de l'ESYCOM par rapport à la condition du champ lointain. Deuxièmement, la largeur de bande de cohérence  $B_c$ , liée au facteur de qualité  $Q$ , est plus importante dans cette cavité, ce qui entraîne un plus petit nombre d'échantillons fréquentiels indépendants sur la bande de fréquences mesurée et plus de difficultés à se débarrasser du bruit pour extraire le signal d'intérêt. Enfin, le processus de brassage mécanique est plus efficace dans la CRBM de l'IETR avec un nombre plus élevé de positions de brasseur indépendantes.

Il faut noter que les résultats ne sont pas strictement symétriques pour toutes les mesures, ce qui implique un léger désalignement de la cible. En effet, dans les deux

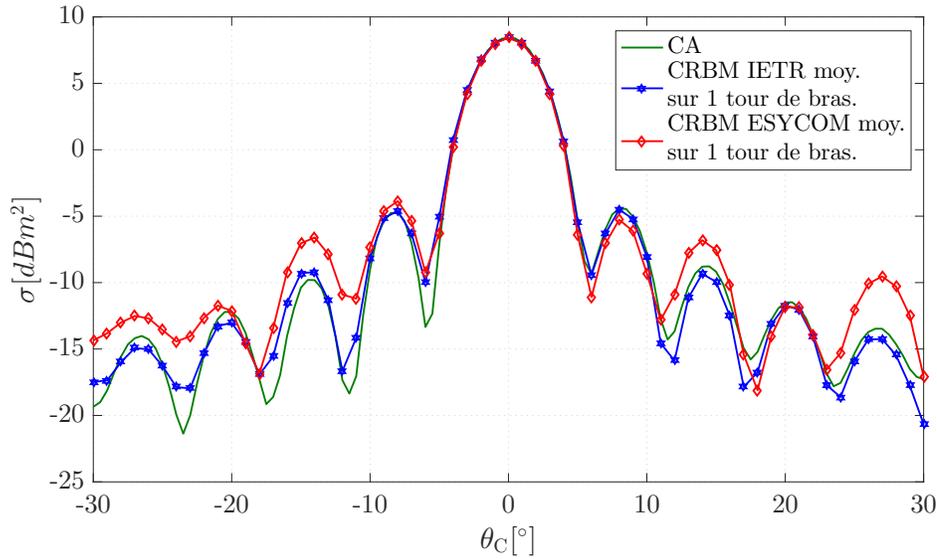


FIGURE 3.33 – Variation angulaire de la SER à 10 GHz de la plaque métallique mesurée dans les chambres réverbérantes de l’IETR et l’ESYCOM en utilisant le calcul de moyenne sur l’ensemble des positions de brasseur, comparée au résultat obtenu en chambre anéchoïque.

Tableau 3.2 – Ecart entre la SER de la plaque métallique extraite dans les deux CRBM avec brassage mécanique et le résultat de référence obtenu en CA. RMSE calculées sur des plages angulaires de la cible.

Plage angulaire de la cible	CRBM ESY-COM vs CA	CRBM IETR vs CA
-5° à 5°	-12,79 dB	-10,34 dB
-10° à 10°	-12,32 dB	-11,61 dB
-15° à 15°	-11,91 dB	-12,40 dB
-20° à 20°	-12,37 dB	-12,96 dB
-25° à 25°	-12,78 dB	-13,44 dB
-30° à 30°	-12,96 dB	-13,82 dB
-20° à -10°	-11,63 dB	-17,56 dB
10° à 20°	-13,76 dB	-18,52 dB

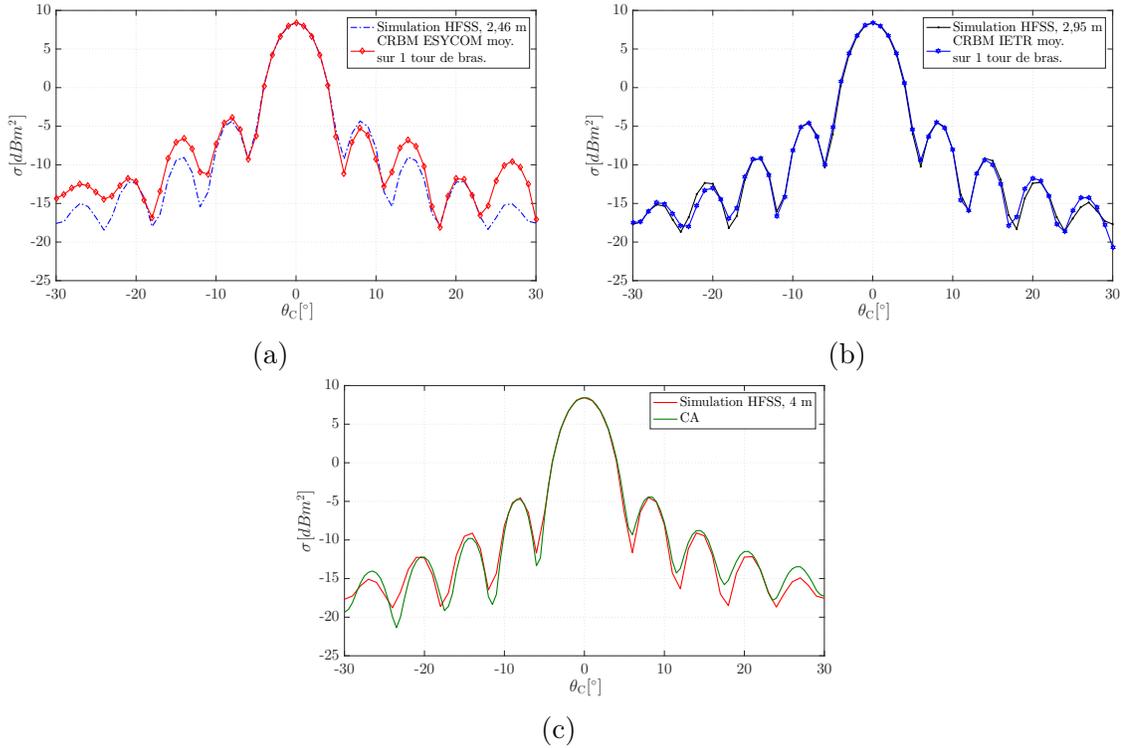


FIGURE 3.34 – Comparaison de la variation angulaire de la SER obtenue en CRBM de l’ESYCOM (a), la CRBM de l’IETR (b) et la CA (c), avec les simulations sous HFSS pour des distances d’observation correspondant aux distances de mesure.

chambres réverbérantes, l’antenne d’excitation et le mât rotatif ont été réglés manuellement sans dispositif dédié pour assurer un bon alignement : un dispositif de mesure plus sophistiqué, comme celui utilisé classiquement en CA pour les mesures de la SER, contribuerait à augmenter la précision des mesures.

Sur la figure 3.34, les résultats de la SER obtenue dans les deux CRBMs (IETR et ESYCOM), ainsi que la SER obtenue en CA, sont comparées à la SER issue de la simulation sur HFSS, pour trois distances différentes, qui correspondent aux distances physiques des mesures en CRBM et CA. On observe une très bonne concordance entre simulations et mesures pour le lobe central ainsi que pour les positions des minima et lobes secondaires. L’écart le plus important sur les niveaux des lobes secondaires est observé avec les mesures effectuées dans la CRBM d’ESYCOM, qui peut s’expliquer d’une part par la faible distance entre l’antenne et la plaque non prise en compte dans l’excitation simulée (l’onde incidente étant considérée comme plane), et d’autre part

par les moins bonnes performances de cet environnement de mesure, comme expliqué précédemment, en raison du faible nombre de positions de bras indépendant et du nombre d'échantillons fréquentiels décorrélés plus faible que dans la CRBM de l'IETR.

### 3.5.3.2 Validation de la méthode sur un dièdre métallique

Cette partie est consacrée à la validation de la technique introduite sur une deuxième cible de forme plus complexe et générant des phénomènes de réflexion multiple : le dièdre présenté dans la partie 3.4.2.1. Pour l'évaluation de la SER de cette cible, le même dispositif de mesure est utilisé avec une bande de fréquence et un pas fréquentiel identiques. L'apport du processus de brassage mécanique est également mis en évidence avec cette cible.

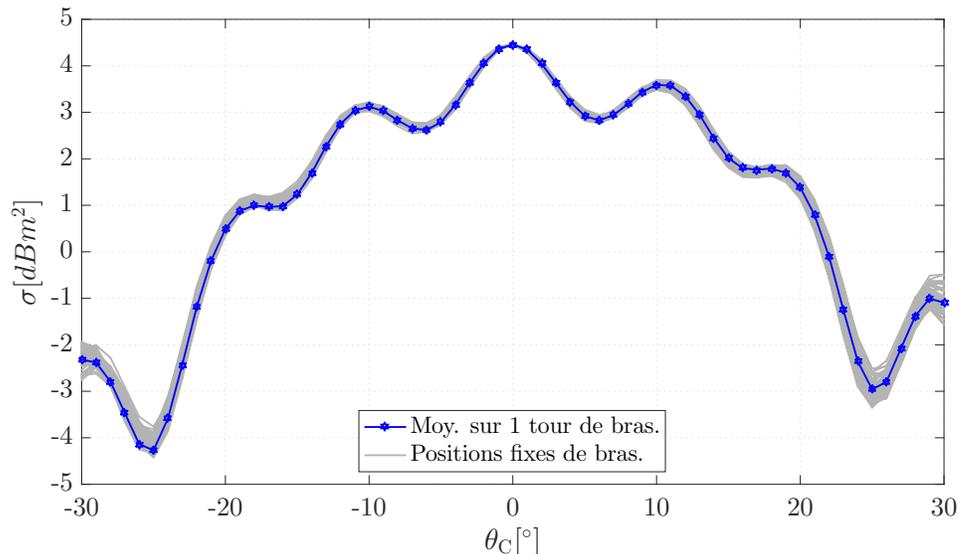


FIGURE 3.35 – Variation angulaire de la SER à 10 GHz du dièdre métallique mesurée dans la CRBM de l'IETR et obtenue avec et sans calcul de la moyenne de la différence des coefficients de réflexion sur un tour de bras.

Les variations angulaires de la SER de la cible (dièdre métallique) mesurées dans les chambres réverbérantes de l'IETR et de l'ESYCOM sont présentées respectivement sur les figures 3.35 et 3.36. Comme dans le cas de la plaque métallique, aucune mesure de calibration n'a été faite (en utilisant une cible de référence), de sorte que

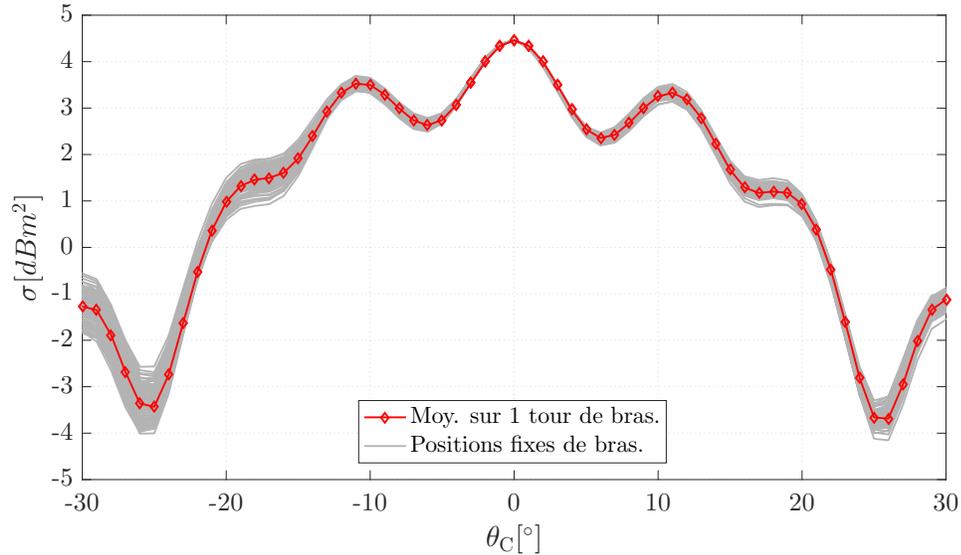


FIGURE 3.36 – Variation angulaire de la SER à 10 GHz du dièdre métallique mesurée dans la CRBM de l’ESYCOM et obtenue avec et sans calcul de la moyenne de la différence des coefficients de réflexion sur un tour de brasseur.

les résultats obtenus ont été normalisés pour que la valeur maximale de la SER (angle de la cible à  $0^\circ$ ) soit égale à sa valeur théorique donnée par l’expression (3.27). La SER estimée à partir des mesures pour des positions fixes de brasseur (courbes grises) est comparée à celle obtenue après l’application du brassage mécanique. Tout d’abord, on remarque que les écarts entre toutes les courbes aux différentes positions de brasseur  $\alpha_{br}$  sont beaucoup plus faibles que dans le cas de la plaque métallique en raison des niveaux de la SER plus élevés dans cette plage angulaire. Cela est la conséquence d’une meilleure précision de l’extraction du signal d’intérêt noyé dans le bruit en raison d’un niveau de signal plus élevé. En effet, l’écart entre les courbes de SER atteint un maximum de 1,5 dB pour le niveau de SER le plus bas dans la CRBM de l’ESYCOM alors qu’il est maintenu en dessous de 1 dB dans la CRBM de l’IETR.

Nous présentons sur la figure 3.37 la SER du dièdre métallique, obtenue par la technique de moyennage sur l’ensemble des positions de brasseur dans les deux chambres réverbérantes, à l’IETR (courbe bleue) et à l’ESYCOM (courbe rouge) et la comparons à celle obtenue par une mesure effectuée dans la chambre anéchoïque (courbe verte), considérée comme une mesure de référence pour le dièdre métallique. Pour

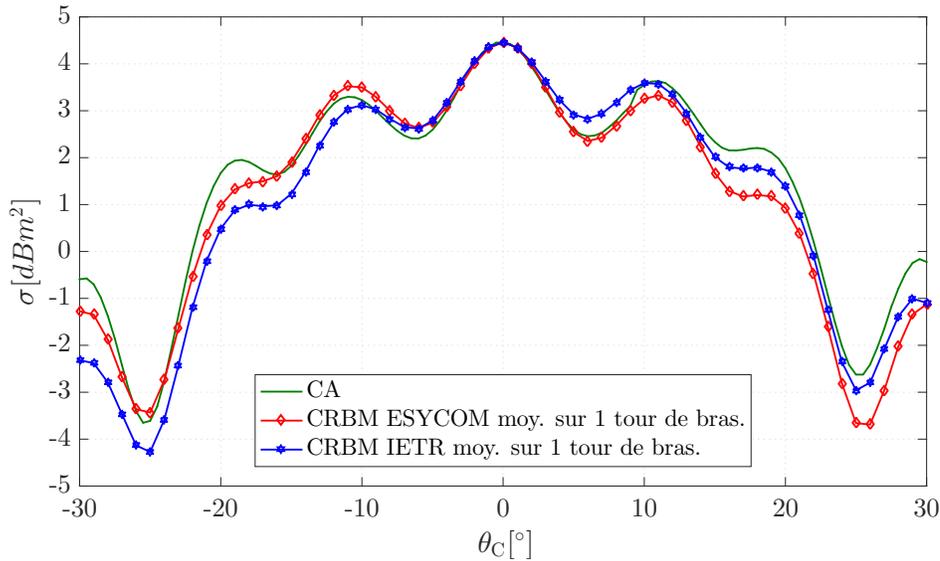


FIGURE 3.37 – Variation angulaire de la SER à 10 GHz du dièdre métallique mesurée dans les chambres réverbérantes de l’IETR et l’ESYCOM avec le brassage mécanique, comparée à la SER mesurée en chambre anéchoïque.

Tableau 3.3 – Ecart entre la SER du dièdre métallique extraite dans les deux CRBM avec brassage mécanique et le résultat de référence obtenu en CA. RMSE calculées sur des plages angulaires de la cible.

Plage angulaire de la cible	CRBM ESYCOM vs CA	CRBM IETR vs CA
$-5^\circ$ à $5^\circ$	-15,72 dB	-11,17 dB
$-10^\circ$ à $10^\circ$	-11,31 dB	-10,12 dB
$-15^\circ$ à $15^\circ$	-10,00 dB	-9,37 dB
$-20^\circ$ à $20^\circ$	-8,25 dB	-8,21 dB
$-25^\circ$ à $25^\circ$	-8,39 dB	-8,23 dB
$-30^\circ$ à $30^\circ$	-8,39 dB	-8,13 dB
$-20^\circ$ à $-10^\circ$	-9,13 dB	-6,32 dB
$10^\circ$ à $20^\circ$	-6,05 dB	-9,46 dB

cette cible, nous constatons également un bon accord entre les trois mesures, avec une différence maximale égale à 1,5 dB. La précision de l’alignement de la cible (effectué

à la main) peut également expliquer en partie l'écart résiduel. Cette comparaison est présentée sous la forme d'une erreur (RMSE) entre la SER obtenue dans les deux chambres réverbérantes par rapport à la SER obtenue en CA (tableau 3.3).

Même si les résultats montrent que la SER est plus élevée pour cette cible (dièdre), ce qui implique que l'extraction de la SER est moins compliquée, il nous a semblé intéressant de présenter le cas d'une deuxième cible pour valider notre approche. De plus, dans le cas du dièdre, de réflexions multiples sont générées, ce qui permet de montrer la robustesse de notre approche par rapport à la complexité de la cible.

### 3.5.4 Impact d'un décalage de la position de brasseur entre les deux étapes de la mesure sur la précision de l'estimation de la SER

Tous les résultats de mesure de la SER en CRBM présentés jusqu'à présent ont été obtenus à partir de la différence entre les coefficients de réflexion obtenus lors des deux étapes de la mesure (avec et sans la cible) effectuées pour une position de brasseur identique entre les deux mesures, c'est-à-dire,  $\alpha_{br}^C = \alpha_{br}$ , où  $\alpha_{br}^C$  représente la position de brasseur lors de la mesure dans la CRBM chargée par la cible et  $\alpha_{br}$  la position de brasseur lors de la mesure à vide. La SER est extraite, pour chaque position de la cible, de la différence entre ces coefficients de réflexion.

Dans cette partie nous observons l'impact, sur la précision de l'évaluation de la SER, du changement de position du brasseur entre les deux étapes du processus de mesure [145]. Cette étude vise à estimer l'importance d'une bonne maîtrise de la position du brasseur lors de ce type de mesure. Pour mettre en évidence l'impact du décalage de la position de brasseur entre les deux mesures, nous calculons la différence entre le paramètre de diffusion mesuré en CRBM chargée (avec la cible) à sa position initiale ( $\alpha_{br}^C = 0^\circ$ ), et le paramètre de diffusion mesuré en CRBM à vide (sans la cible) pour des positions de brasseur différentes ( $\alpha_{br}^C \neq \alpha_{br}$ ). Les paramètres de mesure (bande fréquentielle, nombre de points fréquents, distance antenne-cible) restent identiques à ceux utilisés précédemment et la cible considérée est la plaque rectangulaire métallique. La mesure est faite pour 100 positions équidistantes du brasseur sur un tour complet, et pour une position de cible variant de  $-30^\circ$  à  $+30^\circ$  par pas de  $1^\circ$ .

### 3.5.4.1 Surface Equivalente Radar pour des positions de brasseur décalées

La SER de la plaque rectangulaire est extraite à partir de la différence entre le coefficient de réflexion mesuré en CRBM chargée par la cible, à la position initiale du brasseur ( $\alpha_{br}^C = 0^\circ$ ), et le coefficient de réflexion mesuré dans la CRBM à vide (sans la cible), pour une position de brasseur décalée ( $\alpha_{br}^C \neq \alpha_{br}$ ).

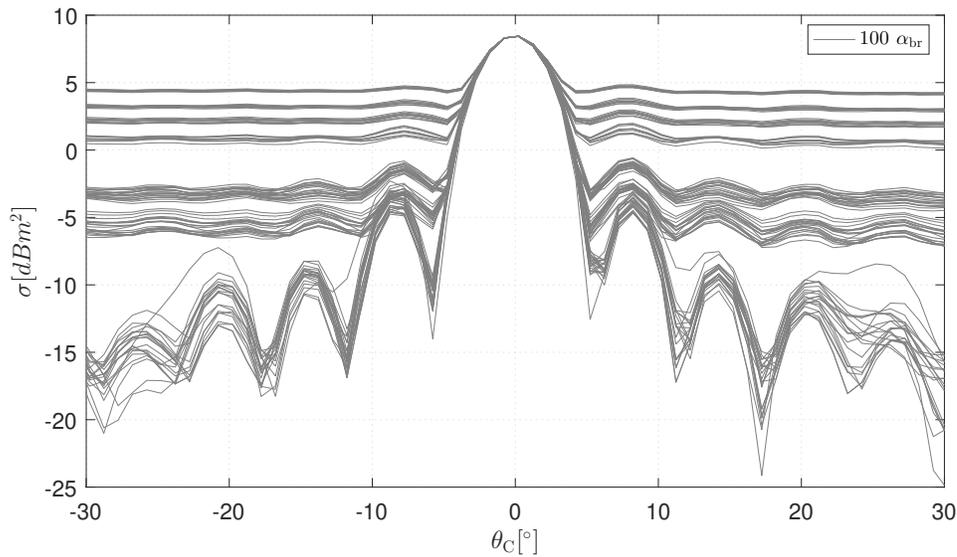


FIGURE 3.38 – Variation angulaire de la SER de la plaque métallique à 10 GHz, obtenue à partir de la différence entre les deux mesures (avec et sans la cible) pour un décalage de position de brasseur ( $\alpha_{br}^C - \alpha_{br}$ ) variant entre 0 à 360 degrés.

La figure 3.38 montre les variations angulaires de la SER obtenues à partir de la différence entre les deux mesures, pour des positions de brasseur décalées ( $\alpha_{br}^C \neq \alpha_{br}$ ). Les courbes relatives aux positions de brasseur à proximité de  $\alpha_{br} = 0^\circ$  (considérée comme la référence) suivent une allure proche de la SER attendue de la cible. En revanche, lorsqu'on s'éloigne de cet angle, il devient de plus en plus compliqué de retrouver l'allure de la SER, voire impossible, sauf pour les angles de la cible où l'amplitude du signal rétrodiffusé est la plus importante (autour de  $\theta_c = 0^\circ$ ).

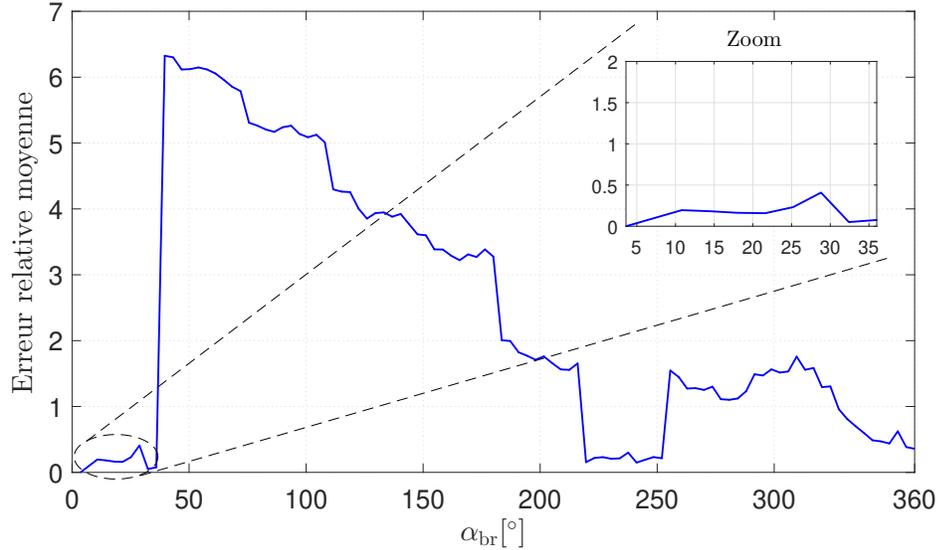


FIGURE 3.39 – Erreur relative moyenne entre la SER obtenue pour une position fixe de brasseur ( $\alpha_{br}^C = \alpha_{br} = 0^\circ$ ) et celle extraite pour une position de brasseur décalée ( $\alpha_{br}^C \neq \alpha_{br}$  avec  $\alpha_{br}^C = 0^\circ$ ). La moyenne de l’erreur relative est calculée sur l’ensemble des angles de la cible de  $-30^\circ$  à  $+30^\circ$  par pas de  $1^\circ$ .

### 3.5.4.2 Estimation de l’erreur en fonction de la position de brasseur décalée

La figure 3.39 montre la différence entre la SER obtenue pour  $\alpha_{br}^C = \alpha_{br} = 0^\circ$  et la SER déduite de la différence entre les deux mesures pour des positions de brasseur décalées ( $\alpha_{br}^C \neq \alpha_{br}$ ); cette différence est représentée sous la forme d’une erreur relative moyennée sur l’ensemble des positions de cible. Cette erreur varie en fonction de  $\alpha_{br}$  (pour  $\alpha_{br}^C = 0^\circ$ ); elle est faible pour des petits décalages angulaires et peut atteindre jusqu’à 650 % dans certains cas.

L’erreur relative entre les SER estimées sans et avec un décalage entre  $\alpha_{br}^C$  et  $\alpha_{br}$  est par ailleurs observée pour des positions fixes de la cible, à savoir  $\theta_c = 0^\circ$  (maximum de rétrodiffusion) et  $\theta_c = 8^\circ$  (premier lobe secondaire de SER), sur les figures 3.40 et 3.41, respectivement. Pour  $\theta_c = 0^\circ$ , l’erreur reste faible quelle que soit la position de brasseur considérée (inférieure à 10 %) alors que pour  $\theta_c = 8^\circ$ , cette erreur atteint 230 %. Ceci confirme que l’erreur de positionnement du brasseur est plus préjudiciable pour des valeurs de SER plus faibles.

Les figures 3.39 et 3.41 montrent la présence de « paliers » incitant à penser que

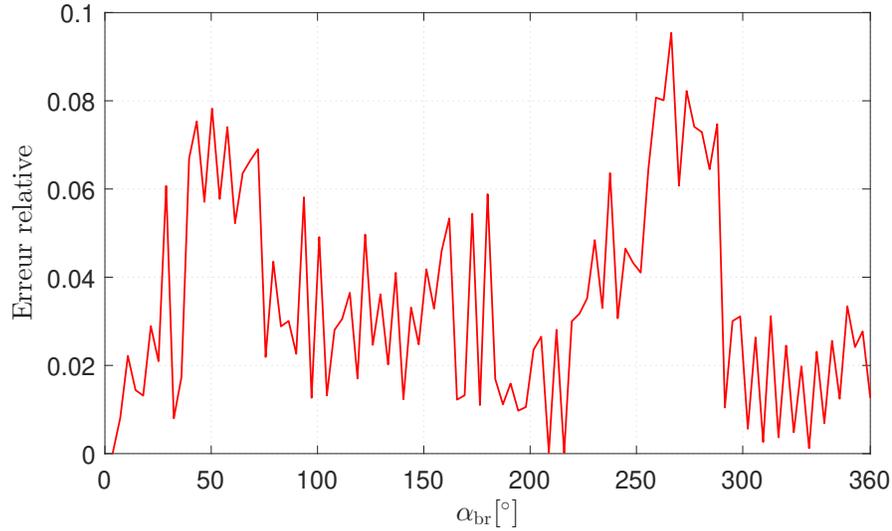


FIGURE 3.40 – Erreur relative entre la SER obtenue pour une position de brasseur fixe ( $\alpha_{br}^C = \alpha_{br} = 0^\circ$ ) et celle relative à un décalage de la position de brasseur, ( $\alpha_{br}^C \neq \alpha_{br}$  avec  $\alpha_{br}^C = 0^\circ$ ) tracée en fonction du décalage angulaire du brasseur. L’erreur relative calculée pour l’angle de la cible  $\theta_c$  à  $0^\circ$ .

l’erreur varie brusquement d’une position de brasseur à l’autre, alors qu’elle est relativement stable pour plusieurs positions consécutives de brasseur. Nous observons par exemple une variation brusque lors du passage de  $\alpha_{br} = 35^\circ$  à  $\alpha_{br} = 38^\circ$ . Il est difficile de conclure quant-à ce phénomène puisque ces résultats ont été obtenus pour une position de brasseur de référence arbitraire (ici  $\alpha_{br} = 0^\circ$ ) et dépendent donc de cette position choisie.

Pour gommer l’effet de ce choix de la position de brasseur de référence, nous nous sommes intéressés à l’impact moyen d’un décalage de position du brasseur, et présentons les erreurs relatives moyennées sur l’ensemble des 100 positions de brasseur prises comme référence. L’erreur relative moyennée sur les 61 positions de cible ainsi que sur les 100 positions de brasseur prises comme référence sont présentées sur la figure 3.42 en fonction de  $\Delta_{\alpha_{br}} = \alpha_{br}^C - \alpha_{br}$ . La position  $\alpha_{br}^C = \alpha_{br}$  étant prise comme référence dans chacun des cas, l’erreur relative est strictement égale à 0% pour  $\alpha_{br}^C = \alpha_{br}$ . L’erreur augmente ensuite de façon monotone à mesure que l’on s’éloigne de la position de brasseur prise comme référence. Ce résultat montre qu’il est nécessaire de prendre deux positions de brasseur identiques, ou, a minima, deux positions proches afin d’estimer au mieux la SER de la cible.

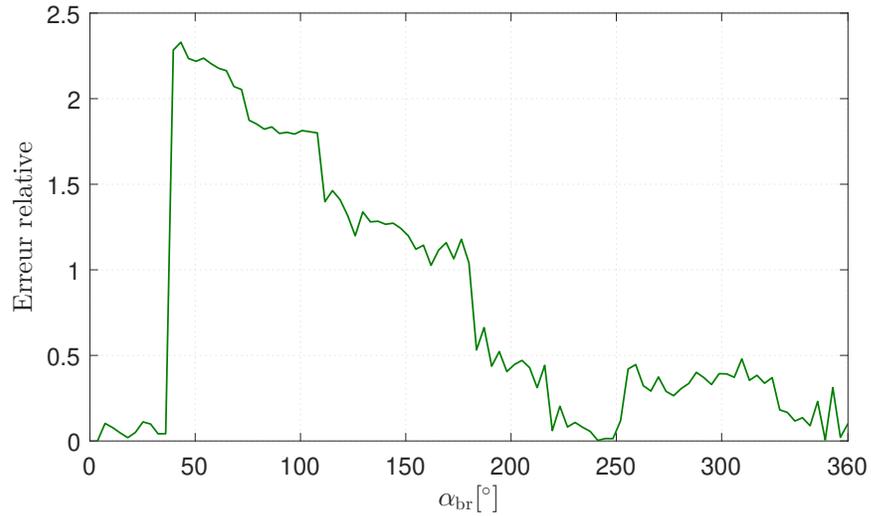


FIGURE 3.41 – Erreur relative entre la SER obtenue pour une position de brasseur fixe ( $\alpha_{br}^C = \alpha_{br} = 0^\circ$ ) et celle relative à un décalage de la position de brasseur ( $\alpha_{br}^C \neq \alpha_{br}$  avec  $\alpha_{br}^C = 0^\circ$ ) tracée en fonction du décalage angulaire du brasseur. L’erreur relative calculée pour l’angle de la cible  $\theta_c$  à  $8^\circ$ .

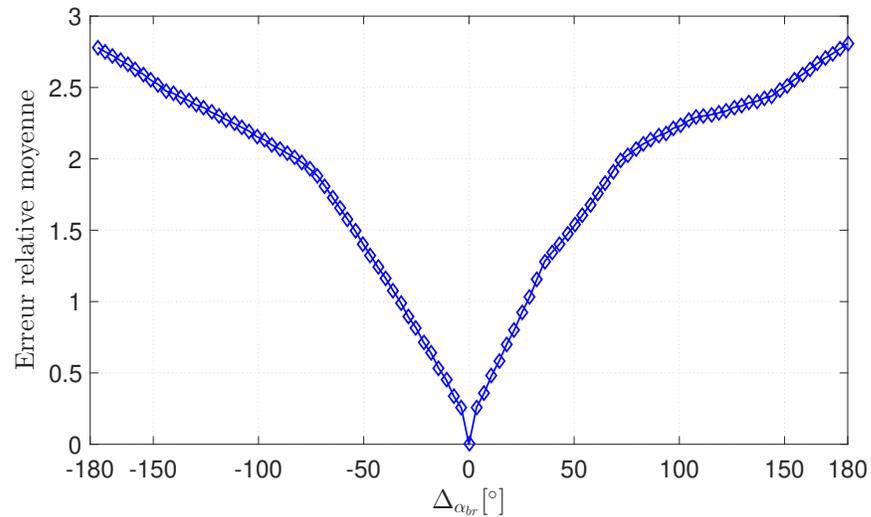


FIGURE 3.42 – Erreur relative sur la SER obtenue pour une position de brasseur fixe et celle relative à un décalage de la position du brasseur. L’erreur est obtenue en considérant comme référence 100 positions de brasseur différentes. Le résultat final est moyenné sur l’ensemble des 100 positions de brasseur ainsi que les 61 positions de cible.

## 3.6 Synthèse

La méthode de mesure de la SER en CRBM, exposée dans ce chapitre, exploite les propriétés du champ diffus dans les CRBMs dans leur zone de bon fonctionnement pour extraire la signature de la cible à partir de la différence entre les paramètres de diffusion mesurés avec et sans la cible. En généralisant l'approche théorique initialement proposée par P. Besnier [50] par la prise en compte de la position de brasseur, il a été montré que cette approche permet de remonter à la SER d'une cible à partir des mesures en CRBM, et qu'il est intéressant de tirer profit du processus de brassage de modes pour améliorer la précision de l'extraction de la SER. En particulier, l'intérêt d'utiliser un procédé de brassage (mécanique dans notre cas) afin d'augmenter le SNR par rapport au signal d'intérêt a été mis en évidence.

Afin de choisir les paramètres de mesure permettant une extraction précise de la SER, une analyse numérique a été réalisée pour étudier l'impact de plusieurs paramètres, notamment la bande de fréquence, le pas fréquentiel et le rapport signal à interférence (SNR). Il a été souligné que les principales limitations sont dues aux propriétés de la CRBM en elle-même, à savoir la largeur de sa bande de cohérence et le nombre de positions de brasseur non corrélées.

La méthode proposée a été validée en mesurant la SER de deux cibles métalliques différentes, à savoir une plaque rectangulaire et un dièdre. Ces mesures ont été effectuées dans deux chambres réverbérantes de caractéristiques différentes (taille et efficacité de brassage différentes). Les deux résultats sont très proches et un bon accord est obtenu avec la mesure de référence effectuée dans une CA.

Bien qu'il ait été démontré dans ce chapitre que le brassage mécanique permet d'augmenter le SNR et améliorer donc la précision de l'estimation de la SER, nous avons démontré qu'il faut veiller à effectuer les mesures avec et sans la cible en utilisant les mêmes positions de brasseur, afin d'augmenter la précision de l'estimation de la SER.



# Chapitre 4

## Caractérisation d'antennes sans contact en CRBM

### 4.1 Introduction

La caractérisation d'antennes sans contact fait référence à la mesure des propriétés d'une antenne en s'affranchissant de câble entre l'antenne sous test et l'appareil de mesure, dans notre cas le VNA. Cela permet d'éviter les perturbations causées par la connectique et les câbles lors des mesures classiques d'antennes, l'impact de ces dernières étant en particulier non négligeable lors de la caractérisation d'antennes de petites dimensions. En effet, la réduction de la taille des antennes entraîne une dégradation des performances. De plus, elles sont très sensibles aux diffuseurs métalliques et diélectriques de leur environnement proche [147]. Cependant, les méthodes traditionnelles de caractérisation des antennes présentent certains inconvénients puisque le câble de mesure est placé dans la zone réactive. En modifiant la distribution du courant, le câble participe au processus de rayonnement et perturbe l'impédance de l'antenne sous test. Ceci est particulièrement critique pour les petites antennes électriques. Deux solutions principales présentées dans la littérature tentent de prévenir l'influence du câble. La première tente d'arrêter le courant sur le câble (avec des ferrites, de la mousse absorbante, un talon) mais il n'existe pas de solution efficace pour les antennes à très large bande au-delà de 1 à 2 GHz. La deuxième possibilité consiste à retirer le câble de mesure. Cela peut se faire en le remplaçant par une fibre optique [16], en utilisant un émetteur autonome [33] ou en utilisant la méthode de rétro-diffusion (également appelée méthode de la SER ou même réflectométrie en champ lointain dans la littérature). Cette dernière méthode de caractérisation d'antenne sans contact a été développée en chambre anéchoïque [148] pour s'affranchir

de ce problème relatif à la caractérisation des antennes de petites dimensions. Cette méthode consistant à illuminer l’antenne sous test avec une onde plane incidente et à mesurer le signal rétro-diffusé, a été présentée dans la partie (2.2.7.2).

Dans ce chapitre nous présentons une nouvelle méthode de mesure d’antenne sans contact dans une CRBM. La méthode est basée sur celle de la surface équivalente radar de l’antenne qui, comme présenté dans la section (3.2), permet de remonter aux propriétés de l’antenne sous test (gain et diagramme de rayonnement). Nous allons montrer dans ce chapitre que le gain et le diagramme de rayonnement d’une antenne peuvent être extraits de ses propriétés de réception, d’émission et de diffusion, dans un environnement de champ diffus tel que la CRBM.

Tout d’abord, nous présentons la méthode utilisée pour caractériser l’antenne à partir de la mesure de la SER. Ensuite la configuration de la mesure de la SER d’antenne en CRBM est présentée. Enfin, les résultats de la campagne de mesure menée dans la chambre réverbérante de l’ESYCOM sont présentés afin de valider cette nouvelle méthode de caractérisation d’antennes sans contact en CRBM.

### 4.2 Mesure de la SER d’antenne en CRBM

La méthode consiste à mesurer la rétrodiffusion de l’onde électromagnétique par l’antenne sous test, et ce pour différentes charges connectées à cette dernière, afin d’extraire la SER associée au rerayonnement de l’antenne.

Pour mieux comprendre la suite de ce chapitre, il est fondamental d’analyser en détail et de comprendre l’interaction entre l’antenne sous test et une onde incidente. Sur la figure 4.1 a) est présentée l’antenne sous test connectée à un circuit ouvert. Lorsque l’onde électromagnétique arrive sur l’antenne sous test, une partie de l’onde est diffractée en espace libre par la structure antennaire; cette onde diffractée dépend de la forme de l’antenne et des matériaux qui la composent. Cette diffraction de l’onde électromagnétique incidente est à l’origine de la SER associée à la structure de l’antenne ( $\sigma_d$ ). Une autre partie de l’onde électromagnétique incidente est acceptée par l’antenne sous test et transmise jusqu’à la charge (circuit ouvert). Après réflexion sur la charge, une partie de l’énergie est rerayonnée dans l’espace libre. Ce rerayonnement permet d’extraire la SER liée au mode d’antenne ( $\sigma_r$ ). La SER totale de l’antenne sera donc la somme des deux composantes de la SER, une liée à la structure de l’antenne ( $\sigma_d$ ) et l’autre liée au mode d’antenne ( $\sigma_r$ ). Supposons maintenant que la charge circuit ouvert soit remplacée par une charge adaptée comme le montre

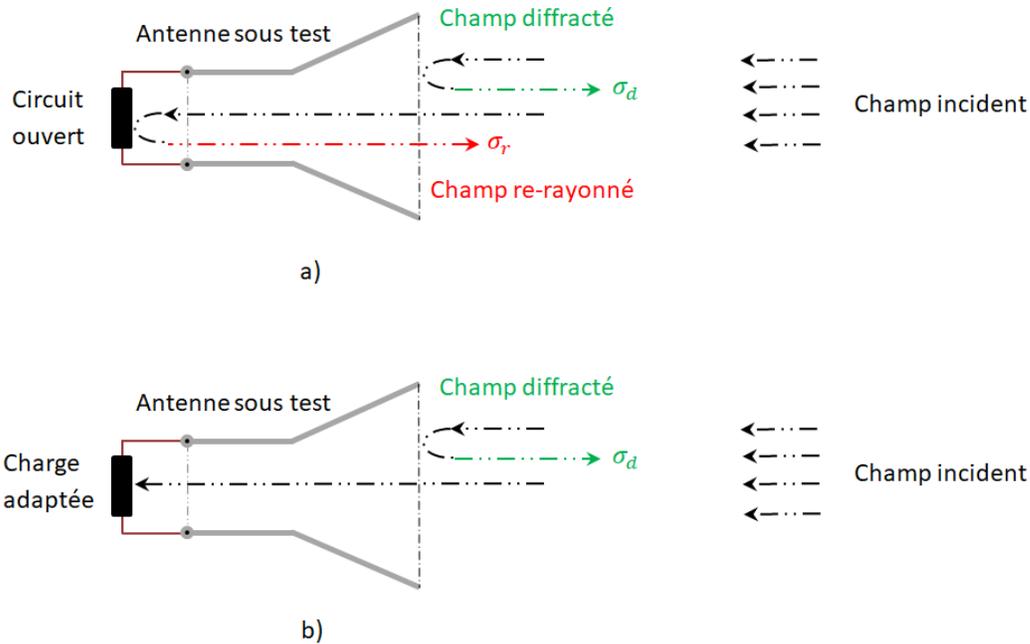


FIGURE 4.1 – Interaction entre l’onde électromagnétique et l’antenne sous test lors de la mesure de la SER d’antenne : a) antenne sous test connectée à une charge circuit ouvert et b) antenne sous test connectée à une charge adaptée.

la figure 4.1 b). Lorsque l’antenne sous test connectée à une charge adaptée reçoit une onde incidente, la partie diffractée par la structure antenne reste identique à celle diffractée dans le cas précédent. On retrouve ainsi la SER liée à la structure de l’antenne ( $\sigma_d$ ). En revanche, l’onde acceptée par l’antenne et transmise à la charge adaptée est totalement absorbée par la charge. Il n’y a donc pas de rerayonnement associé au mode d’antenne. Ce raisonnement s’applique bien sûr dans le cas d’une charge adaptée idéale.

### 4.2.1 Description de la méthode

La méthode de caractérisation d’antenne présentée ici est similaire à la mesure de SER en chambre réverbérante présentée au chapitre (3) ; ainsi, nous mesurons, pour chaque angle du brasseur ( $\alpha_{br}$ ), le paramètre  $S_{11}$  de l’antenne pointée vers le dispositif sous test en rotation, qui est cette fois une antenne (voir la figure 4.2). La différence avec la mesure précédente tient à un paramètre variable supplémentaire, à savoir

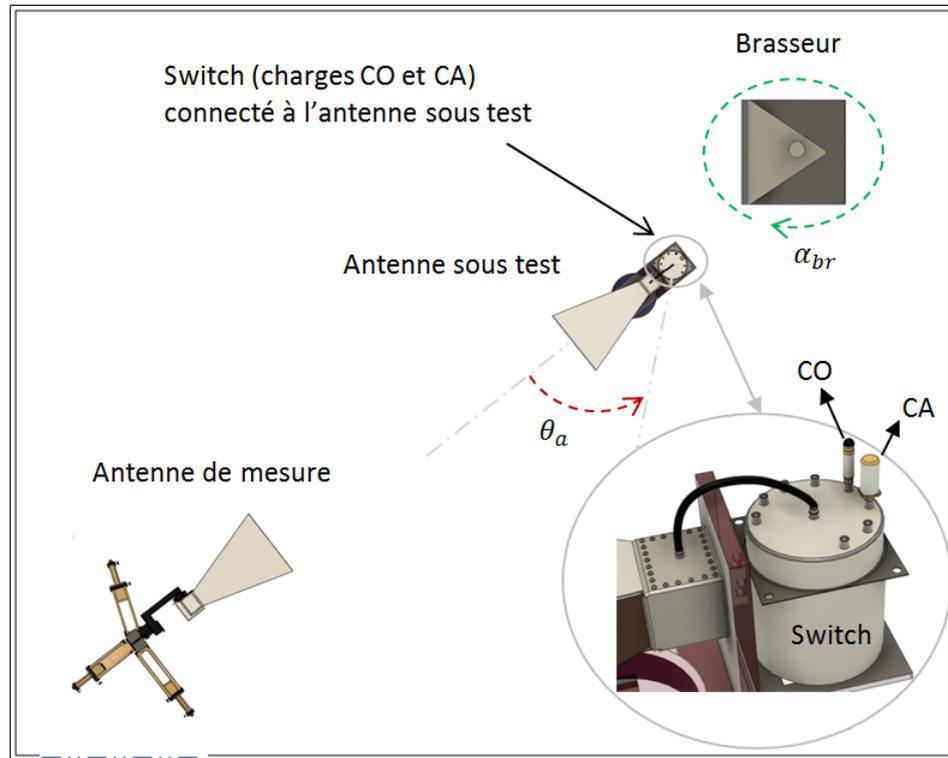


FIGURE 4.2 – Configuration 2D de la mesure de la SER d'antenne en CRBM.

les charges connectées à l'antenne cible grâce au switch, comme on peut le voir sur la figure 4.2. La mesure du coefficient réflexion  $S_{11}$  est faite pour chaque type de charge et la différence entre la mesure avec le circuit ouvert (CO) et celle avec la charge adaptée (CA), permet ensuite d'extraire la SER associée au mode d'antenne en utilisant la méthode de la régression (décrite dans le chapitre 3).

La mesure de la SER d'antenne débute par une mesure du coefficient de réflexion dans la chambre à vide (CRBM sans l'antenne sous test, mais conservant le support de la cible) sur un tour complet du brasseur ; cette mesure permet de déterminer la réponse propre de la CRBM et nous permettra de calculer les pertes dans la CRBM lors du post-traitement de la mesure. La mesure de l'antenne est réalisée juste après ; pour la charge circuit ouvert, l'expression du coefficient de réflexion  $S_{11}$  est donnée par :

$$S_{CO}(f_0, \alpha_{br}, \theta_a) = S_{EL}(f_0) + C(f_0) \left[ \sqrt{\sigma_d(f_0, \theta_a)} + \sqrt{\sigma_r(f_0, \theta_a)} \right] + (1 - |S_{EL}(f_0)|^2) \eta_{ant} [H_a^{CO}(f_0, \alpha_{br}, \theta_a) + h_s(f_0, \alpha_{br})] \quad (4.1)$$

où l'indice  $a$  mentionne l'antenne sous test et CO la charge circuit ouvert. L'expression (4.1) relie la rétrodiffusion totale de l'antenne sous test au coefficient de réflexion mesuré pour chaque angle  $\theta_a$  de l'antenne connectée au circuit ouvert. Dans cette expression, contrairement à ce que se passe dans le cas de la mesure de la SER des cibles canoniques (chapitre 3), la grandeur complexe  $C(f_0)$  qui décrit la propagation de l'onde sur le trajet aller-retour entre l'antenne de mesure et l'antenne sous test à la fréquence  $f_0$ , est directement liée à la somme de la racine carrée de la SER liée à la structure de l'antenne ( $\sigma_d^{CO}$ ) et la SER liée au mode d'antenne ( $\sigma_r^{CO}$ ) lorsque l'antenne sous test est connectée à une charge CO. Lorsque l'on mesure le paramètre  $S_{11}$  dans le cas de l'antenne connectée à une charge adaptée (CA), l'expression du coefficient de réflexion mesuré est donnée par :

$$S_{CA}(f_0, \alpha_{br}, \theta_a) = S_{EL}(f_0) + C(f_0) [\sqrt{\sigma_d(f_0, \theta_a)} + 0] + (1 - |S_{EL}(f_0)|^2) \eta_{ant} [H_a^{CA}(f_0, \alpha_{br}, \theta_a) + h_s(f_0, \alpha_{br})] \quad (4.2)$$

La différence entre les expressions (4.1) et (4.2) est liée au fait que lorsque l'antenne est connectée à une charge adaptée, il n'y a aucun rerayonnement de l'onde acceptée par l'antenne puisqu'elle est complètement absorbée (dans un cas idéal). Il faut noter également qu'en toute rigueur, la fonction de transfert de la chambre réverbérante est un peu modifiée en fonction de la charge car les pertes totales varient : une partie de l'énergie est absorbée avec la charge adaptée donc les pertes sont plus importantes qu'avec la charge circuit-ouvert. Une fois la mesure du paramètre  $S_{11}$  pour les deux types de charges accomplie, l'étape suivante consiste à calculer la différence entre les paramètres  $S_{11}$  mesurés pour les deux types de charge :

$$\begin{aligned}
 S_{\text{CO}}(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_a) - S_{\text{CA}}(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_a) = & \\
 & \left(1 - |S_{\text{EL}}(f_0)|^2\right) \eta_{\text{ant}} \left[ H_{\text{a}}^{\text{CO}}(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_a) - H_{\text{a}}^{\text{CA}}(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_a) \right] \\
 & + \left[ \sqrt{\sigma_{\text{d}}(f_0, \theta_a)} + \sqrt{\sigma_{\text{r}}(f_0, \theta_a)} - \sqrt{\sigma_{\text{d}}(f_0, \theta_a)} \right] \times |C(f_0)| \\
 & \times \exp \left[ -j \left( 2\pi f_0 \frac{2R}{c} - \phi_0 \right) \right] \quad (4.3)
 \end{aligned}$$

L'équation (4.3) représente la différence entre les coefficients de réflexion mesurés lorsque l'antenne sous test est connectée au circuit-ouvert et lorsqu'elle est connectée à la charge adaptée. Elle consiste en deux termes. Le premier est proportionnel à la différence des fonctions de transfert de la chambre pour les deux types de mesures (antenne sous test connectée à un circuit-ouvert et ensuite une charge adaptée). Chacune de ces fonctions de transfert,  $H_{\text{a}}^{\text{CO}}(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_a)$  et  $H_{\text{a}}^{\text{CA}}(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_a)$ , est une variable aléatoire dont les parties réelle et imaginaire sont supposées, pour un fonctionnement idéal de la chambre réverbérante, être distribuées selon une loi normale centrée de même variance. Comme mentionné précédemment, les pertes du dispositif de mesure sont plus importantes lorsque l'antenne sous test est connectée à une charge adaptée, de sorte que cette variance sera différente suivant la condition de charge. Toutefois, la différence entre les deux fonctions de transfert reste une variable aléatoire centrée, ce qui permet d'extraire la SER de l'antenne du deuxième terme, qui contient l'amplitude du signal rétrodiffusé par la cible. Cette expression (4.3) peut être simplifiée car la SER liée à la structure de l'antenne est la même, que se soit dans le cas de l'antenne sous test connectée à une charge CO ou CA ; ainsi l'expression (4.3) peut être écrite comme

$$\begin{aligned}
 S_{\text{CO}}(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_a) - S_{\text{CA}}(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_a) = & \\
 & \sqrt{\sigma_{\text{r}}(f_0, \theta_a)} \times |C(f_0)| \times \exp \left[ -j \left( 2\pi f_0 \frac{2R}{c} - \phi_0 \right) \right] + n(f_0, \alpha_{\text{br}}, \theta_a) \quad (4.4)
 \end{aligned}$$

L'expression simplifiée (4.4) met en évidence le terme  $\sigma_{\text{r}}(f_0, \theta_a)$  lié au rerayonnement de l'antenne sous test, ce qui justifie le principe de cette méthode en calculant la différence entre les deux mesures du coefficient de réflexion dans les deux conditions

de charge différentes de l'antenne sous test, afin d'isoler la SER liée au rerayonnement ( $\sigma_r$ ).

Pour résumer, nous allons considérer que lorsque l'antenne est connectée à la charge  $CO$ , nous pouvons écrire :

$$S_{CO} = O_a^{CO}(\sqrt{\sigma_d}, \sqrt{\sigma_r}, H_a^{CO}). \quad (4.5)$$

où  $O_a^{CO}$  est un opérateur linéaire. Cette expression (4.5) indique que lorsque nous effectuons une mesure avec l'antenne sous test connectée à un circuit-ouvert, le coefficient de réflexion est fonction de la SER liée au mode structure  $\sigma_d$ , de la SER liée au mode d'antenne  $\sigma_r$  ainsi que de la rétrodiffusion de la chambre pour cette même charge  $H_a^{CO}$ . Dans le cas de l'antenne sous test connectée à une charge adaptée, nous pouvons écrire :

$$S_{CA} = O_a^{CA}(\sqrt{\sigma_d}, H_a^{CA}). \quad (4.6)$$

où  $O_a^{CA}$  est un opérateur linéaire. L'expression (4.6) traduit ce que l'on obtient lors de la mesure de l'antenne connectée à une charge adaptée pour laquelle l'onde qui arrive à la charge n'est pas rerayonnée. Par conséquent, on obtient uniquement la somme de la SER liée au mode structure (qui est la même que dans le cas de l'antenne connectée au circuit-ouvert) avec la rétrodiffusion de la chambre ( $H_a^{CA}$ ) modifiée par la charge en raison des pertes. L'objectif dans cette caractérisation d'antenne est d'isoler la SER liée au rerayonnement ( $\sigma_r$ ) en s'affranchissant des perturbations qu'induirait un câble entre l'antenne sous test et le VNA. Cela est possible grâce à la différence entre les mesures effectuées avec les deux charges :

$$S_{CO} - S_{CA} = O_a^{CO}(\sqrt{\sigma_d}, \sqrt{\sigma_r}, H_a^{CO}) - O_a^{CA}(\sqrt{\sigma_d}, H_a^{CA}) = O_a^d(\sqrt{\sigma_r}, n_a) \quad (4.7)$$

avec  $O_a^d$  un opérateur linéaire. La différence entre les expressions en  $CO$  et  $CA$  permet d'isoler la SER liée au mode d'antenne ( $\sigma_r$ ) de la SER liée au mode structure ( $\sigma_d$ ) de l'antenne ; l'apparition du terme  $n_a$  représente l'influence de la CRBM, et est considéré comme un bruit centré. Ainsi, les figures 4.3 et 4.4 montrent les parties réelle et imaginaire respectivement du bruit pour une cible positionnée suivant  $\theta_a = 0^\circ$  et une position arbitraire du bras. Le rapport moyenne sur écart-type est de  $2 \times 10^{-2}$  pour la partie réelle et de  $-8 \times 10^{-3}$  pour la partie imaginaire, ce qui nous permet de confirmer que ce bruit est centré.

Le processus de post-traitement pour remonter à la SER liée au mode d'antenne  $\sigma_r(f_0, \theta_a)$  est basé sur l'extraction précise de l'amplitude du signal qui contient le

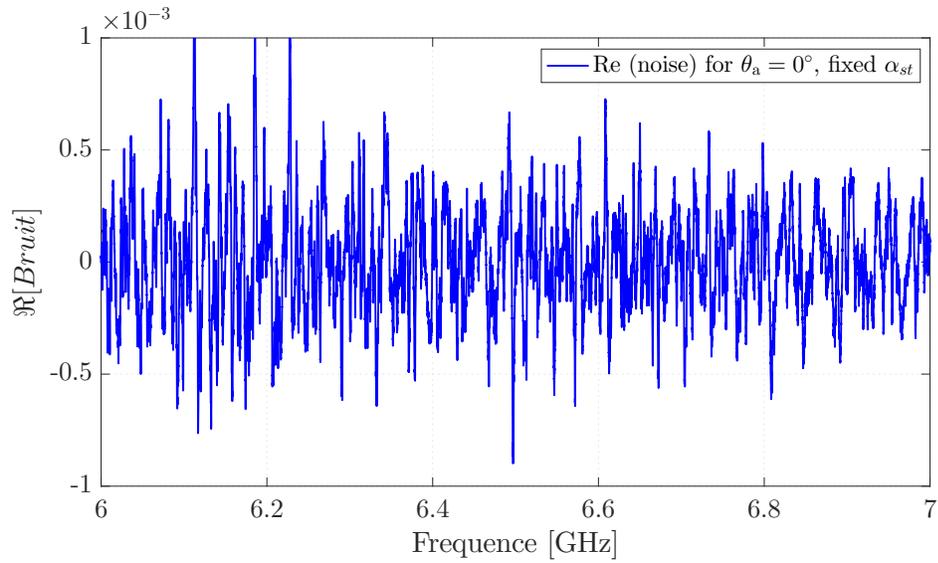


FIGURE 4.3 – Partie réelle du bruit moyenné sur l'ensemble des positions de brasseur (pour l'angle de la cible  $\theta_a = 0^\circ$ , et une position de brasseur).

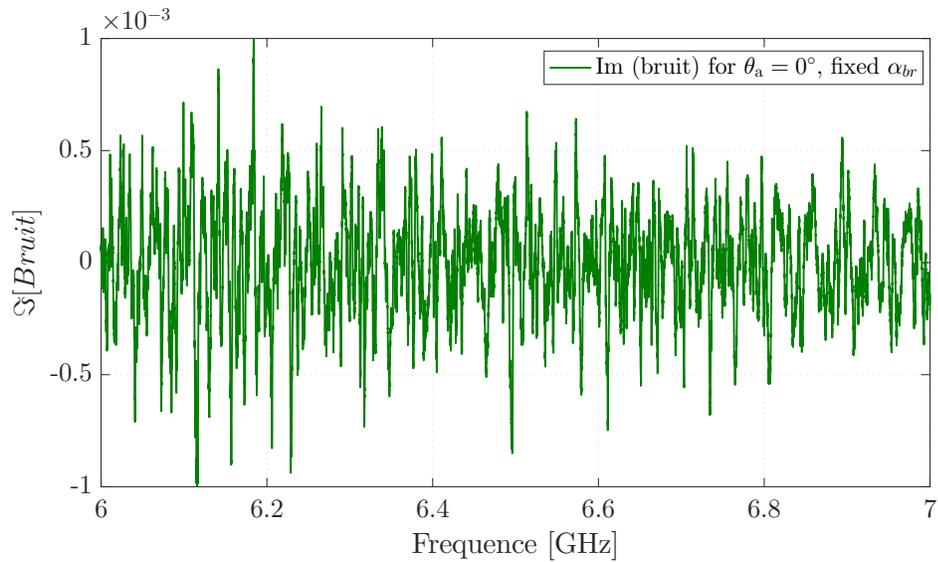


FIGURE 4.4 – Partie imaginaire du bruit moyenné sur l'ensemble des positions de brasseur (pour l'angle de la cible  $\theta_a = 0^\circ$ , et une position de brasseur).

trajet direct entre l'antenne de mesure et l'antenne sous test. Cette opération, qui

s'apparente à celle effectuée lors de l'extraction de SER de cibles, sera faite en utilisant la méthode présentée dans le chapitre 3.

Il a été montré dans la partie 3.5.1 que moyenniser les mesures sur l'ensemble des positions de brasseur permet d'augmenter le rapport signal à interférence et ainsi la précision de l'estimation de la SER. Par conséquent, le post-traitement de la mesure de la SER d'antenne est effectué directement sur les mesures moyennées. Ainsi, l'expression (4.4) peut être réécrite comme

$$\left\langle S_{CO}(f_0, \alpha_{br}, \theta_a) - S_{CA}(f_0, \alpha_{br}, \theta_a) \right\rangle_{\alpha_{br}} = \sqrt{\sigma_r^{CO}(f_0, \theta_a)} \times |C(f_0)| \times \exp \left[ -j \left( 2\pi f_0 \frac{2R}{c} - \phi_0 \right) \right] + \left\langle n(f_0, \alpha_{br}, \theta_a) \right\rangle_{\alpha_{br}}. \quad (4.8)$$

## 4.2.2 Gain de l'antenne à partir de la SER de l'antenne

La relation quantitative entre le gain et la SER d'une antenne associée uniquement à ses propriétés de rayonnement, nous permet d'extraire le gain de l'antenne une fois sa SER liée au mode d'antenne connue.

Afin d'établir la relation de base qui constitue l'arrière-plan de la procédure expérimentale, supposons une onde plane incidente sur l'antenne sous test depuis une direction arbitraire. Soit  $S_i$  la densité de puissance incidente au niveau de l'antenne. La puissance reçue par l'antenne sous test  $P_r$ , est donnée par

$$P_r = S_i \times A_r \quad (4.9)$$

où  $A_r$  est la surface apparente de l'antenne dans la direction considérée. Lorsque l'antenne est connectée à un circuit-ouvert idéal (ou un court-circuit idéal), cette puissance est totalement rediffusée en fonction des propriétés d'émission de l'antenne. À une distance  $R$  de l'antenne, la densité de puissance rayonnée est donnée par

$$S_r = \frac{P_r \times G}{4\pi R^2} = \frac{S_i \times A_r \times G}{4\pi R^2} \quad (4.10)$$

où  $G$  est le gain dans la direction considérée. Une correction doit être apportée à cette expression en présence de pertes dans la charge. Si  $\Gamma_L$  représente le coefficient

de réflexion sur la charge connectée à l'antenne, alors l'énergie réfléchie de la charge vers l'antenne n'est plus  $P_r$  mais  $|\Gamma_L|^2 \cdot P_r$ , et l'expression précédente devient

$$S_r = |\Gamma_L|^2 \cdot \frac{S_i \times A_r \times G}{4\pi R^2} \quad (4.11)$$

Notons que dans le cas d'un circuit ouvert idéal,  $\Gamma_L = 1$  (ou  $-1$  dans le cas d'un court-circuit idéal), de sorte que l'équation (4.10) reste valable, tandis que pour une charge adaptée,  $|\Gamma_L| = 0$  donc aucune énergie n'est rerayonnée.

La SER  $\sigma_r$  liée à la rétrodiffusion de l'onde est trouvée à partir de l'expression suivante :

$$\sigma_r = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{S_r}{S_i} \quad (4.12)$$

En intégrant l'expression (4.11) dans l'expression (4.12), on obtient une relation de base telle que,

$$\sigma_r = |\Gamma_L|^2 \times A_r \times G. \quad (4.13)$$

Comme vu en (2.14), la surface apparente de l'antenne  $A_r$  s'écrit en fonction du gain de l'antenne selon

$$A_r = \frac{G \times \lambda^2}{4\pi} \quad (4.14)$$

En intégrant l'expression (4.14) dans l'expression (4.13), on obtient l'expression qui nous permet de remonter au gain de l'antenne à partir de la mesure de la SER liée au mode de l'antenne, comme

$$G = \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda \times |\Gamma_L|} \times \sqrt{\sigma_r}. \quad (4.15)$$

A partir de l'expression (4.15), nous pouvons ensuite représenter la répartition de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions, sous la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne.

### 4.3 Validation expérimentale

Une fois montré comment le gain de l'antenne peut être extrait de la mesure de la SER d'antenne liée à son rayonnement, nous présentons dans cette partie la mise en oeuvre expérimentale à travers des campagnes de mesures menées dans la chambre réverbérante du laboratoire ESYCOM.

#### 4.3.1 Configuration de la mesure

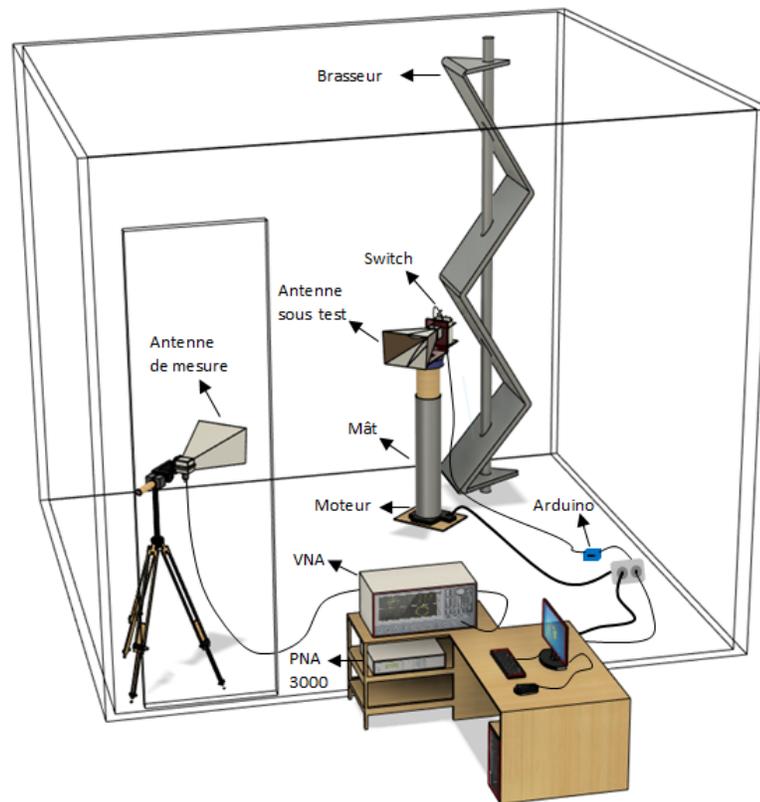


FIGURE 4.5 – Configuration de la mesure de la SER d'antenne en CRBM au sein du laboratoire ESYCOM.

Lors de la mesure de la SER d'antenne en CRBM, une antenne cornet (antenne de mesure) est placée dans le volume de travail de la CRBM et connectée à l'analyseur

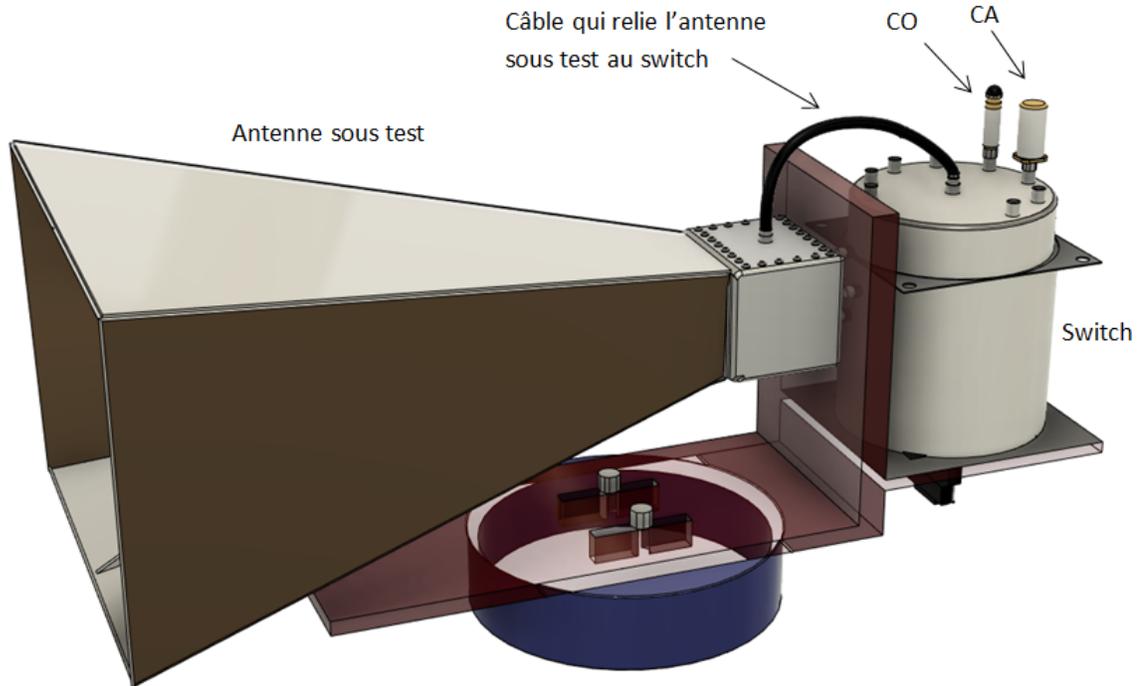


FIGURE 4.6 – L'antenne sous test, le switch et les charges .

de réseau (VNA) via un câble coaxial. L'antenne sous test est positionnée sur un mât motorisé (permettant d'assurer la rotation azimutale de l'antenne cible), à une distance  $R$  de l'antenne de mesure, et les deux antennes sont positionnées à la même hauteur de façon à maximiser la réception du signal émis (figure 4.5). L'antenne sous test est connectée, à l'aide d'un petit câble, à un switch sur lequel on vient connecter les deux charges, le circuit ouvert (CO) et la charge adaptée (CA), comme représenté sur la figure 4.6. La SER de l'antenne est évaluée dans le plan azimutal, entre  $\pm 170^\circ$  par pas de  $2^\circ$  autour de la position associée au maximum de rétrodiffusion. Pour chaque position du brasseur (50 positions au total), nous faisons tourner l'antenne sous test de  $-170^\circ$  à  $170^\circ$  et pour chaque angle de l'antenne sous test nous réalisons une mesure du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) pour chaque condition de charge (c'est-à-dire deux configurations du switch).

La bande de fréquence choisie pour cette mesure est de 6 GHz à 7 GHz, et la distance  $R$  doit être suffisamment grande pour considérer l'onde balistique comme sphérique au niveau de la cible. La fréquence considérée est très haute comparée à la fréquence

minimale d'utilisation de la CRBM du laboratoire ESYCOM (autour de 400 MHz), de sorte que le champ électromagnétique à l'intérieur de la cavité peut être considéré comme homogène et isotrope.

Quelques paramètres complémentaires des mesures :

- Distance entre l'antenne de mesure et l'antenne sous test : 2,29 m ;
- Fréquence centrale : 6,5 GHz ;
- Bande de fréquence  $\delta f$  : 1 GHz ;
- Nombre de points fréquentiels  $N$  : 20001 points ;
- Pas fréquentiel  $\delta f_s$  : 50 kHz.

### 4.3.1.1 Présentation de la cible - antenne cornet

Les antennes cornet sont des guides d'ondes dont la section augmente progressivement avant de se terminer par une ouverture rayonnante. Leur section peut être rectangulaire, carrée ou circulaire. Suivant la forme du cornet, il est possible d'obtenir un diagramme de rayonnement fin soit dans le plan E, soit dans le plan H, soit les deux.

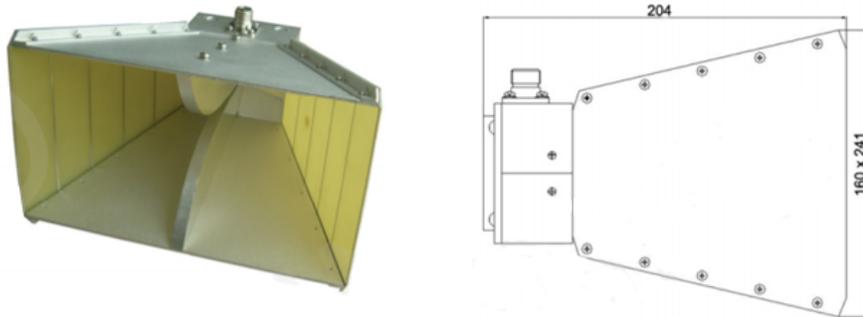


FIGURE 4.7 – Antenne cornet caractérisée en mesure (modèle JXTXLB 1 – 18 GHz).

L'antenne dont nous cherchons à évaluer la SER en CRBM est une antenne cornet modèle JXTXLB-10180 (figure 4.7). C'est une antenne qui fonctionne dans la bande fréquentielle de 1 à 18 GHz ; elle est caractérisée par sa polarisation linéaire.

Cette antenne est largement utilisée pour sa large bande, son gain élevé ainsi que la pureté de polarisation qu'elle offre. L'inconvénient de ce type d'antenne est son encombrement et son poids.

Lors de la mesure en CRBM, cette antenne est placée sur le mât tournant avec son ouverture la plus longue parallèle au sol ; ainsi, c'est son rayonnement dans le plan H qui est ici caractérisé.

#### 4.3.1.2 Switch et charges

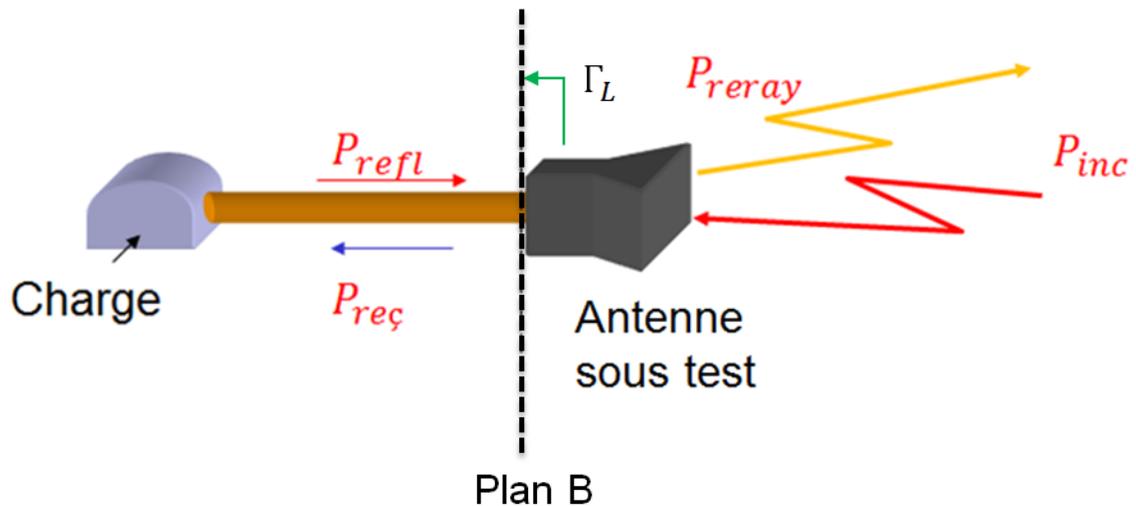


FIGURE 4.8 – Processus de réception de l'onde incidente par l'antenne sous test, puis de rerayonnement après réflexion sur la charge.

Pour cette mesure d'antenne, nous avons utilisé un switch SP3T qui est contrôlé par une carte électronique intégrant un microcontrôleur (arduino). L'ensemble est piloté à partir d'un ordinateur placé à l'extérieur de la CRBM. Ce switch assure donc l'automatisation de la variation des charges (CO et CA) pendant les mesures. Cette modification de la charge via le switch est très importante lors des mesures car elle permet d'éviter d'interrompre les mesures pour modifier la charge ; ceci nous permet d'augmenter la précision et la qualité des données mesurées et de gagner du temps également. Sur la figure 4.8 est présenté un schéma qui précise les différentes grandeurs considérées dans cette approche.

### 4.3.2 Résultats expérimentaux

Dans cette partie nous présentons les résultats obtenus lors de la caractérisation sans contact de l’antenne cornet. Les résultats présentés sont obtenus une fois appliquée la moyenne sur un tour de brasseur, ce qui permet de réduire considérablement le bruit lié à retrodiffusion de la chambre réverbérante, et ainsi augmenter la précision de la mesure de la SER et par conséquent du gain de l’antenne.

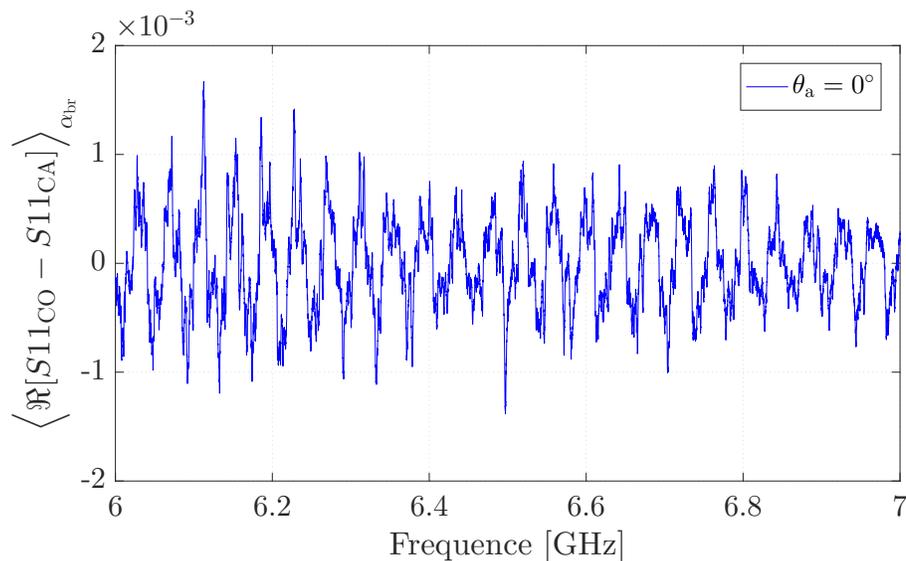


FIGURE 4.9 – Forme d’onde de la partie réelle de la moyenne sur un tour de brasseur de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés avec l’antenne sous test connectée à un circuit-ouvert puis une charge adaptée.

Nous rappelons que, comme pour les extractions précédentes de SER à partir de mesures en CRBM, la SER est déduite de l’amplitude du signal relatif au trajet direct entre l’antenne de mesure et l’antenne sous test. Sur les figures 4.9 et 4.10 nous présentons les parties réelle et imaginaire (respectivement) du signal d’intérêt moyenné sur un tour de brasseur lorsque l’antenne sous test pointe vers l’antenne de mesure ( $\theta_a = 0$ ). L’extraction de l’amplitude de ce signal pour chaque angle de l’antenne cible nous permet de remonter à la SER de cette dernière.

#### 4.3.2.1 Extraction de la SER de l’antenne

Comme lors de la caractérisation de cible, l’extraction de la SER de l’antenne nécessite une phase de calibrage. Pour cela, une mesure va être dans un premier temps

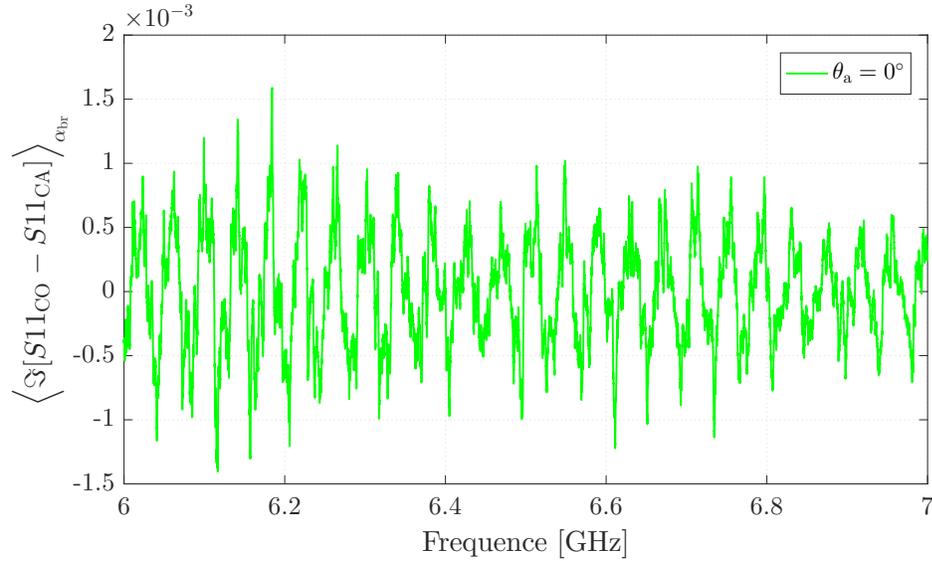


FIGURE 4.10 – Forme d’onde de la partie imaginaire de la moyenne sur un tour de brasseur de la différence entre les coefficients de réflexion mesurés avec l’antenne sous test connectée à un circuit-ouvert puis une charge adaptée.

effectuée sur une cible de SER connue, en se plaçant dans la même configuration de mesure que celle utilisée avec l’antenne sous test (position de l’antenne d’excitation, cible placée à la même position que l’antenne sous test). Nous avons choisi pour cela d’effectuer une mesure sur une plaque métallique, la valeur maximale de sa SER étant connue analytiquement.

Avant de présenter le résultat de la mesure de la SER d’antenne, nous présentons tout d’abord la SER de la plaque métallique (figure 4.11) mesurée sur une plage angulaire autour de la position de cible qui permet de retrouver la rétrodiffusion maximale. Cette plaque métallique utilisée pour la mesure de calibrage de la mesure de l’antenne, est présentée dans (3.4.2.1), où sa SER théorique est donnée par l’expression (3.26). La SER de cette plaque métallique à 6,5 GHz pour l’angle qui correspond à rétrodiffusion maximale est de 4,69 dBm<sup>2</sup>.

Cette mesure réalisée en CRBM de l’ESYCOM nous donne une référence pour retrouver les valeurs de la SER de l’antenne, évitant ainsi d’avoir à utiliser une antenne de référence comme dans les caractérisations d’antennes en chambre anéchoïque. Ceci constitue un des grands avantages de la méthode de caractérisation d’antenne par sa SER de rerayonnement.

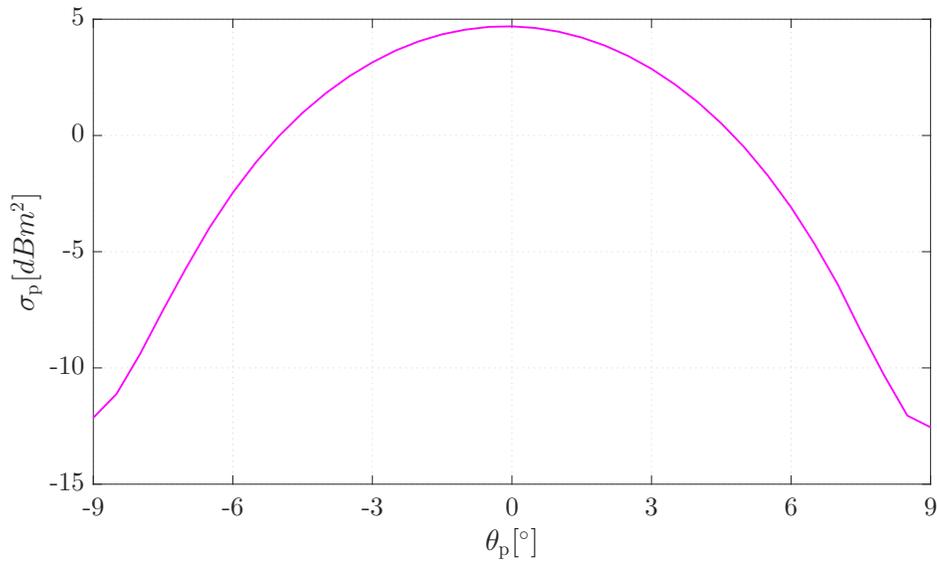


FIGURE 4.11 – SER ( $\sigma_p$ ) de la plaque métallique extraite des mesures à 6,5 GHz, après la normalisation par la SER théorique  $\sigma_p^{\text{theo}}$ .

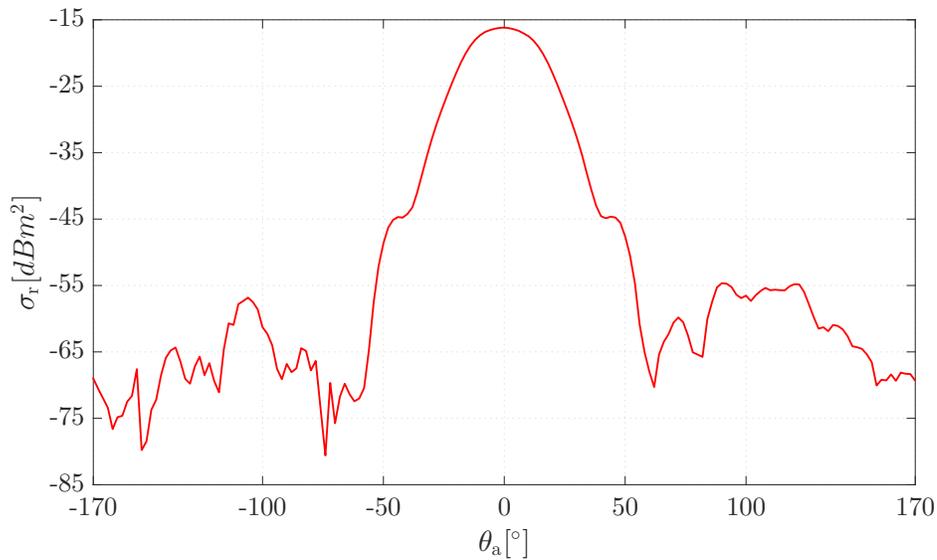


FIGURE 4.12 – SER ( $\sigma_r$ ) de l'antenne cornet sous test liée à son rerayonnement.

Sur la figure 4.12 est présentée la SER de l'antenne cornet sous test liée au mode d'antenne ( $\sigma_r$ ) en fonction des angles d'incidence (orientation de l'antenne sous test).

La SER de l'antenne présentée a été normalisée par rapport à la SER de la plaque métallique, suivant l'équation

$$\sigma_r = \frac{\sigma_a^{\text{mes}}}{\sigma_P^{\text{mes}}} \times \sigma_P^{\text{theo}}. \quad (4.16)$$

où  $\sigma_a^{\text{mes}}$  représente la SER de l'antenne mesurée avant normalisation,  $\sigma_P^{\text{mes}}$  correspond à la SER de la plaque métallique mesurée non normalisée et  $\sigma_a^{\text{theo}}$  représente la SER théorique de plaque métallique, donnée par l'expression (3.26).

#### 4.3.2.2 Gain de l'antenne sous test

Le gain de l'antenne est obtenu à partir de l'expression (4.15). Son estimation nécessite d'évaluer les pertes dans les charges intervenant dans le coefficient  $|\Gamma_L|$ . Ne pas tenir compte des pertes dans la charge ramenée lorsque le switch sélectionne le circuit-ouvert conduirait à une sous-estimation de la valeur du gain de l'antenne.

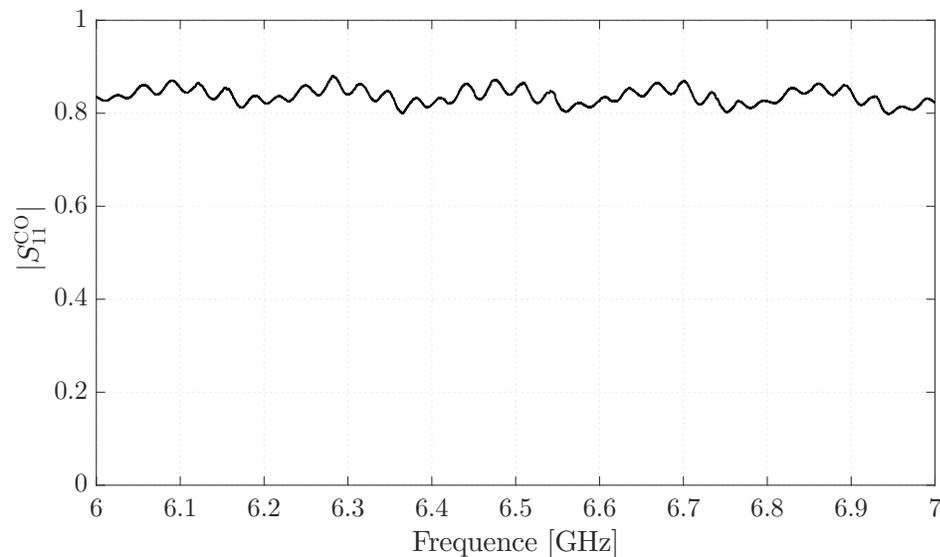


FIGURE 4.13 – Module du coefficient de réflexion  $\Gamma_L$  lorsque le switch sélectionne le circuit ouvert (CO).

Nous présentons sur les figures 4.13 et 4.14 le module du coefficient de réflexion vu par l'antenne sous test lorsque le switch sélectionne le circuit-ouvert ou la charge adaptée

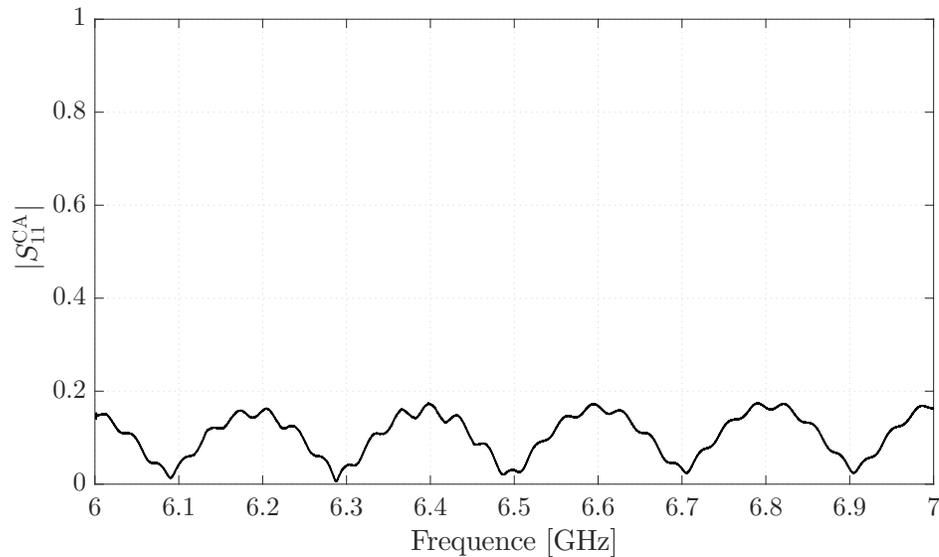


FIGURE 4.14 – Module du coefficient de réflexion  $\Gamma_L$  lorsque le switch sélectionne la charge adaptée (CA).

respectivement. La mesure de la charge a été effectuée dans le plan B représenté sur la figure 4.8.

L'amplitude du coefficient de réflexion à 6,5 GHz est de 0,85 dans le cas de la charge CO et 0,02 dans le cas de la charge CA. Dans le cas de la charge CO, cette amplitude de 0,85, bien que proche de celle relative à un circuit ouvert idéal, à savoir 1, traduit la présence de pertes dans le câble, le switch et la charge, qui diminuent l'énergie re-rayonnée en espace libre. Il faut tenir compte de ses pertes lors de l'estimation du gain de l'antenne. Dans le cas de la charge CA, l'amplitude du coefficient de réflexion est proche de 0, amplitude relative à une charge adaptée idéale. Il y a donc très peu de rerayonnement de la part de l'antenne sous test dans ce cas, et nous allons le négliger dans la suite.

### 4.3.2.3 Gain maximum de l'antenne

Le gain maximum obtenu est comparé aux informations fournies dans la documentation technique de l'antenne cornet sous test, afin d'évaluer la capacité de notre approche à fournir des grandeurs absolues (et non uniquement relatives) suite à l'étape de normalisation présentée précédemment.

D'après la documentation technique de l'antenne sous test, le gain de cette antenne

Tableau 4.1 – Gain de l'antenne sous test fourni par la documentation technique, pour différentes valeurs des fréquences.

Fréquence [GHz]	Gain [dBi]
1	6,63
1,5	9,60
2	10,25
3	9,98
4	10,70
6	11,85
8	13,36
10	14,59
12	14,34
15	11,48
18	10,76

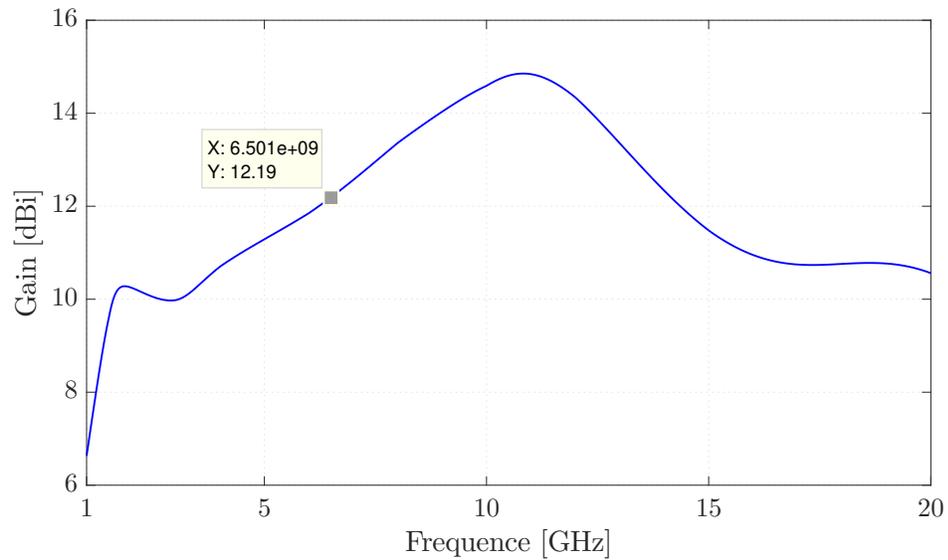


FIGURE 4.15 – Courbe d'interpolation des valeurs du gain de l'antenne sous test en fonction de la fréquence à partir des données du tableau 4.1

augmente avec la fréquence dans une bande fréquentielle de 3 GHz à 10 GHz. Le tableau 4.1, fourni dans la documentation technique de l'antenne, ne contient pas la

valeur du gain à la fréquence 6,5 GHz à laquelle le gain est extrait de nos mesures ; pour pouvoir comparer nos résultats aux valeurs indiquées dans la documentation technique de l'antenne, nous avons effectué une interpolation à partir des données du tableau afin d'estimer la valeur du gain à la fréquence 6,5 GHz (voir figure 4.15). À 6,5 GHz, le gain obtenu à partir des informations de la documentation technique de l'antenne est de 12,19 dBi.

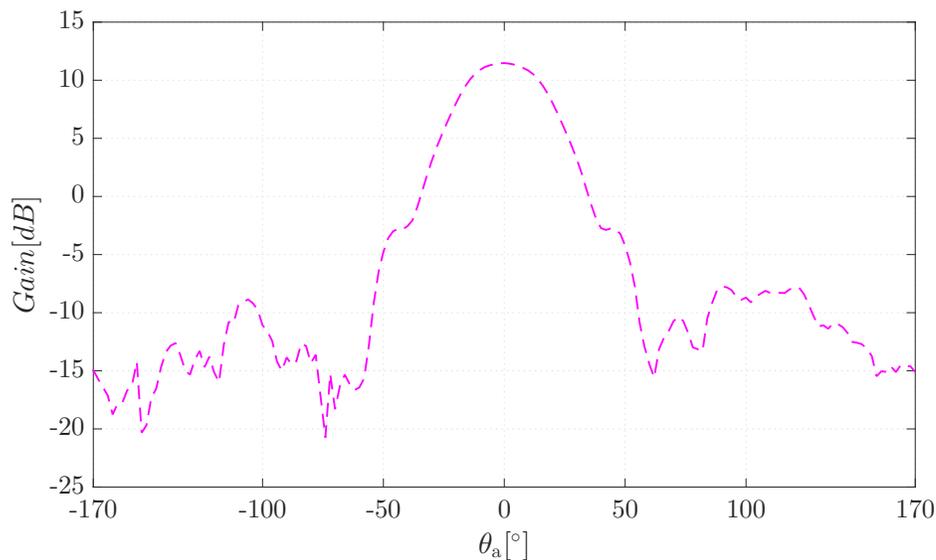


FIGURE 4.16 – Gain de l'antenne sous test en fonction de la direction de rayonnement, extrait des mesures réalisées dans la CRBM du laboratoire ESYCOM.

Le gain obtenu à partir de la mesure réalisée dans la chambre réverbérante du laboratoire ESYCOM, une fois la normalisation à l'aide de la plaque métallique effectuée, est présenté sur la figure 4.16. La valeur du gain maximal à 6,5 GHz est de 11,48 dBi contre 12,19 dBi estimé à partir des informations fournies par la documentation technique de l'antenne. Nous avons un écart de 0,7 dBi par rapport à la valeur de la documentation technique ; cet écart peut provenir des différences entre les environnements de mesure (câbles, mâts, switches, charges, etc), de l'approximation faite en considérant la charge adaptée comme idéale, ainsi que de l'estimation du gain par interpolation à partir de la documentation technique.

#### 4.3.2.4 Diagramme de rayonnement

Le gain obtenu pour toutes les directions d'incidence de l'onde permet de représenter le diagramme de rayonnement de l'antenne, en le normalisant par rapport à la position de l'antenne où le rayonnement est maximal.

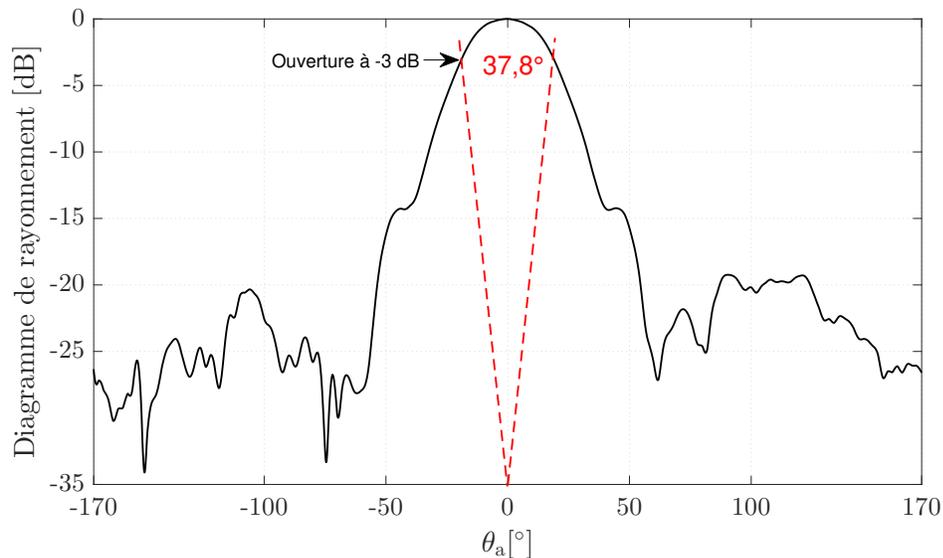


FIGURE 4.17 – Diagramme de rayonnement de l'antenne sous test en fonction de la direction de rayonnement, extrait des mesures réalisées dans la CRBM du laboratoire ESYCOM.

La figure 4.17 représente le diagramme de rayonnement de l'antenne obtenu à 6,5 GHz, ainsi que son angle d'ouverture à -3 dB de  $38^\circ$ . La documentation technique n'indique pas l'angle d'ouverture à 6,5 GHz mais donne une valeur dans le plan H de  $46,7^\circ$  à 6 GHz. Toutefois, cet angle varie de façon non monotone en fonction de la fréquence, de sorte qu'il n'est pas possible d'estimer la valeur à 6,5 GHz à partir des données fournies. C'est pourquoi nous avons effectué une mesure du diagramme de rayonnement de cette antenne dans la chambre anéchoïque du laboratoire ESYCOM.

Sur la figure 4.18, nous présentons les angles d'ouverture de l'antenne à -3 dB en fonction des différentes valeurs des fréquences, selon les informations de la documentation technique. Nous pouvons noter une forte variabilité en fonction de la fréquence, ce qui rend difficile l'extrapolation de cette grandeur en 6,5 GHz.

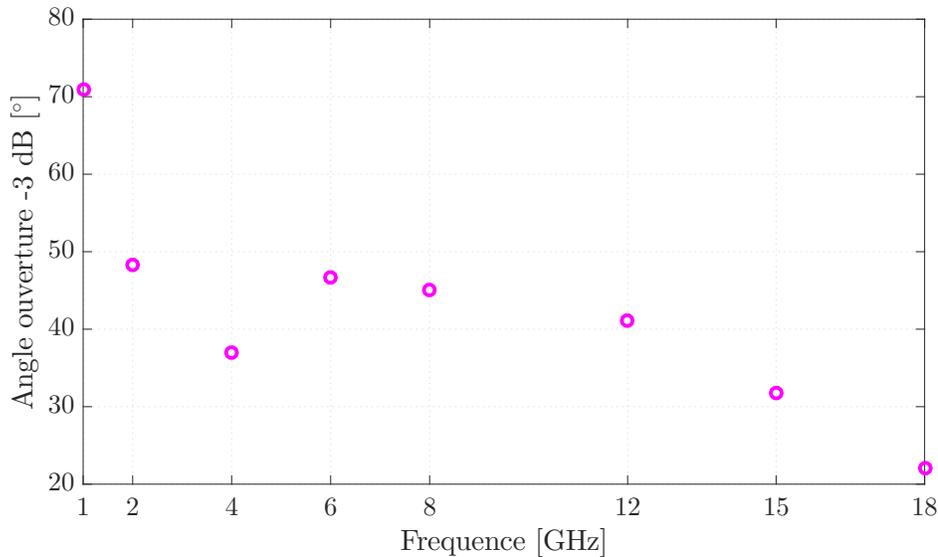


FIGURE 4.18 – Angles d’ouvertures de l’antenne dans le plan H d’après la documentation technique.

#### 4.3.2.5 Mesure du diagramme de rayonnement en chambre anéchoïque

La mesure de référence du diagramme de rayonnement a été réalisée en CA du laboratoire d’électronique, systèmes de communication et microsystèmes (ESYCOM), dans laquelle se trouve une colonne de positionnement pour l’antenne sous test, commandée par un contrôleur, ainsi qu’une antenne de mesure positionnée sur un système de positionnement motorisé qui permet de réaliser des mesures dans les plans H et E. Pour cette mesure, l’antenne sous test se trouve à une distance de 1,35 m de l’antenne d’excitation; une distance très inférieure à celle de la mesure réalisée en CRBM, justifiée par la dimension de la CA disponible. Le diagramme de rayonnement d’antenne a été évalué à 6,5 GHz (comme dans le cas de la mesure en CRBM), ce que permet d’être en champ lointain malgré la distance entre les deux antennes inférieure à la distance de la mesure en CRBM. Dans cette mesure, les deux antennes sont reliées au VNA par des câbles et le champ électrique est mesuré selon les paramètres fréquentiels et angulaires définis.

La figure 4.19 présente une photo de la CA dans laquelle la mesure du diagramme de rayonnement a été réalisée, avec une configuration telle que décrite ci-dessus. Le résultat issu de la mesure en CA est ensuite comparé au résultat obtenu en CRBM.

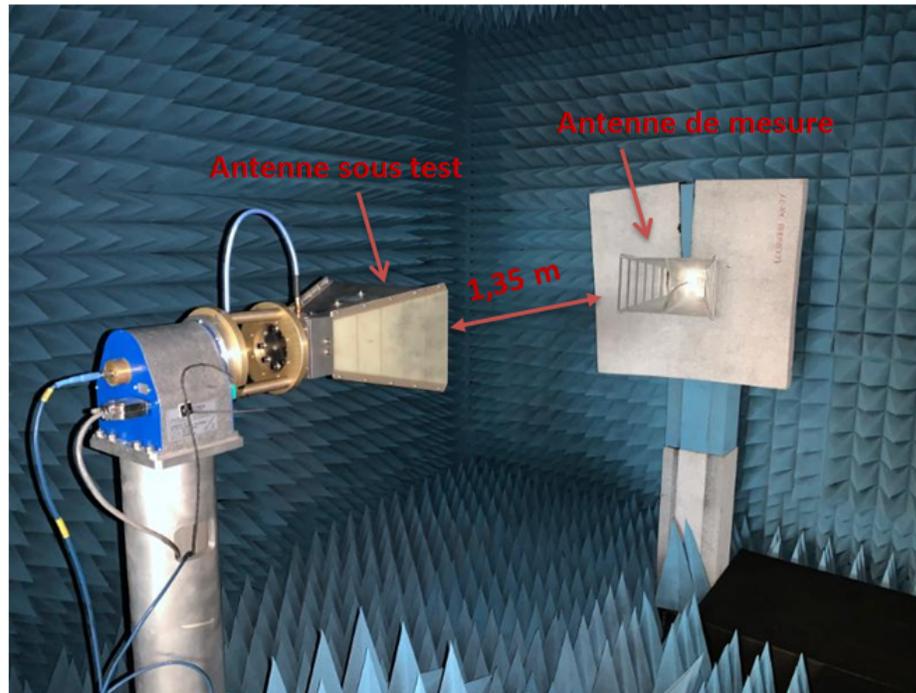


FIGURE 4.19 – Photo de la CA du laboratoire ESYCOM, lors de la mesure du diagramme de rayonnement d'antenne.

#### 4.3.2.6 Comparaison avec la mesure en CA

Dans cette partie, nous présentons le résultat issu de la mesure réalisée en CA et le comparons avec le résultat obtenu à partir de la mesure en CRBM. Dans un premier temps, nous comparons les résultats sous la forme cartésienne où les résultats issus des mesures dans les deux environnements différents (CA et CRBM) sont superposés afin de faciliter l'analyse en termes comportementaux sur l'ensemble des angles d'incidence; et dans un deuxième temps, nous présentons les diagrammes par une représentation polaire en indiquant l'angle d'ouverture dans chaque cas.

La figure 4.20 présente les résultats issus des deux environnements de mesure; la courbe bleu avec des marqueurs de forme carrée représente le diagramme de rayonnement de l'antenne issu de la mesure réalisée en CA; et la courbe rouge marquée avec des triangles, correspond au diagramme de rayonnement de l'antenne obtenu en CRBM. Comme on peut le voir, il y a un très bon accord entre les deux résultats pour les angles d'incidence qui coïncident avec le lobe principal du diagramme

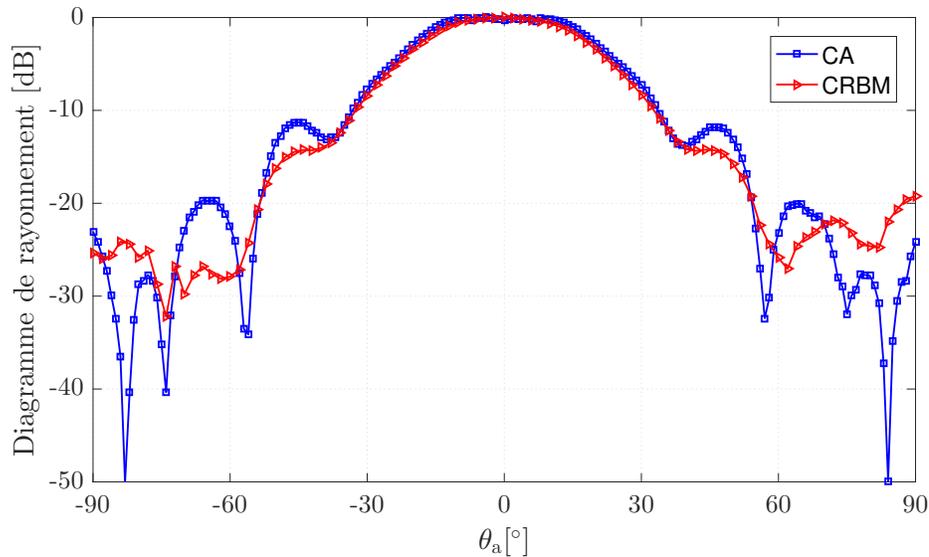


FIGURE 4.20 – Comparaison entre le diagramme de rayonnement de l’antenne sous test en fonction de la direction de rayonnement, extrait des mesures réalisées dans la CRBM du laboratoire ESYCOM et celui extrait de la mesure réalisée en CA.

de rayonnement ; en dehors de cette plage angulaire on remarque beaucoup plus de différences entre les deux résultats. Cela peut être dû au fait que, pour des angles d’incidence plus éloignés de celui où la rétrodiffusion est maximale, le rapport signal à bruit chute considérablement et il devient donc de plus en plus délicat d’extraire l’amplitude du signal utile qui est noyé dans le bruit lié à la rétrodiffusion de la CRBM ; en effet, le gain de l’antenne est extrait à partir de la SER liée au rerayonnement de l’antenne et celle-ci est directement liée à l’amplitude du signal rétrodiffusé vers l’antenne de mesure après être passé par la charge CO connectée à l’antenne sous test. Par ailleurs, les remontées plus importantes des lobes secondaires en CA peuvent s’expliquer par la distance plus faible entre les antennes d’excitation et sous test dans cet environnement.

Nous présentons sur les figures 4.21 et 4.22 les résultats de diagramme de rayonnement sous forme polaire, pour la mesure réalisée en CA et en CRBM respectivement. Sur ces deux figures on met en évidence l’angle d’ouverture pour chacun des diagrammes ; on remarque une différence de  $2,5^\circ$  sur l’angle d’ouverture, entre les deux diagrammes. Cela peut être expliqué par la distance entre les deux antennes plus faible dans le cas de la mesure en CA, ce qui peut justifier pourquoi le lobe principal est peu plus large par rapport au diagramme issu de la mesure réalisée en CRBM.

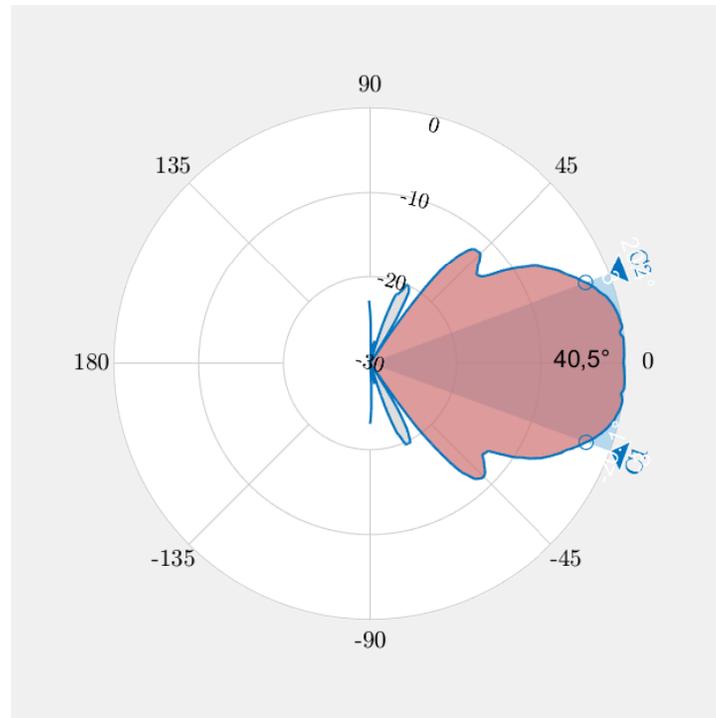


FIGURE 4.21 – Représentation polaire du diagramme de rayonnement de l'antenne sous test, obtenu à partir de la mesure réalisée en CA au sein du laboratoire de l'ESYCOM.

Bien que les deux résultats restent cohérents et comparables, l'idéal serait de faire une mesure en CA en plaçant les deux antennes à une distance plus importante, en respectant ainsi les conditions de champ lointain.

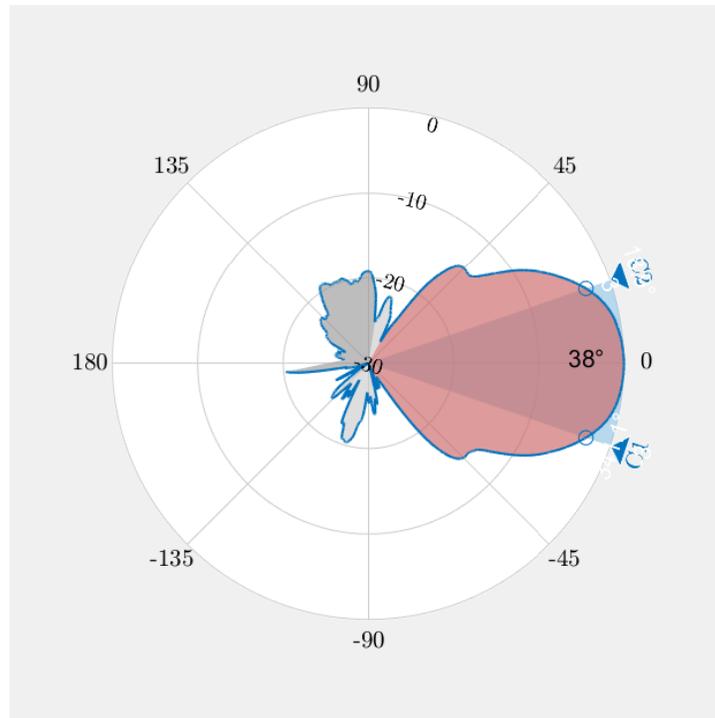


FIGURE 4.22 – Représentation polaire du diagramme de rayonnement de l’antenne sous test, obtenu à partir de la mesure réalisée dans la CRBM du laboratoire de l’ESYCOM.

## 4.4 Synthèse

Une nouvelle méthode pour remonter aux propriétés d’une antenne au sein d’une CRBM a été proposée dans ce chapitre ; cette méthode qui consiste à mesurer la SER associée au rerayonnement de l’antenne, nous a permis de remonter à son diagramme de rayonnement, grâce à des campagnes de mesures menées au sein du laboratoire ESYCOM. Le résultat obtenu est issu d’un post-traitement basé sur la technique de brassage mécanique présentée dans le chapitre 3 qui permet d’atteindre une meilleure précision ; ce résultat a été comparé avec le résultat issu de la mesure en CA, où on trouve un très bon accord entre les deux résultats, pour la plage angulaire qui correspond à son rayonnement maximum (lobe principal).

Ce chapitre dédié à la caractérisation d’antenne sans contact, a clairement mis en valeur les avantages de la CRBM comme environnement de mesure d’antenne ; cela est à la fois lié au coût d’une telle configuration de la mesure relativement modeste

comparé à celui associé aux mesures classiques en CA. D'un point de vu beaucoup plus applicatif, la CRBM permet de se placer dans un cas très proche de ce que se passe dans des conditions d'utilisation réalistes, voire pires en termes de bruit. Cela veut dire que, caractériser une antenne dans un environnement diffus tel qu'une CRBM, permet de mieux contrôler son fonctionnement dans des conditions réelles où l'antenne se trouve dans un environnement complexe.

La méthode de caractérisation d'antenne en CRBM, proposée dans ce chapitre, se démarque des autres méthodes proposées dans le passé par le fait de s'affranchir du câble d'alimentation de l'antenne sous test et donc de moins perturber son fonctionnement ; cela constitue un pas énorme vers une technique de caractérisation des dispositifs antennaires sans contact, qui en plus est dans des conditions réelles. En particulier, si l'antenne est compacte voire miniature, la méthode sera très avantageuse car à la fois non invasive et permettant de se placer dans un cas semblable aux conditions d'utilisation.

# Chapitre 5

## Conclusion générale et perspectives

Avant de présenter une synthèse de l'ensemble des sujets traités tout au long de ce travail, nous rappelons tout d'abord que l'objectif de cette thèse était de mettre au point une nouvelle méthode de caractérisation d'antenne sans contact, en tirant profit à la fois de l'aspect non invasif des mesures de SER et des propriétés originales des CRBMs.

Le premier chapitre de ce manuscrit a permis de situer le contexte de ce travail. L'état de l'art réalisé, présenté au deuxième chapitre, aborde trois grands axes, à savoir la caractérisation d'antenne, la surface équivalente radar et la chambre réverbérante. Sur le thème de la caractérisation d'antenne, les principaux indicateurs permettant de quantifier les performances d'une antenne ont été présentés, ainsi que les différentes méthodes de caractérisation utilisées, en particulier les mesures classiques en rayonnement ou la méthode de caractérisation sans contact basée sur une mesure de rétro-diffusion. Cette dernière approche, particulièrement intéressante dans le cas d'antennes de petites tailles, permet de s'affranchir de la présence d'un câble connecté à l'antenne sous test et évite ainsi la perturbation que ce dernier peut induire sur les paramètres mesurés.

L'état de l'art sur la SER, au-delà du concept général, a permis, par l'intermédiaire de ses grandeurs caractéristiques et en particulier de l'équation radar, de mettre en évidence les paramètres principaux dont dépendent les performances d'un système radar lors de la détection d'une cible, en vue notamment du dimensionnement d'un dispositif de mesure de SER. L'étude des principes de mesure de la SER a permis de présenter les principes utilisés pour extraire la SER d'une cible. En particulier, nous avons vu que ce concept de SER peut également être utilisé pour la caractérisation d'antenne sans contact, et décrit alors le comportement de l'antenne sous test

lorsqu'elle est illuminée par une onde électromagnétique.

Enfin, le dernier volet de l'état de l'art porte sur les principes de fonctionnement des chambres réverbérantes ainsi que les indicateurs utilisés pour quantifier leurs propriétés. Dans cette partie, nous avons porté une attention particulière à ce qui nous intéresse le plus dans ce travail, à savoir la caractérisation d'antennes en CRBM; cette revue a montré que la CRBM peut être vue comme une alternative pertinente à la chambre anéchoïque pour les mesures d'antennes, en raison des propriétés statistiques particulières du champ électromagnétique à l'intérieur du volume utile. Plusieurs méthodes de caractérisation d'antenne en CRBM ont été proposées, y compris très récemment avec l'extraction de nouvelles caractéristiques, telles que le diagramme de rayonnement et le gain de l'antenne. Cependant, dans toutes ces méthodes de caractérisation en CRBM des propriétés angulaires d'antennes, telles que le gain ou le diagramme de rayonnement, les configurations de mesure nécessitent que l'antenne sous test soit connectée à l'appareil de mesure par un câble. Ce dernier point nous permet d'expliquer l'intérêt de développer une nouvelle méthode de caractérisation sans contact des propriétés angulaires de rayonnement d'antennes en CRBM, afin d'augmenter la précision de l'extraction des propriétés intrinsèques de l'antenne, en dehors de toute perturbation par sa connectique.

Le chapitre 3 est dédié à la mesure de la SER de cibles canoniques en CRBM. Nous avons exposé dans ce chapitre la méthode de mesure qui nécessite la mesure du coefficient de réflexion (paramètre  $S_{11}$ ) avec et sans la cible; la différence entre les deux mesures permet de remonter à la SER de la cible, en tirant profit des conditions statistiques de champ diffus dans la cavité. Sur le plan théorique, la formulation initialement proposée par P. Besnier [50] a été affinée afin de mieux distinguer les différents trajets de propagation dans la cavité, et en particulier la position du brasseur de modes a été prise en compte. Ceci a permis de mettre en évidence l'intérêt d'effectuer une moyenne des résultats de mesure sur un tour du brasseur de modes, afin d'augmenter la précision de l'extraction du signal utile. En effet, le brassage mécanique permet d'augmenter le rapport signal à bruit du signal d'intérêt et par conséquent, améliorer la précision de l'estimation de la SER en CRBM.

Nous avons souligné l'impact de la précision de l'extraction du signal utile noyé dans du bruit sur la précision de l'estimation de la SER. Une étude paramétrique a permis d'étudier l'impact, sur la précision des résultats, de plusieurs paramètres, notamment la bande fréquentielle mesurée, le pas fréquentiel et le rapport signal à interférence (SNR). Cette étude a mis en évidence la dépendance de la précision de l'estimation de la SER aux propriétés de la cavité, telles que la largeur de sa bande de cohérence

et le nombre de positions de brasseur non corrélées. Elle a par ailleurs servi de base pour établir les paramètres des mesures effectuées par la suite.

Avant d'envisager de caractériser une antenne en CRBM, la méthode proposée a d'abord été validée sur deux cibles métalliques (plaque et dièdre). Les SER des deux cibles canoniques ont été mesurées dans deux chambres réverbérantes de caractéristiques différentes, par leur taille et l'efficacité du brassage mécanique. Les résultats obtenus dans les deux CRBMs ont été comparés à la mesure de référence réalisée en CA, ce qui a permis de valider la méthode proposée avec une bonne précision des SER estimées en CRBM. La mise en regard des résultats obtenus dans les deux CRBM a par ailleurs confirmé l'impact prévu des caractéristiques intrinsèques de l'environnement de test sur la précision des résultats obtenus.

Le chapitre 3 pointe enfin l'impact d'une maîtrise imparfaite de la position du brasseur. Il a été montré qu'un changement de position de brasseur entre les deux mesures, faites avec et sans la cible, détériore la précision de l'estimation de la SER de la cible.

La méthode de caractérisation des cibles canoniques mise en place a été ensuite adaptée à la caractérisation sans contact du diagramme de rayonnement d'une antenne. Afin de remonter aux propriétés de rayonnement de l'antenne, il est nécessaire d'extraire les informations liées au seul mode d'antenne, ce qui nécessite d'effectuer des mesures successivement pour deux conditions de charge différentes pour l'antenne sous test. La formulation permettant d'extraire le diagramme de rayonnement de cette mesure de SER a été précisée, ainsi que la technique de normalisation via une mesure sur une cible canonique. Par rapport aux objets canoniques précédemment testés, une spécificité de l'antenne réside en l'absorption d'une partie de l'énergie qu'elle reçoit et ceci dans des proportions variables en fonction de sa condition de charge ; la variation de la réponse de la CRBM liée à celle de son facteur de qualité en fonction de la charge connectée à l'antenne a été prise en compte. L'analyse des propriétés de rayonnement de l'antenne extraites de la mesure en CRBM s'est appuyée sur des comparaisons avec des mesures effectuées en chambre anéchoïque afin de valider les résultats trouvés ; un bon accord a été obtenu pour la plage angulaire correspondant à son lobe principal.

La CRBM s'est ainsi révélée constituer une alternative fiable à l'utilisation de la CA pour la caractérisation sans contact du gain et du diagramme de rayonnement d'une antenne. Moins onéreuse que la CA en raison de l'absence de matériaux absorbants, elle tire profit de son environnement électromagnétique maîtrisé pour s'affranchir de l'impact des multi-trajets générés.

Ces travaux ouvrent donc la voie à une nouvelle approche de caractérisation d'antennes fondée sur la mesure de leur SER en CRBM. Cependant, la thématique de la mesure de SER en chambre réverbérante est très récente (première publication en 2017), et bien que confortée et enrichie au cours de ce travail, elle nécessite encore des travaux complémentaires, en raison notamment de son grand intérêt applicatif.

Au cours de ce travail, nous avons souligné l'importance d'une extraction précise du signal correspondant au trajet direct entre l'antenne de mesure et la cible, parmi les trajets multiples générés dans la cavité. La technique d'extraction retenue a été exposée, mais des approches alternatives sont également possibles, et une étude comparative des performances de différentes méthodes d'extraction du signal sinusoïdal d'intérêt serait intéressante pour améliorer la précision de l'estimation de la SER pour les niveaux de rapport signal à bruit rencontrés en pratique.

Certains résultats de mesure de la SER en CRBM présentent des dissymétries, qui sont le signe d'un alignement imparfait entre l'antenne et la cible. En effet, dans la configuration de mesure actuelle, les positions et orientations de l'antenne d'excitation et du mât rotatif sur lequel la cible est posée sont réglées manuellement : il serait nécessaire d'intégrer un dispositif de positionnement plus robuste, comme celui utilisé classiquement en CA pour les mesures de SER, afin d'augmenter la précision des mesures.

Les caractérisations de cibles se sont dans ce travail limitées au cas des cibles de petites tailles pouvant être considérées, depuis l'antenne d'excitation, comme ponctuelles. Avant de pouvoir considérer la mesure de SER en CRBM comme une véritable alternative aux méthodes de caractérisation usuelles, il serait nécessaire d'étendre son domaine d'application aux cibles plus étendues voire à des ensembles de cibles, et de considérer également des cibles aux comportements particuliers telles que les cibles résonantes. Ces deux types de cibles rendent en effet caduques les hypothèses sur lesquelles reposent l'analyse actuelle, à savoir le caractère ponctuel de la cible et l'invariance de sa SER sur la bande fréquentielle considérée [151].

Enfin, la méthode proposée pour caractériser une antenne sans contact en CRBM a été validée dans ce travail pour des antennes électriquement grandes. Leur caractérisation était en effet plus aisée en raison d'une SER plus élevée, mais la caractérisation sans contact présente un plus grand intérêt pour les antennes électriquement petites et plus sensibles à l'effet de la connectique. L'application de cette approche à la caractérisation d'antennes électriquement petites voire miniatures reste donc à étudier, à la fois en simulation et en mesure. Toutefois, la mise en oeuvre de la caractérisation

d'une antenne miniature reste délicate, en particulier en raison du difficile maintien de l'alignement entre l'antenne de référence et l'antenne sous test (de taille réduite voire enfouie) lors de la rotation de cette dernière au cours des mesures de diagramme de rayonnement.



# Bibliographie

- [1] L. Huitema, C. Delaveaud and R. D'Errico, Impedance and Radiation Measurement Methodology for Ultra Miniature Antennas, IEEE Trans. Ant. Propag., vol. 62, no. 7, pp. 3463-3473, July 2014.
- [2] P. V. Nikitin and K. V. Rao, Theory and measurement of backscattering from RFID tags, IEEE Antennas Propag. Mag., IEEE Trans. Electromagn. Compat. vol. 48, no. 6, pp. 212-218, Dec 2006.
- [3] F. Sarrazin, P. Pouliguen, A. Sharaiha, J. Chauveau and P. Potier, Antenna Physical Poles Extracted From Measured Backscattered Fields, IEEE Trans. Ant. Propag. vol. 63, no. 9, pp. 3963-3972, Sep. 2015.
- [4] K. Rosengren and P. S. Kildal, Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a sixmonopole antenna array for a MIMO system : theory, simulation and measurement in reverberation chamber, IEE Proceedings - Microwaves, Ant. Propag. vol. 152, no. 1, pp. 7-16, Feb. 2005.
- [5] IEEE 100 The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Terms., Standards Information Network IEEE Press, 2000.
- [6] J. F. Shaeffer, M. T. Tuley and E. F. Knott Radar cross section., SciTech Publishing, 2004.
- [7] F. Comblet, F. Daout, C. Eyraud, J. M. Geffrin, P. Massaloux, G. P. Piau Mesure de Surface Equivalente Radar (SER) : aspect expérimental, Techniques de l'Ingénieur, Techniques de l'ingénieur, 2018.
- [8] C. A. Balanis, Antenna Theory : Analysis and design, Published by John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. Published simultaneously in Canada, 2005.
- [9] Merrill. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems., 2nd ed., McGraw-Hill, Inc., Ed., 1980.
- [10] P. S. DIAO, Système de détection embarqué ULB millimétrique pour la perception de l'environnement, Électronique, Optronique et Systèmes, Université Paris-Est, France, 2019.

- [11] E. Conil, Propagation électromagnétique en milieu complexe : du champ proche au champ lointain, Optique et Radiofréquences, Centre Scientifique et Technique du Bâtiment, Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunications, Signal, France, 2005.
- [12] IEEE standard definitions of terms for antennas, IEEE Std 145-1983, pp. 1–31, 1983.
- [13] O. Picon et coll., Les antennes : Théorie, conception et applications, EEA, Dunod, Ed., Paris, (France), 2009.
- [14] G. Le Fur, Contribution aux méthodes de mesure de rendement d'antenne. Caractérisation par "ULB Wheeler Cap" et via le retournement temporel en chambre réverbérante, Traitement de signal et Télécommunications, l'université de Rennes 1, France, 2010.
- [15] N. Fortino, Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsions, Électronique, Antennes et Télécommunications, UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS UFR SCIENCES, France, 2006.
- [16] M. Hachemi, S. Bories, K. H. Khelifa, and C. Delaveaud, Miniature antenna radiation pattern measurement using fiber-optic link, in Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010, april 2010, pp. 1 –5.
- [17] J. R. Gruber, Investigation of the method of measuring antenna patterns by utilizing the reradiated electromagnetic fields, master's thesis, Dep. Elec. Eng., Ohio State Univ., Columbus, 1946.
- [18] G. Sinclair, E. C. Jordan, and E. W. Vaughan, Measurement of aircraft-antenna pattern using models, Proc. IRE, vol. 35, pp. 1451-1467, Dec. 1947
- [19] D. D. King, Measurement and interpretation of antenna scattering, Proc. IRE, vol. 37, pp. 770-777, July 1949.
- [20] R. Harrington, Electromagnetic scattering by antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 11, no. 5, pp. 595–596, 1963.
- [21] R. J. Garbacz, Determination of antenna parameters by scattering cross-section measurements, Proc. IEE, vol. 111, no. 10, Oct. 1964.
- [22] J. Appel-Hansen, A van Atta reflector consisting of half-wave dipoles, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 14, no. 6, pp. 694 – 700, nov 1966.

- [23] J. Appel-Hansen, Accurate determination of gain and radiation patterns by radar crosssection measurements, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 27, no. 5, pp. 640 – 646, sep 1979.
- [24] Collin, R. E., The Receiving Antenna, Antenna Theory, Part 1, R. E. Collin and F. J. Zucker (eds.), McGraw-Hill, New York, 1969, pp. 123-133.
- [25] R. Hansen, Relationships between antennas as scatterers and as radiators, Proceedings of the IEEE, vol. 77, no. 5, pp. 659–662, 1989.
- [26] K. Lambert, R. Rudduck, and T.-H. Lee, A new method for obtaining antenna gain from backscatter measurements, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 38, no. 6, pp. 896 –902, jun 1990.
- [27] E. Heidrich and W. Wiesbeck, Features of advanced polarimetric rcs-antenna measurements, in Antennas and Propagation Society International Symposium, 1989. AP-S. Digest, june 1989, pp. 1026 –1029 vol.2.
- [28] E. Heidrich and W. Wiesbeck, Wideband polarimetric rcs-antenna measurement, in Seventh International Conference on (IEE) Antennas and Propagation, 1991. ICAP 91., apr 1991, pp. 424 –427 vol.1.
- [29] W. Wiesbeck and E. Heidrich, Wide-band multiport antenna characterization by polarimetric RCS measurements, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on Vol. 46, Issue 3, March 1998, Page(s) :341 – 350.
- [30] S. Bories, J. Keignart, C. Delaveaud, Characterization of a miniature antenna for UWB localization application, Electromagnetic Theory Symposium 2007 EMTS 2007, Ottawa, 26-28 July 2007.
- [31] O. Vicencio and J. Romeu, Application of RCS Measurement Method for Characterization of small Antennas, Antennas and Propagation, 2008, IEEE.
- [32] P. Pursulla and al., Antenna Effective Aperture Measurement with Backscattering Modulation, IEEE Transaction on Ant. and Propag, vol. 55, No. 10, Oct. 2007, pp. 2836-2843.
- [33] S. Bories, M. Hachemi, K. Haj Khelifa, C. Delaveaud, Small antennas impedance and gain characterization using backscattering measurements, European Conference on Antennas and Propagation, Spain Barcelone, 12-16 April 2010.
- [34] Green, R. B., The General Theory of Antenna Scattering, Report 1223-17, Antenna Laboratory, Ohio State University, November 30, 1963.
- [35] Doren W. Hess, Instrumentation to RCS measurements, Loughborough Antennas and Propagation Conference, 17-18 March 2008, Loughborough, UK.

- [36] P. Massaloux, Indoor RCS measurement facility arche 3d : RCS multi-calibration under spherical wave, in Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association, AMTA, 2015.
- [37] P. Massaloux, Additive manufacturing metallic sphere as a RCS measurement standard, in Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association, AMTA, 2017.
- [38] C. F. Hu, J. D. Xu, N. J. Li and L. X.Zhang, Indoor accurate RCS measurement technique on UHF band, Progress In Electromagnetics Research, vol. 81, pp. 279-289, 2008.
- [39] F. Comblet, Radar cross section measurements in an anechoic chamber : Description of an experimental system and post processing, in 2014 IEEE Conference on Antenna Measurements Applications (CAMA), Nov 2014, pp. 1 - 4.
- [40] R. Phumvijit, P. Supanakoon, and S. Promwong, Measurement scheme of radar cross section with time gating, in 2017 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), June 2017, pp. 822-825.
- [41] H. Chufeng, X. Jiadong, L. Nanjing, and Z. Linxi, Signal processing techniques in high-resolution rcs measurement system, in 2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, May 2009, pp. 586-588.
- [42] S. H. Quan and Q. H. Liu, Resonant behavior measurements and twodimensional imaging of small conducting spheres in CATR, Progress In Electro-magnetics Research, vol. 10, pp. 25-35, 2009.
- [43] M. T. Ma, M. Kanda, M. L. Crawford, and E. B. Larsen, A review of electromagnetic compatibility interference measurement methodologies, Proc. ZEEE, vol. 73, pp. 388-411, 1985
- [44] D. A. Hill, M. T. Ma, A. R. Ondrejka, B. F. Riddle, M. L. Crawford, and R. T. Johnk, Aperture excitation of electrically large, lossy cavities, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 36, no. 3, pp. 169–178, Aug. 1994.
- [45] U. Carlberg, P. S. Kildal, A. Wolfgang, O. Sotoudeh, and C. Orlenius, Calculated and measured absorption cross sections of lossy objects in reverberation chamber, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, no. 2, pp. 146–154, May 2004.
- [46] G. Lerosey and J. de Rosny, Scattering cross section measurement in reverberation chamber, IEEE Trans. Electromagn. Compat. vol. 49, no. 2, pp. 280-284, May 2007.

- [47] W. Krouka, F. Sarrazin and E. Richalot, Influence of the Reverberation Chamber on Antenna Characterization Performances, 2018 Int. Symp. Electromagn. Compat. (EMC EUROPE), Amsterdam, pp. 329-333, 2018.
- [48] W. Krouka, F. Sarrazin, J. Sol, P. Besnier, and E. Richalot, Comparison of antenna radiation efficiency measurement techniques in reverberation chamber using or not a reference antenna, in 2020 European Conference on Antenna and Propagation (EuCAP), Mar 2020.
- [49] C. Lemoine, E. Amador, P. Besnier and J.M. Floc'h, Antenna directivity measurement in reverberation chamber from Rician K-factor estimation, IEEE Trans. Antennas Propag. vol. 61, no.10, pp 5307- 5310, Oct. 2013.
- [50] P. Besnier, J. Sol and S. Meric, Estimating Radar Cross-Section of Canonical Targets in Reverberation Chamber, EMC Europe, Angers, France, 2017.
- [51] A. Sorrentino, G. Ferrara, M. Migliaccio and S. Cappa, Measurements of Backscattering from a Dihedral Corner in a Reverberating Chamber, ACCESS JOURNAL, vol. 33, no. 1, January 2018.
- [52] A. Soltane, G. Andrieu and A. Reineix, Monostatic Radar Cross-Section Estimation of Canonical Targets in Reverberating Room Using Time-Gating Technique, 2018 Int. Symp . Electromagn. Compat. (EMC EUROPE), Amsterdam, pp. 355-359, 2018.
- [53] Thibaut Lurton, Modélisation et simulation de l'interaction entre onde électromagnétique et surfaces de mer, Traitement du Signal et Télécommunications, Université de Rennes I, France, 2010.
- [54] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, Theory and measurement of backscattering from RFID tags, IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 48, no. 6, pp. 212-218, Dec. 2006.
- [55] K. Penttilä, M. Keskilammi, L. Sydänheimo and M. Kivikoski, Radar cross-section analysis for passive RFID systems, IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 153, No. 1, February 2006.
- [56] F. Tupin, J.M. Nicolas, Les Bases de l'Imagerie Radar a Synthèse d'Ouverture, Version 2.3, TELECOM ParisTech : SI345, ISAT/RSO1, 2015.
- [57] BUDKEWITSCH P., D'IORIO M. A., HARISSON J. C., SAR Expressions of Geology in the Canadian Arctic, In : Proceedings for the 26th International Symposium on Remote Sensing of Environment / 18th Symposium of the Canadian Remote Sensing Society. du 25 au 29 mars 1996, Vancouver, pp. 88-91.
- [58] SINGHROY V., SAINT-JEAN R., Effects of relief on the selection of RADARSAT-1 incidence angle for geological applications, Canadian Journal of Remote Sensing, Vol. 25, No. 3, pp. 211-217.

- [59] Stefano Pisa, Erika Pittella, Emanuele Piuzzi, A Survey of Radar Systems for Medical Applications, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Vol. 31, pp. 64-81, No. 11, November 2016.
- [60] M. L. Crawford, G. H. Koepke, Design, Evaluation, and Use of a Reverberation Chamber for Performing Electromagnetic Susceptibility/Vulnerability Measurements, U.S. DEPARTMENT OF COMMERCE, Malcolm Baldrige, Secretary, QC-100, U 5753, No. 1092, April 1986.
- [61] D. Roux, A. Vian, S. Girard, P. Bonnet, F. Paladian, E. Davies and G. Ledoigt, Electromagnetic fields (900 MHz) evoke consistent molecular responses in tomato plants, Physiologia Plantarum, vol. 128, no. 2, pp. 283–288, Oct. 2006.
- [62] G.D’Ambrosio, F. Di Meglio, and G. Ferrara, Multimode time-varying enclosures for exposure and dosimetry in bioelectromagnetic experiments, Alta Frequenza, vol. 49, no. 2, pp. 89-94, Mar-Apr 1980.
- [63] G. Koepke and J. Ladbury, New electric field expressions for EMC testing in a reverberation chamber, in Digital Avionics Systems Conference, 1998. Proceedings., 17th DASC. The AIAA/IEEE/SAE, vol. 1, Oct. 1998, p. 53.
- [64] V. M. Primiani and F. Moglie and A. P. Pastore, Modeling of the Reverberation Chamber Method for Determining the Shielding Properties of a Coaxial Cable, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 50, no. 2, pp. 246-251, Mai 2008.
- [65] A.R. Coates, A.P. Duffy, K.G. Hodge, and A.J. Willis, Reverberation chamber for testing cable shielding, in IEE Seminar on EMC - It’s Nearly All About the Cabling, Jan. 2003, pp. 171 – 175.
- [66] K. D. Masterson, D. R. Novotny, and G. H. Koepke, Electromagnetic Shielding Characteristics of Optical-Fiber Feedthroughs, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 43, no. 2, pp. 177-186, May 2001.
- [67] C. L. Holloway, D. A. Hill, J. Ladbury, G. Galen Koepke, and R. Garzia, Shielding Effectiveness Measurements of Materials Using Nested Reverberation Chambers, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 45, no. 2, pp. 350-356, May 2003.
- [68] C. L. Holloway, H. A. Shah, R. J. Pirkl, W. F. Young, D. A. Hill and J. Ladbury, Reverberation Chamber Techniques for Determining the Radiation and Total Efficiency of Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 4, pp. 1758-1770, Avril 2012.
- [69] M. Piette, Antenna radiation efficiency measurements in a reverberation chamber, in Proc. Asia-Pacific Radio Science Conf., Aug. 24–27, pp. 19–22, 2004.

- [70] F. Sarrazin, S. Pflaum, and C. Delaveaud, Radiation efficiency improvement of a balanced miniature ifa-inspired circular antenna, *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 16, pp. 1309–1312, 2017.
- [71] H. A. Wheeler, The radiansphere around a small antenna, *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1325–1331, 1959.
- [72] M.-C. Huynh, Wideband compact antennas for wireless communication applications, 2004.
- [73] K. Rosengren and P. S. Kildal, Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a sixmonopole antenna array for a MIMO system : theory, simulation and measurement in reverberation chamber, *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 152, no. 1, pp. 7–16, Feb. 2005.
- [74] G. Le Fur, P. Besnier, and A. Sharaiha, Efficiency measurement of UWB antennas using time reversal in reverberation chambers, *Electronics Letters*, vol. 44, no. 17, pp. 1002–1003, 2008.
- [75] G. Le Fur, C. Lemoine, P. Besnier, and A. Sharaiha, Performances of uwb wheeler cap and reverberation chamber to carry out efficiency measurements of narrowband antennas, *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 8, pp. 332–335, 2009.
- [76] F. Sarrazin, S. Pflaum, and C. Delaveaud, Radiation efficiency measurement of a balanced miniature ifa-inspired circular antenna using a differential wheeler cap setup, in *2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2016, pp. 64–7.
- [77] P. Besnier, J. Sol, A. Presse, C. Lemoine, and A. C. Tarot, Antenna efficiency measurement from quality factor estimation in reverberation chamber, in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, Oct 2016, pp. 715–718.
- [78] C. Lemoine, E. Amador, P. Besnier, J. Sol, J.-M. Floc’h, and A. Laisné, Statistical estimation of antenna gain from measurements carried out in a mode-stirred reverberation chamber, in *Proc. XXXth URSI General Assembly and Scientific Symp.*, 2011, pp. 1–4.
- [79] C. Lemoine, E. Amador, P. Besnier, J.-M. Floc’h, and A. Laisné, Antenna directivity measurement in reverberation chamber from Rician K-factor estimation, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 10, pp. 5307–5310, Oct. 2013.
- [80] David A. Hill, Plane Wave Integral Representation for Fields in Reverberation Chambers, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, no. 3, Aug. 1998.

- [81] D. A. Hill, Electromagnetic Theory of Reverberation Chambers, NIST, Colorado, Technical Note 1506, 1998.
- [82] IEC 61000-4-21 : Electromagnetic Compatibility (EMC)–Part 4-21 : Testing and Measurement Techniques–Reverberation chamber test methods, International Electrotechnical Commission, IEC SC77BCISPR/ A JWG REV, Geneva, Switzerland, Aug. 2003.
- [83] D. Hill, M. Ma, A. Ondrejka, B. Riddle, M. Crawford, and R. Johnk, Aperture excitation of electrically large, lossy cavities, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 3, pp. 169–178, Aug 1994.
- [84] Gabriele Gradoni, Franco Moglie, Valter Mariani Primiani, Correlation matrix methods to assess the stirring performance of electromagnetic reverberation chambers, *Wave Motion*, Vol. 87, Pages 213-226, April 2019.
- [85] K. Rosengren and P. S. Kildal, Study of distributions of modes and plane waves in reverberation chambers for the characterisation of antennas in a multipath environment, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, pp. 386–391, 2001.
- [86] Mihai Ionut Andries, Recherche de méthodes expérimentales de simulation de canaux de propagation en chambre réverbérante à brassage de modes, *Électronique et Télécommunications*, Université Européenne de Bretagne, France, 2013.
- [87] S. Boyes and Y. Huang, Reverberation Chambers – theory and applications to EMC and Antenna Measurements, John Wiley Sons, London, 2016.
- [88] J. Clegg, A. Marvin, J. Dawson, and S. Porter, Optimization of stirrer designs in a reverberation chamber, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 4, pp. 824–832, Nov. 2005.
- [89] D. Hill, Electronic mode stirring for reverberation chambers, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 36, no. 4, pp. 294-299, Novembre 1994.
- [90] IEC 61000 Part 4 :Testing and Measurement Techniques- Section 21 : Reverberation Chamber Test Methods, p. 26. International Electrotechnical Commission, 2001.
- [91] C. Bruns and R. Vahldieck, A closer look at reverberation chambers - 3-D simulation and experimental verification, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 3, p. 612 – 626, 2005.
- [92] P. Corona, G. Latmiral and E. Paolini, Performance and analysis of a reverberating enclosure with variable geometry, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. EMC-22, no. 1, p. 2 – 5, 1980.

- [93] L. Arnaut, Effect of size, orientation, and eccentricity of mode stirrers on their performance in reverberation chambers, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 3, p. 600 – 602, 2006.
- [94] N. Wellander, O. Lunden and M. Backstrom, Experimental investigation and mathematical modeling of design parameters for efficient stirrers in mode-stirred reverberation chambers, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 1, p. 94 – 103, 2007.
- [95] Y. Huang et D. Edwards, An investigation of electromagnetic field inside a moving wall modestirred chamber, in *Electromagnetic Compatibility, 1992., Eighth International Conference on*, p. 115 – 119, sept. 1992.
- [96] Y. Huang, The Investigation of Chambers for Electromagnetic Systems, D. Phil Thesis, University of Oxford, UK, 1993.
- [97] F. B. J. Leferink, High field strength in a large volume : the intrinsic reverberation chamber, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1998, pp. 24-27.
- [98] D. Barakos and R. Serra, Performance characterization of the oscillating wall stirrer, *Proceedings of the 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Angers, 2017.
- [99] Y. Huang and D. J. Edwards, A novel reverberating chamber : sourcestirred chamber, *IEE 8th International Conference on Electromagnetic Compatibility*, pp.120-124, Edinburgh, UK, September 1992.
- [100] G. Cerri, V. Primiani, S. Pennesi, and P. Russo, Source stirring mode for reverberation chambers, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, no. 4, pp. 815 - 823, Nov. 2005.
- [101] Ramiro Serra and Dimitrios Barakos, A Novel Hybrid Source-Tuner Stirring Allows for an Extended Working Volume in RCs, *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, Amsterdam, The Netherlands, August 27-30, 2018.
- [102] M. L. Crawford, T. A. Loughry, M. O. Hatfield, and G. J. Freyer, Band-limited, White Gaussian Noise Excitation for Reverberation Chambers and Applications to Radiated Susceptibility Testing, *National Institute of Standards and Technology*, Technical Note 1375, 1996.
- [103] IEC, Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 4-21 : Testing and measurement techniques – Reverberation chamber test methods, NF EN 61000-4-21, October 2011.

- [104] Olof Lundén and Mats Bäckström, Stirrer efficiency in FOA reverberation chambers, evaluation of correlation coefficients and chi-squared tests, Proceedings IEEE International Symposium on EMC, Washington, DC, pp. 11–16, Aug. 2000.
- [105] P. Tassi and S. Legait, Théorie des probabilités en vue des applications statistiques, TECHNIP ed., 1990.
- [106] H.G. Krauthauser, T. Winzerling, J. Nitsch, Statistical interpretation of autocorrelation coefficients for fields in mode-stirred chambers, Proceedings IEEE International Symposium on EMC, Chicago, IL, pp. 550–555, Aug. 2005.
- [107] P. Hallbjörner, A model for the number of independent samples in reverberation chambers, Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 43, no. 1, pp. 25–28, Apr. 2002.
- [108] P. Hallbjörner, Estimating the number of independent samples in reverberation chamber measurements from sample differences, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 48, no. 2, pp. 354–358, May 2006.
- [109] K. Madsén, P. Hallbjörner, and C. Orlenius, Models for the number of independent samples in reverberation chamber measurements with mechanical, frequency, and combined stirring, IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 3, no. 1, pp. 48–51, 2004.
- [110] Christophe Lemoine, Philippe Besnier and M’hamed Drissi, Estimating the Effective Sample Size to Select Independent Measurements in a Reverberation Chamber, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 50, No. 2, May 2008.
- [111] Ryan J. Pirkl, Kate A. Remley and and Christian S. Lötbäck Patané, Reverberation chamber measurement correlation, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 54, No. 3, 533–545, June 2012.
- [112] K. Rosengren, P.-S. Kildal, C. Carlsson, and J. Carlsson, Characterization of antennas for mobile and wireless terminals in reverberation chambers : Improved accuracy by platform stirring, Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 30, no. 6, pp. 391–397, Sep. 2001.
- [113] L. R. Arnaut, “Uncertainty reduction and decorrelation of mode-stirred reverberation chamber data using transformation and expansion techniques,” Nat. Phys. Lab, Middlesex, U.K., Tech. Rep. CETM 21, Jun. 2000.
- [114] L. R. Arnaut, “Effect of local stir and spatial averaging on measurement and testing in mode-tuned and mode-stirred reverberation chambers,” IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 43, no. 3, pp. 305–325, Aug. 2001.

- [115] S. Pfennig, H.G. Krauthäuser, A general method for determining the number of independent stirrer positions in reverberation chambers, in : 2012 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), pp. 1–6, 2012.
- [116] G. Gradoni, L. Bastianelli, V. Mariani Primiani, F. Moglie, Uncorrelated frequency steps in a reverberation chamber : A multivariate approach, in : Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. (EMC). Dresden, Germany, pp. 558–562, 2015.
- [117] Khalid Oubaha, Martin Richter, Ulrich Kuhl, Fabrice Mortessagne, Olivier Legrand, Refining the Experimental Extraction of the Number of Independent Samples in a Mode-Stirred Reverberation Chamber, in International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), October 2018.
- [118] Christopher L.Holloway, Haider A.Shah, Ryan J.Pirkl, William F.Young, David A.Hill and John Ladbury, Reverberation chamber techniques for determining the radiation and total efficiency of antennas, IEEE transactions on antennas and propagation, Vol .60, No 4, April, 2012.
- [119] M. Piette, Antenna radiation efficiency measurements in a reverberation chamber, in Proc. Asia-Pacific Radio Science Conf., Aug. 24–27, pp. 19–22, 2004.
- [120] Zhihao Tian, Yi Huang and Qian Xu, Enhanced backscatter coefficient measurement at high frequencies in reverberation chamber, International Workshop on Electromagnetics, Applications and Student Innovation Competition, London, UK, 2017.
- [121] Xiaoming Chen, Per-Simon Kildal, Accuracy of antenna input reflection coefficient and mismatch factor measured in reverberation chamber, in Proc. 3rd EuCAP, Berlin, Germany, Mar. 23–27, 2009, pp. 2678–2681.
- [122] A. Cozza, Emulating an anechoic environment in a wave-diffusive medium through an extended time-reversal approach, IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. 60, no.8, pp 3838-3852, Aug. 2012.
- [123] Andera Cozza, Power Loss in Reverberation Chambers by Antennas and Receivers, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 60, No. 6, December 2018.
- [124] J. Koh, A. De, T. K. Sarkar, H. Moon, W. Zhao, and M. S. Palma, Free space radiation pattern reconstruction from non-anechoic measurements using an impulse response of the environment, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 60, no. 2, pp. 821–831, Feb. 2012.
- [125] H. Moussa, A. Cozza and M. Cauterman, Directive wavefronts inside a time reversal electromagnetic chamber, 2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Austin, TX, 2009, pp. 159-164.

- [126] H. Moussa, Étude théorique et expérimentale des techniques de retournement temporel : application à la caractérisation de composants et dispositifs dans une chambre réverbérante, Physique, Université Paris-Sud 11, Juillet 2011.
- [127] A. Cozza and A. e.-B. A. el-Aileh, Accurate radiation-pattern measurements in a time-reversal electromagnetic chamber, IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 52, no. 2, pp. 186–193, Apr. 2010.
- [128] Philippe Besnier, Christophe Lemoine, Jérôme Sol, Jean-Marie Floc’h, Radiation pattern measurements in reverberation chamber based on estimation of coherent and diffuse electromagnetic fields, IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA), Nov. 2014.
- [129] M. Á García Fernández, D. Carsenat and C. Decroze, Antenna Radiation Pattern Measurements in Reverberation Chamber Using Plane Wave Decomposition, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 10, pp. 5000-5007, Oct. 2013.
- [130] M. Garcia-Fernandez, D. Carsenat, C. Decroze, Antenna gain and radiation pattern measurements in reverberation chamber using Doppler effect, IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. 62, no.10, pp 5389-5394, Oct. 2014.
- [131] Qian Xu, Yi Huang, Lei Xing, Chaoyun Song, Zhihao Tian, Saqer S. Alja’afreh and Manoj Stanley, 3-D antenna radiation pattern reconstruction in a reverberation chamber using spherical wave decomposition, IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. 65, no.4, pp 1728-1739, Apr. 2017.
- [132] Ayoub Soltane, Guillaume Andrieu, Emmanuel Perrin, Cyril Decroze, and Alain Reineix, Antenna Radiation Pattern Measurement in a Reverberating Enclosure Using the Time-Gating Technique, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 19, No. 1, January 2020.
- [133] J. J. H. Wang, C. W. Choi, and R. L. Moore, Precision experimental characterization of the scattering and radiation properties of antennas, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-30, pp. 108–112, Jan. 1982.
- [134] D. M. Kerns, Plane-wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions : Formulation and applications, J. Res. Nat. Bur. Stand. (U.S.), Vol. 80B, No. 1, pp. 5–51, Jan./Mar. 1976
- [135] O. Delangre, M. Liénard, D. P. Gaillot and P. Degauque, MIMO Channel emulator based on reverberation chambers, International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications (ITST), 2009, Lille, France.
- [136] P. Corona, G. Latmiral, E. Paolini, L. Piccioli, Use of a reverberating enclosure for measurements of radiated power in the microwave ranges, IEEE Trans. Electromagn. Compat. vol. 18, no. 2, pp. 54-59, May 1976.

- [137] P. Besnier, J. Sol and S. Meric, Estimating Radar Cross-Section of Canonical Targets in Reverberation Chamber, EMC Europe, Angers, France, 2017.
- [138] A. Sorrentino, G. Ferrara, M. Migliaccio and S. Cappa, Measurements of Backscattering from a Dihedral Corner in a Reverberating Chamber, ACESS JOURNAL, vol. 33, no. 1, January 2018.
- [139] A. Soltane, G. Andrieu and A. Reineix, Monostatic Radar Cross-Section Estimation of Canonical Targets in Reverberating Room Using Time-Gating Technique, 2018 Int. Symp . Electromagn. Compat. (EMC EUROPE), Amsterdam, pp. 355-359, 2018.
- [140] A. Reis, F. Sarrazin, E. Richalot and P. Pouliguen, Mode-Stirring Impact in Radar Cross Section Evaluation in Reverberation Chamber, 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), pp 875-878, Aug. 2018.
- [141] P. Besnier, B. Demoulin, Electromagnetic reverberation chambers, ISTE Wiley Sons, 2011.
- [142] M. Born, E. Wolf, Principles of optics : electromagnetic theory of propagation, interference and diffraction of light, Elsevier, 2013.
- [143] H. White, Asymptotic Theory for Econometricians, San Diego, CA : Academic Press, 1984.
- [144] R. Davidson, J. G. Mackinnon, Econometric Theory and Methods, New York, USA : Oxford University Press, 2003.
- [145] A. Reis, F. Sarrazin, P. Pouliguen, J. Sol, P. Besnier and E. Richalot, Radar Cross Section Measurement within Reverberation Chamber : Stirrer position issues, in 2020 European Conference on Antenna and Propagation (EuCAP), Mar 2020.
- [146] C. A. Balanis, Modern Antenna handbook, A. John Wiley and Sons, Inc., 2008.
- [147] S. Bories, J. Keignart, C. Delaveaud, Characterization of a miniature antenna for UWB localization application, Electromagnetic Theory Symposium 2007 EMTS 2007, Ottawa, 26-28 July 2007.
- [148] S. Bories, M. Hachemi, K. Haj Khelifa, C. Delaveaud, Small antennas impedance and gain characterization using backscattering measurements, European Conference on Antennas and Propagation, Spain Barcelone, 12-16 April 2010.
- [149] J. T. Mayhan, A. R. Dion and A. J. Simmons, A Technique for Measuring Antenna Drive Port Impedance Using Backscatter Data, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 42, No. 4, April 1994, pp. 526-533.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [150] P. Pursulla and al., Antenna Effective Aperture Measurement with Backscattering Modulation, IEEE Transaction on Ant. and Propag, vol. 55, No. 10, Oct. 2007, pp. 2836-2843.
- [151] Marco Martorella, Introduction to Inverse Synthetic Aperture Radar, Radar and Surveillance Systems (RaSS) National Laboratory, Pisa, Italy.

# Liste des publications

## Revue internationale avec comité de lecture

1. Ariston Reis, François Sarrazin, Elodie Richalot, Stéphane Méric, Jérôme Sol, Philippe Pouliguen, and Philippe Besnier, "Radar Cross-Section Pattern Measurements in a Mode-Stirred Reverberation Chamber : Theory and Experiments", IEEE Transactions on Antennas and Propagation.
2. Ariston Reis, François Sarrazin, Philippe Besnier, Philippe Pouliguen and Elodie Richalot, "Contactless Antenna Gain Pattern Estimation From Backscattering Coefficient Measurement Performed Within Reverberation Chamber", IEEE Transactions on Antennas and Propagation (soumis)

## Colloques internationaux avec comité de lecture

1. Ariston Reis, François Sarrazin, Elodie Richalot and Philippe Pouliguen, "Mode-Stirring Impact in Radar Cross Section Evaluation in Reverberation Chamber", 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), pp 875-878, Aug. 2018.
2. Ariston Reis, François Sarrazin, Philippe Pouliguen, Jérôme Sol, Philippe Besnier and Elodie Richalot, "Radar Cross Section Measurement within Reverberation Chamber : Stirrer Position Issues", in 2020 European Conference on Antenna and Propagation (EuCAP), March 2020.
3. Ariston Reis, François Sarrazin, Philippe Besnier, Philippe Pouliguen and Elodie Richalot, "Antenna Radar Cross Section Measurement Within Mode-Stirred Reverberation Chamber", European Conference on Antenna and Propagation (EuCAP), 2021 (soumis).

## Colloques nationaux avec comité de lecture

1. Ariston Reis, François Sarrazin, Elodie Richalot and Philippe Pouliguen, "Impact du brasseur de modes dans la mesure de Surface Équivalente Radar en Chambre Réverbérante", Journées Nationales Microondes (JNM), Caen (France), mai 2019.
2. Ariston Reis, François Sarrazin, Philippe Pouliguen, Jérôme Sol, Philippe Besnier and Elodie Richalot, "Mesure de la Surface Equivalente Radar en Chambre Réverbérante : Précision de la Position de Brasseur", Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2020).

## Séminaires

1. Ariston Reis, François Sarrazin, Elodie Richalot and Philippe Pouliguen, "Mesure de la Surface Equivalente Radar en Chambre Réverbérante à Brassage de Modes", Groupement De Recherche (GDR) Ondes, Paris, Octobre 2019.
2. Ariston Reis, François Sarrazin, Philippe Pouliguen, Jérôme Sol, Philippe Besnier and Elodie Richalot, "Mesure de la Surface Équivalente Radar des cibles métalliques en Chambre Réverbérante", Electromagnétisme et Guerre Electronique, Toulouse, Novembre 2019.

LISTE DES PUBLICATIONS

---

**Méthode de mesure de surface équivalente radar en chambre  
réverbérante à brassage de modes :  
Application à la caractérisation sans contact d'antenne**

La miniaturisation des dispositifs antennaires rend leur caractérisation délicate ; en effet, les câbles de mesure perturbent le rayonnement des antennes électriquement petites. Cette problématique se retrouve naturellement dans divers domaines d'application dont celui, en pleine expansion, des capteurs communicants. Le recours à des caractérisations d'antennes sans contact est alors nécessaire. Dans ce cadre, l'objectif de cette thèse est de mettre au point une nouvelle méthode de caractérisation d'antenne fondée sur la mesure de la Surface Équivalente Radar (SER), afin de s'affranchir des câbles de mesure. L'originalité de ce travail réside dans l'environnement de mesure choisi, à savoir la Chambre Réverbérante à Brassage de Modes (CRBM), alternative de plus en plus intéressante à la chambre anéchoïque pour la caractérisation d'antennes. Les propriétés intrinsèques de la CRBM sont mises à profit afin d'extraire le trajet direct entre l'antenne et la cible sans appliquer de transformée de Fourier. Cette nouvelle approche est tout d'abord validée par la mesure du diagramme de SER de deux cibles canoniques que sont la plaque et le dièdre métallique. Le rôle du brassage est notamment mis en avant afin d'améliorer le rapport signal à bruit de la mesure. Le diagramme de rayonnement d'une antenne cornet est ensuite retrouvé à partir de la mesure de sa SER pour différentes conditions de charge.

**Mots clés :** Chambre Réverbérante à Brassage de Modes, Caractérisation d'Antenne, Mesure Sans Contact, Surface Équivalente Radar, Diagramme de Rayonnement.

**Measurement method of radar cross section in a mode-stirred  
reverberation chamber :  
Application to contactless antenna characterization**

The miniaturisation of antenna devices make their characterization difficult ; indeed, measurement cables disturb the radiation properties of electrically small antennas. This problem impacts various fields of application, in particular the growth sector of communicating sensors. In these cases, it is necessary to carry out contactless measurements in order to ensure reliable results. In this context, the aim of this thesis is to develop a new method for antenna characterisation based on Radar Cross Section (RCS) measurements, to avoid measurement cables. The originality of this new characterisation method lies in the measurement environment that is the Reverberation Chamber (RC), which is now a real alternative to anechoic chamber for antenna measurement. We benefit from the RC intrinsic properties to retrieve the line-of-sight path between the antenna and the target without performing any Fourier transform. This novel approach is first validated by the measurement of the RCS pattern of two canonical targets, that are the metallic plate and dihedral. The stirring impact is highlighted to enhance the signal to noise ratio. The radiation pattern of a horn antenna is then extracted from its RCS measurement for several load conditions.

**Keywords :** Mode-Stirred Reverberation Chamber, Antenna Characterization, Contactless Measurements, Radar Cross Section, Radiation Pattern.