



HAL
open science

Caractérisation de systèmes antennaires à partir de corrélations d'impédances en champ diffus

Meriem Tamart

► **To cite this version:**

Meriem Tamart. Caractérisation de systèmes antennaires à partir de corrélations d'impédances en champ diffus. Electronique. Université Gustave Eiffel, 2023. Français. NNT : 2023UEFL2029 . tel-04230613

HAL Id: tel-04230613

<https://theses.hal.science/tel-04230613v1>

Submitted on 6 Oct 2023

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

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



UNIVERSITÉ GUSTAVE EIFFEL

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR de l'Université Gustave Eiffel

Spécialité : Electronique, Optronique et Systèmes (CNU 63)

présentée et soutenue par :

Meriem TAMART

Caractérisation de systèmes antennaires à partir de corrélations d'impédances en champ diffus

Dirigée par : **Mme Elodie Richalot**

Pour une soutenance le 06 Juin 2023 devant le jury composé de :

M. Alain Reineix	Directeur de Recherche, XLIM/Université de Limoges	Rapporteur
M. Andrea Cozza	Professeur, CentraleSupélec/Université Paris Saclay	Rapporteur
M. Christophe Roblin	Maître de Conférences, Télécom ParisTech/Institut Mines-Télécom	Examineur
M ^{me} Françoise Paladian	Professeure, Institut Pascal/Université Clermont Auvergne	Examineur
M. Julien de Rosny	Directeur de Recherche, CNRS/Institut Langevin/ESPCI Paris	Examineur
M. Matthieu Davy	Maître de Conférences, IETR/Université de Rennes 1	Examineur
M ^{me} Elodie Richalot	Professeure, ESYCOM/Université Gustave Eiffel	Directrice

Remerciements

Je souhaite exprimer ma profonde gratitude envers tous ceux qui ont joué un rôle essentiel dans la réalisation de cette thèse de doctorat.

Tout d'abord, je tiens à adresser mes sincères remerciements à Alain Reineix, Andrea Cozza, Christophe Roblin, Françoise Paladian et Matthieu Davy pour avoir généreusement accepté de faire partie de mon jury de thèse. Leurs retours et commentaires constructifs ont été d'une importance capitale pour enrichir mon travail de recherche.

Un sincère remerciement également à Julien de Rosny pour sa collaboration fructueuse et ses échanges scientifiques stimulants, qui ont grandement rehaussé la qualité de mes recherches.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance envers Elodie Richalot pour son encadrement attentif, son suivi constant et ses précieux conseils tout au long de cette thèse. Votre soutien indéfectible a été d'une grande aide pour mon parcours académique.

Un grand merci également à François Sarrazin pour son encadrement et son suivi au début de ma thèse, qui ont posé des bases solides pour mon travail.

Mes remerciements vont également à tous les membres du laboratoire ESYCOM, et tout particulièrement aux doctorants : Wafa, Miyassa, Imad, Ariston, Duc, Jafar, Amine, Francesco, Mahdi, Nicky, Moussa, Joséphine, Ziyad, Said, Anis, Aymen, Jithin, Moein...etc. L'ambiance et l'esprit d'équipe qui règnent au sein du laboratoire m'ont permis de passer des moments agréables et productifs.

Je ne saurais terminer sans exprimer ma reconnaissance envers mes parents, dont la foi en moi et le soutien constant m'ont permis d'atteindre ce stade de ma carrière.

Je tiens à adresser une gratitude toute particulière à mon mari, Amin, pour avoir été un pilier essentiel tout au long de cette aventure. Ta présence, ton soutien inconditionnel et ta patience ont été des éléments clés de mon succès.

Enfin, un immense merci à mon fils Ayden, qui a été ma source inépuisable d'inspiration tout au long de cette aventure.

À chacun d'entre vous, je suis profondément reconnaissante de votre aide, de votre encouragement et de votre présence tout au long de ce parcours de recherche. Vos contributions ont été inestimables, et c'est grâce à vous que j'ai pu atteindre cet accomplissement.

Table des matières

Remerciements	i
1 Introduction générale	1
2 Caractérisation d’antennes par corrélation de bruit électromagnétique	5
2.1 Méthode de corrélation de bruits	5
2.1.1 Principe	5
2.1.1.1 Equation d’onde	5
2.1.1.2 Fonction de Green	6
2.1.1.3 Champ diffus	7
2.1.2 Fonction de Green et corrélation de bruits	7
2.1.3 Domaines d’application de la méthode de corrélation de bruits	10
2.2 Etat de l’art sur la corrélation de bruits électromagnétiques	11
2.3 Caractérisation du couplage entre antennes	12
2.3.1 Caractérisation d’antennes	12
2.3.1.1 Zones de rayonnement	13
2.3.1.2 Caractéristiques des antennes	13
2.3.1.3 Impédance propre et impédance mutuelle	19
2.3.1.4 Méthodes de caractérisation d’antennes	20
2.4 Etude par simulation d’antennes couplées en champ diffus	21
2.4.1 Etude théorique des corrélations d’impédances en champ diffus	21
2.4.2 Couplage entre deux dipôles en espace libre	24
2.4.3 Validation du modèle analytique	26
2.4.4 Etude paramétrique	30
2.4.5 Etude d’un réseau de 4 dipôles	43
2.4.6 Etude d’un réseau à double polarisation	46
3 Caractérisation du couplage entre antennes par corrélation d’impédances en CRBM	51

3.1	Généralités sur les chambres réverbérantes	51
3.1.1	Définition d'une chambre réverbérante	52
3.1.2	Techniques de brassage	53
3.1.3	Domaines d'application des chambres réverbérantes	55
3.1.4	Propriétés intrinsèques d'une CRBM	56
3.1.4.1	Propriétés statistiques de distribution de champ électro- magnétique en CRBM	57
3.1.4.2	Densité de modes	59
3.1.4.3	Fréquence minimale d'utilisation (LUF)	59
3.1.4.4	Coefficient de rétro-diffusion	59
3.1.4.5	Facteur de qualité	60
3.1.4.6	Bande de cohérence	62
3.1.4.7	Nombre d'échantillons décorrélés	62
3.1.5	Caractérisation d'antennes en chambre réverbérante	64
3.2	Développement théorique d'estimation des impédances propres et mutuelles de deux antennes en CRBM	64
3.3	Validation expérimentale	65
3.3.1	Configuration de mesure	66
3.3.2	Mesure avec un circuit ouvert	67
3.3.3	Caractéristiques des AUTs	68
3.3.4	Résultats de mesure	72
3.3.5	Effet du brassage	75
3.4	Post-traitements	77
3.4.1	Reconstruction de la partie imaginaire des impédances	77
3.4.2	Reconstruction du coefficient de transmission	79
4	Application à la caractérisation d'antennes et de réseaux antennaires en CRBM	82
4.1	Etude de l'impact de la largeur de bande fréquentielle sur la convergence	82
4.2	Etude du couplage entre deux antennes directives	85
4.3	Etude du couplage entre une antenne cornet et une antenne imprimée	90
4.4	Etude du couplage entre deux antennes imprimées	95
4.5	Estimation du gain	100
4.6	Impact de l'orientation des AUTs sur la convergence de la corrélation d'im- pédances	104
4.7	Caractérisation d'un réseau d'antennes	105
4.7.1	Systèmes multi-antennaires	105
4.7.2	Réseau d'antennes imprimées	115

Résumé

136

Abstract

137

Table des figures

2.1	Relation d'équivalence entre la fonction de Green entre deux points a et b et la fonction de corrélation obtenue à partir des signaux générés par des sources de bruit.	9
2.2	Schéma illustratif du principe de retournement temporel [29].	10
2.3	Zones de rayonnement du champ électromagnétique.	14
2.4	Schéma illustratif d'une antenne utilisée en émission [47].	14
2.5	Types de polarisation d'une antenne.	17
2.6	Antenne en mode de transmission et ses schémas équivalents.	18
2.7	Modélisation quadripolaire de deux antennes.	19
2.8	Représentation de l'interaction entre une antenne en émission Tx et deux antennes en réception 1 et 2.	22
2.9	Représentation schématique d'un système constitué de 2 antennes en réception, notées 1 et 2, espacées d'une distance d et illuminées par un champ diffus généré par une antenne source T_x qui se déplace sur la surface d'une sphère de rayon $r > d$	25
2.10	Rapport des modules du champ électrique rayonné au centre de la sphère par une antenne source calculé analytiquement E_{th} et simulé E_{sim}	26
2.11	Deux dipôles parallèles orientés selon z placés côte-à-côte et espacés de $d = 10\lambda$	27
2.12	Comparaison fréquentielle entre la partie réelle de l'impédance mutuelle obtenue par simulation directe des dipôles 1 et 2 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.	28
2.13	Comparaison temporelle entre la transformée de Fourier inverse de la partie réelle de l'impédance mutuelle obtenue par simulation directe de l'impédance de couplage entre les dipôles 1 et 2 et de celle reconstruite par corrélation d'impédances.	28
2.14	Comparaison fréquentielle entre les parties réelles des impédances propres Z_{11} et Z_{22} obtenues par simulation et celles reconstruites par corrélation d'impédances.	29

2.15	Comparaison temporelle entre les transformées de Fourier inverses des parties réelles des impédances propres Z_{11} et Z_{22} obtenues par simulation et celles reconstruites par corrélation d'impédances.	29
2.16	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{12} obtenue par simulation directe des dipôles 1 et 2 et celle reconstruite par corrélation d'impédances pour $d = \lambda/2$	31
2.17	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre les parties réelles des impédances propres Z_{11} et Z_{22} obtenues par simulation directe et celles reconstruites par corrélation d'impédances pour $d = \lambda/2$	31
2.18	Deux dipôles parallèles orientés selon z placés côte-à-côte et espacés de $d = \lambda/2$	32
2.19	Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance mutuelle reconstruite par corrélation d'impédances dans le cas d'une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) et dans le cas de deux polarisations à la fois pour $d = \lambda/2$	33
2.20	Comparaison temporelle des parties réelles des impédances propres reconstruites par corrélation d'impédances dans le cas d'une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) et dans le cas de deux polarisations à la fois pour $d = \lambda/2$	33
2.21	Deux dipôles en configuration V.	34
2.22	Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance mutuelle Z_{12} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration V.	34
2.23	Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance propre Z_{11} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration V.	35
2.24	Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance propre Z_{22} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration V.	35
2.25	Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance propre Z_{11} reconstruites par corrélation d'impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou deux polarisations à la fois dans le cas des deux dipôles en configuration V.	36

2.26	Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance propre Z_{22} reconstruite par corrélation d'impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou deux polarisations à la fois dans le cas des deux dipôles en configuration V.	36
2.27	Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance mutuelle Z_{12} reconstruites par corrélation d'impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou les deux polarisations à la fois dans le cas des deux dipôles en configuration V.	37
2.28	Deux dipôles espacés de $d = \lambda/2$ en configuration arbitraire. Le dipole 1 est placé dans le plan xOz avec une inclinaison de 30° par rapport à l'axe Ox et le dipôle 2 est dans le plan $x = Cste$ et est incliné de 70° par rapport à l'axe Oy	38
2.29	Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance mutuelle Z_{12} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.	38
2.30	Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance propre Z_{11} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.	39
2.31	Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance propre Z_{22} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.	39
2.32	Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance propre Z_{12} reconstruites par corrélation d'impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou deux polarisations à la fois dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.	40
2.33	Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance propre Z_{11} reconstruites par corrélation d'impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou deux polarisations à la fois dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.	40

2.34	Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance propre Z_{22} reconstruites par corrélation d'impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou deux polarisations à la fois dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.	41
2.35	Coefficient de corrélation de Pearson calculé en fonction du nombre de sources considérées pour reconstruire l'impédance mutuelle Z_{12} dans le cas de la configuration en V (a) et de la configuration arbitraire (b).	42
2.36	Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance mutuelle Z_{12} reconstruite par corrélation d'impédances ou par simulation directe après suppression de 5000 sources correspondant à des angles $\theta \in [66 - 126]^\circ$. . .	43
2.37	Réseau de 4 dipôles en configuration parallèle à l'axe Oz situés dans le plan xOy	44
2.38	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{12} obtenue par simulation directe entre les dipôles 1 et 2 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.	44
2.39	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{13} obtenue par simulation directe entre les dipôles 1 et 3 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.	45
2.40	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{14} obtenue par simulation directe entre les dipôles 1 et 4 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.	45
2.41	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{23} obtenue par simulation directe entre les dipôles 2 et 3 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.	45
2.42	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{24} obtenue par simulation directe entre les dipôles 2 et 4 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.	46
2.43	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{34} obtenue par simulation directe entre les dipôles 3 et 4 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.	46
2.44	Représentation schématique du réseau à double polarisation composé de 6 éléments.	47
2.45	Partie réelle de l'impédance mutuelle $Z_{12}^V(t)$ obtenue par simulation directe entre les deux premiers dipôles verticaux consécutifs ou par la méthode de corrélation en fonction du temps.	47

2.46	Partie réelle de l'impédance mutuelle $Z_{12}^H(t)$ obtenue par simulation directe entre les deux premiers dipôles horizontaux consécutifs ou par la méthode de corrélation en fonction du temps.	48
3.1	Chambre réverbérante du laboratoire ESYCOM.	52
3.2	Exemples de brasseurs de modes mécaniques en CRBM. (a) Brasseur de la CRBM de l'université technologique d'Eindhoven : fonctionne en translation et (b) deux brasseurs de la CRBM du fabricant Gtem Cell : fonctionnent en rotation.	53
3.3	VIRC utilisée pour des tests de fuites sur des jonctions de guides d'ondes dans un satellite de communication [73].	54
3.4	Représentation de la composante d'onde plane \vec{F} du champ électrique [64].	58
3.5	Représentation schématique du phénomène de rétro-diffusion des rayons de champ reçus par l'antenne émettrice (antenne 1) ainsi que ceux reçus par l'antenne réceptrice (antenne 2) en CR [100].	60
3.6	Configuration de mesure en CR du laboratoire ESYCOM, avec l'antenne d'excitation pointant vers le brasseur de modes et deux antennes en réception connectées à des switches.	67
3.7	Schéma des plans de référence considérés pour les mesures.	67
3.8	Configuration de mesure de l'efficacité d'antenne avec la méthode sans antenne de référence (approche avec deux antennes) [103].	69
3.9	Efficacité de rayonnement de AUT1 (a) et AUT2 (b). Les courbes rouges représentent les efficacités lissées sur une fenêtre glissante de 60MHz.	70
3.10	Moyenne des modules de coefficient de réflexion Γ_1 (a) et Γ_2 (b) des antennes AUT1 et AUT2 respectivement en fonction de la fréquence.	71
3.11	Schéma de mesure des pertes entre l'accès du switch et le port de l'AUT.	71
3.12	Pertes dans les switches 1 et 2 et les câbles reliés aux antennes en fonction de la fréquence.	72
3.13	Facteur de qualité de la CRBM en présence des AUTs.	72
3.14	Partie réelle de Z_{12} obtenue par une mesure directe entre les deux antennes cornet ou par corrélation entre les impédances Z_{1Tx} et Z_{2Tx} en fonction de la fréquence.	73
3.15	Transformée de Fourier inverse de $\Re(Z_{12ref}(f))$ obtenue par mesure directe et de $Z_{12cor}(f)$ obtenue par corrélation entre les impédances Z_{1Tx} et Z_{2Tx} en fonction du temps.	74
3.16	Parties réelles de Z_{11} (haut) et Z_{22} (bas) obtenues par une mesure directe de l'antenne cornet ou par corrélation des impédances Z_{iTx} en fonction de la fréquence.	75

3.17	Transformée de Fourier inverse des parties réelles de Z_{11} (haut) et Z_{22} (bas) obtenues par une mesure directe de l'antenne cornet ou par corrélation des impédances Z_{iTx} en fonction du temps.	75
3.18	Coefficient de corrélation de Pearson entre la partie réelle de Z_{12} obtenue par une mesure directe ou par corrélation d'impédances en fonction du nombre de positions de source et pour différents nombres de positions de brasseur équidistantes.	76
3.19	Repliement temporel de $Z_{12cor}(t)$ comparé à la transformée de Fourier inverse de Z_{12ref} en fonction du temps.	77
3.20	Partie imaginaire de Z_{12} obtenue par une mesure directe entre les deux antennes cornet ou par corrélation et post-traitement en fonction de la fréquence.	78
3.21	Parties imaginaires de Z_{11} (a) et Z_{22} (b) obtenues par une mesure directe entre les deux antennes cornet ou par corrélation et post-traitement en fonction de la fréquence.	78
3.22	Comparaison de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) du coefficient de transmission S_{12} obtenu par une mesure directe entre les deux antennes cornets ou reconstruit par corrélation à partir des impédances Z_{ij}	80
3.23	Comparaison de la transformée de Fourier inverse de la partie réelle du coefficient de transmission S_{12} obtenue par une mesure directe entre les deux antennes cornets ou reconstruite par corrélation à partir des impédances Z_{ij}	80
4.1	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle Z_{12} mesurée et reconstruite par corrélation pour une mesure dans la bande fréquentielle [2 - 3,5] GHz.	83
4.2	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance propre Z_{11} mesurée et reconstruite par corrélation dans la bande fréquentielle [2 - 3,5] GHz.	83
4.3	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance propre Z_{22} mesurée et reconstruite par corrélation pour une mesure dans la bande fréquentielle [2 - 3,5] GHz.	84
4.4	Facteur de qualité de la CRBM en présence de deux antennes cornets modèle A-INFO JXTXLB-10180 en réception.	85
4.5	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 30 cm entre AUTs.	86

4.6	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 40 cm entre AUTs.	86
4.7	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 50 cm entre AUTs.	87
4.8	Variation des temps d'apparition des impulsions associées au trajet direct en fonction de la distance entre les AUTs.	87
4.9	(a) Variation de l'amplitude de l'impulsion associée au trajet direct en fonction de la distance entre les AUTs, (b) Représentation dans le domaine temporel des impédances mutuelles reconstruites pour les trois espacements.	88
4.10	Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b),(d) des impédances propres mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 30\text{cm}$	89
4.11	Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b),(d) des impédances propres mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 40\text{ cm}$	89
4.12	Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b),(d) des impédances propres mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 50\text{ cm}$	90
4.13	Comparaison des parties réelles des impédances propres Z_{11} (a) et Z_{22} (b) estimées par la méthode de corrélation pour les trois espacements entre AUTs.	90
4.14	Antenne imprimée. A gauche, vue de dessus et vue de dessous de la structure de l'antenne sous HFSS. A droite, photographie en vue de dessus de l'antenne fente imprimée [118].	91
4.15	Efficacité de rayonnement de l'antenne fente mesurée en CR.	92
4.16	Module de coefficient de réflexion de l'antenne fente mesuré en CR. La courbe rouge représente le coefficient de réflexion lissé sur une fenêtre de 60 MHz.	92
4.17	Facteur de qualité de la CRBM en présence d'une antenne cornet et d'une antenne imprimée en réception.	93
4.18	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l'impédance mutuelle Z_{12} estimée par la méthode de corrélation et par une mesure directe entre une antenne cornet et une antenne imprimée.	93
4.19	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l'impédance propre Z_{11} de l'antenne cornet estimée par la méthode de corrélation et par une mesure directe.	94

4.20	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l'impédance propre Z_{22} de l'antenne imprimée estimée par la méthode de corrélation et par une mesure directe.	94
4.21	Facteur de qualité de la CRBM en présence de deux antennes imprimées identiques.	95
4.22	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 30 cm entre 2 antennes imprimées.	96
4.23	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 40 cm entre 2 antennes imprimées.	96
4.24	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 50 cm entre 2 antennes imprimées.	96
4.25	Variation des temps d'apparition des impulsions associées au trajet direct en fonction de la distance entre les 2 antennes imprimées.	97
4.26	(a) Variation de l'amplitude de l'impulsion associée au trajet direct en fonction de la distance entre les 2 antennes imprimées, (b) Variation temporelle de la partie réelle de l'impédance mutuelle reconstruite par corrélation pour un espacement de 30, 40 ou 50 cm entre les 2 antennes imprimées.	98
4.27	Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b), (d) des impédances propres des 2 antennes imprimées mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 30$ cm.	98
4.28	Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b), (d) des impédances propres des 2 antennes imprimées mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 40$ cm.	99
4.29	Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b), (d) des impédances propres des 2 antennes imprimées mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 50$ cm.	100
4.30	Comparaison des parties réelles des impédances propres Z_{11} (a) et Z_{22} (b) estimée par la méthode de corrélation pour les trois espacements entre les 2 antennes imprimées.	100
4.31	Configuration de la mesure du gain en CRBM du laboratoire ESYCOM.	101
4.32	Configuration de la mesure du gain en CA du laboratoire ESYCOM.	102
4.33	Comparaison du diagramme de gain obtenu passivement en CR par la méthode de corrélation d'impédances et celui obtenu par mesure en CA à $F = 1,5$ GHz.	103

4.34	Comparaison du diagramme de gain obtenu passivement en CR par la méthode de corrélation d'impédances et celui obtenu par mesure en CA à $F = 2,5$ GHz.	103
4.35	Variation du coefficient de corrélation de Pearson pour l'impédance mutuelle en fonction de l'angle de rotation de l'AUT.	104
4.36	Antenne cornet caractérisée en mesure (modèle SH800 [0.8 – 12] GHz). . .	106
4.37	Module du coefficient de réflexion de l'antenne cornet de modèle SH800. . .	106
4.38	Efficacité de rayonnement de l'antenne cornet de modèle SH800. La courbe rouge représente l'efficacité lissée sur une fenêtre glissante de 60 MHz. . . .	107
4.39	Configuration de mesure en CR avec 3 antennes cornets en réception. . . .	107
4.40	Facteur de qualité de la CRBM en présence de 3 antennes cornets en réception.	108
4.41	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l'impédance mutuelle Z_{12} mesurée et reconstruite par corrélation.	108
4.42	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l'impédance mutuelle Z_{13} mesurée et reconstruite par corrélation.	109
4.43	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l'impédance mutuelle Z_{23} mesurée et reconstruite par corrélation.	109
4.44	Configuration de mesure d'un système multi-antennaires en CR.	110
4.45	Trois AUTs couplées : "A ₁ " est une antenne cornet à double grille, "A ₂ " une antenne fractale imprimée large bande et "A ₃ " une antenne fente large bande.	111
4.46	Module de coefficient de réflexion de l'antenne fractale. La courbe rouge représente le coefficient lissé sur une fenêtre glissante de 60 MHz.	111
4.47	Efficacité de rayonnement de l'antenne fractale. La courbe rouge représente l'efficacité lissée sur une fenêtre glissante de 60 MHz.	112
4.48	Facteur de qualité de la CRBM en présence de 3 antennes différentes en réception.	112
4.49	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A ₁ " et "A ₂ ". . .	113
4.50	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A ₁ " et "A ₃ ". . .	113
4.51	Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A ₂ " et "A ₃ ". . .	113
4.52	A gauche : Positions relatives des trois antennes imprimées - A droite : Dispositif de mesure dans la CR d'ESYCOM avec une antenne cornet pointant vers la brasseur en excitation et 3 antennes imprimées en réception.	115
4.53	Facteur de qualité mesuré dans le cas de 3 antennes imprimées en réception.	116

4.54 Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A₁" et "A₂". . 116

4.55 Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A₁" et "A₃". . 116

4.56 Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A₂" et "A₃". . 117

4.57 Représentation de l'interaction entre une antenne en émission Tx et deux antennes en réception 1 et 2. 138

Liste des tableaux

- 2.1 Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour les impédances obtenues par simulation directe ou par la méthode de corrélation accompagnés de l'amplitude maximale de l'impédance simulée ou obtenue par corrélation. . 49
- 3.1 Coefficient de corrélation de Pearson P calculé pour les parties réelles et les parties imaginaires des impédances obtenues par mesure directe ou par la méthode de corrélation dans les cas de 2 antennes cornet en vis-à-vis.
79
- 4.1 Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle et des impédances propres par mesure directe ou par la méthode de corrélation, pour deux largeurs de bande fréquentielle.
84
- 4.2 Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle obtenue par mesure directe ou par la méthode de corrélation dans le cas de 2 AUTs directives pour trois espacements différents.
87
- 4.3 Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour les parties réelles des impédances propres obtenues par mesure directe ou par la méthode de corrélation dans les cas de 2 AUTs directives pour trois espacements différents.
88
- 4.4 Dimensions de l'antenne imprimée (en mm).
92
- 4.5 Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle obtenue par mesure directe ou par la méthode de corrélation dans le cas de 2 antennes imprimées pour 3 espacements différents.
97

- 4.6 Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour les parties réelles des impédances propres obtenues par mesure directe ou par la méthode de corrélation dans le cas de 2 antennes imprimées pour trois espacements différents.
99
- 4.7 Valeurs du gain de l'AUT (A-INFO JXTXLB-10180) fournies par la documentation technique comparées à celles mesurées en CA ou estimées en CR pour différentes valeurs de fréquences.
104
- 4.8 Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle, entre chaque paire d'antennes, obtenue par mesure directe ou par la méthode de corrélation. Cas des 3 antennes cornets.
109
- 4.9 Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle, entre chaque paire d'antennes, obtenue par mesure directe ou par la méthode de corrélation. Cas des 3 antennes de différents types.
114
- 4.10 Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle, entre chaque paire d'antennes, obtenue par mesure directe ou par la méthode de corrélation pour un réseau de 3 antennes imprimées.
117

Chapitre 1

Introduction générale

Contexte

La multiplication de capteurs communicants miniatures enfouis dans des environnements complexes tels que le sol ou les matériaux à forte permittivité est une tendance croissante dans de nombreux domaines tels que l'agriculture [1], l'automobile, les systèmes de surveillance de l'environnement et dans le domaine médical [2]. Cependant, la miniaturisation des antennes peut induire des effets de bord et des pertes diélectriques affectant leurs performances électromagnétiques et pose par ailleurs de nombreux défis en termes de caractérisation. Les techniques de mesure conventionnelles telles que la mesure en champ lointain peuvent ne pas être adaptées pour caractériser ce type d'antenne en raison du nécessaire accès direct à l'antenne. Ainsi, de nouvelles techniques sont nécessaires pour répondre aux besoins de caractérisation des antennes miniatures et intégrées ou enfouies. La mesure par rétrodiffusion, par exemple, basée sur la mesure du signal rétrodiffusé par l'antenne éclairée par une onde plane [3], est l'une des méthodes prometteuses pour caractériser ces antennes, car elle n'exige pas une connexion directe à l'antenne. Cependant, la mesure par rétrodiffusion peut être limitée en termes de précision, car elle dépend fortement de la position et de l'orientation de la source ; ainsi de légères variations de position ou d'orientation peuvent entraîner des variations significatives des résultats de mesure.

C'est pourquoi, aujourd'hui, les besoins en méthodes de caractérisation adaptées sont devenus importants, notamment dans le cadre du développement de systèmes de plus en plus complexes, minaturisés et intégrés, pour les télécommunications.

Dans ce contexte, la technique d'inter-corrélation de bruit propose une solution alternative pour les mesures électromagnétiques destinées à caractériser les performances d'une antenne. Depuis les travaux pionniers de Weaver et Lobkis en 2001 [4], [5] basés sur le théorème de fluctuation-dissipation, les techniques de corrélation ont été utilisées

dans de nombreux domaines de la physique pour récupérer, à partir de l'enregistrement du champ diffus généré par des sources de bruit, la fonction de Green entre deux capteurs ponctuels passifs et non invasifs, comme si une impulsion était émise par l'un des capteurs et reçue par l'autre.

La convergence de la corrélation des champs exige l'uniformité spatiale du bruit.

Alors que cette approche a été utilisée avec succès dans plusieurs domaines de la physique, tels que l'acoustique, la sismologie et la mécanique, son utilisation dans le domaine électromagnétique est encore marginale, mais elle présente un potentiel très prometteur.

Une première démonstration expérimentale de la récupération de la fonction de Green électromagnétique dans la gamme des micro-ondes a été réalisée dans des cavités anéchoïques et réverbérantes pour localiser un objet diffusant en utilisant uniquement cet environnement thermique ambiant [6].

Cette approche basée sur les intercorrélations de champs diffus, qui sont des champs électromagnétiques aléatoires et statistiquement homogènes et isotropes, présente des avantages significatifs par rapport aux techniques de mesure traditionnelles. Son intérêt a ainsi été démontré pour des applications d'imagerie à partir d'antennes en réception [7], ce qui laisse envisager l'accès plus aisé à un grand nombre de points de mesure. En outre, la technique de corrélation de bruit est aisément mise en place et peut être réalisée avec un équipement de mesure conventionnel dans un environnement capable de générer un champ diffus, ce qui la rend expérimentalement très accessible.

Une méthode courante pour obtenir un champ diffus est d'utiliser une chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM). Une CRBM est une cavité métallique dont la taille est beaucoup plus grande que la longueur d'onde, et équipée d'une pièce métallique rotative appelée brasseur de modes. Le brasseur de modes permet de modifier la distribution du champ à l'intérieur de la cavité, ce qui permet d'obtenir un champ homogène et isotrope dans le volume utile de la cavité de manière statistique. Les parois métalliques favorisent la propagation de multi-trajets, ce qui permet d'obtenir des champs électromagnétiques statistiquement homogènes, isotropes et de grande amplitude pour les tests d'antennes.

Dans cette optique, cette thèse s'est inscrite dans le cadre du projet ANR DICOREV, porté par Matthieu DAVY du laboratoire IETR, et impliquant les laboratoires INPHYNI, ESYCOM et l'Institut Langevin. Ce projet portait sur la caractérisation de systèmes antennaires en utilisant les intercorrélations de champs diffus générés en chambre réverbérante.

Objectifs

Ce travail de thèse vise à proposer une méthode alternative aux mesures électromagnétiques classiques pour caractériser les performances des antennes ainsi que le couplage

entre antennes. La méthode étudiée repose sur la corrélation du champ reçu par deux antennes et l'estimation de la réponse impulsionnelle entre elles, en utilisant l'environnement propice aux multi-trajets de la CRBM.

Le premier objectif consiste à transposer le concept de corrélation de bruit, utilisé dans divers domaines de la physique pour la reconstruction de la fonction de Green, à l'électromagnétisme afin de caractériser en CRBM le couplage entre deux antennes. Cette approche permet de mesurer passivement la matrice impédance entre deux antennes en se basant uniquement sur le champ électromagnétique généré dans une chambre réverbérante. Elle est particulièrement pertinente pour les antennes réceptrices intégrées et permettra de surmonter les limitations actuelles des mesures de couplage entre deux antennes en réception qui ne peuvent pas être utilisées en émission.

De plus, elle permet de caractériser d'autres paramètres d'antennes comme le gain à partir de la matrice impédance reconstruite en utilisant cette méthode de corrélation.

Le deuxième objectif de la thèse est d'étendre l'utilisation de la technique d'inter-corrélation au-delà de deux antennes et de démontrer son utilité pour évaluer les performances d'un système multi-antennaire en chambre réverbérante. En comparaison avec la caractérisation en chambre anéchoïque, cette méthode simplifiera grandement la mesure de la matrice de couplage du réseau antennaire, qui définit les propriétés des systèmes de communication. Cette simplification permettra d'économiser beaucoup de temps pour la caractérisation des grands réseaux.

Organisation du manuscrit

Ce manuscrit est le fruit du travail de recherche mené pendant cette thèse et se compose de trois chapitres.

Le premier chapitre de ce document comprend un rappel de concepts théoriques sur l'équation d'onde et la fonction de Green. Ensuite, la méthode de corrélation de bruit et le concept de reconstruction de la fonction de Green sont présentés avec leurs applications. Une revue de l'état de l'art sur la méthode de corrélation de bruit en électromagnétisme est également effectuée. Ce premier chapitre se concentre sur la caractérisation du couplage entre antennes et présente un modèle analytique fondé sur la corrélation des matrices impédances pour évaluer le couplage entre deux dipôles en espace libre. Ce modèle a été validé numériquement avec l'outil de modélisation NEC pour deux antennes, puis étendu pour estimer le couplage mutuel entre quatre dipôles répartis aléatoirement dans l'espace et enfin un réseau à double polarisation composé de six éléments.

Le deuxième chapitre de cette thèse explore les concepts fondamentaux liés aux chambres réverbérantes en décrivant leur fonctionnement et le phénomène de brassage de modes,

qui permet de définir la chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) et ses différentes applications. Ensuite, la caractérisation du couplage entre antennes en utilisant la méthode de corrélation de champs diffus en CRBM est examinée. Un modèle théorique est proposé pour estimer les impédances propres et mutuelles entre antennes dans une cavité réverbérante, et sa validité est confirmée par des mesures expérimentales en CRBM.

Le dernier chapitre de ce document se penchera sur une étude paramétrique qui examinera la convergence des impédances reconstruites par corrélation par rapport aux impédances obtenues par une mesure directe, en fonction de la distance entre les antennes et du type d'antennes utilisées. Nous présenterons également une application de cette méthode pour caractériser le gain d'une antenne, dont les résultats seront comparés à ceux obtenus en chambre anéchoïque. Enfin, nous proposerons une extension de la méthode de corrélation d'impédances en CRBM pour les systèmes multi-antennaires. Pour simplifier, nous considérerons des systèmes composés de trois antennes en réception ayant des caractéristiques différentes puis un réseau de trois antennes identiques. Cette étape est cruciale pour valider la méthode de corrélation d'impédances et pour démontrer que la matrice de couplage mutuel complète d'un réseau peut être obtenue en utilisant cette méthode.

Pour finir, une synthèse générale des résultats obtenus dans ce travail sera présentée dans la conclusion, suivie d'une discussion sur les perspectives envisagées dans des travaux futurs.

Chapitre 2

Caractérisation d'antennes par corrélation de bruit électromagnétique

Introduction

Dans ce premier chapitre, la méthode de corrélation de bruit en champ diffus permettant de reconstruire la fonction de Green entre deux points est présentée, ainsi que ses domaines d'application. Nous dressons ensuite un état de l'art sur la méthode de corrélation de bruit en électromagnétisme. Avant de présenter les différentes méthodes de caractérisation d'antenne, nous rappelons brièvement les descripteurs principaux et les différentes zones de rayonnement du champ électromagnétique. Enfin, nous proposons un modèle analytique, basé sur la corrélation des impédances mutuelles entre l'antenne source et les antennes sous test, pour reconstruire les impédances propres ainsi que l'impédance mutuelle entre deux antennes en réception. Pour vérifier la validité de notre modèle théorique ainsi que ses conditions d'application, nous avons recours à l'outil de modélisation numérique NEC.

2.1 Méthode de corrélation de bruits

2.1.1 Principe

2.1.1.1 Equation d'onde

Soit ϕ une grandeur physique scalaire ou vectorielle associée à un phénomène ondulatoire, générée par une excitation s , son évolution spatiale et temporelle au sein d'un milieu

continu sans perte est régie par l'équation d'onde donnée par l'équation (2.1) [8].

$$\left[\Delta - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right] \phi(\vec{r}, t) = s(\vec{r}, t) \quad (2.1)$$

Avec Δ l'opérateur laplacien et c une grandeur homogène à une vitesse de l'onde.

Cette équation est la première équation d'onde historique, décrivant la variation d'une quantité ondulante dans le temps et dans l'espace et elle est nommée l'équation de D'Alembert. On définit alors l'opérateur des ondes \square nommé d'alembertien tel que :

$$\square = \Delta - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \quad (2.2)$$

L'équation d'onde présente quelques propriétés intrinsèques. La première caractéristique est son invariance par renversement du temps, c'est-à-dire que la propagation des ondes est réversible. Ainsi, une onde émise depuis une source peut converger vers cette dernière si le temps s'inverse, ce qui peut être mis à profit pour obtenir des informations sur l'excitation. L'autre propriété de cette équation est sa linéarité : si on considère deux solutions de cette équation d'onde alors le résultat de leur somme ou de toute combinaison linéaire est aussi une solution de la même équation.

2.1.1.2 Fonction de Green

Par définition, on appelle fonction de Green, notée ici $G(\vec{r}, t)$, la solution particulière de l'équation d'onde donnée dans (2.1) pour une source impulsionnelle spatiale et temporelle (impulsion ou delta de Dirac δ) telle que $G(\vec{r}, t = 0) = \delta(\vec{r})$ et respectant les conditions aux limites du problème [9].

On a alors :

$$\left[\Delta - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right] G(\vec{r}, t) = \delta(\vec{r})\delta(t) \quad (2.3)$$

La fonction de Green développée par le physicien britannique George Green, est définie pour différents domaines tels que l'électromagnétisme, la mécanique quantique, la thermodynamique, etc ; il s'agit du signal qu'on peut enregistrer avec un capteur parfait en émettant une impulsion ponctuelle. La connaissance de G permet de connaître toute l'information liée à la propagation et d'en déduire notamment la structure du milieu de propagation.

Dans le cas d'une grandeur vectorielle dans un espace à trois dimensions, l'équation d'onde est vectorielle et la fonction de Green est un tenseur qui peut être représenté sous la forme d'une matrice regroupant ses neuf composantes.

2.1.1.3 Champ diffus

Le champ diffus est souvent défini comme étant un champ dont les propriétés statistiques sont spatialement invariantes, mais il peut également être vu comme résultant d'une superposition isotrope et aléatoire d'ondes planes provenant de toutes les directions de propagation et de polarisation aléatoire [10]. Le champ diffus peut être soit généré par une multitude de sources non corrélées uniformément réparties dans un volume ou sur une surface fermée (toutes les directions d'arrivée sont statistiquement représentées de la même façon) [11], [12] soit obtenu via des réflexions comme dans les cavités chaotiques [4], [5], [13], [14] et les milieux aléatoires [15], [16], [17].

2.1.2 Fonction de Green et corrélation de bruits

La fonction de Green et la fonction de corrélation sont très fortement liées. En effet, selon le théorème de fluctuation-dissipation (TFD) [18], à l'équilibre thermique, la moyenne du produit d'intercorrélation entre les signaux reçus en deux points est proportionnelle à la partie imaginaire de la fonction de Green entre eux [15], [19], [20]. Cette propriété utilisée pour des sources de nature thermique a été également exploitée [21], [22], [23] pour d'autres natures de sources équiréparties. Ainsi, la corrélation d'un champ diffus reçu en deux points converge vers la fonction de Green du milieu entre ces deux points, incluant toutes les réflexions, diffractions ainsi que les différents modes de propagation [13]; en d'autres termes, la corrélation d'un champ diffus enregistré en deux points permet d'extraire l'information complète sur la propagation entre ces deux points. Dans les cas homogènes et hétérogènes, l'équipartition du champ est une condition nécessaire et suffisante pour récupérer la fonction de Green exacte à partir des corrélations [24]. Cette condition implique que le champ diffus contient toute l'information sur tous les trajets, ce qui explique la possibilité de pouvoir extraire la fonction de Green complète. Dans le domaine temporel, la corrélation des signaux, sur une fenêtre temporelle suffisamment large, reçus par deux capteurs, permet d'obtenir les parties causale et anti-causale de la fonction de Green de sorte que la réponse impulsionnelle entre les deux récepteurs peut être reconstruite.

Dans la partie suivante, nous démontrons la relation entre la corrélation de bruit et la fonction de Green par une approche assez générale en supposant que la distribution du champ correspond à un bruit blanc dans tout le milieu [25].

On considère des sources de bruit ponctuelles k distribuées aléatoirement (2.4).

$$f(t, \vec{r}) = \sum_k f(t) \delta(\vec{r} - \vec{r}_k) \quad (2.4)$$

On considère aussi un bruit blanc, ergodique et stationnaire :

$$\begin{cases} \langle f(t, \vec{r}) \rangle = \overline{f(t, \vec{r})} = 0 \\ C_{ff} = \sigma^2 \delta(\tau) \delta(\vec{r} - \vec{r}') \end{cases}$$

avec $\tau = t - t'$, σ^2 l'intensité du bruit, \overline{f} la moyenne temporelle, $\langle . \rangle$ la moyenne statistique et C_{ff} l'autocorrélation de f .

Le champ ψ en \vec{r} dans un volume V en réponse à ce bruit s'écrit :

$$\psi(t, \vec{r}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_V G(t - t', \vec{r} - \vec{r}') f(t', \vec{r}') d\vec{r}' dt' \quad (2.5)$$

avec G la fonction de Green.

Si on considère deux points a et b appartenant au volume V illuminés par des sources de bruit (Fig. 2.1), la corrélation C entre les signaux reçus en ces deux points peut être exprimée par :

$$C_{a,b}(\tau) = C(\tau, \vec{r}_a, \vec{r}_b) = \overline{\psi(t, \vec{r}_a) \psi(t + \tau, \vec{r}_b)} \quad (2.6)$$

En remplaçant ψ et f par leurs expressions, on obtient :

$$C_{a,b}(\tau) = \sigma^2 \sum_k G_{a,k}(\tau) * G_{k,b}(-\tau) \quad (2.7)$$

où $G_{i,j}$ représente la fonction Green au point j pour une excitation au point i . La transformée de Fourier de la formule précédente s'écrit :

$$C_{a,b}(\omega) = \sigma^2 \sum_k G_{a,k}(\omega) G_{k,b}(\omega)^* \quad (2.8)$$

Or, d'après l'identité de Ward [26], une fonction de Green G suit la relation suivante :

$$G(\omega) G(\omega)^* = \frac{1}{\omega \gamma} \Im(G(\omega)) \quad (2.9)$$

où γ représente l'atténuation.

On retrouve donc que la corrélation de bruit est proportionnelle à la partie imaginaire de la fonction de Green.

$$C_{a,b}(\omega) \propto \Im(G_{a,b}(\omega)) \quad (2.10)$$

Dans le domaine temporel, pour un ensemble de sources entourant les points a et b , la relation liant la fonction de corrélation à la fonction de Green est donnée par [27] :

$$\frac{\partial C_{a,b}(t)}{\partial t} \propto G_{a,b}(t) - G_{a,b}(-t) \quad (2.11)$$

On retrouve dans la fonction de corrélation la superposition de la fonction de Green pour les temps positifs $G(t)$ qui est la partie causale et la fonction de Green pour les temps négatifs $G(-t)$ qui est la partie anticausale.

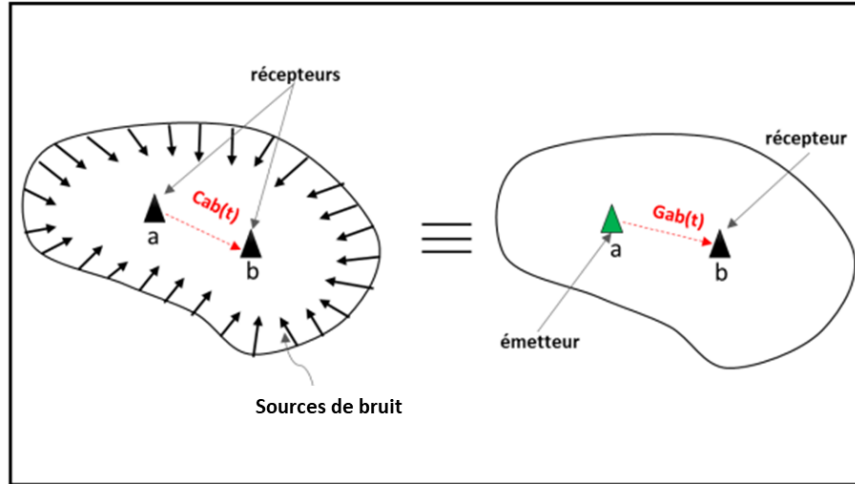


FIGURE 2.1 – Relation d'équivalence entre la fonction de Green entre deux points a et b et la fonction de corrélation obtenue à partir des signaux générés par des sources de bruit.

Une autre interprétation simple et élégante est fournie pour comprendre le lien entre la corrélation de bruit et la fonction de Green par une analogie avec l'approche du retournement temporel [28]. Cette approche consiste en un rapprochement entre la reconstruction de la fonction de Green par corrélation et une expérience de retournement temporel avec des émetteurs et des récepteurs situés sur une surface fermée appelée miroir à retournement temporel autour de deux points a et b . La corrélation peut être vue comme un processus de retournement temporel au point b d'une source placée au point a à travers un miroir à retournement temporel constitué d'un ensemble de sources de bruit distribuées sur le miroir à retournement temporel. Dans un premier temps, dans la phase d'apprentissage, une source impulsionnelle au point source a émet des ondes qui sont enregistrées sur l'ensemble des récepteurs S_i entourant une cavité à retournement temporel (Fig. 2.2). Puis dans l'étape de retournement temporel, chaque signal en S_i est retourné temporellement et ré-émis; dans ce cas S_i devient alors une source. Les signaux émis par les sources S_i vont parcourir le même chemin en sens inverse et vont donner naissance à un front d'onde convergent qui va être refocalisé au point de départ a . Après la focalisation, l'onde va continuer de se propager et ainsi diverger à partir de ce point a . Le signal enregistré en b est alors équivalent à la corrélation des champs enregistrés en a et b , créés par des sources impulsionnelles S_i [29].

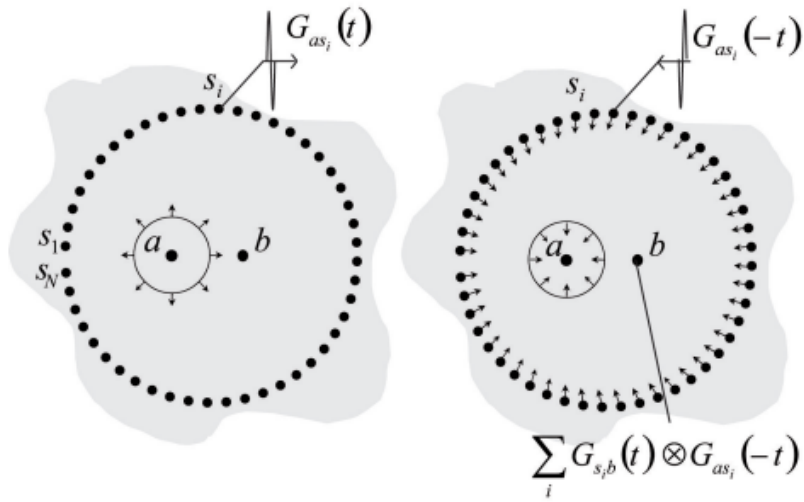


FIGURE 2.2 – Schéma illustratif du principe de retournement temporel [29].

2.1.3 Domaines d'application de la méthode de corrélation de bruits

La méthode d'extraction de la fonction de Green par corrélation de champs diffus a été introduite et développée parallèlement dans différents domaines de la physique théorique et expérimentale et en considérant différents types d'ondes. Cette méthode permet de retrouver la fonction de Green, dans une grande variété de milieux de propagation, entre deux récepteurs, sans qu'il soit nécessaire que l'un des deux agisse comme une source d'émission, et cela grâce à la présence d'un champ diffus. Cette technique a pris un essor considérable et est largement utilisée dans plusieurs domaines de la physique. Le concept de corrélation de bruits fût initialement utilisé dans l'héliosismologie en corrélant les enregistrements des intensités lumineuses pour l'étude de la propagation d'ondes à l'intérieur du soleil [30] et pour réaliser l'imagerie acoustique de la lumière du jour [31]. En acoustique ultra-sonore, une première étude expérimentale a montré que l'on pouvait obtenir une relation entre la fonction de Green et la corrélation de bruits en utilisant une décomposition modale du champ [4]. En effet, en corrélant le bruit thermique généré par un générateur d'impulsions à ultrasons dans un solide réverbérant, la réponse locale a été reconstruite à partir du champ diffus reçu par les transducteurs [32]. En sismologie, la première utilisation de la méthode de corrélation de bruits est fondée sur l'utilisation de la corrélation de codas [33] enregistrées lors de séismes pour pouvoir reconstruire des ondes de surface balistiques entre des couples de stations [34]. En parallèle, en acoustique sous-marine, une démonstration expérimentale a été présentée dans [35] pour obtenir des fronts d'ondes acoustiques cohérents en mesurant la fonction de corrélation du bruit océanique entre deux hydrophones.

Par la suite, la méthode de corrélation de bruits a permis de réaliser une première imagerie passive des propriétés géologiques pour construire des cartes de dispersion des principales grandeurs géologiques en Californie, après un mois d'enregistrement du bruit sismique ambiant [36]. Depuis, le lien entre la corrélation de bruits et la fonction de Green a été exploité pour d'autres applications comme la surveillance passive de l'état mécanique des structures avec la détection d'apparition de défauts en se basant sur des résultats obtenus dans [14].

2.2 Etat de l'art sur la corrélation de bruits électromagnétiques

Bien qu'elle ait permis d'obtenir des résultats spectaculaires dans divers domaines tels que la sismologie et l'acoustique, la technique de corrélation de bruits pour l'estimation de la fonction de Green demeure peu exploitée dans le domaine de l'électromagnétisme. En se basant sur le théorème de fluctuation-dissipation [37], [38], il a été montré que l'autocorrélation du champ électrique est directement liée à la densité locale d'états qui est elle-même proportionnelle à la partie imaginaire de la fonction de Green [39]. La corrélation de champ spatiale a été aussi utilisée pour caractériser la cohérence spatiale intrinsèque d'un système photonique complexe [40]. Aux fréquences micro-ondes, la première démonstration expérimentale sur la convergence de la fonction de corrélation vers la fonction de Green en a été menée en 2013 [6]. L'expérience a eu lieu dans une chambre anéchoïque, qui est une cavité constituée de parois presque parfaitement absorbantes et dont le rayonnement à l'équilibre est équivalent au rayonnement d'un corps noir à la même température. Ainsi, la fonction de Green entre deux antennes a été estimée en corrélant le bruit thermique enregistré sur un intervalle de temps de l'ordre de quelques millisecondes. Dans la même expérience, une application à l'imagerie a également été démontrée en utilisant la corrélation d'un champ diffusé par un objet métallique afin de le détecter et de le localiser avec précision. La mesure passive des fonctions de Green a été rapportée dans le domaine des fréquences optiques en utilisant une technique d'interférométrie à faible cohérence [27]; dans cet article, des microbilles diffusantes sont illuminées de manière isotrope par une source de lumière incohérente. Les contributions balistiques et les diffusions multiples de la fonction de Green entre les diffuseurs individuels ont été récupérées en se basant sur la corrélation du champ diffusé mesuré au moyen d'un interféromètre.

Par la suite, cette méthode a permis de réaliser une cartographie passive de la constante de diffusion [41] où il a été montré comment un ensemble des fonctions de Green peut être extrait passivement entre chaque point à la surface d'un milieu diffusant placé sous un éclairage de lumière blanche. Dans [42], la fonction de corrélation a été analysée à partir

d'un modèle basé sur le théorème de fluctuation-dissipation et il a été démontré théoriquement que la corrélation dépend fortement des propriétés d'absorption des récepteurs et peut être fortement asymétrique même lorsque le champ électromagnétique satisfait l'hypothèse d'équipartition. Ceci a été confirmé par des mesures dans une chambre réverbérante, en générant un champ diffus à partir d'une unique antenne utilisée comme source et de la diffusion multiple dans la cavité grâce à la rotation du brasseur de modes. Le champ équipartitionné a également été obtenu lors de mesures dans une chambre réverbérante pour différentes configurations de la cavité grâce à des métasurfaces programmables [43]. Contrairement aux mesures avec des sondes non invasives, il a été montré que l'intercorrélation des champs mesurés entre une antenne adaptée et une sonde non-invasive est nulle aux temps positifs et seule la fonction de Green anticausale (temps négatifs) peut être récupérée [44]; ce phénomène est dû à l'absorption de l'onde par la charge. Dans le cas d'antennes bien couplées à un milieu complexe, il a été rigoureusement démontré [43] sur la base de l'unitarité de la matrice de diffusion (S) (impliquant l'absence de pertes, aussi bien au niveau des antennes que du milieu), que l'intercorrélation des paramètres S entre une antenne en émission et deux antennes en réception (notées 1 et 2) dans une chambre réverbérante converge vers :

$$C_{S_{12}}(\omega) = -\langle S_{21}^*(\omega).S_{11}(\omega) + S_{12}(\omega).S_{22}^*(\omega) \rangle \quad (2.12)$$

Toujours avec la même approche basée sur la matrice de diffusion, l'impact des pertes de la cavité réverbérante a été pris en compte dans [45] en proposant une formule générale (2.13) qui tient compte des pertes dans la cavité d'une manière simple grâce au coefficient d'amortissement de la cavité extrait des mesures.

$$C_{S_{12}}(\omega) = -\eta \langle S_{21}^*(\omega).S_{11}(\omega) + S_{12}(\omega).S_{22}^*(\omega) \rangle \quad (2.13)$$

où η est le rapport du nombre de ports d'antenne sur le nombre total de ports, incluant les ports virtuels qui représentent les pertes de la cavité. Cependant, seules les antennes sans pertes ont été considérées et cette expression est difficile à exploiter pour estimer passivement les paramètres de couplage S_{12} et S_{21} car elle dépend aussi des paramètres de réflexion S_{11} et S_{22} .

2.3 Caractérisation du couplage entre antennes

2.3.1 Caractérisation d'antennes

Heinrich Hertz (1857-1894) utilisa pour la première fois, en 1888, des antennes pour démontrer l'existence des ondes électromagnétiques prédites par la théorie de Maxwell.

Depuis, une très large variété d'antennes a été développée afin de s'adapter au mieux aux exigences des différentes applications.

2.3.1.1 Zones de rayonnement

Les propriétés d'une onde électromagnétique se propageant dans un espace varient en fonction de la distance à la source. Ces variations entraînent une subdivision de l'espace de propagation en plusieurs zones autour de la source. Ces régions permettent d'identifier la structure du champ dans chacune d'elles et de décrire les caractéristiques de rayonnement d'une antenne [46]. Pour délimiter les zones de rayonnement de champ, on calcule une distance limite qui dépend de la longueur d'onde de fonctionnement et de la plus grande dimension de la source qui correspond au rayon de la plus petite sphère englobant la source. Classiquement, en s'éloignant de la source, on distingue trois zones de propagation [47] (Fig. 2.3).

— Zone de Rayleigh

Cette zone de champ très proche se situe directement après la zone de champ réactif [48] à des distances de l'antenne source comprises entre $(\lambda/2\pi)$ et $(D^2/2\lambda)$, D étant la plus grande dimension de l'antenne. Elle est caractérisée par des ondes évanescentes qui restent confinées au voisinage de l'ouverture rayonnante. On note que, dans le cas particulier de petites antennes telles que $D < \lambda/\sqrt{\pi}$, alors ce domaine n'est pas défini.

— Zone de Fresnel

C'est une zone intermédiaire qui s'étend de la limite de la zone de Rayleigh à une distance égale à $(2D^2/\lambda)$. Dans cette zone, le phénomène de propagation commence à apparaître. Elle constitue avec la zone de Rayleigh ce que l'on appelle la zone de champ proche.

— Zone de Fraunhofer

C'est la zone de champ lointain définie par une distance supérieure à $2D^2/\lambda$ et 10λ . Dans cette région, les ondes sont rayonnées sous la forme d'ondes (quasiment) sphériques et l'amplitude du champ varie en $1/r$, avec r l'espacement entre le point d'observation et l'ouverture rayonnante. On détermine dans cette zone les caractéristiques de l'antenne dépendant du champ lointain comme le diagramme de rayonnement et la directivité de l'antenne.

2.3.1.2 Caractéristiques des antennes

Le standard IEEE définit une antenne comme étant un moyen d'émettre ou de recevoir des ondes radioélectriques [47]. En d'autres termes, l'antenne est un transducteur utilisé pour convertir, en mode d'émission, des ondes électromagnétiques guidées en ondes

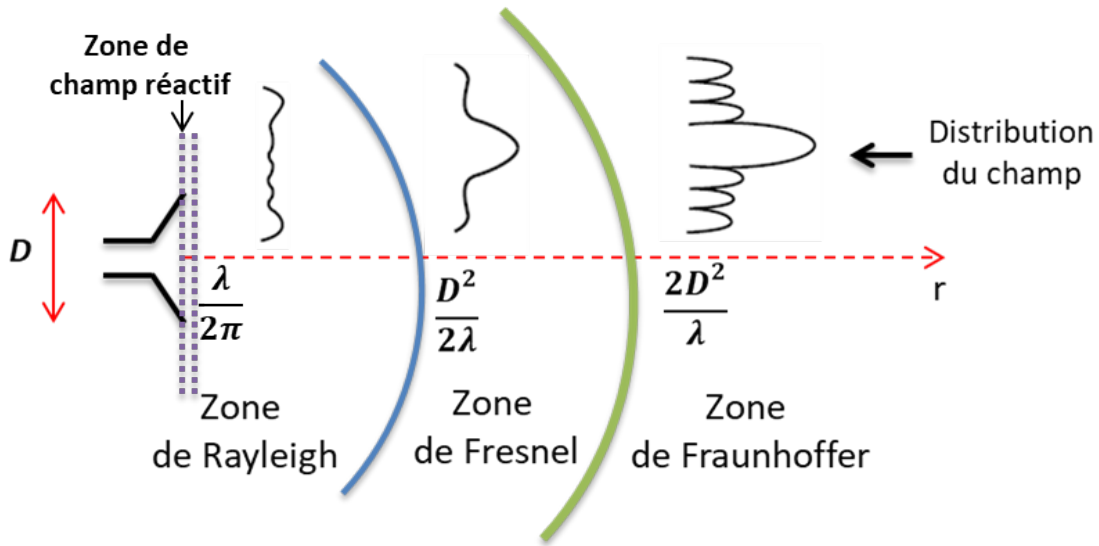


FIGURE 2.3 – Zones de rayonnement du champ électromagnétique.

rayonnées en espace libre (Fig. 2.4) ou pour convertir, en mode de réception, des ondes en espace libre en ondes guidées [47].

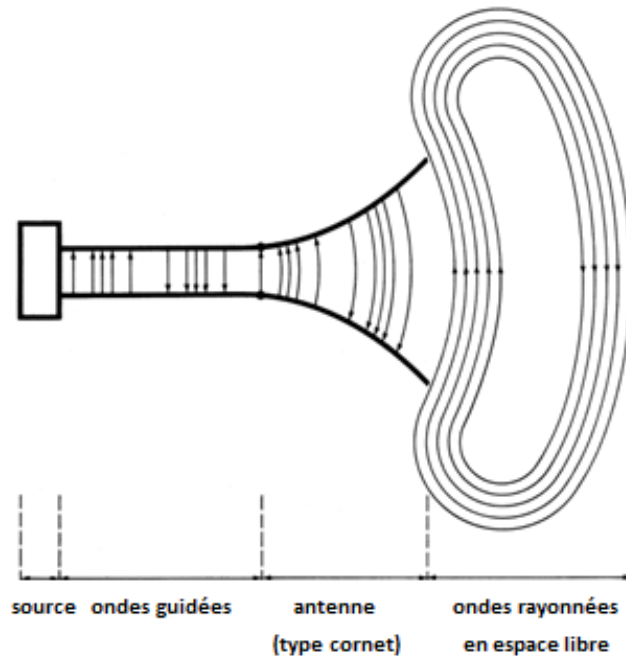


FIGURE 2.4 – Schéma illustratif d'une antenne utilisée en émission [47].

Pour décrire les performances d'une antenne, on caractérise ses propriétés électriques

et de rayonnement par plusieurs paramètres. Nous allons citer dans la partie suivante quelques descripteurs [47] qui permettent de caractériser une antenne.

a. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est une représentation graphique des variations de la puissance rayonnée par cette antenne dans les différentes directions de l'espace. Ainsi, le diagramme de rayonnement indique la direction dans laquelle la puissance rayonnée est maximale qui correspond à la direction privilégiée de rayonnement, les directions de rayonnement secondaires et les directions où la puissance rayonnée est nulle. On utilise principalement des diagrammes de champ, tracés en fonction des champs électrique et magnétique, et des diagrammes de puissance, tracés en fonction du carré de l'amplitude des champs électrique et magnétique. Le diagramme de rayonnement est généralement déterminé dans la région du champ lointain et est représenté sur une échelle logarithmique en coordonnées polaires dans le cas d'un diagramme de rayonnement en 2D ou en coordonnées sphériques dans le cas 3D.

b. Intensité de rayonnement

L'intensité de rayonnement U dans une direction (θ, ϕ) est la puissance rayonnée par une antenne par unité d'angle solide. Sous forme mathématique, elle s'exprime par :

$$U(\theta, \phi) = r^2 W_{ray} \quad (2.14)$$

où W_{ray} est la densité de puissance rayonnée en (W/m^2) et r est la distance entre l'émetteur et le point d'observation en (m) .

Pour une antenne source isotrope, U est indépendante des angles θ et ϕ et notée U_0 . Elle est exprimée en fonction de la puissance totale rayonnée P_{ray} par l'antenne comme :

$$U_0 = \frac{P_{ray}}{4\pi} \quad (2.15)$$

c. Directivité

La directivité D représente la capacité d'une antenne à émettre ou recevoir les ondes dans une direction spécifique. Elle correspond au rapport de l'intensité du rayonnement dans une direction donnée sur l'intensité moyenne rayonnée dans toutes les directions. Cette dernière correspond à l'intensité que rayonnerait une antenne isotrope.

Ainsi, nous pouvons écrire son expression comme :

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{ray}} \quad (2.16)$$

d. Gain

Le gain est un paramètre étroitement lié à la directivité, c'est une mesure qui tient compte des pertes via l'efficacité de rayonnement de l'antenne η_{ray} suivant l'expression :

$$G(\theta, \phi) = \eta_{ray} D(\theta, \phi) \quad (2.17)$$

e. Efficacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement η_{ray} est définie par le rapport entre la puissance rayonnée P_{ray} et celle acceptée par l'antenne P_a [49]. Elle est exprimée par :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_a} \quad (2.18)$$

En d'autres termes, si les pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance série R_{loss} , l'efficacité de rayonnement peut être exprimée comme le rapport entre la résistance de rayonnement R_{ray} et la résistance totale de l'antenne (résistances de rayonnement et de pertes). Elle est écrite sous la forme suivante :

$$\eta_{ray} = \frac{R_{ray}}{R_{ray} + R_{loss}} \quad (2.19)$$

Il est à noter que l'efficacité de rayonnement ne prend pas en compte les pertes dues à la désadaptation d'impédance de l'antenne dans sa définition, ce qui distingue l'efficacité de rayonnement de l'efficacité totale de l'antenne.

f. Polarisation

La polarisation d'une antenne est un paramètre qui joue un rôle important dans la qualité de transmission. En effet, si la polarisation de l'antenne réceptrice n'est pas accordée sur la polarisation de l'antenne émettrice, la puissance reçue ne sera pas maximale. La polarisation de l'onde transmise par une antenne correspond à la figure tracée en fonction du temps par l'extrémité du vecteur du champ électrique à un endroit fixe dans l'espace. Elle est généralement classifiée en linéaire, circulaire, ou elliptique (Fig. 2.5).

g. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est définie comme l'impédance présentée par une antenne à ses bornes. Elle est donnée par :

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.20)$$

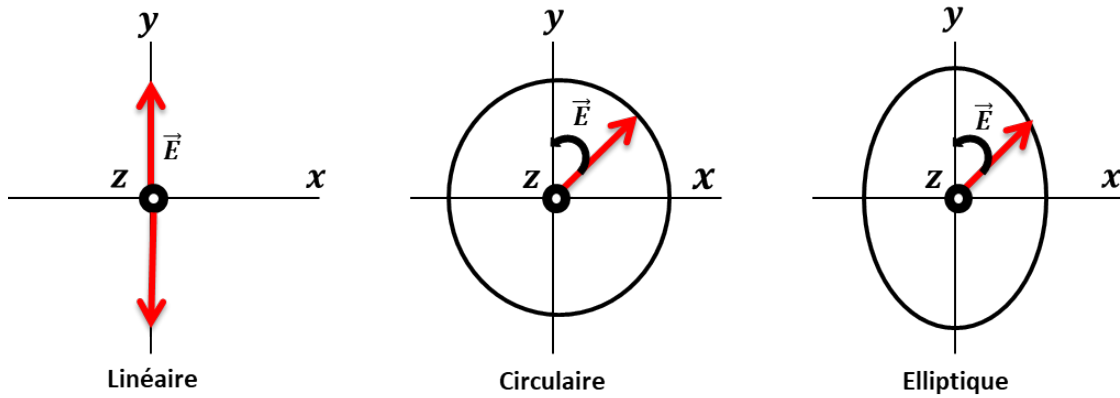


FIGURE 2.5 – Types de polarisation d'une antenne.

En général, la partie réelle R_A qui est la partie résistive se compose de deux composantes :

$$R_A = R_{ray} + R_{loss} \quad (2.21)$$

Où :

- R_{ray} représente le rayonnement de l'antenne et est appelée résistance de rayonnement
- R_{loss} représente les pertes par conduction et dans les diélectriques et est appelée résistance de pertes.

La partie imaginaire X_A correspond à la réactance de l'antenne. Elle est liée à la partie de l'énergie fournie par la source qui est stockée sous forme réactive au voisinage de l'antenne. Il est souhaitable, pour assurer un rayonnement optimal, de trouver des fréquences pour lesquelles la réactance de l'antenne est nulle. Ces fréquences correspondront aux fréquences de résonance de l'antenne.

Si on suppose que l'antenne est utilisée en mode de transmission (Fig. 2.6 (a)) et qu'elle est reliée à un générateur d'impédance interne Z_g telle que :

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.22)$$

Où R_g et X_g sont la résistance et la réactance de la source.

On peut représenter l'antenne et le générateur de tension par un circuit équivalent de Thévenin comme montré sur la Fig. 2.6 (b) ou bien un circuit équivalent de Norton si la source utilisée est un générateur de courant Fig. 2.6 (c).

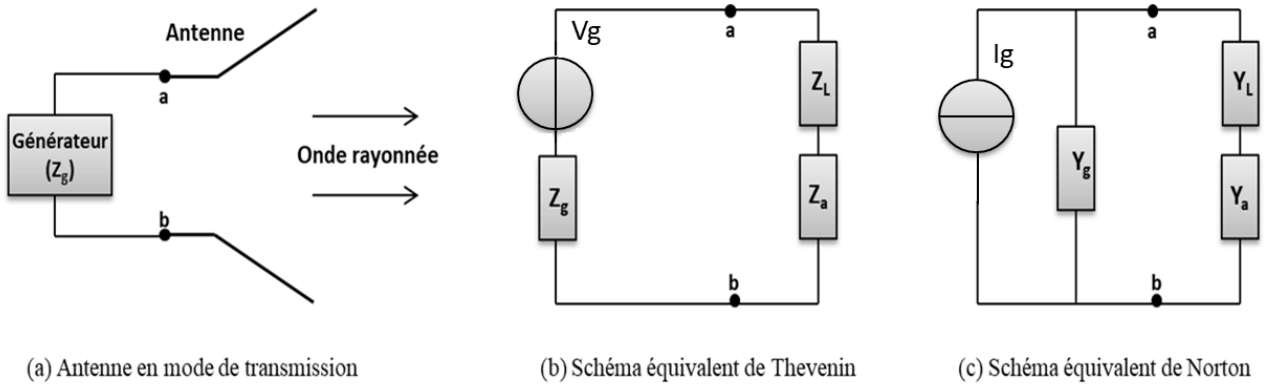


FIGURE 2.6 – Antenne en mode de transmission et ses schémas équivalents.

h. Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion d'une antenne se définit comme étant le rapport des amplitudes des ondes réfléchies sur celles des ondes incidentes. Pour une antenne d'impédance Z_A , reliée à la source par une ligne d'impédance caractéristique Z_0 , le coefficient de réflexion peut être défini comme suit :

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.23)$$

Le module du coefficient de réflexion est généralement exprimé en décibels (dB) ; il est alors noté $|S_{11}|$ et se définit comme suit :

$$|S_{11}|(dB) = 20 \log_{10}(|\Gamma|) \quad (2.24)$$

i. Equation de Friis

L'équation des télécommunications, appelée aussi équation de Friis, est un outil fondamental pour l'analyse et la conception des systèmes de communication sans fil. Elle est à la base de tous les calculs de propagation en espace libre car elle relie la puissance reçue P_r à la puissance émise P_e entre deux antennes séparées par une distance R . Cette relation permet également de déterminer le gain d'une antenne en utilisant une seconde antenne dont les caractéristiques sont connues. Son expression mathématique est donnée par :

$$\frac{P_r}{P_e} = p \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_e G_r \quad (2.25)$$

Où G_e et G_r sont les gains réalisés des antennes en émission et en réception, p est l'indice de polarisation traduisant la différence de polarisation entre les deux antennes et le terme $(\lambda/4\pi R)^2$ est appelé le facteur de pertes en espace libre.

2.3.1.3 Impédance propre et impédance mutuelle

Quand on parle de l'impédance propre d'une antenne, on suppose que l'antenne est prise isolément. Si des antennes voisines sont présentes, l'impédance d'entrée de l'antenne est modifiée et une autre impédance est introduite en raison des courants circulant dans les antennes placées à proximité. Une telle impédance est connue sous le nom d'impédance mutuelle entre antennes. L'impédance mutuelle entre deux antennes dépend de la taille, de la forme, de la position et de l'orientation des deux antennes ainsi que de leurs conductivités [50].

Supposons deux antennes représentées par un quadripôle comme montré sur la Fig. 2.7. Le quadripôle est caractérisé par le système d'équations courant-tension suivant :

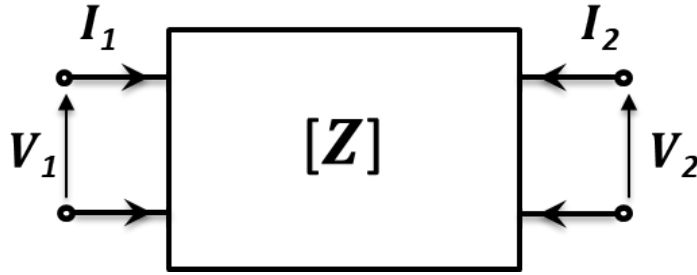


FIGURE 2.7 – Modélisation quadripolaire de deux antennes.

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2.26)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2.27)$$

Où :

Z_{11} est l'impédance d'entrée du port 1 avec le port 2 en circuit-ouvert.

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0}$$

Z_{12} est l'impédance mutuelle entre le port 1 et le port 2 lorsque le port 1 est en circuit-ouvert.

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

Z_{21} est l'impédance mutuelle entre le port 2 et le port 1 lorsque le port 2 est en circuit-ouvert.

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0}$$

Z_{22} est l'impédance d'entrée du port 2 avec le port 1 en circuit-ouvert.

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

2.3.1.4 Méthodes de caractérisation d'antennes

Il existe plusieurs approches qui permettent de caractériser le bon fonctionnement d'une antenne dont notamment les mesures en rayonnement et les mesures en rétrodiffusion.

a. Mesures en rayonnement

Classiquement, les caractérisations d'antennes sont réalisées expérimentalement à l'aide de mesures en rayonnement en champ lointain ou par une mesure en champ proche de laquelle se déduisent les propriétés de rayonnement en champ lointain. Ces mesures sont effectuées en sites extérieurs (bases surélevées de mesures, bases de mesures avec réflexion au sol, bases inclinées) ou en site clos (chambre anéchoïque) [51]. Ce type de mesure peut se faire dans le domaine fréquentiel en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (en anglais Vector Network Analyser, VNA) qui permet de mesurer les paramètres S dont notamment le paramètre de transmission S_{21} entre l'antenne sous test (AUT) et l'antenne de mesure standard, ce qui permet par la suite de remonter au gain et au diagramme de rayonnement de l'AUT. Des mesures peuvent également être faites dans le domaine temporel, en utilisant un générateur d'impulsions connecté à l'antenne d'émission et un oscilloscope pour mesurer les impulsions reçues par l'antenne en réception [52]. Ces techniques de mesure nécessitent l'utilisation des câbles d'alimentation qui peuvent avoir un effet important dans le cas d'antennes électriquement petites. Le câble interfère fortement sur la distribution du courant sur l'antenne et perturbe ainsi son impédance d'entrée et son diagramme de rayonnement. C'est pourquoi des mesures en rétrodiffusion peuvent être préférées.

b. Mesures en rétrodiffusion

Afin d'éviter les perturbations causées par les câbles d'alimentation sur les caractéristiques de l'AUT, il existe une autre méthode de mesure sans contact ou non invasive basée sur la mesure des ondes électromagnétiques rétrodiffusées et de la section efficace radar de l'antenne cible [53], [54]. Son principe consiste à émettre une onde vers la cible (AUT) et à mesurer l'écho rétrodiffusé par la cible. En effectuant ces mesures pour différentes conditions de charge de l'AUT, il est possible d'en extraire ses propriétés intrinsèques. L'écart temporel entre l'onde émise et son écho est l'image de la distance électrique séparant l'antenne d'émission de la cible.

2.4 Etude par simulation d'antennes couplées en champ diffus

L'usage de simulations permet d'obtenir de façon rapide des données qui nous permettront de valider la technique de corrélation de bruit en électromagnétisme en utilisant des antennes comme émetteurs/récepteurs. Dans cette optique, nous utiliserons le logiciel NEC (Numerical Electromagnetic Code) qui est un logiciel de simulation développé par l'armée américaine pour l'analyse des antennes radioélectriques [55]. La modélisation est basée sur la méthode des Moments (MOM) qui consiste à résoudre les équations de Maxwell sous leur forme intégrale dans le domaine fréquentiel. Dans cette méthode, l'antenne filaire est divisée en segments sur lesquels les variations du courant et de la tension sont linéaires et la résolution de ce système d'équations permet d'obtenir le champ électromagnétique en tout point de l'espace [56].

Nous nous intéresserons à la simulation des antennes couplées et à l'étude de l'influence de la distribution et la localisation des sources sur la convergence de la fonction de corrélation vers leur impédance de couplage.

2.4.1 Etude théorique des corrélations d'impédances en champ diffus

Examinons le couplage entre deux antennes sous l'angle d'un schéma électrique. Le système équivalent du réseau d'antennes considéré ici est représenté sur la Fig. 2.8. On considère une antenne émettrice T_x d'impédance propre Z_{T_x} excitée par un générateur de courant d'intensité I_{T_x} . Cette antenne est considérée comme suffisamment éloignée des deux antennes réceptrices pour que ses propriétés de rayonnement ne soient pas modifiées par leur présence, alors que les deux antennes réceptrices modélisées par leur matrice impédance \mathbf{Z}_A (de dimensions 2×2) sont couplées entre elles. L'antenne T_x induit une force électromotrice e_1 (resp. e_2) aux bornes de l'antenne de réception 1 (resp. 2). La tension et le courant à l'accès 1 (resp. 2) sont U_1 et I_1 (resp. U_2 et I_2). On suppose qu'il y a un réseau d'impédances de charge en série avec les deux sorties 1 et 2 représenté par une matrice \mathbf{Z}_L (2×2). Les forces électromotrices sont liées aux courants par la loi d'Ohm généralisée suivant l'équation (4.1).

$$\mathbf{e} = \underbrace{(\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_A)}_{\mathbf{Z}_T} \mathbf{I} \quad (2.28)$$

où $\mathbf{e} = (e_1, e_2)^t$ et $\mathbf{I} = (I_1, I_2)^t$.

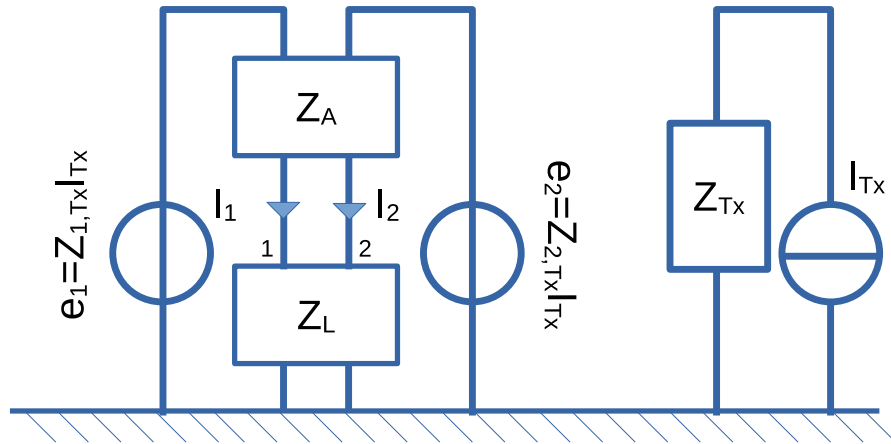


FIGURE 2.8 – Représentation de l'interaction entre une antenne en émission Tx et deux antennes en réception 1 et 2.

Les corrélations entre les forces électromotrices peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} \left\langle \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} (e_1^*, e_2^*) \right\rangle &= \begin{pmatrix} \langle e_1 e_1^* \rangle & \langle e_1 e_2^* \rangle \\ \langle e_2 e_1^* \rangle & \langle e_2 e_2^* \rangle \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{Z}_T \left\langle \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} (e_1^*, e_2^*) \right\rangle \end{aligned} \quad (2.29)$$

Le réseau des deux antennes en réception est adapté lorsque $\mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_A^H$ [57]. Dans ce cas, la matrice impédance \mathbf{Z}_T est hermitienne c'est-à-dire que cette matrice est égale à la matrice transconjuguée. Par conséquent, elle peut être diagonalisée [58], c'est-à-dire qu'il existe deux états propres orthonormaux (\mathbf{u}_1 et \mathbf{u}_2) et deux valeurs propres complexes (z_T^1 et z_T^2) tels que :

$$\mathbf{Z}_T \mathbf{u}_{1,2} = z_T^{1,2} \mathbf{u}_{1,2} \quad (2.30)$$

En introduisant la matrice de projection telle que $\mathcal{P} = (\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2)$, $\langle \mathbf{Ie}^H \rangle$ peut être exprimé en fonction des états propres, comme suit :

$$\langle \mathbf{Ie}^H \rangle = \mathcal{P} \left\langle \begin{pmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{pmatrix} (e_1'^*, e_2'^*) \right\rangle \mathcal{P}^H, \quad (2.31)$$

où ' indique que la grandeur est exprimée dans la base formée par les deux vecteurs propres.

Comme les deux antennes sont parfaitement adaptées, c'est comme si nous avions deux antennes indépendantes avec des diagrammes de rayonnement orthogonaux qui absorbent intégralement la puissance incidente disponible.

Par conséquent :

$$\left\langle \left(\begin{array}{c} I'_1 \\ I'_2 \end{array} \right) (e'_1, e'_2) \right\rangle = \left(\begin{array}{cc} 2\langle P_1 \rangle & 0 \\ 0 & 2\langle P_2 \rangle \end{array} \right). \quad (2.32)$$

avec $\langle P_{1,2} \rangle$ la puissance absorbée par chaque antenne.

Comme l'a montré Hill dans [59], la puissance moyenne absorbée par une antenne sans perte placée dans un environnement où le champ est homogène et isotrope est donnée par l'équation (4.6).

$$\langle P_1 \rangle = \langle P_2 \rangle = \frac{\langle \Pi \rangle \lambda^2}{8\pi}, \quad (2.33)$$

où Π est la densité de puissance.

En combinant les équations (4.2), (2.31), (4.3) et (4.6) et comme $\mathcal{P}\mathcal{P}^H$ est égale à la matrice d'identité, on obtient :

$$\left(\begin{array}{cc} \langle e_1 e_1^* \rangle & \langle e_1 e_2^* \rangle \\ \langle e_2 e_1^* \rangle & \langle e_2 e_2^* \rangle \end{array} \right) = \frac{\langle \Pi \rangle \lambda^2}{4\pi} (\mathbf{Z}_A^H + \mathbf{Z}_A), \quad (2.34)$$

En moyenne, la densité de puissance est liée à la densité d'énergie W par :

$$\langle \Pi \rangle = c \langle W \rangle. \quad (2.35)$$

avec c la vitesse de la lumière.

D'autre part, les forces électromotrices peuvent être écrites en termes d'impédance mutuelle ($\mathbf{e} = (Z_{1Tx}, Z_{2Tx})^t I_{Tx}$), la corrélation C_Z entre les impédances de l'antenne d'émission et des deux antennes réceptrices peut être exprimée en termes d'impédances propre et mutuelle des antennes 1 et 2 comme suit :

$$\left(\begin{array}{cc} \langle Z_{1Tx} Z_{1Tx}^* \rangle & \langle Z_{1Tx} Z_{2Tx}^* \rangle \\ \langle Z_{2Tx} Z_{1Tx}^* \rangle & \langle Z_{2Tx} Z_{2Tx}^* \rangle \end{array} \right) = \frac{c \langle W \rangle \lambda^2}{4\pi |I_{Tx}|^2} (\mathbf{Z}_A^H + \mathbf{Z}_A) \quad (2.36)$$

L'expression (2.36) est valable pour des antennes sans pertes. Pour prendre en compte les pertes, un modèle de pertes ohmiques doit être introduit. Ici, nous supposons un modèle simple où les pertes ohmiques peuvent être isolées comme une impédance en série.

$$\mathbf{Z}_A = \mathbf{Z}_A^\Omega + \mathbf{Z}_A^R \quad (2.37)$$

où \mathbf{Z}_A^R est une matrice complexe liée au rayonnement et \mathbf{Z}_A^Ω est une matrice diagonale liée aux pertes non radiatives (dont ohmiques).

Dans notre cas, nous considérons que les deux antennes en réception sont suffisamment éloignées l'une de l'autre pour qu'il n'y ait pas de couplage non radiatif qui pourrait induire des paramètres non diagonaux à \mathbf{Z}_A^Ω . L'expression de cette matrice est donc :

$$\mathbf{Z}_A^\Omega = \begin{pmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

avec R_1 et R_2 des valeurs positives représentant les pertes ohmiques dans les antennes 1 et 2, respectivement.

Le formalisme précédent peut être appliqué mais avec une impédance de charge qui compense les pertes ohmiques et n'adapte que la partie liée au rayonnement. Elle est alors donnée par :

$$\mathbf{Z}_L = (\mathbf{Z}_A^R)^H - \mathbf{Z}_A^\Omega \quad (2.39)$$

En utilisant les équations (4.13), (4.14) et (4.15), il est facile de montrer que dans le cas général d'antennes à pertes :

$$\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_A = 2\Re(\mathbf{Z}_A) \quad (2.40)$$

Donc, la fonction de corrélation $\mathbf{C}_{Z_{ij}} = \langle Z_{iT_x} Z_{jT_x}^* \rangle$, est donnée par :

$$\mathbf{C}_{Z_{ij}} = \frac{c \langle W \rangle \lambda^2}{2\pi |I_{T_x}|^2} \Re(Z_{ij}) \quad (2.41)$$

2.4.2 Couplage entre deux dipôles en espace libre

Une vue schématique du système considéré est illustrée en Fig. 2.9. Deux dipôles (notés 1 et 2) sont utilisés en réception et une troisième antenne de type doublet de Hertz est utilisée en émission. Les récepteurs sont espacés d'une distance d tandis que la source se déplace sur la surface d'une sphère de rayon r . Deux polarisations pour chaque position de source sont considérées ce qui permet de générer un champ diffus autour des deux récepteurs ; ces deux polarisations correspondent à des doublets de Hertz orientés suivant les vecteurs \vec{u}_θ et \vec{u}_ϕ en coordonnées sphériques.

La densité d'énergie peut être exprimée en fonction de la valeur moyenne du champ électrique rayonné par la source comme suit [59] :

$$\langle W \rangle = \frac{1}{2} \left[\epsilon \langle \|\vec{E}\|^2 \rangle + \mu \langle \|\vec{H}\|^2 \rangle \right] = \epsilon \langle \|\vec{E}\|^2 \rangle \quad (2.42)$$

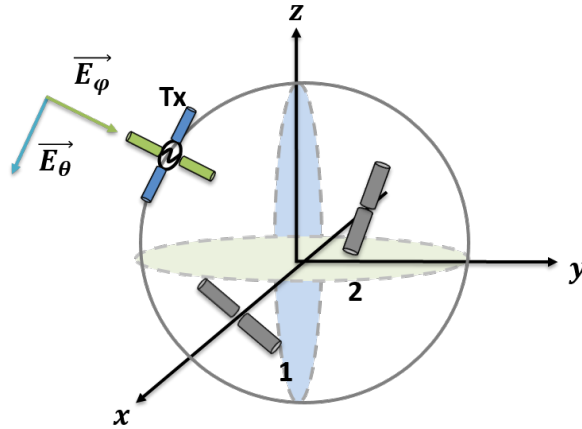


FIGURE 2.9 – Représentation schématique d'un système constitué de 2 antennes en réception, notées 1 et 2, espacées d'une distance d et illuminées par un champ diffus généré par une antenne source T_x qui se déplace sur la surface d'une sphère de rayon $r > d$.

où ϵ est la permittivité du vide et μ est la perméabilité du vide. On note que nous considérons dans ces expressions les valeurs efficaces des amplitudes des champs et des intensités.

L'antenne source considérée est un dipôle infinitésimal de longueur l . En champ lointain, le champ rayonné par ce dipôle s'exprime, dans le repère sphérique centré au milieu de ce dipôle et d'axe z orienté le long du dipôle, par l'équation (2.43) [47].

$$E_\theta = j \frac{\eta k l e^{-jkr}}{4\pi r} I_{Tx} \sin \theta \quad (2.43)$$

avec $k = 2\pi/\lambda$ le nombre d'onde et η l'impédance caractéristique du vide. Dans le cas présenté sur la Fig. 2.9, l'amplitude du champ généré par chaque dipôle et reçu au centre de la sphère s'écrit donc :

$$\|\vec{E}_O\| = \frac{\eta k l}{4\pi r} |I_{Tx}| \quad (2.44)$$

En considérant N positions de sources décorrélatées réparties uniformément sur la surface de la sphère et en tenant compte des deux polarisations considérées, l'énergie totale reçue au centre de la sphère se calcule, en considérant la moyenne statistique sur des sources aléatoires, suivant :

$$\|\vec{E}\|^2 = 2 \sum_{i=1}^N \|\vec{E}_O\|^2 = 2N \|\vec{E}_O\|^2 \quad (2.45)$$

A partir des équations (2.41), (2.42), (2.44) et (2.45), on obtient l'expression de corrélation suivante :

$$\mathbf{C}_{Z_{ij}} = \frac{N\eta l^2}{4\pi r^2} \Re(Z_{ij}) \quad (2.46)$$

Cette équation permet d'obtenir passivement l'impédance propre d'un dipôle ainsi que l'impédance mutuelle entre les deux dipôles à partir de la corrélation des impédances entre la source (de position et orientation variable) et chaque récepteur.

2.4.3 Validation du modèle analytique

Dans cette section, nous vérifions numériquement par simulation avec le logiciel NEC la validité de la formule (2.46). Dans un premier temps, nous comparons le champ reçu au centre d'une sphère de rayon $r = 50\lambda$ provenant du rayonnement d'un dipôle infinitésimal de longueur $\lambda/50$ localisé sur la surface de la sphère, obtenu par simulation et calculé par la formule analytique (Eq. 2.44). Le rapport du module du champ électrique calculé par la formule analytique E_{th} et du champ électrique simulé sur NEC E_{sim} sur une bande fréquentielle [1-4] GHz est calculé et le résultat obtenu est présenté sur la Fig. 2.10. La différence de l'ordre de 1,5% permet de s'assurer de l'adéquation entre la simulation et l'expression analytique utilisée.

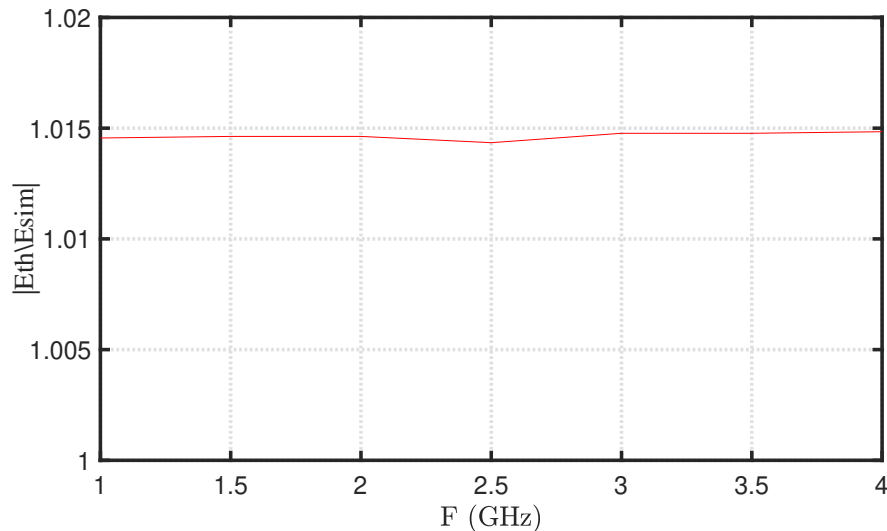


FIGURE 2.10 – Rapport des modules du champ électrique rayonné au centre de la sphère par une antenne source calculé analytiquement E_{th} et simulé E_{sim} .

Après avoir confirmé que le champ reçu au centre de la sphère, calculé analytiquement, correspond au champ simulé, nous procédons à une validation numérique par simulation de la formule (2.46). Nous comparons les résultats d'impédance mutuelle et d'impédances propres obtenus par simulation directe des deux antennes filaires avec ceux obtenus par

corrélation d'impédances entre l'antenne source (pour l'ensemble de ses positions et orientations) et chaque récepteur séparément.

Pour ce faire, nous considérons comme antennes de réception deux dipôles demi-onde (à la fréquence $f = 2$ GHz) identiques placés dans le plan xOz et espacés d'une distance $d = 10\lambda$. Ces deux dipôles sont parallèles à l'axe Oz et leurs centres sont placés sur l'axe Ox de manière symétrique par rapport au centre du repère comme montré sur la Fig. 2.11. Pour illuminer ces deux dipôles en réception, nous utilisons un dipôle de longueur

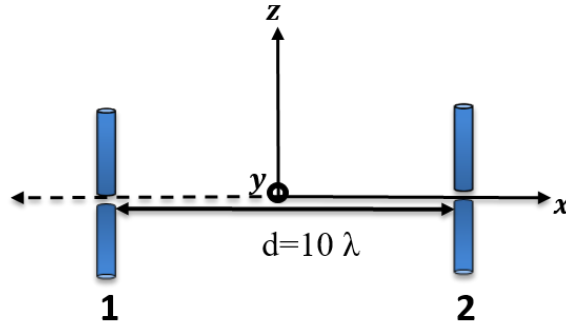


FIGURE 2.11 – Deux dipôles parallèles orientés selon z placés côte-à-côte et espacés de $d = 10\lambda$

$l = \lambda/50$ à la fréquence $f = 2$ GHz qui se déplace uniformément sur la surface d'une sphère de rayon $r = 50\lambda$. Un programme écrit sous Matlab a permis de lancer ces nombreuses simulations et extraire les données utiles.

La simulation a été faite dans la bande fréquentielle [1-5] GHz, et 10 000 positions de source uniformément distribuées sur la surface d'une sphère, suivant une distribution en spirale, sont considérées. Cette distribution de sources maintient une distance constante r entre chaque source et le centre de la sphère. Deux polarisations orthogonales pour chaque position de sources sont considérées.

La partie réelle de l'impédance mutuelle Z_{12} obtenue par simulation directe de l'impédance de couplage entre les dipôles 1 et 2 est comparée à l'impédance mutuelle estimée à partir de la corrélation d'impédances entre la source et chaque récepteur. Une moyenne sur les positions de sources a été faite pour l'impédance reconstruite par corrélation et le résultat obtenu est présenté sur la Fig. 2.12. Un très bon accord est observé entre la simulation directe et l'impédance reconstruite par corrélation.

La variation dans le domaine temporel de la partie réelle de Z_{12} est ensuite calculée grâce à une transformée de Fourier inverse de $Z_{12}(f)$. Le résultat est présenté sur la Fig. 2.13. Les réponses causales et anti-causales sont toutes deux présentées et on voit l'apparition d'un pic à $t = 5$ ns, ce qui correspond au temps de parcours de la distance entre les récepteurs qui est de 10λ .

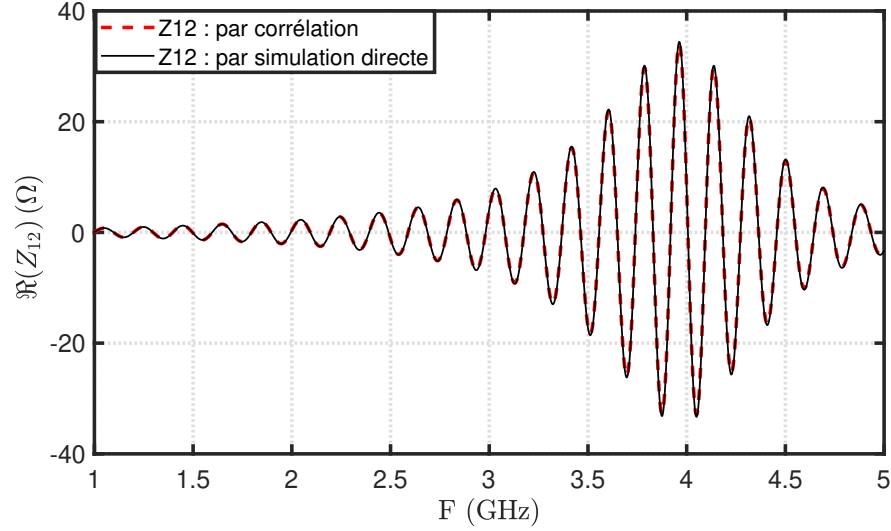


FIGURE 2.12 – Comparaison fréquentielle entre la partie réelle de l'impédance mutuelle obtenue par simulation directe des dipôles 1 et 2 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.

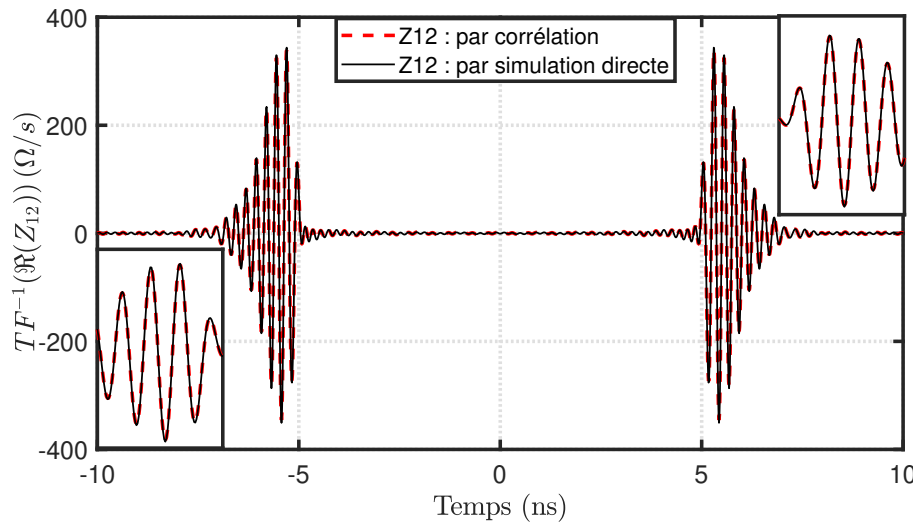


FIGURE 2.13 – Comparaison temporelle entre la transformée de Fourier inverse de la partie réelle de l'impédance mutuelle obtenue par simulation directe de l'impédance de couplage entre les dipôles 1 et 2 et de celle reconstruite par corrélation d'impédances.

Pour valider expérimentalement l'équation (2.46) dans le cas $i = j$, les variations temporelles et fréquentielles des impédances propres des dipôles 1 et 2 (Z_{11} et Z_{22} respectivement) estimées par corrélation de densités spectrales de puissance ($C_{Z_{11}}$ et $C_{Z_{22}}$ respectivement) sont comparées aux parties réelles de Z_{11} et Z_{22} obtenues par une simulation directe des impédances propres des récepteurs dans les Figs. 2.14 et 2.15.

Une bonne concordance est observée entre les résultats obtenus.

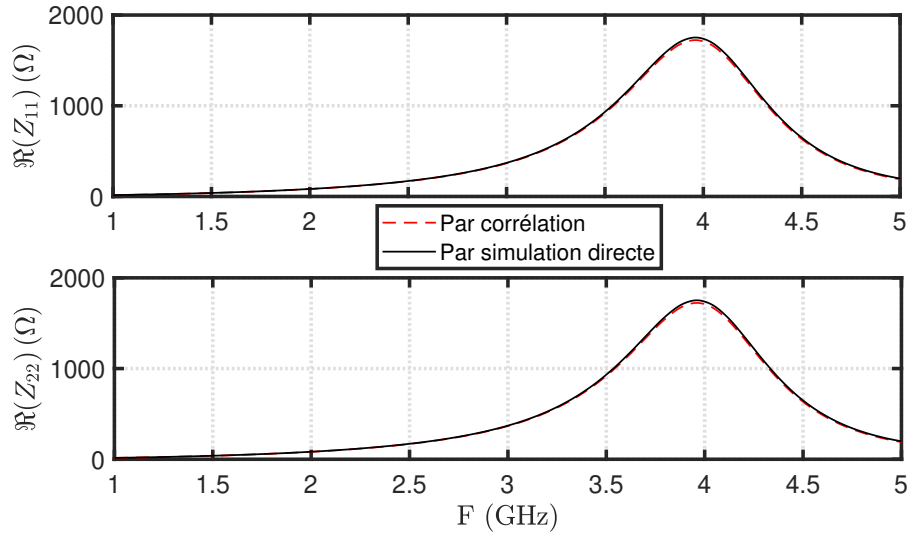


FIGURE 2.14 – Comparaison fréquentielle entre les parties réelles des impédances propres Z_{11} et Z_{22} obtenues par simulation et celles reconstruites par corrélation d'impédances.

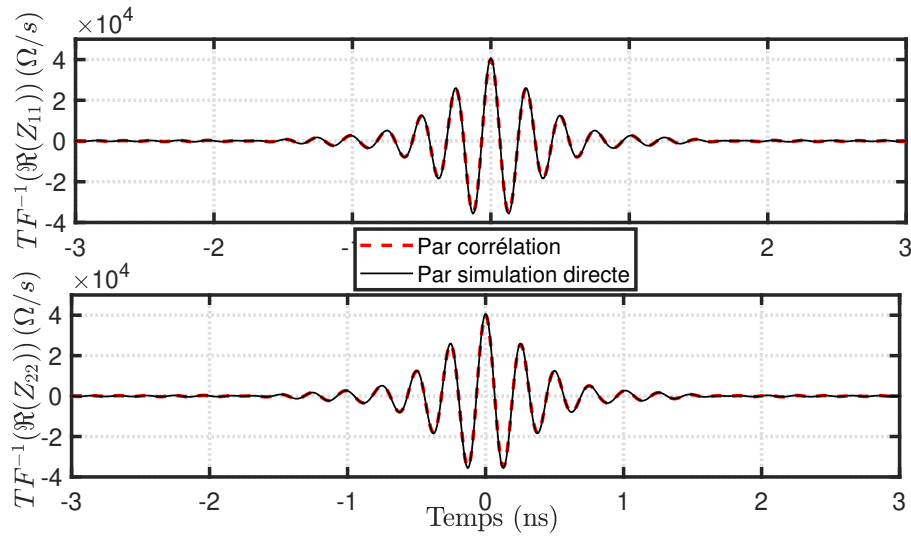


FIGURE 2.15 – Comparaison temporelle entre les transformées de Fourier inverses des parties réelles des impédances propres Z_{11} et Z_{22} obtenues par simulation et celles reconstruites par corrélation d'impédances.

Afin de quantifier la convergence des impédances propres et mutuelles obtenues par corrélation d'impédances (notées Z_{ijcor}) à celles obtenues par simulation directe (notées Z_{ijref}), nous calculons la similitude (coefficient de corrélation de Pearson) P comme suit :

$$P = \Re\left(\frac{\int_f \langle Z_{ijcor}(f) \rangle Z_{ijref}^*(f)}{\sqrt{(\int_f |\langle Z_{ijcor}(f) \rangle|^2 df)(\int_f |Z_{ijref}(f)|^2 df)}}\right) \quad (2.47)$$

où $\langle \dots \rangle$ désigne une moyenne sur les réalisations (positions et orientations de la source). Ainsi, on trouve une similitude parfaite avec une valeur de $P = 1,00$ pour les impédances propres Z_{11} et Z_{22} ainsi que l'impédance mutuelle Z_{12} , ce qui confirme le très bon accord observé.

2.4.4 Etude paramétrique

Au cours de cette section, nous validons le modèle proposé en faisant varier des paramètres qui ont une influence sur l'estimation du couplage entre les antennes, tels que l'orientation, la distance entre les dipôles, ainsi que la polarisation du champ rayonné en direction des antennes en réception et la distribution des sources. Dans toute cette étude, les longueurs des deux antennes en réception ainsi que des dipôles en émission restent inchangées.

a. Influence de l'espacement entre récepteurs

Afin de valider le modèle analytique dans le cas d'un fort couplage entre récepteurs, la distance entre les deux dipôles a été réduite à $d = \lambda/2$ (en gardant la disposition présentée en Fig. 2.9, c'est-à-dire deux dipôles demi-onde parallèles à Oz et centrés sur l'axe Ox). L'excitation des récepteurs est assurée par un dipôle de Hertz qui se déplace uniformément sur la surface d'une sphère de rayon $r = 50\lambda$.

La simulation a été réalisée dans la plage de fréquence [1-5] GHz et 10 000 positions de sources avec deux polarisations orthogonales pour chaque position sont considérées. Le résultat de reconstruction de l'impédance mutuelle en fréquentiel et en temporel est présenté sur la Fig. 2.16.

Une bonne concordance est observée entre la partie réelle de l'impédance Z_{12} obtenue par simulation directe de l'impédance de couplage entre les récepteurs et celle reconstruite par la méthode de corrélation avec une similitude $P = 1,00$. Le pic correspondant au temps de parcours de trajet direct apparaît à $t = 0,8 \text{ ns}$ ce qui correspond bien à l'espacement entre les deux dipôles qui est de $\lambda/2$.

De même, les impédances propres des deux récepteurs ont été bien estimées, comme montré sur la Fig. 2.17, malgré le fort couplage entre les dipôles. On retrouve la même similitude que dans le cas précédent ($d = 10\lambda$) avec $P = 1,00$.

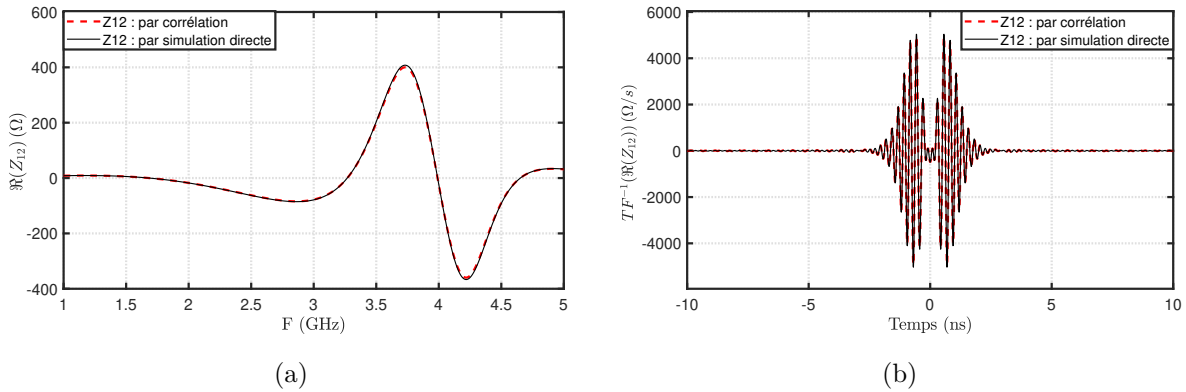


FIGURE 2.16 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{12} obtenue par simulation directe des dipôles 1 et 2 et celle reconstruite par corrélation d'impédances pour $d = \lambda/2$.

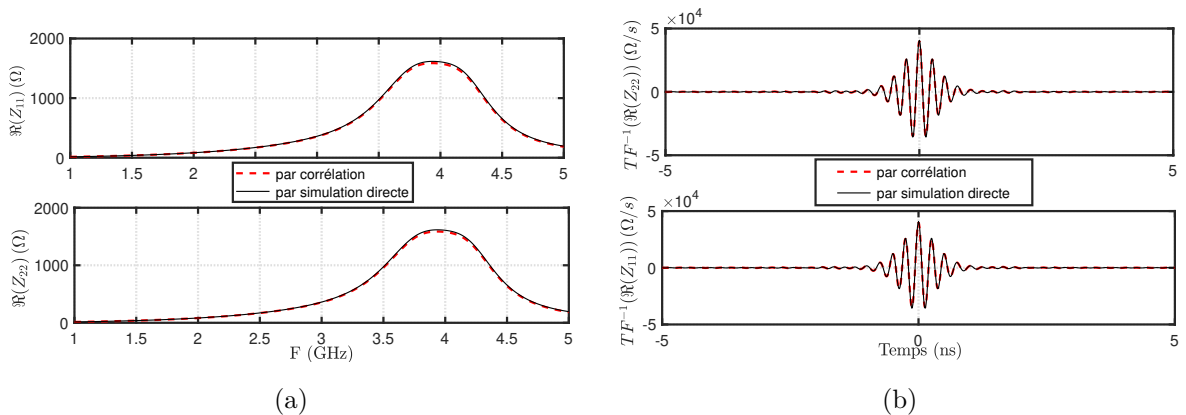


FIGURE 2.17 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre les parties réelles des impédances propres Z_{11} et Z_{22} obtenues par simulation directe et celles reconstruites par corrélation d'impédances pour $d = \lambda/2$.

b. Contribution des deux polarisations de source

Dans cette section, nous examinons la validité du modèle analytique pour différentes orientations des récepteurs, en nous concentrant sur l'impact de chaque polarisation des sources sur la qualité de la reconstruction de l'impédance.

— Configuration parallèle

Nous reprenons le même ensemble de données que dans la section précédente, avec deux dipôles parallèles en réception placés côte à côte de manière symétrique par rapport au plan yOz et espacés de $d = \lambda/2$, comme illustré dans la Fig. 2.18. Nous examinons le résultat obtenu en considérant une polarisation de source à la fois pour évaluer l'impact de chaque polarisation sur la qualité de la reconstruction des impédances propres et de

l'impédance mutuelle entre les deux récepteurs.

Les résultats de la reconstruction de l'impédance mutuelle en considérant une seule polarisation sont comparés à ceux obtenus en prenant en compte les deux polarisations, et sont présentés sur la Fig. 2.19. De même, les impédances propres reconstruites en considérant une seule polarisation sont comparées à celles obtenues en prenant en compte les deux polarisations, et sont présentées sur la Fig. 2.20.

Dans ce cas précis, il est à noter que les ondes polarisées suivant \vec{u}_ϕ n'interagissent pas avec ces deux antennes verticales, cette polarisation étant orthogonale aux brins des antennes. Seules les ondes polarisées suivant \vec{u}_θ sont captées par les deux antennes en réception et induisent des forces électromotrices, ce qui explique que seule cette polarisation (polarisation 1) est influente dans la reconstruction des impédances.

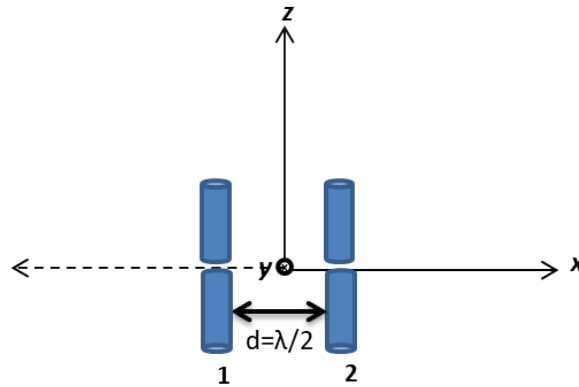


FIGURE 2.18 – Deux dipôles parallèles orientés selon z placés côte-à-côte et espacés de $d = \lambda/2$

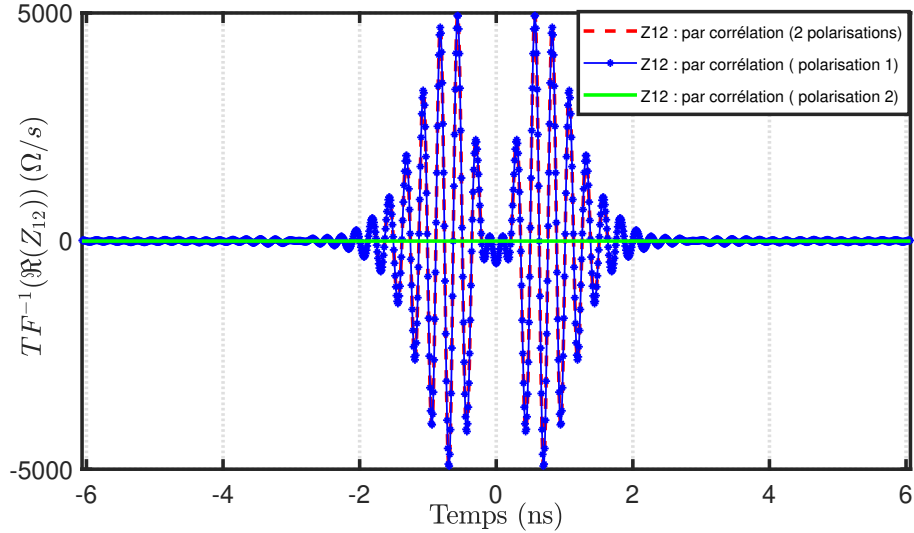


FIGURE 2.19 – Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance mutuelle reconstruite par corrélation d'impédances dans le cas d'une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) et dans le cas de deux polarisations à la fois pour $d = \lambda/2$.

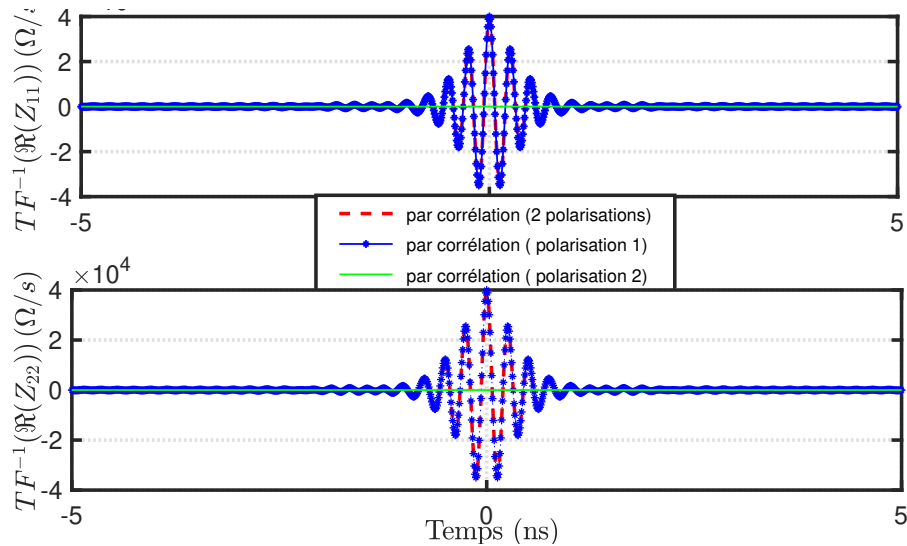


FIGURE 2.20 – Comparaison temporelle des parties réelles des impédances propres reconstruites par corrélation d'impédances dans le cas d'une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) et dans le cas de deux polarisations à la fois pour $d = \lambda/2$.

— Configuration en V

Dans cette section, nous considérons deux dipôles dans le plan xOz : le premier est parallèle à l'axe Oz et le second est incliné d'un angle $\alpha = 30^\circ$ par rapport à l'axe des x .

Les centres des deux dipôles sont espacés d'une distance $d = \lambda/2$ comme indiqué sur la Fig. 2.21.

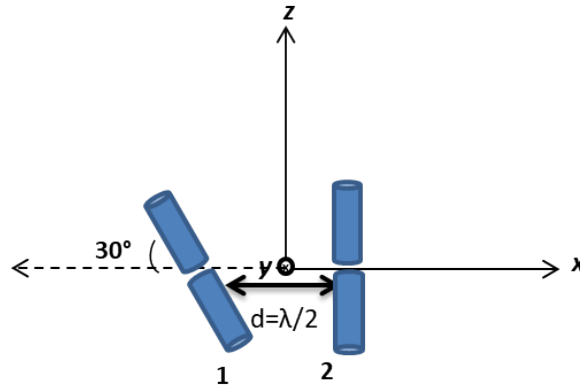


FIGURE 2.21 – Deux dipôles en configuration V.

Nous allons dans un premier temps valider les résultats obtenus dans cette configuration, en conservant les mêmes paramètres de simulation que précédemment. Nous comparons sur les Figs. 2.22 , 2.23 et 2.24 les parties réelles de l'impédance mutuelle Z_{12} et des impédances propres Z_{11} et Z_{22} reconstruites par la méthode de corrélation à celles obtenues par simulation directe dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel.

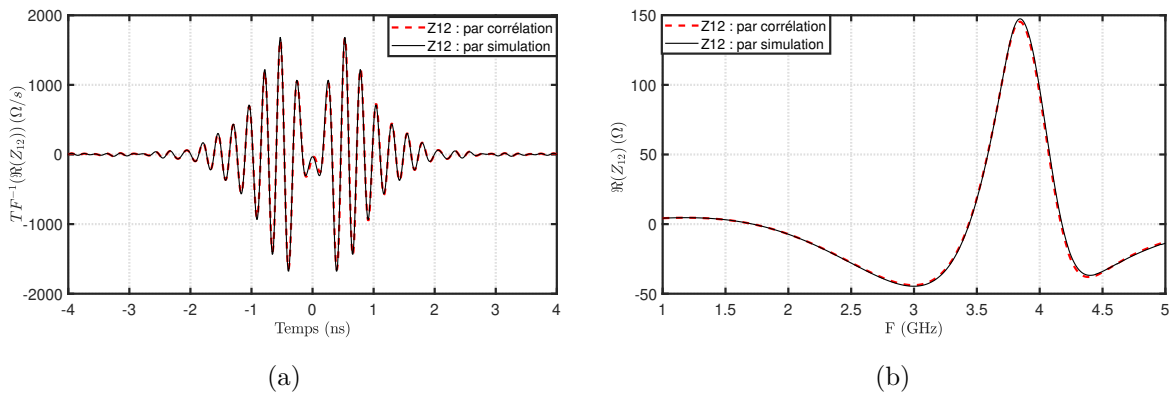


FIGURE 2.22 – Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance mutuelle Z_{12} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration V.

Un bon accord est observé entre les impédances reconstruites par corrélation et celles obtenues par simulation directe. Cette concordance est confirmée par un coefficient de Pearson $P = 0,99$ pour l'impédance mutuelle Z_{12} et $P_1 = P_2 = 1,00$ pour les impédances propres Z_{11} et Z_{22} respectivement.

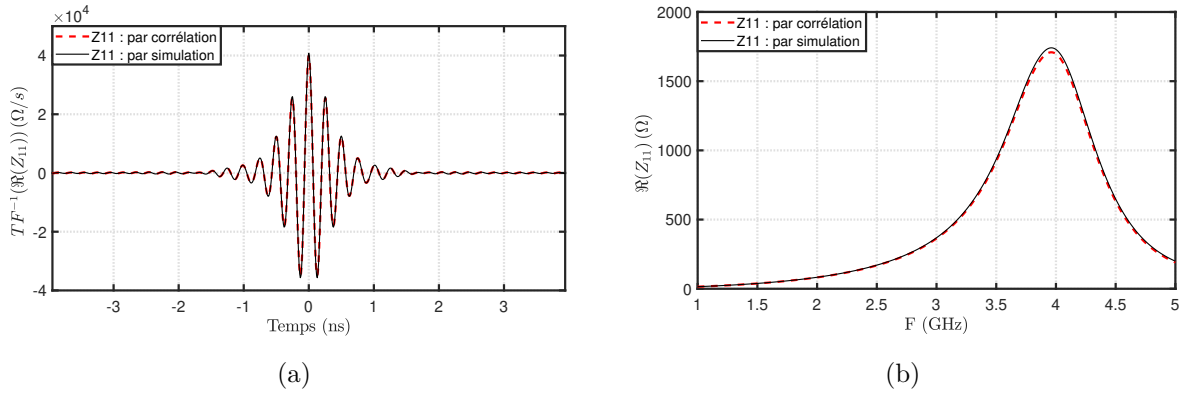


FIGURE 2.23 – Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance propre Z_{11} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration V.

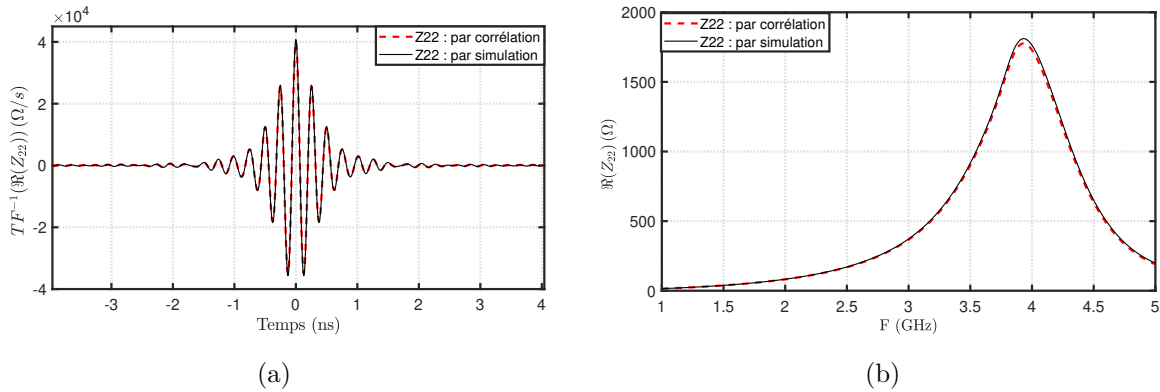


FIGURE 2.24 – Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance propre Z_{22} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration V.

Les Figs. 2.25, 2.26 et 2.27 présentent les résultats de reconstruction des impédances propres Z_{11} et Z_{22} , et de l'impédance mutuelle Z_{12} respectivement en considérant une seule polarisation à chaque fois comparés à ceux obtenus en tenant compte des deux polarisations des sources.

Concernant les impédances propres, comme vu dans le cas précédent, seule la polarisation suivant \vec{u}_θ contribue à la reconstruction de l'impédance propre Z_{22} du dipôle parallèle à Oz . En revanche, deux polarisations sont nécessaires pour reconstruire l'impédance propre Z_{11} du dipôle incliné. Ceci peut se comprendre en considérant par exemple les sources situées autour de la position $(\theta = 90^\circ, \phi = 90^\circ)$: le vecteur \vec{u}_ϕ possède une projection non nulle sur l'axe du dipôle 1, impliquant une interaction entre les ondes émises par les sources et ce dipôle.

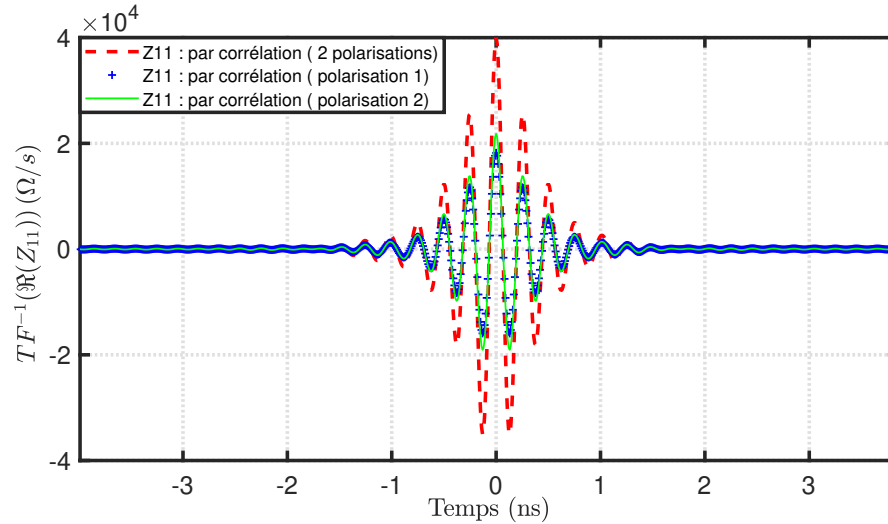


FIGURE 2.25 – Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance propre Z_{11} reconstruites par corrélation d'impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou deux polarisations à la fois dans le cas des deux dipôles en configuration V.

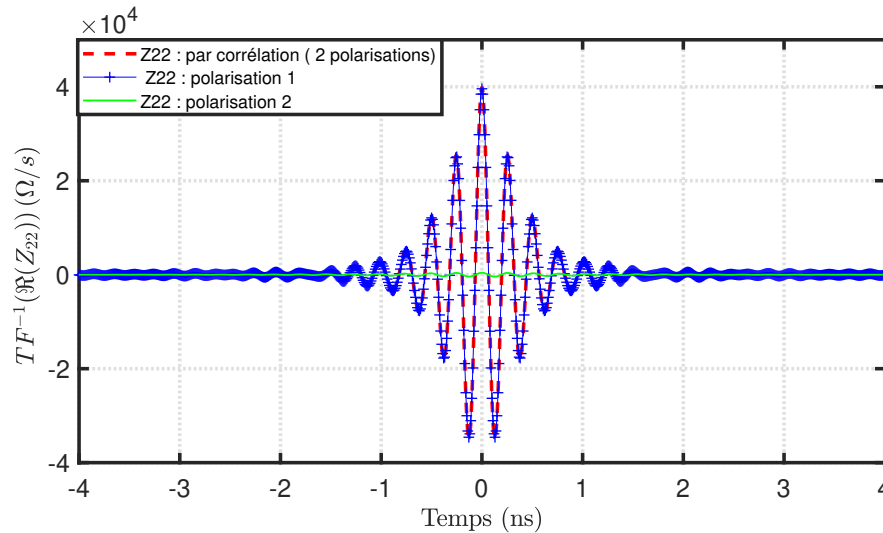


FIGURE 2.26 – Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance propre Z_{22} reconstruite par corrélation d'impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou deux polarisations à la fois dans le cas des deux dipôles en configuration V.

Les résultats obtenus pour l'impédance mutuelle sont en concordance avec les observations faites sur les impédances propres. Ainsi, la reconstruction de la partie causale de l'impédance mutuelle Z_{12} ne nécessite qu'une seule polarisation, à savoir la polarisation 1

suivant \vec{u}_θ . En effet, les sources orientées suivant \vec{u}_ϕ n'interagissent pas avec le dipôle 2, de sorte qu'aucune force électromotrice n'est générée sur cette antenne, impliquant une corrélation nulle. En revanche, la reconstruction de la partie anti-causale nécessite deux polarisations. En effet, des sources dans ces deux polarisations interagissent avec le dipôle incliné (noté 1), de sorte que la reconstruction du signal issu de cette antenne nécessite de considérer les deux polarisations.

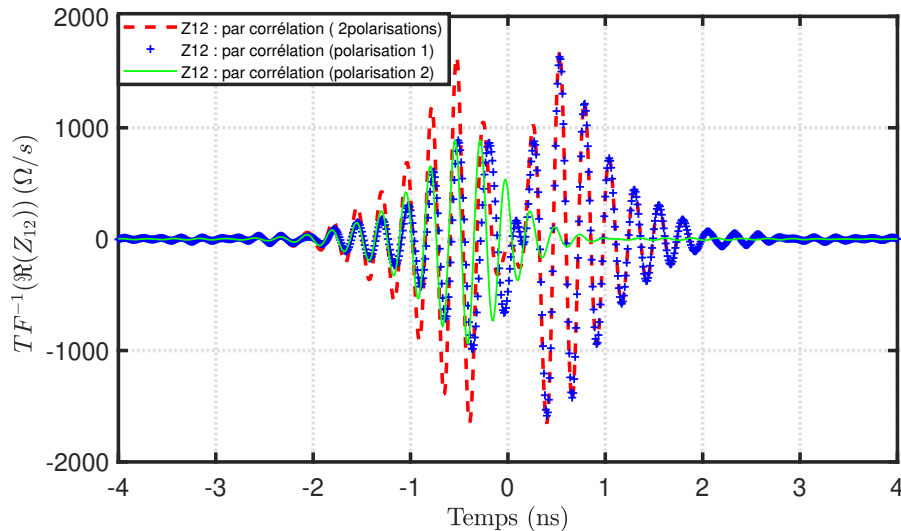


FIGURE 2.27 – Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance mutuelle Z_{12} reconstruites par corrélation d'impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou les deux polarisations à la fois dans le cas des deux dipôles en configuration V.

— Configuration arbitraire

Dans cette partie, nous vérifions la validité du modèle analytique permettant d'estimer les impédances propres et l'impédance mutuelle entre deux dipôles positionnés et orientés arbitrairement. Pour ce faire, nous considérons deux dipôles demi-onde espacés d'une distance $d = \lambda/2$. Le dipôle 1 est placé dans le plan $y = 0$ avec une inclinaison fixée à $\alpha_1 = 30^\circ$ par rapport à l'axe Ox tandis que celle du second dipôle est égale à $\alpha_2 = 70^\circ$ par rapport à l'axe Oy cette fois-ci dans le plan $x = Cste$ comme présenté sur la Fig. 2.28. L'excitation ainsi que le nombre de positions de source considérées sont les mêmes que dans les parties précédentes.

Dans un premier temps, dans un souci de validation des résultats, nous comparons les résultats de l'impédance mutuelle Z_{12} et des impédances propres Z_{11} et Z_{22} reconstruites par la méthode de corrélation à ceux obtenus par simulation directe comme montré sur les Figs. 2.29, 2.30 et 2.31 respectivement.

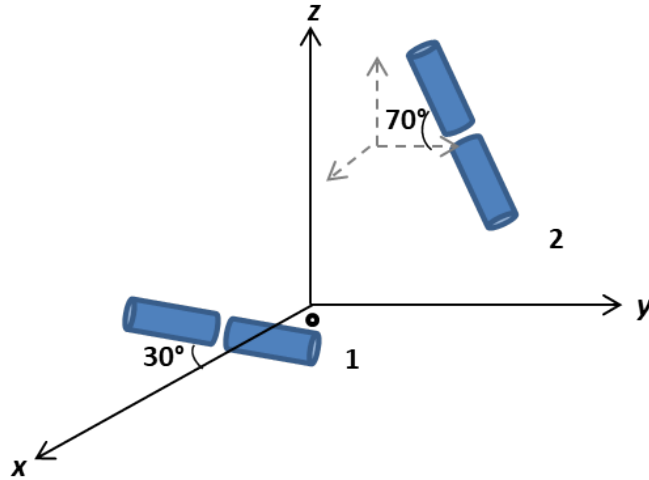


FIGURE 2.28 – Deux dipôles espacés de $d = \lambda/2$ en configuration arbitraire. Le dipôle 1 est placé dans le plan xOz avec une inclinaison de 30° par rapport à l'axe Ox et le dipôle 2 est dans le plan $x = Cste$ et est incliné de 70° par rapport à l'axe Oy .

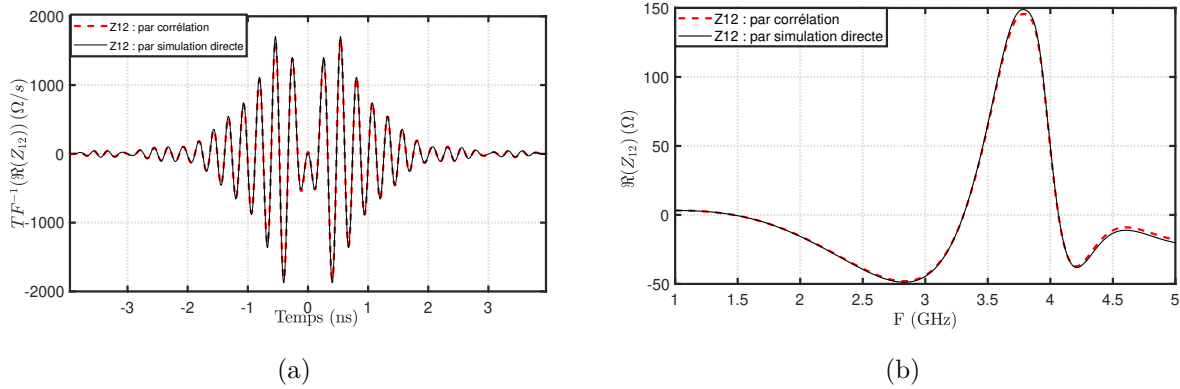


FIGURE 2.29 – Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance mutuelle Z_{12} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.

Un bon accord est observé sur les résultats obtenus par corrélation d'impédances et par simulation directe avec une similitude $P = 1,00$ pour l'impédance mutuelle Z_{12} , $P_1=P_2 = 1,00$ pour les impédances propres Z_{11} et Z_{22} des dipôles 1 et 2 respectivement.

Ensuite, nous présentons sur les Figs. 2.32, 2.33 et 2.34 les contributions de chaque polarisation et leurs impacts sur la qualité de reconstruction de l'impédance mutuelle Z_{12} et des impédances propres Z_{11} et Z_{22} respectivement.

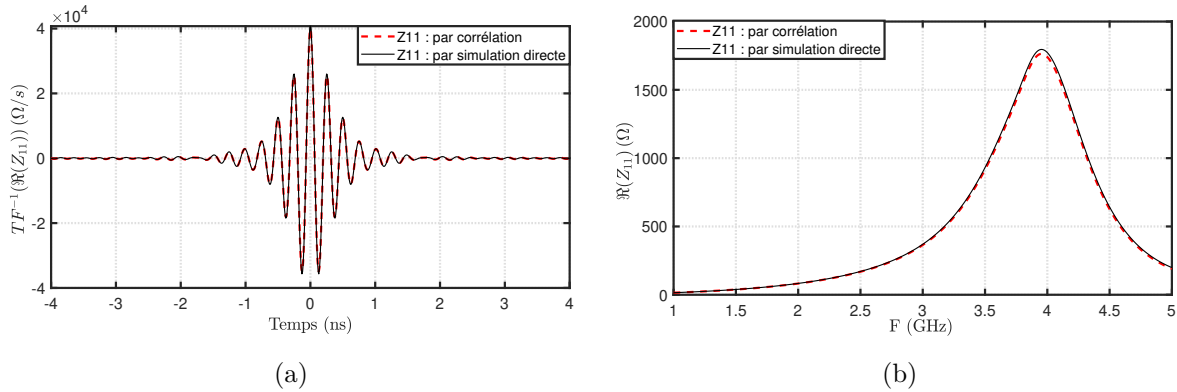


FIGURE 2.30 – Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance propre Z_{11} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.

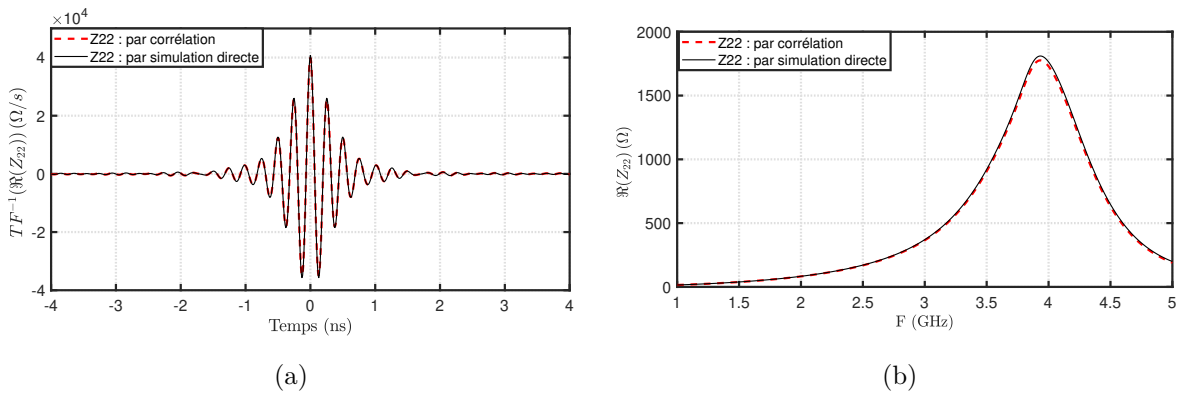


FIGURE 2.31 – Comparaisons temporelle (a) et fréquentielle (b) entre les parties réelles de l'impédance propre Z_{22} reconstruite par corrélation d'impédances et celle obtenue par simulation directe dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.

On voit bien la contribution des deux polarisations sur la reconstruction de Z_{12} . La polarisation suivant \vec{u}_θ (nommée polarisation 1) contribue principalement à la reconstruction de la partie causale, tandis que les deux polarisations sont nécessaires pour la reconstruction de la partie anti-causale. Ceci s'explique par l'orientation du dipôle 2 proche de la verticale.

De même, pour l'impédance propre Z_{11} , on constate l'impact équilibré des deux polarisations sur la reconstruction de l'impédance. En revanche, pour Z_{22} , l'impact de la polarisation suivant \vec{u}_θ est dominant sur la reconstruction de l'impédance propre en raison de l'angle d'inclinaison choisi (70° par rapport à l'axe Ox) qui est important, ce qui rend le dipôle moins sensible à la polarisation suivant \vec{u}_ϕ .

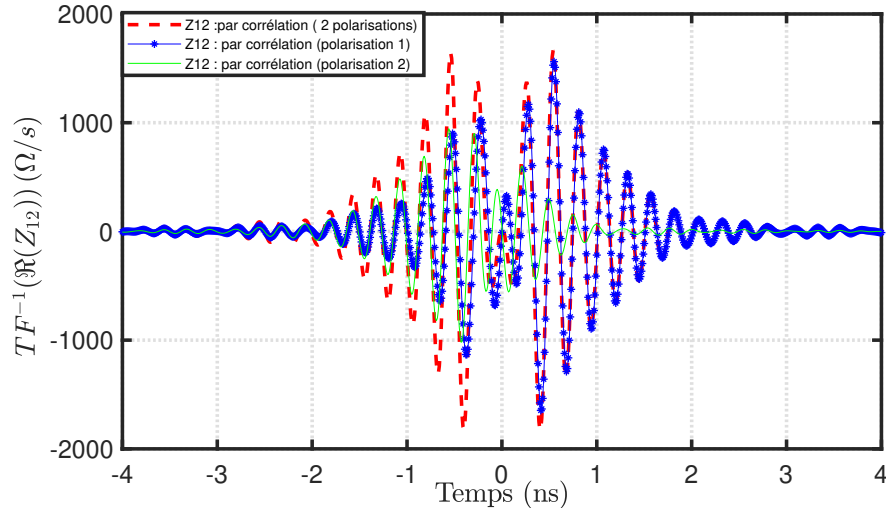


FIGURE 2.32 – Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance propre Z_{12} reconstruites par corrélation d'impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou deux polarisations à la fois dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.

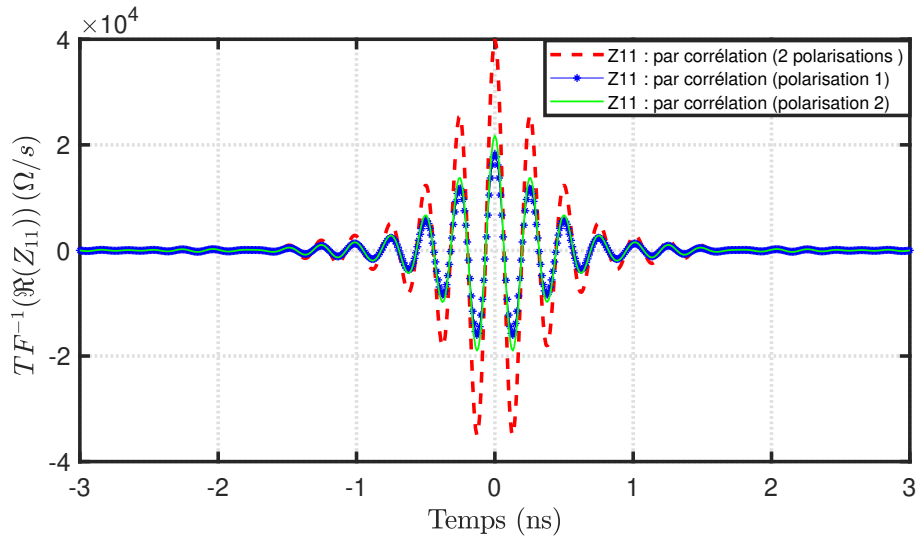


FIGURE 2.33 – Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance propre Z_{11} reconstruites par corrélation d'impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou deux polarisations à la fois dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.

c. Influence du nombre et de la distribution de sources

Les différentes configurations que nous avons présentées précédemment ont montré que la fonction de corrélation calculée est symétrique dans le domaine temporel.

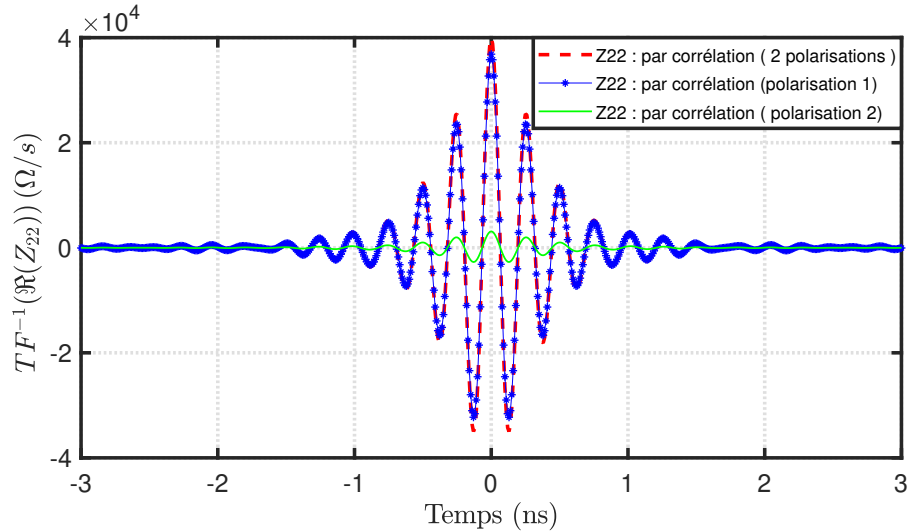


FIGURE 2.34 – Comparaison temporelle des parties réelles de l’impédance propre Z_{22} reconstruites par corrélation d’impédances en considérant une seule polarisation de source (1 pour la polarisation suivant \vec{u}_θ et 2 pour la polarisation suivant \vec{u}_ϕ) ou deux polarisations à la fois dans le cas de deux dipôles en configuration arbitraire.

Cela s’explique par la distribution homogène des sources. Dans cette section, nous étudions l’impact de la diminution du nombre de sources et de la suppression de certaines positions de source sur la corrélation et, par conséquent, sur la qualité de la reconstruction de l’impédance mutuelle.

— Nombre de sources

Nous commençons par étudier l’effet de la diminution du nombre de sources sur la convergence de l’impédance mutuelle reconstruite passivement par la méthode de corrélation d’impédances vers l’impédance mutuelle obtenue par simulation directe. Pour cela, nous reprenons comme configuration des antennes en réception les deux cas précédemment étudiés, à savoir celui des deux dipôles disposés en V et celui des deux dipôles répartis de manière arbitraire, et, dans chacun de ces cas, nous augmentons progressivement le nombre de sources, en considérant 10, 20, 100, 1000, et 10 000 positions de sources uniformément réparties. À chaque étape, nous calculons la corrélation d’impédances entre chaque position de source et chaque dipôle en réception afin de déterminer l’impact de la diminution du nombre de sources sur la qualité de la reconstruction de l’impédance mutuelle. Nous effectuons une moyenne de la corrélation obtenue sur l’ensemble des positions de sources considérées, puis nous comparons cette moyenne à l’impédance mutuelle obtenue par simulation directe des deux récepteurs.

Afin de quantifier l'erreur dans l'estimation de l'impédance mutuelle à l'aide de la méthode de corrélation, nous étudions la similitude entre les impédances mutuelles en fonction du nombre de sources prises en compte. La Fig. 2.35 présente les résultats obtenus.

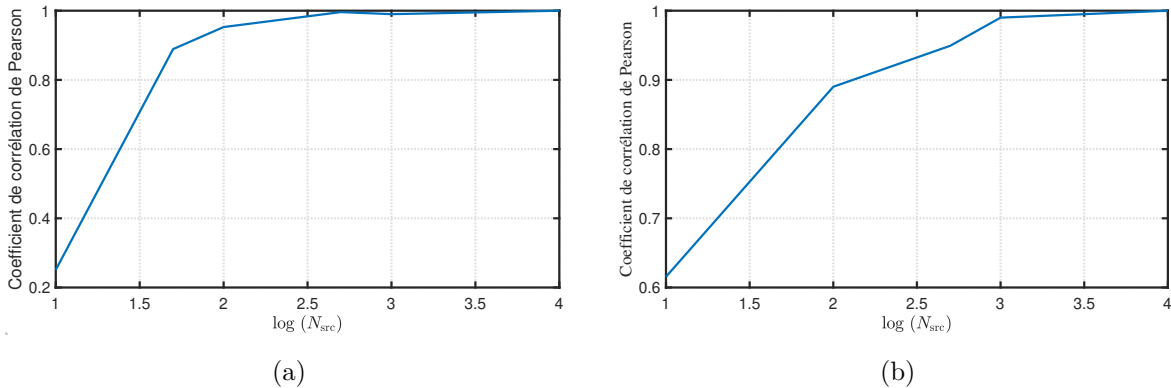


FIGURE 2.35 – Coefficient de corrélation de Pearson calculé en fonction du nombre de sources considérées pour reconstruire l'impédance mutuelle Z_{12} dans le cas de la configuration en V (a) et de la configuration arbitraire (b).

En augmentant le nombre de sources, il est évident que l'estimation de l'impédance mutuelle converge de manière plus précise vers l'impédance mutuelle simulée. En effet, à partir de 1000 sources, on commence à atteindre un plateau pour un coefficient de Pearson égal à 0,99.

— Distribution des sources

Lorsque la distribution des sources n'est pas uniforme, la précision de la reconstruction passive de l'impédance peut être affectée. Pour illustrer cela, prenons l'exemple des deux dipôles demi-onde disposés de manière arbitraire. Nous pouvons démontrer que la précision d'estimation de l'impédance mutuelle par la méthode de corrélation dépend de la distribution de sources utilisée. Autrement dit, la méthode de corrélation peut être affectée dans sa précision d'estimation de l'impédance mutuelle en fonction de la distribution des sources.

Après avoir obtenu une similitude de 1,00 entre l'impédance mutuelle estimée et celle simulée en utilisant 10 000 sources distribuées de manière uniforme, nous avons exclu 5000 sources situées entre les positions 3000 et 8000 correspondant à des angles $\theta \in [66 - 126]^\circ$. Ensuite, nous avons comparé la transformée de Fourier inverse de la partie réelle de l'impédance mutuelle reconstruite à partir de la corrélation avec la nouvelle distribution de sources à celle simulée. Le résultat obtenu est illustré sur la Fig. 2.36.

La figure ci-dessus met en évidence que la distribution de sources non uniforme modifie l'estimation de l'impédance mutuelle, et engendre une réponse temporelle asymétrique.

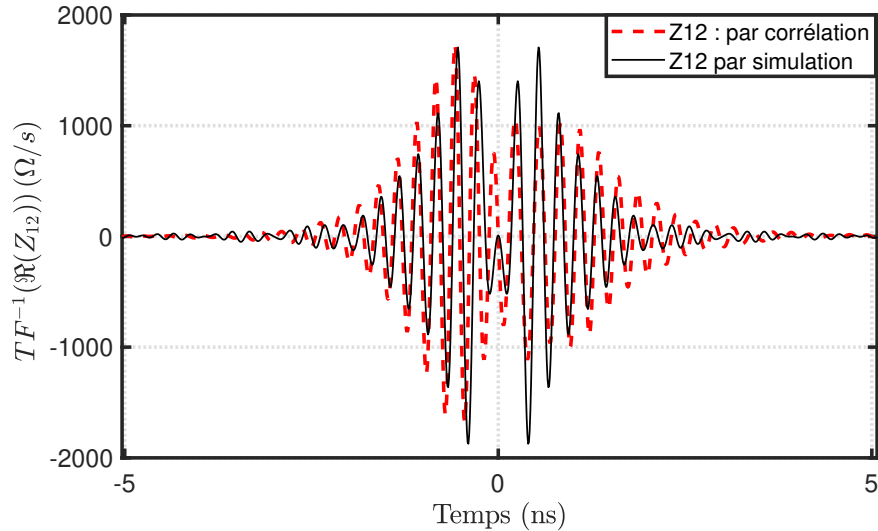


FIGURE 2.36 – Comparaison temporelle des parties réelles de l'impédance mutuelle Z_{12} reconstruite par corrélation d'impédances ou par simulation directe après suppression de 5000 sources correspondant à des angles $\theta \subset [66 - 126]^\circ$.

Cette asymétrie est liée à la position asymétrique des deux antennes en réception par rapport au plan xOy , ce qui les rend différemment sensibles à l'angle d'élévation relatif à la position spatiale des sources. En ce qui concerne la similitude, le coefficient de Pearson obtenu pour cette configuration est égal à 0,62.

2.4.5 Etude d'un réseau de 4 dipôles

Dans cette section, nous établissons la matrice d'impédance d'un réseau de quatre dipôles, qui sont disposés dans le plan xOy en configuration parallèle à l'axe Oz . Pour ce faire, nous appliquons la méthode de corrélation d'impédances afin d'estimer passivement les impédances mutuelles entre chaque paire de récepteurs ainsi que les impédances propres de chaque élément du réseau. De cette manière, nous pouvons reconstruire la matrice d'impédances de l'ensemble du système constitué des quatre dipôles.

A cet effet, nous considérons 4 dipôles demi-onde (à la fréquence $f = 2$ GHz) parallèles à l'axe Oz et répartis comme présenté sur la Fig. 2.37. Les récepteurs sont excités par un dipôle de Hertz qui se déplace uniformément sur la surface d'une sphère de rayon $r = 50\lambda$. La simulation a été effectuée dans la bande fréquentielle [1-5] GHz, et nous avons considéré 1000 positions de sources avec deux polarisations orthogonales pour chaque position.

Nous comparons les impédances mutuelles estimées passivement pour chaque paire d'antennes par la méthode de corrélation aux impédances mutuelles obtenues directement par simulation active.

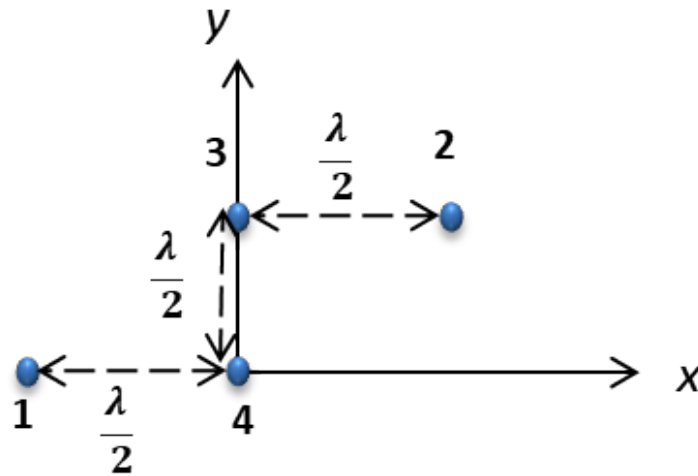


FIGURE 2.37 – Réseau de 4 dipôles en configuration parallèle à l’axe Oz situés dans le plan xOy .

Les résultats obtenus sont présentés dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel sur les Figs. 2.38, 2.39, 2.40, 2.41, 2.42 et 2.43.

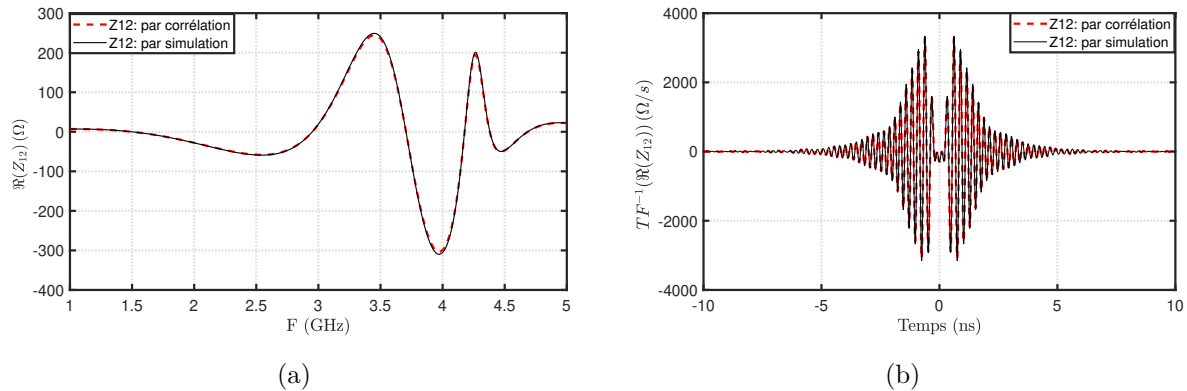


FIGURE 2.38 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{12} obtenue par simulation directe entre les dipôles 1 et 2 et celle reconstruite par corrélation d’impédances.

Une bonne concordance est observée sur l’ensemble des résultats de reconstruction des impédances mutuelles comparés à ceux obtenus par simulation directe avec un coefficient de Pearson égal à 1,00.

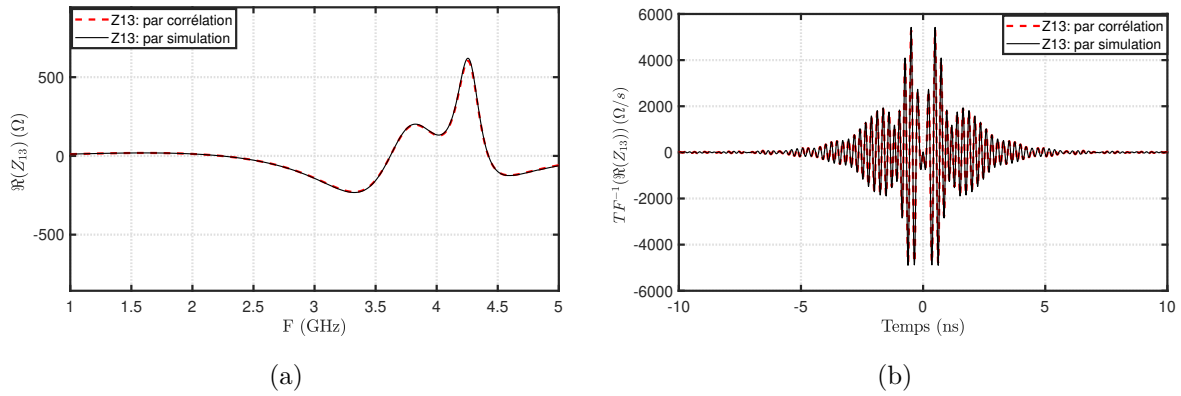


FIGURE 2.39 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{13} obtenue par simulation directe entre les dipôles 1 et 3 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.

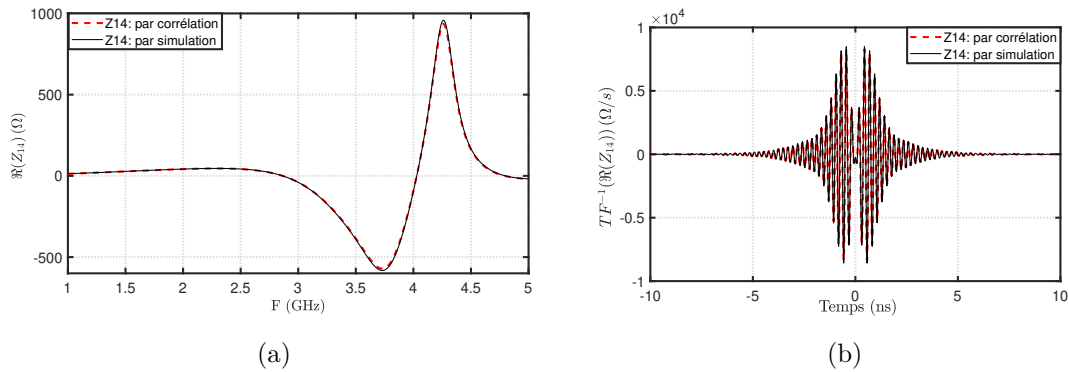


FIGURE 2.40 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{14} obtenue par simulation directe entre les dipôles 1 et 4 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.

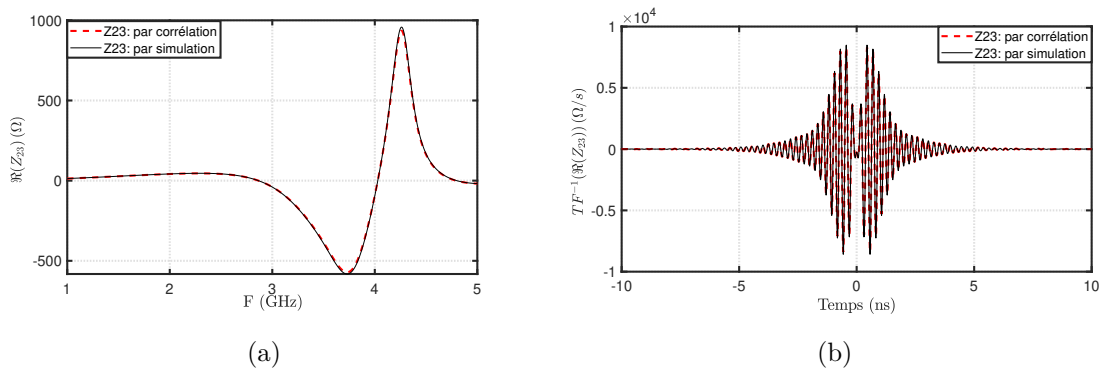


FIGURE 2.41 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{23} obtenue par simulation directe entre les dipôles 2 et 3 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.

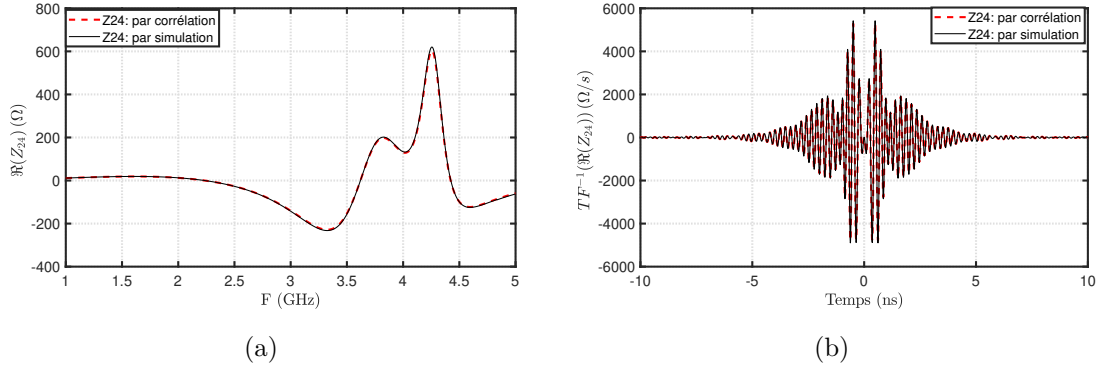


FIGURE 2.42 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{24} obtenue par simulation directe entre les dipôles 2 et 4 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.

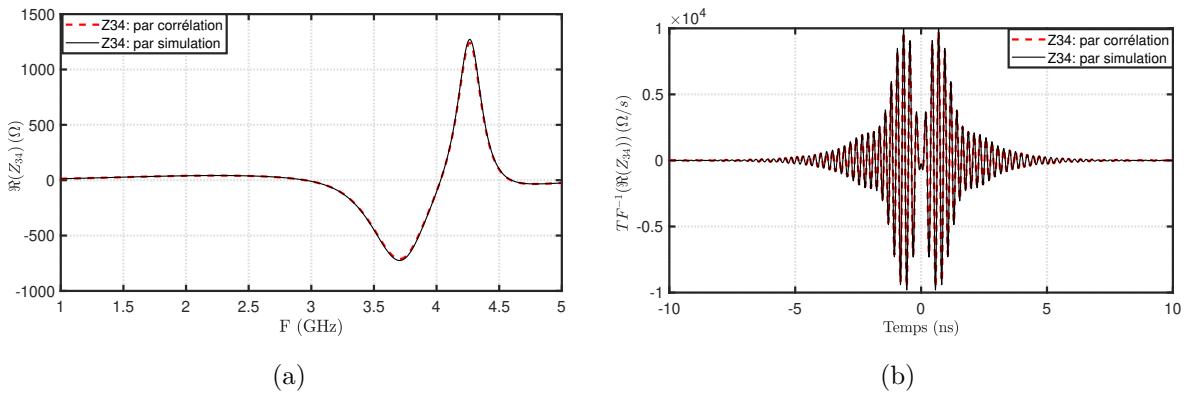


FIGURE 2.43 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) entre la partie réelle de Z_{34} obtenue par simulation directe entre les dipôles 3 et 4 et celle reconstruite par corrélation d'impédances.

Nous constatons également, comme attendu, que $Z_{13} = Z_{24}$ et que les impédances mutuelles Z_{23} et Z_{14} sont identiques pour des raisons de symétrie.

2.4.6 Etude d'un réseau à double polarisation

Dans cette section, nous présentons une démonstration pratique de l'utilisation de la méthode de corrélation d'impédances pour calculer le couplage entre les éléments d'un réseau à double polarisation, similaire à ceux utilisés dans les systèmes de communication sans fil. L'utilisation de deux polarisations différentes peut améliorer la qualité du signal dans des environnements difficiles tels que les zones urbaines denses ou les zones avec des obstacles physiques comme les montagnes ou les arbres. En utilisant deux polarisations orthogonales, le système peut recevoir des signaux réfléchis ou diffractés sur des surfaces avec une polarisation différente de celle du signal initial, ce qui peut améliorer la qualité

du signal reçu.

Pour illustrer cela, nous examinons un réseau constitué de 3 dipôles horizontaux et 3 dipôles verticaux demi-onde disposés le long d'une ligne, comme indiqué dans la Fig. 2.44. La distance entre les centres des dipôles est de $7\lambda/10$ et nous avons considéré 1000 positions de source sur la surface d'une sphère de rayon 50λ .

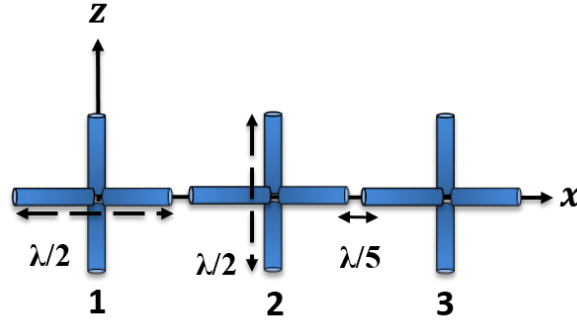


FIGURE 2.44 – Représentation schématique du réseau à double polarisation composé de 6 éléments.

La Fig. 2.45 montre la comparaison de l'impédance de couplage $Z_{12}^V(t)$ obtenue par simulation directe entre les deux premiers dipôles verticaux adjacents et celle reconstruite par la méthode de corrélation d'impédances. Un très bon accord est observé, confirmé par une similarité de 1,00.

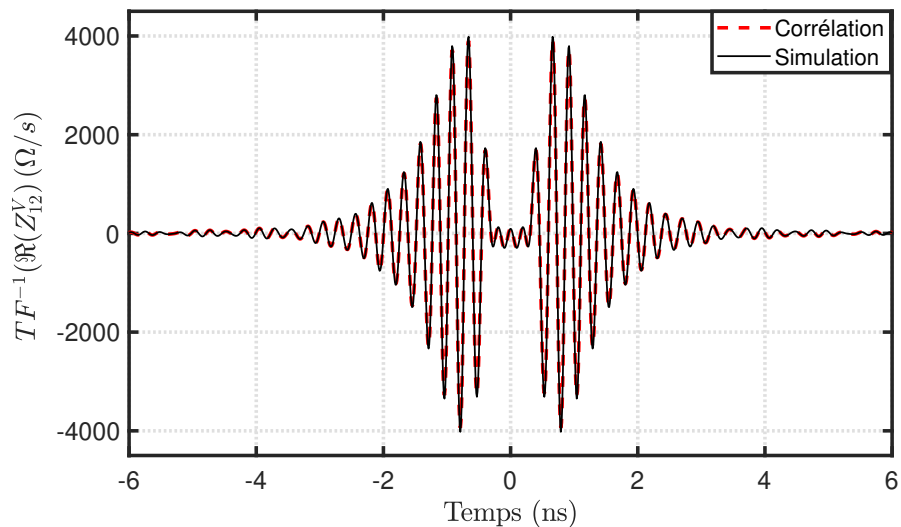


FIGURE 2.45 – Partie réelle de l'impédance mutuelle $Z_{12}^V(t)$ obtenue par simulation directe entre les deux premiers dipôles verticaux consécutifs ou par la méthode de corrélation en fonction du temps.

La Fig. 2.46 présente une comparaison entre l'impédance de couplage $Z_{12}^H(t)$ obtenue par simulation directe entre les deux premiers dipôles horizontaux consécutifs, et celle reconstruite par la méthode de corrélation d'impédances. On observe une convergence moins satisfaisante de la corrélation, qui peut s'expliquer par une amplitude d'impédance plus faible, engendrant un rapport signal/bruit moins favorable.

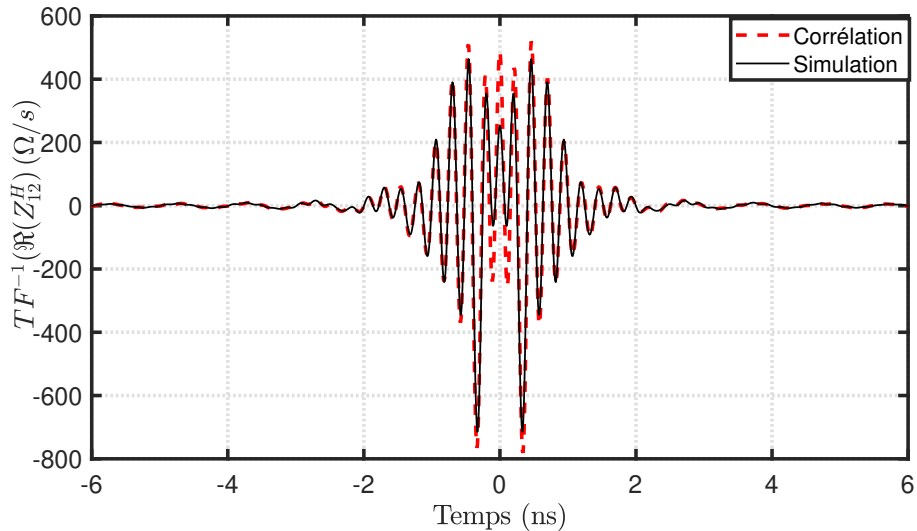


FIGURE 2.46 – Partie réelle de l'impédance mutuelle $Z_{12}^H(t)$ obtenue par simulation directe entre les deux premiers dipôles horizontaux consécutifs ou par la méthode de corrélation en fonction du temps.

Le tableau 2.1 indique les similitudes obtenues entre les impédances propres et les impédances mutuelles obtenues par simulations directes et par la méthode de corrélation pour les dipôles verticaux Z_{ij}^V , les dipôles horizontaux Z_{ij}^H , ainsi que les impédances croisées Z_{ij}^C . Il indique parallèlement l'amplitude des pics de l'impédance simulée dans le domaine temporel pour expliquer les résultats observés.

Les résultats obtenus montrent que les impédances propres sont reconstruites avec une grande précision, atteignant une similarité de 1,00. En ce qui concerne les dipôles verticaux, le fort couplage entre les éléments permet une reconstruction précise de l'impédance mutuelle grâce à la méthode de corrélation, comme en témoigne une valeur de similarité également de 1,00. En revanche, le couplage entre les dipôles horizontaux est plus faible, et diminue à mesure que la distance entre les éléments augmente. Cela rend la reconstruction précise de l'impédance de couplage plus difficile, ce qui se reflète dans une similarité plus faible pour les dipôles horizontaux.

TABLE 2.1 – Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour les impédances obtenues par simulation directe ou par la méthode de corrélation accompagnés de l'amplitude maximale de l'impédance simulée ou obtenue par corrélation.

	<i>Similarity</i>	$\max Z_{sim} $ (in Ω/s)	$\max Z_{corr} $ (in Ω/s)
$\Re(Z_{11}^V)$	1,00	$1,80 \cdot 10^3$	$1,80 \cdot 10^3$
$\Re(Z_{12}^V)$	1,00	$4,05 \cdot 10^3$	$4,05 \cdot 10^3$
$\Re(Z_{13}^V)$	1,00	$2,27 \cdot 10^3$	$2,27 \cdot 10^3$
$\Re(Z_{11}^H)$	1,00	$1,76 \cdot 10^3$	$1,76 \cdot 10^3$
$\Re(Z_{12}^H)$	0,97	714	783
$\Re(Z_{13}^H)$	0,70	100	123
$\Re(Z_{13}^C)$	0,40	$5,84 \cdot 10^{-7}$	0,008

Enfin, le faible couplage entre les dipôles croisés se traduit également par une similarité plus faible entre eux. Cela est dû au fait que les dipôles croisés ont des polarisations différentes et sont situés à des endroits où leur interaction est relativement faible. Les amplitudes maximales obtenues par simulation directe ou corrélation d'impédances montrent toutefois que les importances relatives de différents couplages sont bien retrouvées, de sorte que les couplages le plus faibles seraient certainement en pratique considérés comme négligeables.

En résumé, la qualité de la reconstruction de l'impédance mutuelle est étroitement liée à la nature du couplage entre les éléments du réseau, qui peut varier en fonction de la disposition et de l'orientation des dipôles.

Conclusion

En résumé, ce deuxième chapitre nous a permis d'explorer la méthode de corrélation de bruits, de présenter les concepts théoriques essentiels relatifs à la propagation des ondes et aux propriétés générales des antennes, ainsi que l'état de l'art sur la corrélation de bruits, l'estimation de la fonction de Green et son utilisation dans divers domaines. Nous avons également proposé un modèle analytique basé sur la corrélation des impédances pour évaluer le couplage entre des dipôles et validé ce modèle à l'aide de l'outil de modélisation numérique NEC. Nous avons montré que la méthode de corrélation des impédances est une technique efficace pour la reconstruction passive des impédances propres et mutuelles

et souligné l'impact de la distribution et du nombre de sources sur la précision de l'estimation des impédances. Des simulations numériques ont été faites pour valider le modèle proposé pour différents espacements entre les antennes en réception et aussi différentes configurations, et ce pour 2 puis 4 antennes en réception. En outre, un réseau à double polarisation composé de 6 éléments a également été simulé, et les résultats obtenus ont été satisfaisants. Ces résultats montrent que notre modèle analytique peut être utilisé pour évaluer le couplage entre des dipôles dans différentes configurations, ouvrant ainsi de nouvelles perspectives pour l'optimisation des systèmes antennaires.

Chapitre 3

Caractérisation du couplage entre antennes par corrélation d'impédances en CRBM

Introduction

Ce chapitre commence par une présentation des concepts-clés associés aux chambres réverbérantes avec leur principe de fonctionnement, la technique du brassage de modes, et leurs différentes utilisations. Ensuite, nous examinons le couplage entre antennes en utilisant la méthode de corrélation de champs diffus en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM). Nous proposons également un modèle théorique pour estimer les impédances propres et l'impédance mutuelle entre antennes dans une cavité réverbérante, que nous validons expérimentalement en effectuant des mesures en CRBM. La vitesse de convergence du modèle proposé est également étudiée en fonction du nombre de positions de source et du nombre de positions du brasseur. Enfin, nous reconstruisons le coefficient de transmission entre les antennes en réception à partir des impédances extraites par la méthode de corrélation.

3.1 Généralités sur les chambres réverbérantes

Les premières chambres réverbérantes (CRs) ont été développées pour répondre aux exigences de la Compatibilité Electromagnétique (CEM) et ont été proposées pour la première fois en 1968 par Mendes [60]. Par la suite, des recherches ont été menées pour étudier leur fonctionnement [61]. Aujourd'hui, elles sont fréquemment utilisées comme une solution alternative et moins coûteuse aux chambres anéchoïques (CA), non seulement pour les

tests de compatibilité électromagnétique (CEM), mais également pour la caractérisation des antennes. La section qui suit présente les différentes caractéristiques et propriétés sur lesquelles s'appuie le fonctionnement des CRs et les positionne comme des outils prometteurs pour les mesures électromagnétiques, ce qui contribue à leur utilisation croissante.

3.1.1 Définition d'une chambre réverbérante

Une chambre réverbérante est une enceinte métallique, habituellement de forme parallélépipédique, qui agit comme une cage de Faraday en confinant l'énergie électromagnétique émise par un objet se trouvant à l'intérieur, tout en l'isolant de l'environnement extérieur [62]. En comparaison avec la chambre anéchoïque (CA), la chambre réverbérante permet d'obtenir des niveaux de champ considérablement plus élevés, en raison de l'absence de parois absorbantes.

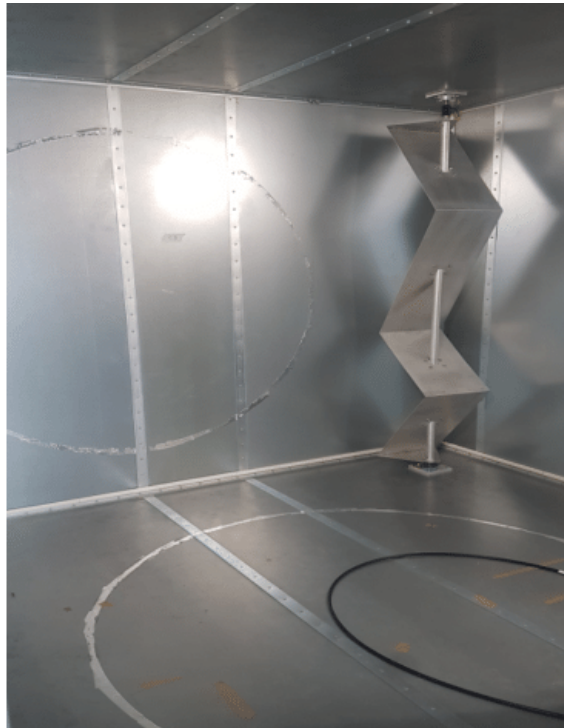


FIGURE 3.1 – Chambre réverbérante du laboratoire ESYCOM.

En incorporant à l'intérieur de la chambre une structure métallique de forme irrégulière fixée sur un axe pivotant, appelée brasseur de modes [63], on peut créer une chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM). Dans ce cas, les conditions aux limites sont continuellement modifiées et les fréquences des modes de résonance sont décalées en fonction de l'orientation du brasseur, ce qui permet d'exciter un grand nombre de modes et de générer un champ électromagnétique statistiquement homogène et isotrope dans un

volume appelé le volume utile ou le volume de test de la CR. Ce dernier correspond au volume situé à l'intérieur de la CR et suffisamment éloigné des parois pour que les propriétés d'isotropie et d'homogénéité du champ soient vérifiées indépendamment de la position et de l'orientation de l'objet testé [64]. Selon la norme EN 61000-4-21, pour des chambres de forme rectangulaire, le volume utile est situé à une distance minimale des parois les plus proches équivalant à un quart de longueur d'onde [65].

3.1.2 Techniques de brassage

Cette section examine en détail le brassage mécanique, tout en présentant d'autres méthodes de brassage de modes qui permettent d'obtenir un champ électromagnétique uniforme.

— Brassage mécanique

Il s'agit d'une méthode de brassage de modes couramment utilisée qui repose sur une structure métallique de forme asymétrique commandée par un moteur, permettant une rotation complète sur 360° (comme décrit dans les références [66], [67] et [68]) ou une translation comme détaillé dans [69] et [70] et illustré sur la Fig. 3.2. Cette méthode permet de modifier en continu la distribution du champ électromagnétique à l'intérieur de la CRBM. Cependant, elle engendre un encombrement de la CRBM et réduit ainsi le volume disponible pour les mesures.

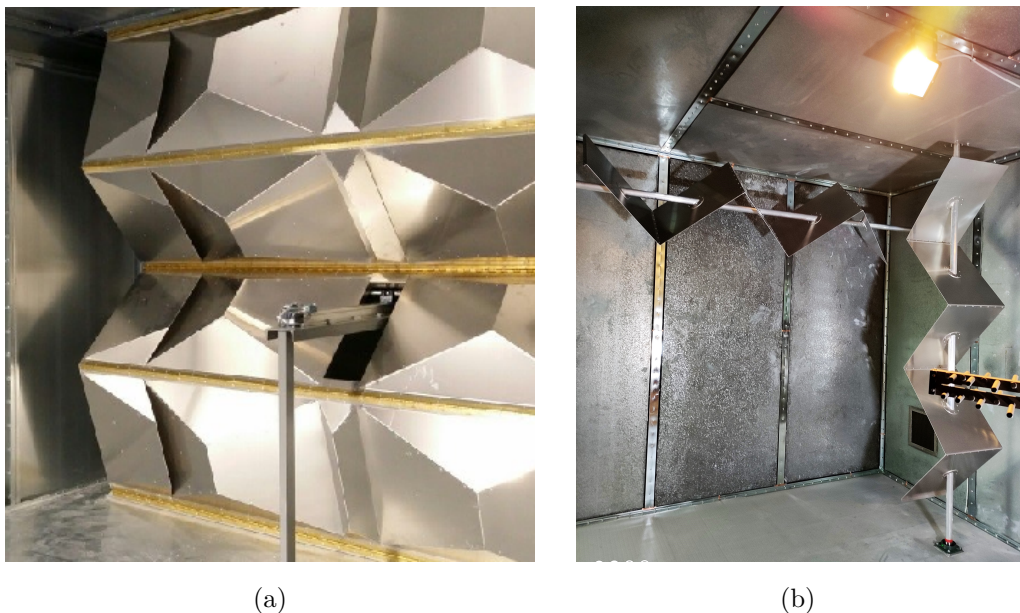


FIGURE 3.2 – Exemples de brasseurs de modes mécaniques en CRBM. (a) Brasseur de la CRBM de l'université technologique d'Eindhoven : fonctionne en translation et (b) deux brasseurs de la CRBM du fabricant Gtem Cell : fonctionnent en rotation.

— Brassage par vibration des parois

Afin de résoudre le problème d'encombrement causé par les pales mécaniques avec le brassage de modes précédemment mentionné, une autre solution impliquant également un brassage mécanique a été proposée et présentée dans [71] et [72]. Cette méthode consiste à faire vibrer les parois de la chambre, créant ainsi des parois courbes de formes complexes qui assurent une bonne diffusion du champ électromagnétique. Ce type de cavité est connu sous le nom de Vibrating Intrinsic Reverberation Chambers (VIRC) et est réalisée à l'aide d'un tissu métallique souple reposant sur une structure rigide. La chambre est associée à un système motorisé qui permet de faire vibrer le tissu. Bien que ce type de chambre soit moins coûteux et facilement transportable pour tester différents systèmes radar, des pièces d'avion et des systèmes complets de satellite, comme illustré sur la Fig. 3.3, il est peu utilisé en raison de difficultés de mise en œuvre.

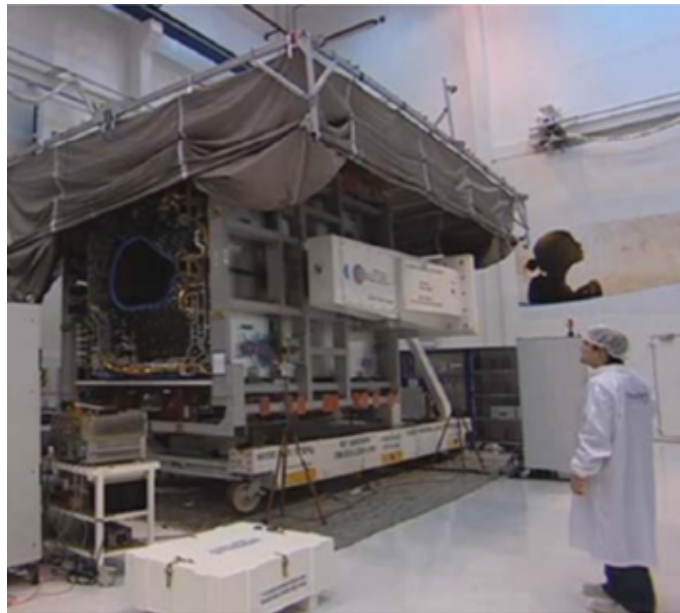


FIGURE 3.3 – VIRC utilisée pour des tests de fuites sur des jonctions de guides d'ondes dans un satellite de communication [73].

— Brassage fréquentiel

Cette méthode de brassage consiste à modifier la fréquence d'excitation de la chambre sur une plage de fréquences centrée sur la fréquence d'intérêt [74], [75]. Cette technique permet de modifier les dimensions électriques de la chambre et donc de créer de nouvelles configurations de champ électromagnétique. La plage de fréquences choisie doit être suffisamment large pour obtenir un brassage efficace, tout en restant suffisamment étroite pour ne pas modifier le comportement de l'antenne utilisée pour les mesures et pour pouvoir évaluer des systèmes fonctionnant sur une bande passante restreinte [76].

— Brassage de source

Le brassage de source a été initialement proposé en 1992 dans [77] comme méthode pour générer un champ électromagnétique homogène et isotrope à l'intérieur d'une CRBM. Cette technique consiste à déplacer la source d'émission, à modifier son orientation ou sa polarisation pour créer différentes réalisations du champ. Ces différentes réalisations sont ensuite moyennées pour obtenir un champ électromagnétique homogène et isotrope. Le déplacement spatial de la source peut être réalisé en déplaçant mécaniquement l'antenne source [78] ou en utilisant une structure adaptée telle qu'un réseau d'antennes, où une ou plusieurs antennes sont activées à des instants différents [79].

— Brassage par métasurfaces

Il existe un autre type de brassage qui peut être réalisé à l'aide de métasurfaces reconfigurables qui sont des structures fines par rapport à la longueur d'onde composées d'un réseau de méta-atomes dont l'état est contrôlable électroniquement. En optimisant la configuration de la métasurface, les conditions aux limites d'une chambre réverbérante sont modifiées bien plus rapidement qu'avec un brassage mécanique. Dans [80], une métasurface est placée devant une antenne cornet en émission au milieu de la CR pour générer une déviation de faisceau ; à chaque fois qu'un faisceau illumine la métasurface, il est réfléchi et transmis dans des proportions différentes suivant l'état de la métasurface, ce qui permet de modifier le champ issu de la source et ainsi d'améliorer l'uniformité du champ. Dans [81], le réglage des conditions aux limites de la CR est réalisé à l'aide d'un réseau de métasurfaces réfléchissantes reconfigurables qui couvrent une partie des parois de la cavité. En augmentant les types de cellules unitaires de la métasurface, le nombre de modes augmente car chaque cellule unitaire génère une fréquence de résonance différente et par conséquent, un champ uniforme est obtenu [82]. Contrairement au brassage mécanique conventionnel, dans ce type de brassage, la présence d'une forte composante de champ non brassée est observée ainsi qu'une forte dépendance fréquentielle de l'amplitude des composantes du champ brassé, ce qui est dû à la taille limitée des métasurfaces programmables [83].

Après avoir présenté les principaux types de brassage, on constate que chacun a ses avantages et ses inconvénients et que le choix de la technique de brassage dépend de plusieurs critères tels que le temps de mesure, les dimensions de la CR et l'équipement sous test ou la complexité de mise en œuvre. Une combinaison de différentes techniques de brassage est également possible pour augmenter l'efficacité de brassage.

3.1.3 Domaines d'application des chambres réverbérantes

La CRBM a trouvé son utilité dans divers domaines d'application grâce aux propriétés statistiques des champs générés notamment l'homogénéité et l'isotropie. Au départ, elle a été proposée pour la réalisation de tests de CEM afin de tester par exemple l'immunité

des composants et systèmes électroniques exposés à des rayonnements électromagnétiques ou évaluer les puissances rayonnées par ces mêmes éléments [84].

L'élargissement de la gamme d'applications des CRBM a connu une grande accélération dans la dernière décennie. Leur utilisation s'est largement étendue à des applications supplémentaires telles que :

- La mesure de l'efficacité de blindage des câbles coaxiaux, comme montré dans [85], où des mesures ont été faites en chambre réverbérante pour caractériser un câble blindé. Le champ électromagnétique généré à l'intérieur de la CR induit un courant le long de la surface externe du blindage du câble qui a été par la suite exploité pour déterminer le signal circulant dans la région interne de celui-ci.

- La mesure de l'efficacité de blindage des matériaux composites [86]. Dans la chambre réverbérante, les matériaux sont exposés à un environnement électromagnétique réaliste car les champs incidents sur le matériau ont des polarisations et angles d'incidence variés. Une approche a été proposée pour une mesure correcte de l'efficacité de blindage d'un matériau en tenant compte des effets de l'ouverture et de la taille de la cavité ainsi que de la charge de la CR.

- La mesure d'efficacité de blindage de différents connecteurs optoélectroniques fabriqués en métal, en céramique et en polymère dans une cellule introduite à l'intérieur d'une CR [87].

- L'analyse des réponses moléculaires et l'étude de l'effet de l'exposition des systèmes biologiques à un champ électromagnétique généré dans une CR [88].

- La caractérisation d'antenne : mesure d'efficacité [89], [90] et de directivité [91] d'antenne.

- La mesure de la surface équivalente radar (SER) d'une cible [92].

- La caractérisation d'antennes pour terminaux mobiles et sans fil [93].

3.1.4 Propriétés intrinsèques d'une CRBM

D.A. Hill a proposé un modèle statistique pour décrire le champ électromagnétique à l'intérieur d'une CR. Ce modèle repose sur la décomposition du champ en ondes planes aléatoires qui vérifient les équations de Maxwell, tout en prenant en compte les propriétés statistiques attendues pour un champ électromagnétique homogène et isotrope.

La théorie électromagnétique des chambres réverbérantes, telle que proposée par Hill [59], postule que le champ électromagnétique en tout point de la CRBM peut être décrit comme une somme infinie d'ondes planes dont les amplitudes sont aléatoires, provenant de toutes les directions et prenant toutes les polarisations de manière équiprobable. Les développements de cette théorie ainsi que les différentes propriétés et caractéristiques de la CRBM seront présentés dans la partie suivante.

3.1.4.1 Propriétés statistiques de distribution de champ électromagnétique en CRBM

Les propriétés statistiques des champs électromagnétiques sont introduites en se basant sur les coefficients de pondération des ondes planes qui sont considérés comme des variables aléatoires ayant des propriétés statistiques simples, ce qui rend leur utilisation facile pour calculer les réponses des objets sous test.

Le champ électrique \vec{E} en un point \vec{r} dans un volume fini sans source peut être représenté comme une intégrale d'ondes planes sur tous les angles d'incidence et s'exprime comme suit [94] :

$$\vec{E}(\vec{r}) = \iint_{4\pi} \vec{F}(\Omega) e^{i\vec{k}\cdot\vec{r}} d\Omega \quad (3.1)$$

où \vec{F} est une variable aléatoire décrivant l'amplitude et la polarisation de l'onde plane, Ω correspond à l'angle solide et \vec{k} représente le vecteur de propagation de l'onde.

Dans une CR idéale, les propriétés statistiques sont générées par le brassage de modes et le champ électrique en tout point peut être exprimé suivant ses trois composantes E_x , E_y et E_z en fonction de leurs parties réelles et imaginaires comme suit :

$$\vec{E} = E_x \hat{x} + E_y \hat{y} + E_z \hat{z} \quad (3.2)$$

Avec :

$$\begin{aligned} E_x &= E_{xr} + iE_{xi} \\ E_y &= E_{yr} + iE_{yi} \\ E_z &= E_{zr} + iE_{zi} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Il a été démontré théoriquement par D.A. Hill et vérifié expérimentalement [95] que les parties réelles et imaginaires des composantes d'un champ électrique bien brassé dans une chambre réverbérante, qui est engendré par un grand nombre de trajets multiples de phases aléatoires, sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes avec des moyennes qui tendent vers zéro (3.4) et des variances égales.

$$\langle E_{xr} \rangle = \langle E_{xi} \rangle = \langle E_{yr} \rangle = \langle E_{yi} \rangle = \langle E_{zr} \rangle = \langle E_{zi} \rangle = 0 \quad (3.4)$$

La valeur de leurs variances notée σ^2 est égale à la moitié de la variance des composantes complexes (3.3) et est égale à $E_0^2/6$ comme le montre (3.5).

$$\langle E_{xr}^2 \rangle = \langle E_{xi}^2 \rangle = \langle E_{yr}^2 \rangle = \langle E_{yi}^2 \rangle = \langle E_{zr}^2 \rangle = \langle E_{zi}^2 \rangle = \frac{E_0^2}{6} \equiv \sigma^2 \quad (3.5)$$

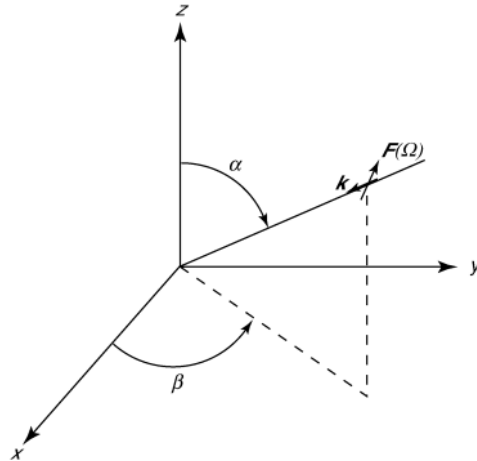


FIGURE 3.4 – Représentation de la composante d'onde plane \vec{F} du champ électrique [64].

avec E_0^2 la valeur moyenne du module du champ électrique au carré. Ainsi, les parties réelles et imaginaires des composantes rectangulaires du champ électrique sont distribuées suivant des lois normales de moyennes nulles et de variances identiques.

La densité de probabilité de la partie réelle de la composante du champ E_x , par exemple, peut être exprimée comme suit :

$$f(E_{xr}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{E_{xr}^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.6)$$

La même fonction de densité de probabilité s'applique également aux parties réelles et imaginaires des autres composantes du champ électrique.

Puisqu'il a été montré dans [94] que les parties réelles et imaginaires des trois composantes du champ électrique ne sont pas corrélées et qu'elles suivent une loi gaussienne, la fonction densité de probabilité de l'amplitude de chaque composante du champ ($|E_x|$ par exemple) est une distribution suivant la loi de χ à deux degrés de liberté à savoir, une distribution de Rayleigh (3.7).

$$f(|E_x|) = \frac{|E_x|}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{|E_x|^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.7)$$

La distribution du module du champ électrique global suit également une loi de χ mais avec six degrés de liberté et sa fonction densité de probabilité est présentée dans l'équation (3.8).

$$f(\|\vec{E}\|) = \frac{\|\vec{E}\|^5}{8\sigma^6} \exp\left[-\frac{\|\vec{E}\|^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.8)$$

En utilisant les équations de Maxwell, les fonctions de densité de probabilité pour le champ magnétique \vec{H} peuvent être obtenues en suivant le même développement que celui fait pour le champ électrique \vec{E} .

3.1.4.2 Densité de modes

La densité de modes désigne le nombre de modes qui peuvent exister dans une bande de fréquence au voisinage de la fréquence d'intérêt. Plus le brassage est efficace, plus le nombre de modes excités est important, plus les propriétés d'homogénéité et d'isotropie du champ sont affirmées pour converger vers un champ idéalement diffus dans une CR. Dans une cavité parallélépipédique de dimensions a , b et d , le nombre moyen de modes N de fréquences de résonance inférieures à une fréquence f est donné comme suit (3.9) [96] :

$$N(f) = \frac{8V}{3c^3}f^3 - \frac{a+b+d}{c}f + \frac{1}{2} \quad (3.9)$$

avec V le volume de la cavité et c la vitesse de la lumière dans le vide. A hautes fréquences, les dimensions de la cavité sont très grandes devant la longueur d'onde, seul le premier terme de l'équation (3.9), qui dépend du volume de la cavité, est conservé.

La densité de modes ΔN dans une bande de fréquence Δf est le rapport $\Delta N/\Delta f$. Son expression est donnée par la formule de Weyl [97].

$$\frac{\Delta N}{\Delta f} = \frac{8V}{c^3}f^2 - \frac{a+b+d}{c} \quad (3.10)$$

3.1.4.3 Fréquence minimale d'utilisation (LUF)

La fréquence minimale d'utilisation désignée en anglais par *lowest usable frequency* (LUF) est la fréquence minimale à partir de laquelle on considère généralement que le champ dans la CR respecte les propriétés de champ diffus en termes d'homogénéité et d'isotropie. L'estimation de la valeur de la LUF dépend du nombre de modes qui conduit au régime idéal de la CR et elle est considérée comme la fréquence à partir de laquelle la densité modale est d'au moins 1,5 modes/MHz [98]. Une autre approche est adoptée dans [99] en estimant la LUF à une valeur de 3 à 6 fois la première fréquence de résonance de la chambre.

3.1.4.4 Coefficient de rétro-diffusion

Le coefficient de rétro-diffusion (enhanced backscatter coefficient) e_b est une quantité utilisée dans les milieux aléatoires [100] afin d'évaluer l'homogénéité du champ électrique. Il permet de garantir un bon comportement de la CR et assure une bonne précision de

mesure. L'évaluation de coefficient e_b est faite en une seule configuration de mesure en CR comme présenté sur la Fig. 3.5. Il est défini comme suit [101] :

$$e_b = \frac{P_{r1}}{P_{r2}} \quad (3.11)$$

où P_{r1} est la puissance incidente sur l'antenne en émission et P_{r2} est la puissance incidente sur l'antenne en réception.

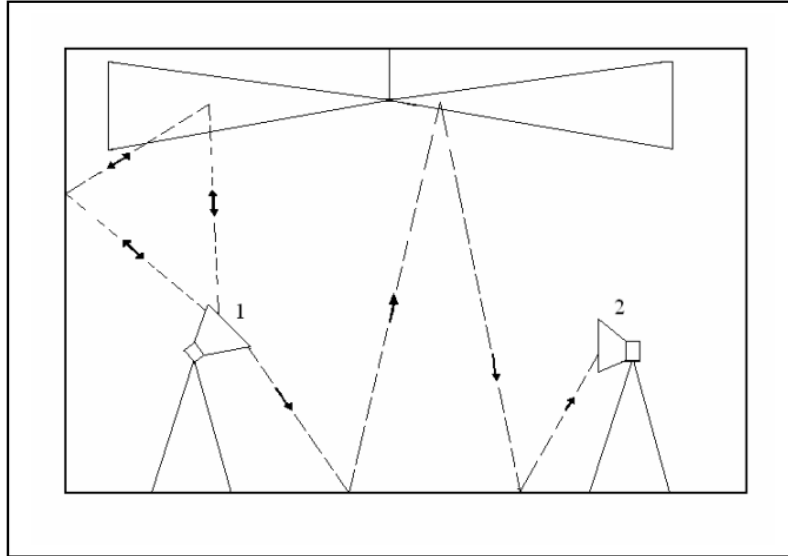


FIGURE 3.5 – Représentation schématique du phénomène de rétro-diffusion des rayons de champ reçus par l'antenne émettrice (antenne 1) ainsi que ceux reçus par l'antenne réceptrice (antenne 2) en CR [100].

Il a été montré dans [100] que dans le cas d'une CR avec une densité modale suffisante et un champ bien brassé, la puissance moyenne réfléchiée vers l'antenne en émission est deux fois plus importante que la puissance moyenne acceptée par l'antenne en réception. Par conséquent, lorsque le coefficient de rétro-diffusion e_b s'approche de 2, le comportement de la CR est considéré comme idéal.

3.1.4.5 Facteur de qualité

Le facteur de qualité Q d'une chambre réverbérante traduit le rapport entre l'énergie stockée U_s et l'énergie dissipée dans la cavité par unité de temps. Son expression est donnée par l'équation (3.12) [102].

$$Q = \omega \frac{U_s}{P_d} \quad (3.12)$$

où ω est la fréquence angulaire d'excitation et P_d est la puissance dissipée dans la cavité.

La puissance totale dissipée englobe toutes les pertes dans la cavité et peut être écrite comme la somme de quatre termes (3.13).

$$P_d = P_{d1} + P_{d2} + P_{d3} + P_{d4} \quad (3.13)$$

avec :

- P_{d1} la puissance dissipée dans les parois de la cavité ;
- P_{d2} la puissance absorbée par les objets (charges) dans la cavité ;
- P_{d3} la puissance perdue via les fuites des ouvertures ;
- P_{d4} la puissance dissipée dans les antennes présentes dans la cavité.

En remplaçant les expressions de P_d (3.13) dans l'équation (3.12), on obtient l'expression du facteur de qualité composite (3.14).

$$Q^{-1} = Q_1^{-1} + Q_2^{-1} + Q_3^{-1} + Q_4^{-1} \quad (3.14)$$

où

$$Q_1 = \frac{3V}{2\mu_r S \delta} \quad (3.15)$$

avec V le volume de la cavité, μ_r la perméabilité magnétique relative des parois, S la surface de la CR et δ l'épaisseur de peau du matériau des parois.

$$Q_2 = \frac{2\pi V}{\lambda \langle \sigma_a \rangle} \quad (3.16)$$

avec $\langle \sigma_a \rangle$ la surface d'absorption de la charge moyennée sur tous les angles d'incidence et toutes les polarisations.

$$Q_3 = \frac{4\pi V}{\lambda \langle \sigma_l \rangle} \quad (3.17)$$

avec $\langle \sigma_l \rangle$ la surface équivalente de transmission des ouvertures moyennée sur tous les angles d'incidence et toutes les polarisations.

$$Q_4 = \frac{16\pi^2 V}{m \eta_{ray} \lambda^3} \quad (3.18)$$

avec η_{ray} l'efficacité de l'antenne et m le facteur de désadaptation d'impédance de l'antenne qui est égal à 1 pour une antenne sur une charge adaptée. Il s'exprime en fonction du coefficient de réflexion de l'antenne Γ par : $m = 1 - |\Gamma|^2$.

Deux méthodes de détermination du facteur de qualité d'une chambre réverbérante sont utilisées, à savoir une approche temporelle et une approche fréquentielle ; la différence entre les deux facteurs calculées permet notamment la détermination de l'efficacité de

rayonnement d'une antenne [103]. Dans le domaine temporel, le facteur de qualité est déterminé en calculant la constante de temps de la chambre réverbérante τ_{CR} . Celle-ci traduit le temps que met l'énergie emmagasinée dans la CR à se dissiper et dépend principalement des pertes dans les parois de la CR. Ainsi, l'expression de facteur de qualité en temporel Q_T est donnée comme suit [103] :

$$Q_T = \omega\tau_{CR} \quad (3.19)$$

Par ailleurs, le facteur de qualité peut être déterminé dans le domaine fréquentiel Q_F à travers des mesures de puissances en CR. Selon les dimensions de la CR et les antennes utilisées, sa valeur est plus petite que Q_T car ce facteur de qualité Q_F tient compte à la fois des pertes dans les parois et des pertes dans les antennes. Son expression est donnée par l'équation (3.20) [103].

$$Q_F = \frac{16\pi^2 V}{\lambda^3} \langle |S_{21}|^2 \rangle \quad (3.20)$$

avec S_{21} le coefficient de transmission entre les deux antennes de mesure.

3.1.4.6 Bande de cohérence

La bande de cohérence B_c est un paramètre important qui permet de caractériser les performances du canal de propagation. Elle est définie comme étant une mesure statistique de la gamme de fréquences sur laquelle les composantes du champ à l'intérieur de la CR sont corrélées [104]. B_c est inversement proportionnelle au facteur de qualité Q tel que :

$$B_c = \frac{f}{Q} \quad (3.21)$$

3.1.4.7 Nombre d'échantillons décorrélés

Les mesures réalisées dans une CR ont un caractère statistique et sont ainsi associées à des incertitudes qui doivent être quantifiées afin d'affirmer, à un niveau de confiance donné, que le champ généré dans la cavité est bien diffus. Dans ce cas, il faut s'assurer que l'efficacité de brassage est suffisante et que les différentes positions de brasseur utilisées correspondent à des distributions de champ indépendantes. Pour cela, il est important d'estimer le nombre d'échantillons (mesures) décorrélés dans une CRBM. Cet indicateur est généralement obtenu en calculant le coefficient de corrélation ρ [105], entre deux mesures X et Y , selon la formule suivante [106].

$$\rho_{X,Y}(\theta) = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \langle X \rangle) (y_{\theta,i} - \langle Y \rangle)}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \langle X \rangle)^2 \sum_{i=1}^n (y_{\theta,i} - \langle Y \rangle)^2}} \quad (3.22)$$

où

- n est le nombre total de positions du brasseur sur un tour complet ;
- x_i est la mesure obtenue pour une position i du brasseur ;
- $X = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_n]$ est un vecteur qui contient les mesures obtenues sur toutes les positions du brasseur ;
- $\langle X \rangle$ et $\langle Y \rangle$ sont les moyennes respectives des vecteurs X et Y_θ ;
- Y_θ est la version décalée de θ échantillons du vecteur X , tel que :

$$Y_1 = [x_n, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{n-1}]$$

$$Y_2 = [x_{n-1}, x_n, x_1, \dots, x_{n-2}]$$

...

$$Y_{n-1} = [x_2, x_3, x_4, \dots, x_n, x_1].$$

Afin de déterminer l'angle à partir duquel on considère que deux mesures sont décorréélées, le coefficient de corrélation calculé est comparé à un seuil fixé à une valeur $\rho_0 = e^{-1} \approx 0,37$ [106], [107]. La première valeur du décalage θ vérifiant cette condition est appelée angle de décorrélation.

Le seuil ρ_0 n'est valable que pour un nombre infini d'échantillons. Cependant, dans la pratique, le nombre de mesures est fini. C'est pourquoi un autre seuil en fonction du nombre d'échantillons n est déterminé de manière approchée comme suit [108] :

$$\rho = \rho_0 \left(1 - \frac{7,22}{n^{0,64}} \right) \quad (3.23)$$

Une autre méthode d'estimation du nombre d'échantillons indépendants dans une mesure en CR, appelée méthode de la différence d'échantillons, est présentée dans [109]. Elle est comparable à la méthode de la fonction d'autocorrélation en termes d'exactitude et de précision, mais elle est plus simple en terme de calculs.

D'autres méthodes ont été proposées pour évaluer le nombre d'échantillons indépendants. Dans [110], un modèle analytique pour le calcul de la taille effective de l'échantillon a été développé en se basant sur les modèles autorégressifs et le théorème central limite appliqué à une série de données dépendantes. Cette même notion a été utilisée dans [111] en proposant une approche pour réduire l'incertitude et améliorer les estimations du nombre équivalent d'échantillons indépendants.

Il a été montré que plusieurs paramètres peuvent affecter la corrélation des données de mesure en CR, tels que la dimension et la géométrie du brasseur utilisé [112] ainsi que les niveaux de pertes et de charge présents dans la CR [113].

3.1.5 Caractérisation d'antennes en chambre réverbérante

En raison des propriétés statistiques du champ créé à l'intérieur d'une chambre réverbérante, cette dernière est devenue un moyen d'essai alternatif et populaire à la chambre anéchoïque pour des mesures d'antennes. En particulier, la CR est particulièrement adaptée pour mesurer la puissance rayonnée par une antenne, ce qui permet de déterminer son efficacité de rayonnement (définie comme le rapport entre la puissance totale rayonnée et la puissance acceptée par l'antenne [103]). Dans le domaine des mesures d'efficacité de rayonnement d'une antenne, plusieurs techniques ont été proposées au fil des ans. Parmi les méthodes utilisées, on peut citer la méthode de substitution. Cette méthode classique consiste à effectuer deux mesures en transmission en utilisant au total trois antennes ; dans la première mesure, une antenne de référence d'efficacité connue et supposée constante sur la bande fréquentielle considérée est utilisée, puis, dans la seconde mesure, elle est substituée par l'antenne sous test [114]. Plus récemment, une autre méthode de caractérisation de l'efficacité de rayonnement a été proposée dans [115] basée sur l'estimation du facteur de qualité composite. Dans ce cas, une seule configuration de mesure est nécessaire avec l'antenne de référence et l'antenne sous test simultanément dans la CR. Cependant, les deux méthodes citées auparavant nécessitent une antenne de référence dont l'efficacité est connue ce dont nous ne disposons pas toujours en pratique. Pour surmonter cette limitation, Holloway a proposé, en 2012, une méthode de mesure de l'efficacité d'antenne qui exploite la différence d'estimation du facteur de qualité en temporel et en fréquentiel sans avoir recours à l'utilisation d'une antenne de référence. Trois approches nécessitant l'utilisation d'une, deux ou trois antennes sont proposées et détaillées dans [103].

3.2 Développement théorique d'estimation des impédances propres et mutuelles de deux antennes en CRBM

Dans cette section, on reprend le développement fait dans la section (2.4.1) mais en se plaçant dans une chambre réverbérante pour générer un champ diffus à partir d'une unique antenne d'excitation. Un développement plus détaillé est par ailleurs fourni en annexe. Grâce à la méthode de corrélation de champ, l'impédance mutuelle entre les deux

antennes sous test peut être obtenue passivement ainsi que les impédances propres de chacune des antennes.

Dans une chambre réverbérante de volume V et de taux d'amortissement α , en régime permanent, la puissance transmise par la source $\langle P_{Tx} \rangle$ est complètement absorbée par l'ensemble des processus de dissipation. Son expression est donnée par :

$$\langle P_{Tx} \rangle = \langle W \rangle V \alpha \quad (3.24)$$

Par ailleurs, la puissance émise par la source peut également être exprimée en termes de rendement de l'antenne d'émission η_{Tx} , de la partie réelle de son impédance propre et du courant d'excitation I_{Tx} , comme suit :

$$P_{Tx} = \eta_{Tx} \Re(Z_{Tx}) |I_{Tx}|^2. \quad (3.25)$$

A partir des équations (3.24) et (3.25), on obtient l'expression de la densité d'énergie moyenne générée par une antenne en CR :

$$\langle W \rangle = \frac{\eta_{Tx}}{\alpha V} |I_{Tx}|^2 \Re(Z_{Tx}) \quad (3.26)$$

En combinant les équations (2.41) et (3.26), il est facile de montrer que pour $i \neq j$, la fonction de corrélation $\mathbf{C}_{Z_{i \neq j}} = \langle Z_{iT_x} Z_{jT_x}^* \rangle$, est donnée par :

$$\mathbf{C}_{Z_{i \neq j}} = \frac{\lambda^2 c \eta_{Tx} \Re(Z_{Tx})}{2\pi \alpha V} \Re(Z_{ij}) \quad (3.27)$$

D'après (2.36) et pour $i = j$, $\mathbf{C}_{Z_{ii}} = \langle Z_{iT_x} Z_{iT_x}^* \rangle$, est donnée par :

$$\mathbf{C}_{Z_{ii}} = \frac{c \lambda^2 \eta_{Tx} \Re(Z_{Tx})}{2\pi \alpha V} R_i \quad (3.28)$$

où R_i représente les pertes ohmiques dans l'antenne i .

En introduisant l'efficacité de l'antenne i , $\eta_i = R_i / \Re(Z_{ii})$, cette dernière expression peut s'écrire :

$$\mathbf{C}_{Z_{ii}} = \frac{c \lambda^2 \eta_{Tx} \eta_i \Re(Z_{Tx})}{2\pi \alpha V} \Re(Z_{ii}) \quad (3.29)$$

3.3 Validation expérimentale

Cette section vise à valider expérimentalement la théorie dérivée dans la section (3.2) concernant la corrélation des impédances.

3.3.1 Configuration de mesure

Les mesures ont lieu dans la chambre réverbérante du laboratoire ESYCOM de dimensions $2,95 \times 2,75 \times 2,35 \text{ m}^3$ (volume d'environ 19 m^3) dont la LUF est estimée à 400 MHz (Fig. 3.1). Elle est équipée d'un brasseur de modes mécanique de forme non-symétrique qui est commandé de l'extérieur à l'aide d'un moteur pas à pas et $N_{\text{mech}} = 60$ positions équidistantes sont considérées sur un tour complet du brasseur.

La configuration de mesure est présentée sur la Fig. 3.6. Les deux antennes testées (AUT) sont des antennes cornet Vivaldi. La première, appelée "1" dans ce qui suit, d'une largeur de bande [1GHz - 18GHz] (Schwarzbeck BBHA 9120B) et la seconde, appelée "2", de largeur de bande [1GHz - 18GHz] (A-INFO JXTXLB-10180). Les deux AUTs sont positionnées face à face et sont séparées par une distance $d = 50 \text{ cm}$. Elles sont placées dans le volume de travail de la CR de façon à ne pas être face aux murs, afin d'éviter les trajets non brassés dans la CR. L'antenne source, nommée "Tx" par la suite, est une antenne cornet identique à AUT1, orientée vers le brasseur et positionnée sur une structure en rotation verticale (c'est-à-dire autour d'un axe de rotation horizontal) afin d'effectuer un brassage de la source sur $N_{\text{src}} = 11$ positions. Ainsi, l'orientation de l'antenne source varie de -35° à $+35^\circ$ (l'angle nul correspondant au cas où l'axe de l'antenne est parallèle au sol) avec un pas angulaire de 7° .

Chaque AUT est reliée par un câble coaxial de 50 cm à un commutateur RF mécanique télécommandé, afin d'être connectée soit à un VNA (charge adaptée de 50Ω) soit à une impédance de charge en circuit ouvert (CO). La mesure des paramètres S est effectuée sur la bande fréquentielle [1GHz - 5GHz] (20001 points fréquents uniformément espacés sont considérés) avec un analyseur de réseau VNA Rhode&Schwarz ZNB20 à 4 ports calibré à l'extrémité des deux câbles connectés aux deux commutateurs (plans de référence indiqués sur la Fig. 3.7).

Trois configurations de mesure sont successivement considérées :

- Configuration de référence : Les deux AUTs sont connectées au VNA. Cette configuration servira de référence pour mesurer directement Z_{12} , Z_{11} et Z_{22} , et les comparer aux valeurs reconstituées par corrélation ;
- Configuration 1 : l'AUT1 est connectée au VNA tandis que l'AUT2 est connectée au circuit ouvert (OC). Z_{1Tx} sera mesurée puis utilisée dans le calcul de corrélation ;
- Configuration 2 : l'AUT2 est connectée au VNA tandis que l'AUT1 est connectée au circuit ouvert (OC). Z_{2Tx} sera mesurée puis utilisée dans le calcul de corrélation.

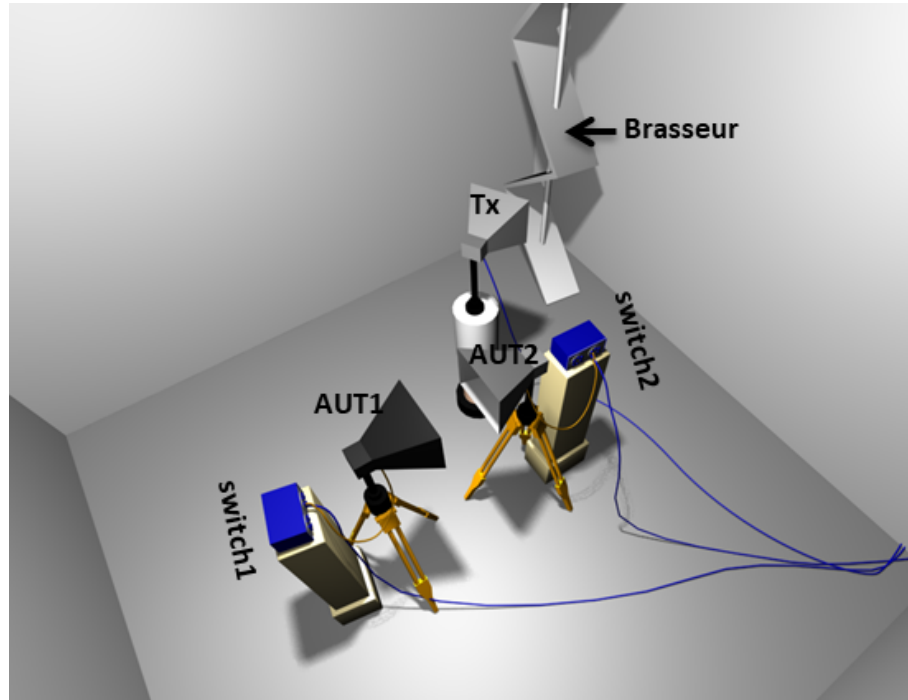


FIGURE 3.6 – Configuration de mesure en CR du laboratoire ESYCOM, avec l'antenne d'excitation pointant vers le brasseur de modes et deux antennes en réception connectées à des switches.

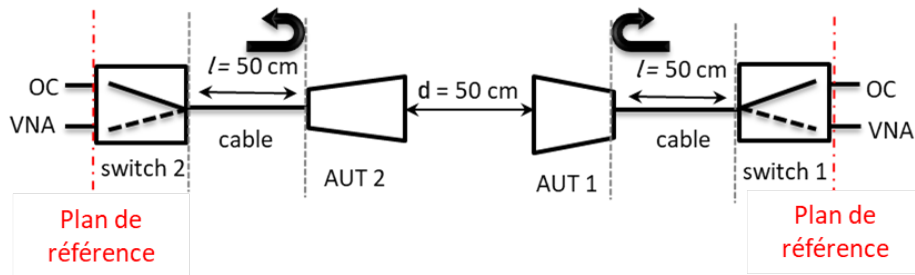


FIGURE 3.7 – Schéma des plans de référence considérés pour les mesures.

3.3.2 Mesure avec un circuit ouvert

Comme présenté auparavant, les deux commutateurs permettent de connecter les AUTs alternativement au VNA ou à une charge en circuit ouvert. Le choix de cette charge est en accord avec la définition des impédances. En effet, par définition, l'impédance Z_{ij} est le rapport entre la tension mesurée sur le port i et le courant sur le port j lorsque tous les courants sur les autres ports ($i \neq j$) sont nuls. Ainsi, lorsque AUT1 est connecté au VNA et AUT2 à un circuit ouvert (Config1), les paramètres S mesurés conduisent à la connaissance des impédances Z_{11} , Z_{1Tx} et Z_{TxTx} , alors que la configuration complémentaire Config2 (AUT1 connecté au circuit ouvert et AUT2 au VNA) conduit à Z_{22} , Z_{2Tx} et

Z_{TxTx} . Cependant, en mesure, un circuit ouvert n'est jamais idéal, en particulier sur une large bande de fréquence. Pour vérifier la précision de cette approche, la partie réelle de l'impédance Z_{12} récupérée par corrélation après cette mesure en deux étapes a été comparée à celle obtenue par la mesure directe en Configuration de référence de la matrice S (3×3) transformée ensuite en matrice impédance.

Il est à souligner que toutes les mesures ont été effectuées en utilisant un VNA car cela était plus pratique pour la validation expérimentale du développement théorique mais ne constitue pas un montage permettant une caractérisation passive d'antennes dans un cas pratique. Dans une configuration pratique, un système de commutation des antennes vers une charge à haute impédance serait nécessaire, ce qui est faisable même dans un système embarqué. En effet, la corrélation d'impédances est équivalent à la corrélation des tensions induites sur les AUTs tant que l'impédance de la charge est supérieure à celle de l'antenne. Cette approche par corrélation d'impédances permet ainsi de caractériser les antennes et le couplage entre elles tout en maintenant les antennes testées dans leur mode de réception ce qui est notamment obligatoire pour les petites antennes intégrées qui ne peuvent pas être basculées dans leur mode d'émission.

3.3.3 Caractéristiques des AUTs

a. Mesure de l'efficacité des antennes

La vérification expérimentale du modèle théorique nécessite la mesure de l'efficacité de rayonnement des antennes utilisées. Pour ce faire, deux antennes de mesure sont utilisées sans aucune antenne de référence, comme illustré sur la Fig. 3.8.

Cette méthode repose sur la différence entre les deux estimations du facteur de qualité Q de la CR dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel, qui est directement liée aux efficacités des AUTs en supposant que les pertes au niveau des antennes sont négligeables par rapport aux pertes dans les parois de la CR [103]. Deux paramètres importants doivent être déterminés pour le calcul de l'efficacité : la constante de temps τ_{CR} , proportionnelle à Q et liée aux pertes dans la CR, et le coefficient de rétrodiffusion e_b , lié à l'homogénéité du champ à l'intérieur de la CR.

Pour l'obtention de τ_{CR} , il suffit de calculer l'inverse de la pente de la décroissance temporelle du power delay profile $PDP(t)$ dans une représentation logarithmique à partir du coefficient de transmission S_{21} entre les deux antennes utilisées pour différentes positions du brasseur θ . Son expression est donnée par :

$$PDP(t) = \langle |TF^{-1}[S_{21}]|^2 \rangle \quad (3.30)$$

où TF^{-1} est la transformée de Fourier inverse et $\langle . \rangle$ est la moyenne sur toutes les positions du brasseur.

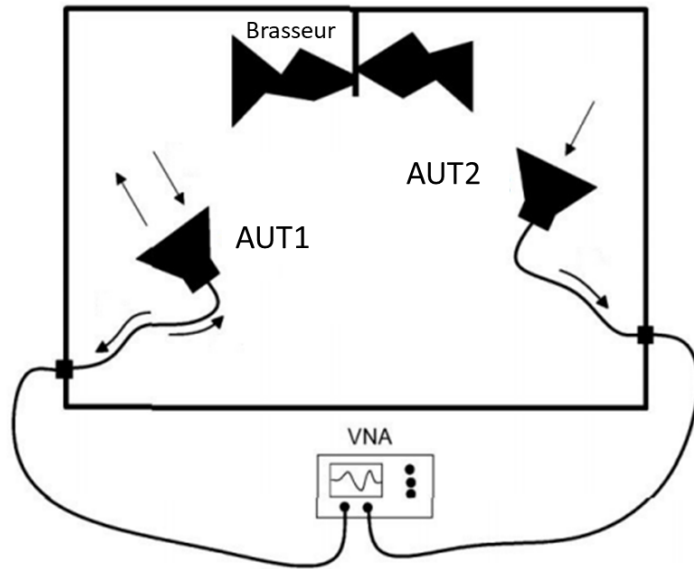


FIGURE 3.8 – Configuration de mesure de l'efficacité d'antenne avec la méthode sans antenne de référence (approche avec deux antennes) [103].

Une fois τ_{CR} calculé, le facteur de qualité Q peut être déterminé comme :

$$Q = \omega \cdot \tau_{CR} \quad (3.31)$$

Le coefficient de rétrodiffusion e_b est calculé à partir de l'expression suivante :

$$e_b = \frac{\sqrt{\langle |S_{11,s}|^2 \rangle \langle |S_{22,s}|^2 \rangle}}{\langle |S_{21,s}|^2 \rangle} \quad (3.32)$$

avec $S_{ij,s}$ la composante brassée du paramètre S_{ij} définie comme suit :

$$S_{ij,s} = S_{ij} - \langle S_{ij} \rangle \quad (3.33)$$

Ainsi, l'efficacité totale des AUTs se calcule suivant :

$$\eta_{tot,i} = \sqrt{\frac{\langle |S_{ii,s}|^2 \rangle C_{CR}}{e_b \cdot Q}} \quad (3.34)$$

avec $C_{CR} = \frac{16\pi^2 V}{\lambda^3}$, où V est le volume de la CR et λ est la longueur d'onde.

Afin d'obtenir l'efficacité de rayonnement de chaque AUT, il est nécessaire de compenser les pertes par désadaptation et d'appliquer une correction sur le paramètre $S_{ii,s}$. Pour cela, on utilise l'expression ci-dessous :

$$\langle |S_{ii,s}|^2 \rangle_{corr} = \frac{\langle |S_{ii,s}|^2 \rangle}{(1 - \langle |S_{ii}|^2 \rangle)^2} \quad (3.35)$$

On obtient ainsi l'efficacité de rayonnement en utilisant l'équation suivante :

$$\eta_{ray,i} = \sqrt{\frac{\langle |S_{ii,s}|^2 \rangle_{corr} C_{CR}}{e_b \cdot Q}} \quad (3.36)$$

On présente sur la Fig. 3.9 les résultats obtenus pour la mesure de l'efficacité de rayonnement des antennes cornet Schwarzbeck BBHA 9120B et A-INFO JXTXLB-10180 notées AUT1 et AUT2 respectivement. Les résultats présentés sont lissés fréquentiellement afin d'extraire les propriétés intrinsèques des antennes des fluctuations inhérentes à la mesure en chambre réverbérante.

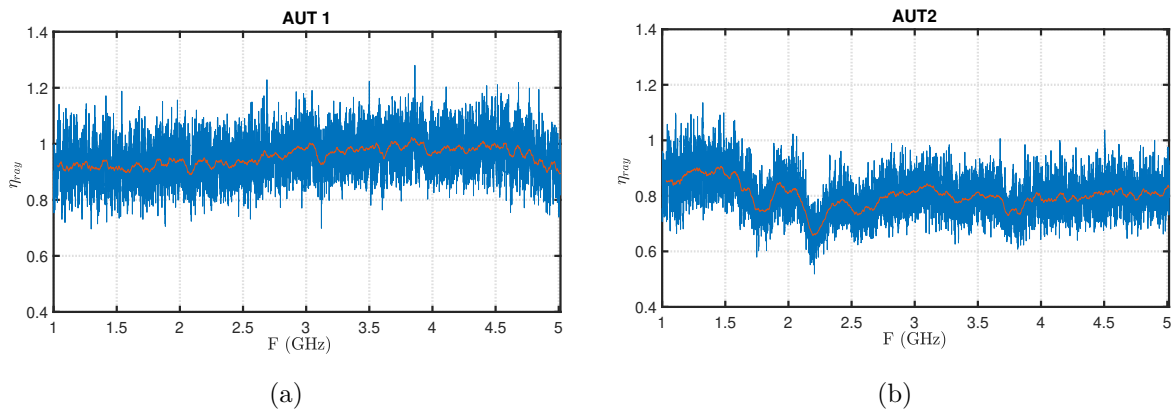


FIGURE 3.9 – Efficacité de rayonnement de AUT1 (a) et AUT2 (b). Les courbes rouges représentent les efficacités lissées sur une fenêtre glissante de 60MHz.

b. Adaptation des AUTs

Dans cette section, nous exposons les résultats de mesure des coefficients de réflexion pour les antennes utilisées. Les moyennes des modules de ces coefficients, notées Γ_1 et Γ_2 respectivement pour les AUT1 et AUT2, sont présentées sur la Fig. 3.10. Les résultats montrent que les AUTs sont relativement bien adaptées dans la bande de fréquence considérée, avec des valeurs de $|\Gamma_{1,2}|$ inférieures à -10 dB à partir de 1,5 GHz.

c. Evaluation des pertes

Dans cette section, nous procédons à l'évaluation des pertes de puissance du signal entre le plan de calibrage de la mesure (Fig. 3.7) et l'accès de l'antenne, c'est-à-dire lors de la traversée des commutateurs et du câble reliant l'accès de chaque commutateur (switch) à

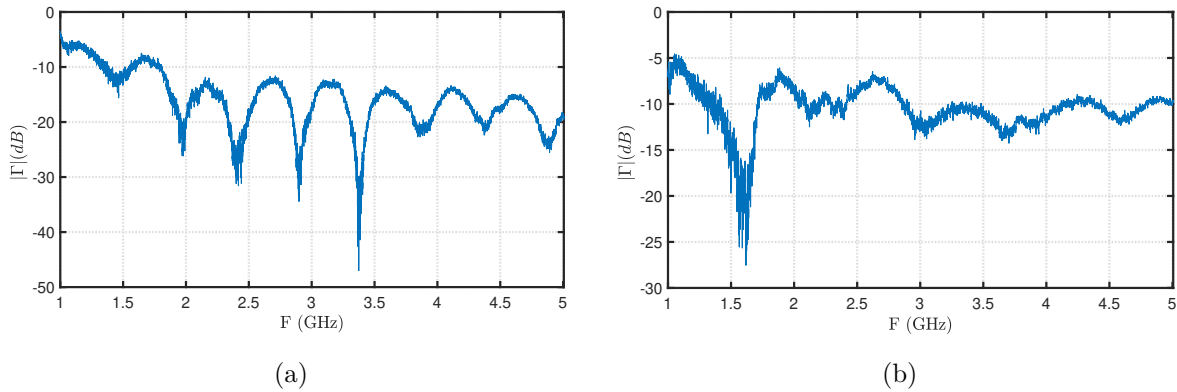


FIGURE 3.10 – Moyenne des modules de coefficient de réflexion Γ_1 (a) et Γ_2 (b) des antennes AUT1 et AUT2 respectivement en fonction de la fréquence.

chaque port d'antenne. La configuration de la mesure pour évaluer ces pertes est présentée de manière schématique sur la Fig. 3.11.

Nous utilisons le coefficient de transmission mesuré entre l'accès du commutateur et le port de l'antenne pour évaluer l'atténuation α dans le commutateur et le câble, selon la formule suivante :

$$\alpha = |S_{21}|^2 \quad (3.37)$$

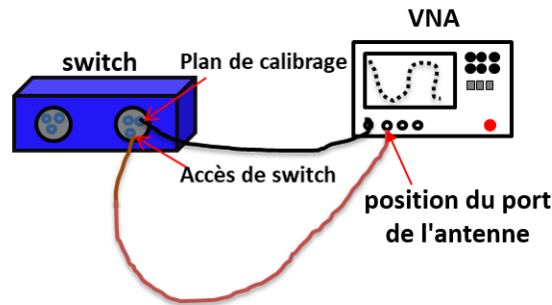


FIGURE 3.11 – Schéma de mesure des pertes entre l'accès du switch et le port de l'AUT.

Le résultat de mesure est présenté sur la Fig. 3.12.

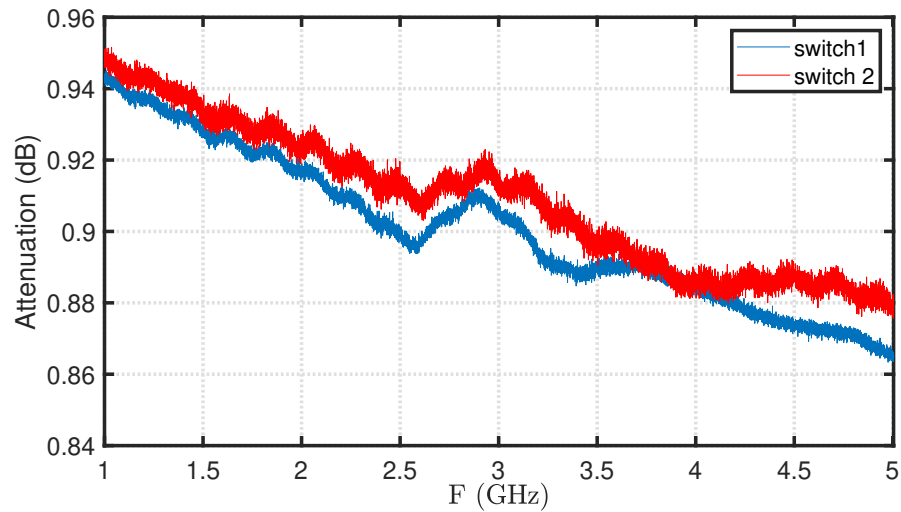


FIGURE 3.12 – Pertes dans les switches 1 et 2 et les câbles reliés aux antennes en fonction de la fréquence.

3.3.4 Résultats de mesure

Nous avons tout d'abord calculé le facteur de qualité de la CRBM pour cette configuration de mesure du couplage entre antennes. Le résultat obtenu est présenté sur la Fig. 3.13.

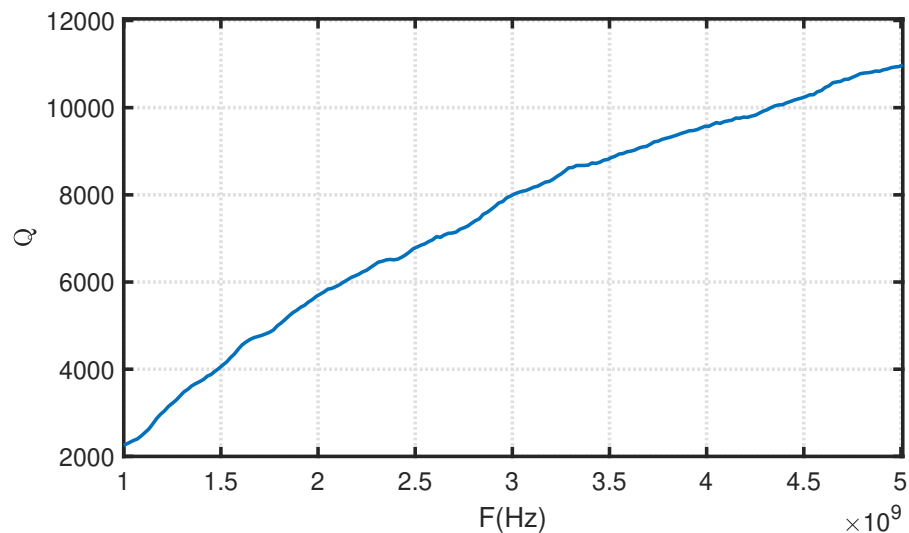


FIGURE 3.13 – Facteur de qualité de la CRBM en présence des AUTs.

Une fois les propriétés de la CRBM ainsi que les caractéristiques des AUTs mesurées, nous allons vérifier que, selon l'équation (4.17), il est possible de retrouver la partie réelle

de Z_{12} à travers la corrélation des impédances mesurées Z_{1Tx} et Z_{2Tx} .

La partie réelle de l'impédance mutuelle Z_{12} calculée directement à partir des paramètres S mesurés dans la configuration de référence (appelée Z_{12ref} par la suite) est comparée à Z_{12cor} obtenue (voir Fig. 3.14). Cette dernière est estimée à partir de la fonction de corrélation entre Z_{1TX} de "Configuration 1" et Z_{2TX} de "Configuration 2".

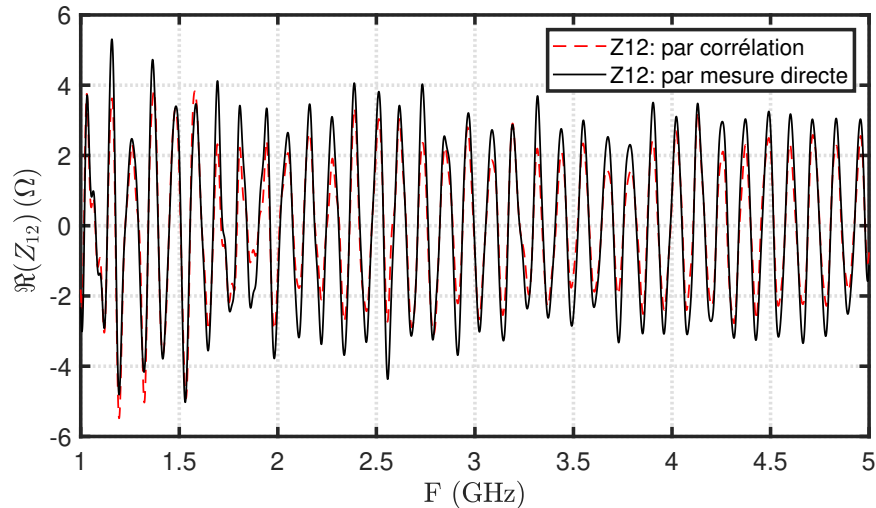


FIGURE 3.14 – Partie réelle de Z_{12} obtenue par une mesure directe entre les deux antennes cornet ou par corrélation entre les impédances Z_{1Tx} et Z_{2Tx} en fonction de la fréquence.

Par rapport aux travaux précédents [116], on remarque que, grâce à la connaissance du facteur de proportionnalité donné dans l'équation (4.17), les amplitudes ne sont pas normalisées ici. Un très bon accord est observé entre l'impédance Z_{12ref} obtenue par mesure directe et Z_{12cor} obtenue par corrélation. La variation dans le domaine temporel de la partie réelle de Z_{12} est ensuite calculée grâce à une transformée de Fourier inverse. Le résultat est présenté sur la Fig. 3.15.

Comme $\Re(Z_{12ref}(f))$ est réel et $C_{Z12}(f)$ est réel aussi (conformément à l'équation (4.17)), les variations temporelles de $Z_{12ref}(t)$ et $Z_{12cor}(t)$ sont symétriques par rapport à $t = 0$. Par conséquent, les réponses causales et anti-causales sont toutes les deux présentes dans la réponse temporelle.

La Fig. 3.15 montre l'apparition d'un pic principal ayant une valeur maximale à $t = 8,58 \text{ ns}$, correspondant au trajet direct entre les deux plans de référence situés après les commutateurs (voir Fig. 3.7). Ce temps de transmission est en accord avec le temps de propagation en espace libre sur une distance de 50 cm séparant les deux AUTs puis dans les antennes (30 cm dans AUT1 et 20 cm dans AUT2) entre l'ouverture de l'antenne et l'accès au connecteur SMA ainsi que dans les deux câbles de longueur $l = 50 \text{ cm}$ reliant les AUTs aux commutateurs.

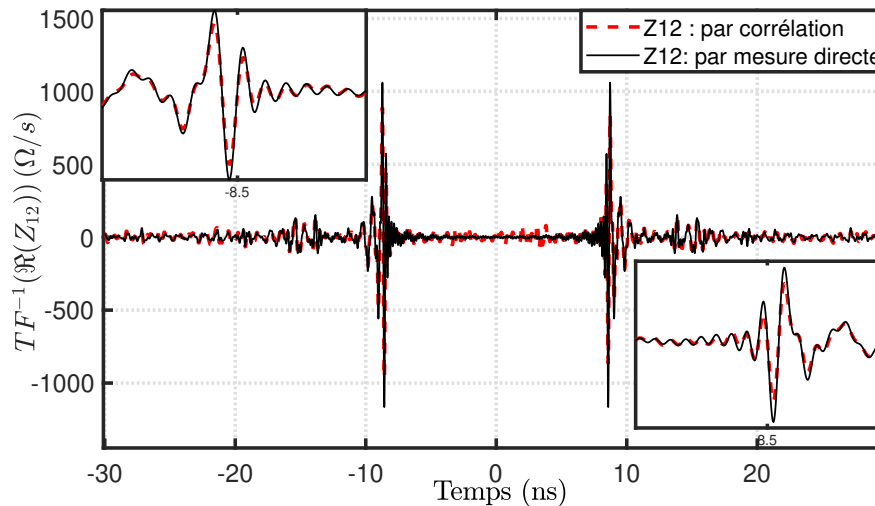


FIGURE 3.15 – Transformée de Fourier inverse de $\Re(Z_{12ref}(f))$ obtenue par mesure directe et de $Z_{12cor}(f)$ obtenue par corrélation entre les impédances Z_{1Tx} et Z_{2Tx} en fonction du temps.

Un deuxième pic ayant une amplitude plus petite est observé en $t = 5 \text{ ns}$ après le pic principal, correspondant cette fois à deux fois le temps de parcours du signal le long du câble de 50 cm qui relie le commutateur à l'accès de l'antenne. Ce deuxième pic est donc dû à un phénomène de réflexion au niveau des discontinuités de connexion entre les câbles et les commutateurs ou les AUTs.

Pour valider expérimentalement l'équation (4.19), les corrélations C_{Z11} et C_{Z22} sont calculées à partir des mesures effectuées dans "Configuration 1" et "Configuration 2" et conduisent à l'estimation des parties réelles de Z_{11cor} et Z_{22cor} , respectivement. Il convient de noter que l'efficacité considérée comprend les pertes ohmiques de l'antenne (par l'intermédiaire de l'efficacité de rayonnement de l'antenne) ainsi que l'atténuation dans le câble de connexion de 50 cm de longueur et dans le commutateur (entre le connecteur de l'AUT et le plan de référence) mesurée précédemment. Les variations fréquentielles et temporelles de ces impédances estimées sont comparées aux parties réelles de Z_{11ref} et Z_{22ref} obtenues par une mesure directe dans la configuration de référence. Les résultats sont présentés sur les Figs. 3.16 et 3.17.

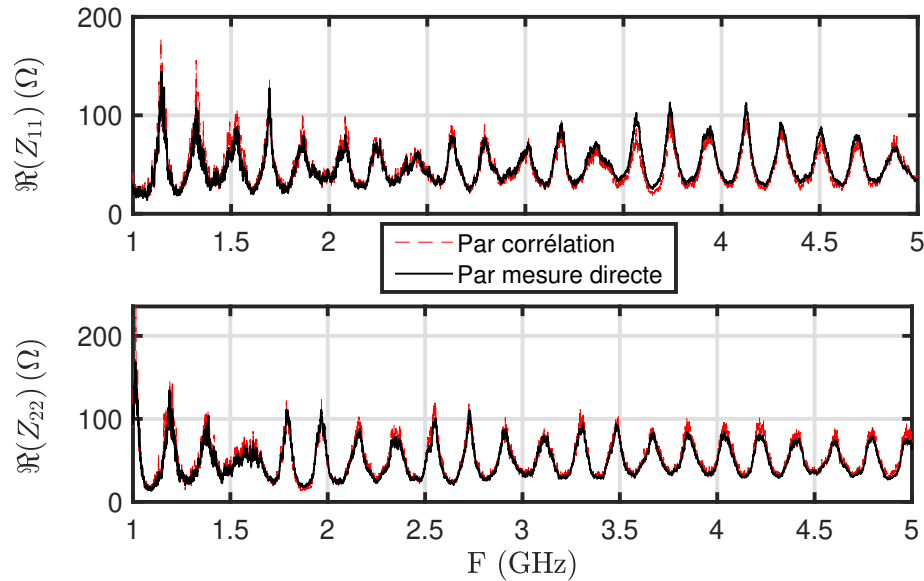


FIGURE 3.16 – Parties réelles de Z_{11} (haut) et Z_{22} (bas) obtenues par une mesure directe de l'antenne cornet ou par corrélation des impédances Z_{iT_x} en fonction de la fréquence.

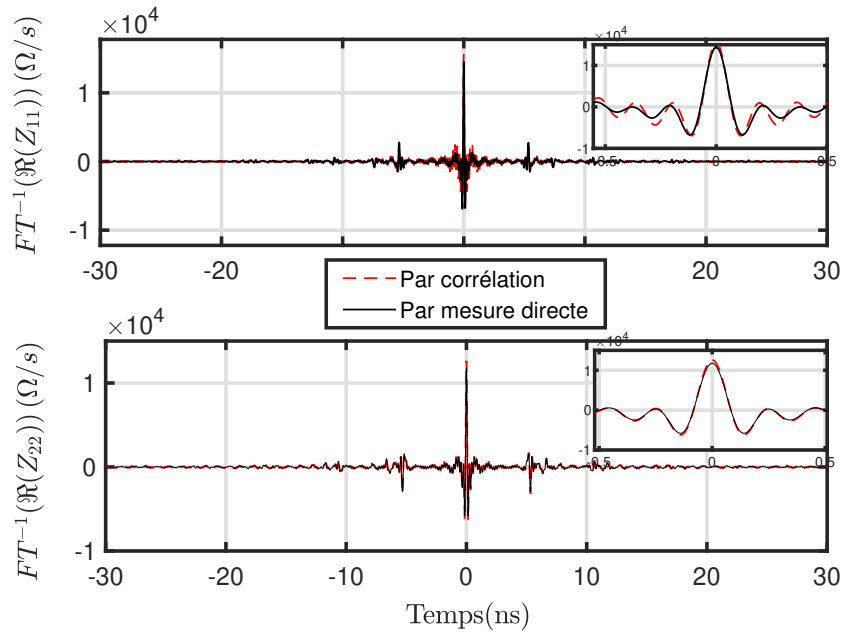


FIGURE 3.17 – Transformée de Fourier inverse des parties réelles de Z_{11} (haut) et Z_{22} (bas) obtenues par une mesure directe de l'antenne cornet ou par corrélation des impédances Z_{iT_x} en fonction du temps.

3.3.5 Effet du brassage

Le modèle théorique de la corrélation d'impédances est basée sur l'hypothèse de sources équiréparties illuminant les AUTs.

Dans notre configuration de mesure, cette condition est approchée en faisant varier la configuration de la cavité par la rotation du brasseur mécanique ($N_{mech} = 60$) et de l'antenne d'excitation ($N_{src} = 11$), ce qui conduit à 660 configurations de mesure.

Le champ généré à l'intérieur d'une CR par une seule antenne d'excitation est supposé être statistiquement homogène et isotrope. La multitude de sources de bruit requise par la technique de corrélation est donc remplacée par un ensemble de distributions de champ diffus associées à différentes configurations de la CR. Pour évaluer les performances de la CR dans les conditions de mesure considérées, le nombre de configurations non corrélées a été estimé en utilisant la méthodologie présentée dans [110]. 49 positions de brasseur non corrélées sur 60 et 11 orientations de la source non corrélées sur 11 ont été trouvées. Le nombre total de configurations de la CR non corrélées qui en résulte est donc estimé à $49 \times 11 = 539$.

Pour mettre en évidence le rôle des deux processus de brassage sur la convergence des résultats d'impédance estimée par corrélation vers les résultats obtenus par mesure directe, le coefficient de corrélation de Pearson P (equation (2.47)) entre les parties réelles de Z_{12} directement mesurées ou estimées par corrélation est calculé en fonction du nombre de positions de la source N_{src} pour différentes positions angulaires du brasseur mécanique N_{mech} . Les résultats sont présentés sur la Fig. 3.18.

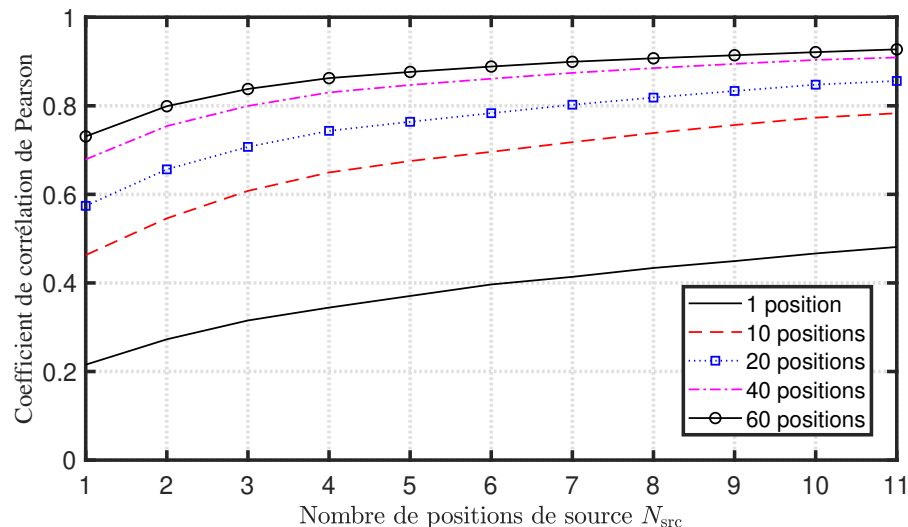


FIGURE 3.18 – Coefficient de corrélation de Pearson entre la partie réelle de Z_{12} obtenue par une mesure directe ou par corrélation d'impédances en fonction du nombre de positions de source et pour différents nombres de positions de brasseur équidistantes.

Comme prévu, plus il y a de configurations, plus le coefficient de Pearson est élevé. Lorsqu'une seule configuration est considérée, c'est-à-dire $N_{src} = 1$ et $N_{mech} = 1$, le coefficient de Pearson est égal à seulement 0,215.

Ces résultats confirment que le brassage de source est aussi efficace que le brassage mécanique pour fournir des configurations non corrélées. En effet, le cas $N_{src} = 1$ et $N_{mech} = 10$ conduit presque au même coefficient de Pearson que celui du cas $N_{src} = 10$ et $N_{mech} = 1$, c'est-à-dire environ 0,465.

3.4 Post-traitements

3.4.1 Reconstruction de la partie imaginaire des impédances

Pour estimer la partie imaginaire de Z_{12} , nous effectuons un repliement temporel des temps négatifs de $Z_{12cor}(t)$ vers le temps positif. La nouvelle impédance obtenue est causale (nulle aux temps négatifs). Elle est comparée à la transformée de Fourier de Z_{12ref} sur la Fig. 3.19.

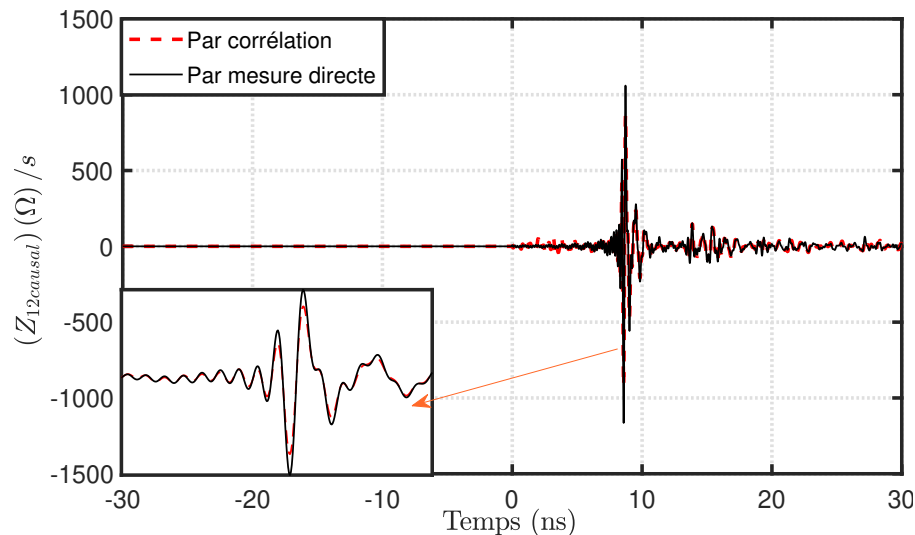


FIGURE 3.19 – Repliement temporel de $Z_{12cor}(t)$ comparé à la transformée de Fourier inverse de Z_{12ref} en fonction du temps.

La partie imaginaire de $Z_{12}(f)$ est alors la partie imaginaire de la transformée de Fourier de $Z_{12causal}(t)$. Elle est comparée à la partie imaginaire de l'impédance directement mesurée $\Im(Z_{12ref}(f))$ sur la Fig. 3.20 et un bon accord est observé.

Une approche similaire est appliquée pour obtenir la partie imaginaire de $Z_{11}(f)$ et $Z_{22}(f)$. Cependant, contrairement à $Z_{12}(t)$, $Z_{11}(t)$ et $Z_{22}(t)$ présentent généralement de fortes amplitudes près de $t=0$ qui ne peuvent pas être prises en compte en utilisant simplement la technique de repliement temporel.

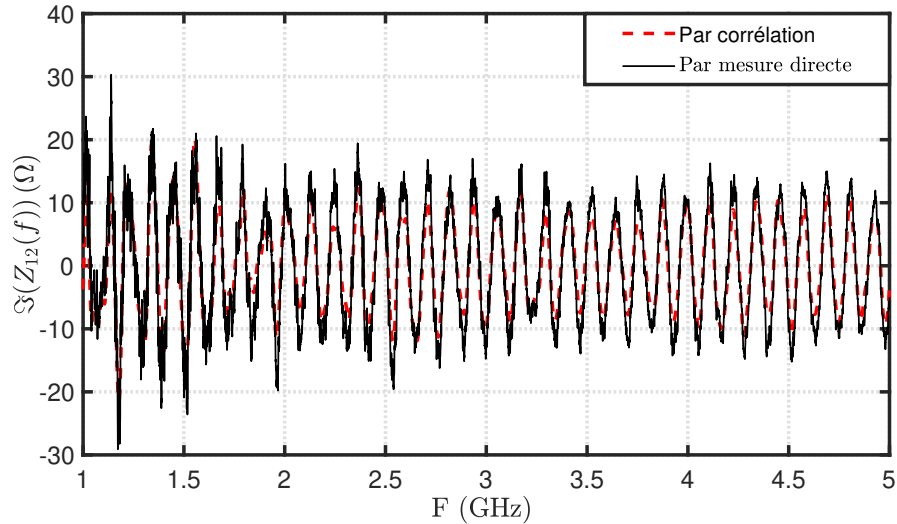


FIGURE 3.20 – Partie imaginaire de Z_{12} obtenue par une mesure directe entre les deux antennes cornet ou par corrélation et post-traitement en fonction de la fréquence.

Nous avons constaté empiriquement que cet effet peut être atténué en supprimant la moyenne fréquentielle de la partie réelle (soit $47,33 \Omega$ pour Z_{11} et $52,68 \Omega$ pour Z_{22}) qui correspond dans le domaine temporel à une impulsion de Dirac à $t = 0$. Ainsi, cette opération de soustraction est effectuée avant la transformée de Fourier inverse et le repliement temporel.

La comparaison dans le domaine fréquentiel des parties imaginaires reconstruites de Z_{11cor} et de Z_{22cor} avec celles obtenues par la mesure directe ($\Im(Z_{11ref}(f))$ et $\Im(Z_{22ref}(f))$) montre un bon accord (voir Fig. 3.21).

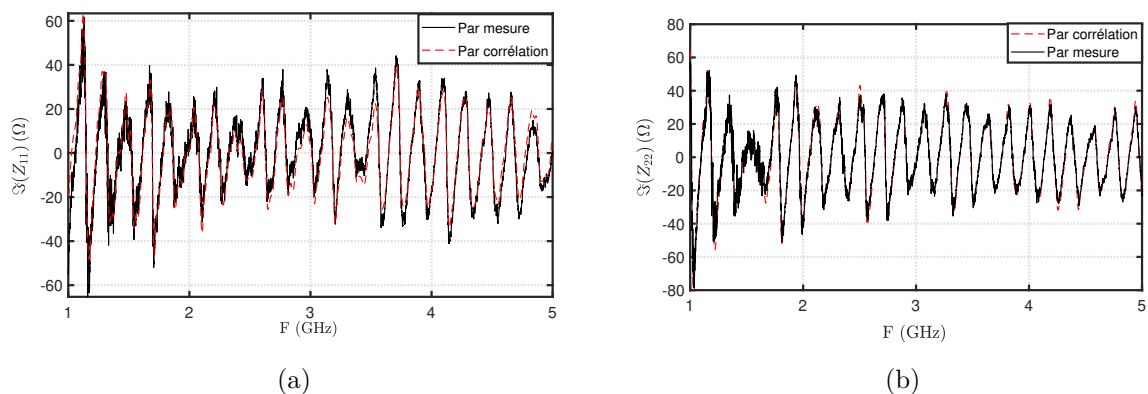


FIGURE 3.21 – Parties imaginaires de Z_{11} (a) et Z_{22} (b) obtenues par une mesure directe entre les deux antennes cornet ou par corrélation et post-traitement en fonction de la fréquence.

Afin d'évaluer la concordance entre les impédances propres et mutuelles mesurées directement ou obtenues par corrélation d'impédances, le coefficient de corrélation de Pearson est calculé pour les parties réelles et imaginaires, comme présenté dans le tableau 3.1. Les valeurs obtenues entre 0,927 et 0,995 indiquent une bonne concordance entre les deux mesures.

TABLE 3.1 – Coefficient de corrélation de Pearson P calculé pour les parties réelles et les parties imaginaires des impédances obtenues par mesure directe ou par la méthode de corrélation dans les cas de 2 antennes cornet en vis-à-vis.

	Coefficient de corrélation P	
	Re	Im
Z_{11}	0,995	0,937
Z_{22}	0,995	0,978
Z_{12}	0,927	0,950

3.4.2 Reconstruction du coefficient de transmission

Après avoir déterminé par corrélation la matrice d'impédance complexe entre les antennes 1 et 2 de manière passive, il est possible de reconstruire le coefficient de transmission dans le domaine fréquentiel en utilisant la formule suivante :

$$S_{12}^{\text{rec}} = \frac{2Z_0 Z_{12\text{cor}}}{(1 + Z_{11\text{cor}})(1 + Z_{22\text{cor}}) - Z_{12\text{cor}} Z_{21\text{cor}}} \quad (3.38)$$

où $Z_0 = 50\Omega$.

Les parties réelle et imaginaire du coefficient de transmission S_{12}^{rec} obtenu à partir des impédances mutuelle et propres reconstruites par la méthode de corrélation sont présentées sur la Fig. 3.22, où elles sont comparées avec celles obtenues par une mesure directe entre les récepteurs.

La comparaison entre les résultats de reconstruction obtenus par la méthode de corrélation et ceux obtenus par mesure directe montre une bonne concordance, dans le domaine fréquentiel (Fig. 3.22) ainsi que dans le domaine temporel après une transformation de Fourier inverse (Fig. 3.23).

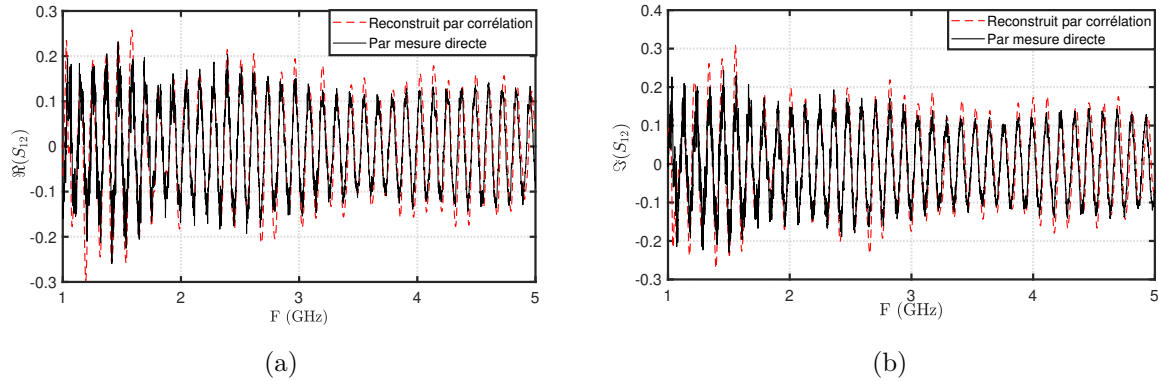


FIGURE 3.22 – Comparaison de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) du coefficient de transmission S_{12} obtenu par une mesure directe entre les deux antennes cornets ou reconstruit par corrélation à partir des impédances Z_{ij} .

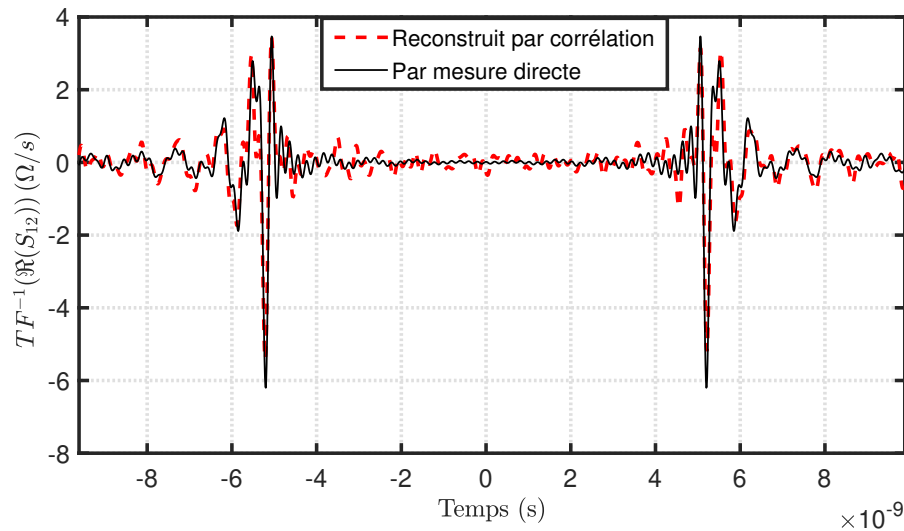


FIGURE 3.23 – Comparaison de la transformée de Fourier inverse de la partie réelle du coefficient de transmission S_{12} obtenue par une mesure directe entre les deux antennes cornets ou reconstruite par corrélation à partir des impédances Z_{ij}

Conclusion

En conclusion, ce chapitre nous a permis de présenter en détail les chambres réverbérantes et leur fonctionnement, ainsi que le concept de brassage de modes. Nous avons également exploré les différentes utilisations des chambres réverbérantes, notamment en ce qui concerne la caractérisation d'antennes. En nous basant sur la méthode de corrélation de champs diffus, nous avons proposé un modèle théorique pour estimer les impédances propres et l'impédance mutuelle entre deux antennes dans une cavité réverbérante. Ce modèle a été validé expérimentalement en effectuant des mesures en CRBM avec deux an-

tennes cornets se faisant face. Enfin, par post-traitement des parties réelles des impédances reconstruites par corrélation, nous avons tout d'abord montré que les parties imaginaires de ces impédances étaient retrouvées puis nous avons réussi à extraire le coefficient de transmission S_{12} entre les deux antennes sous test. Les résultats obtenus montrent que les chambres réverbérantes sont des outils puissants pour la caractérisation des antennes, notamment pour l'étude du couplage entre antennes dans des environnements complexes.

Chapitre 4

Application à la caractérisation d'antennes et de réseaux antennaires en CRBM

Introduction

Ce chapitre débutera par une étude paramétrique portant sur la largeur de bande fréquentielle considérée, la distance entre les antennes en réception ainsi que le type d'antennes utilisées. Nous poursuivrons avec une présentation d'une application de la méthode de corrélation d'impédances pour évaluer le gain d'une antenne, à partir du coefficient de transmission reconstruit dans le chapitre précédent, en se basant sur la formule de Friis. Nous comparerons les résultats de cette méthode avec ceux obtenus en chambre anéchoïque. Enfin, nous explorerons une extension de la méthode de corrélation d'impédances en CRBM pour des systèmes de réception comportant plus de deux antennes et de propriétés différentes.

4.1 Etude de l'impact de la largeur de bande fréquentielle sur la convergence

Dans le but d'analyser l'effet de la largeur de bande fréquentielle sur les corrélations, la configuration de mesure illustrée dans la Fig. 3.6 a été utilisée, mais avec une bande de mesure initiale de [1GHz - 5GHz] réduite à [2GHz - 3,5GHz]. Les impédances propres et mutuelle ont été extraites dans ces conditions à l'aide de la méthode de corrélation.

Les Figs. 4.1, 4.2 et 4.3 présentent les résultats des parties réelles des impédances Z_{12} , Z_{11} et Z_{22} obtenues passivement en calculant la corrélation d'impédances et en effectuant

des mesures directes pour une bande de fréquences de [2 - 3,5] GHz.

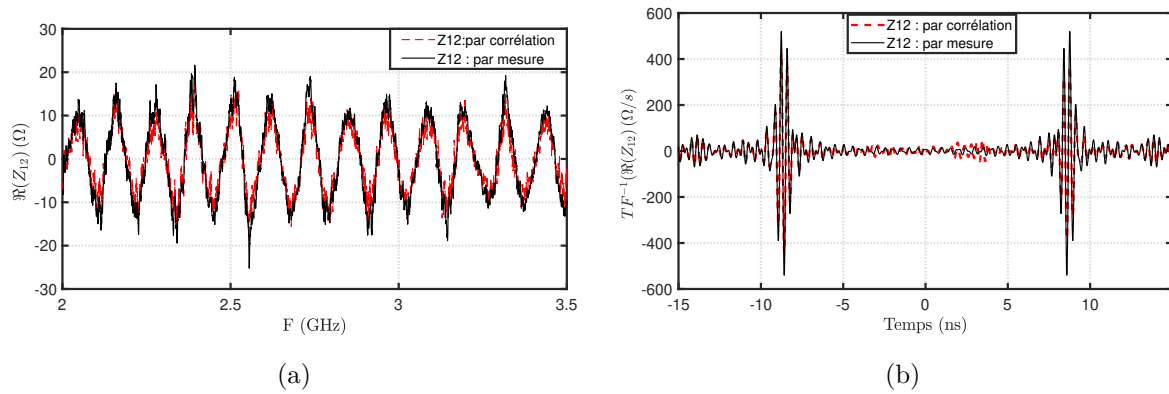


FIGURE 4.1 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle Z_{12} mesurée et reconstruite par corrélation pour une mesure dans la bande fréquentielle [2 - 3,5] GHz.

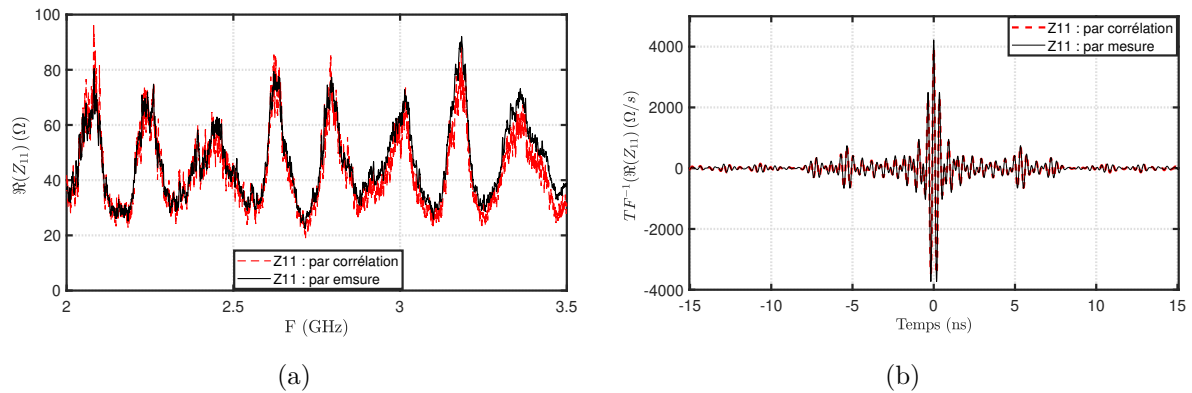


FIGURE 4.2 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance propre Z_{11} mesurée et reconstruite par corrélation dans la bande fréquentielle [2 - 3,5] GHz.

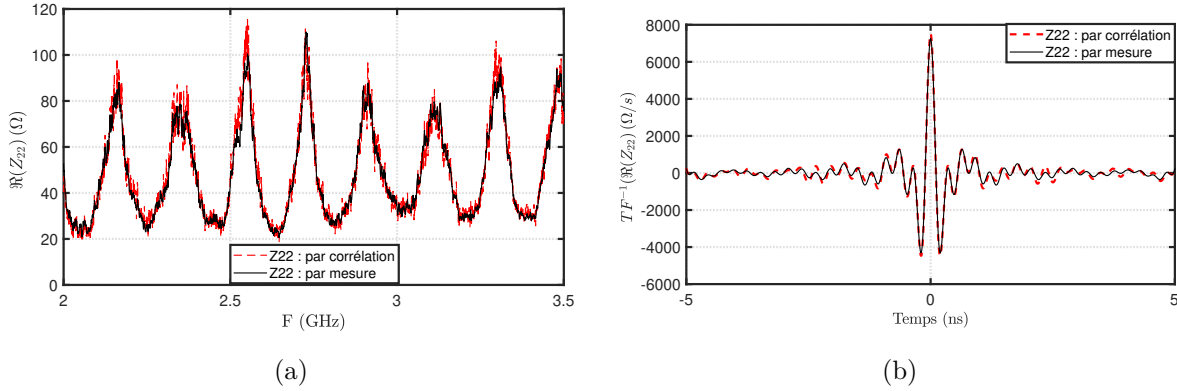


FIGURE 4.3 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance propre Z_{22} mesurée et reconstruite par corrélation pour une mesure dans la bande fréquentielle [2 - 3,5] GHz.

Comme la fonction de corrélation est obtenue en sommant des impédances dans le domaine fréquentiel (cette somme portant sur les positions du brasseur et de la source), le résultat de cette somme ne devrait pas dépendre de la largeur de bande de mesure utilisée. Les résultats obtenus indiquent que la réduction de la largeur de bande de mesure de 4GHz à 1,5GHz n'affecte pas, dans le domaine fréquentiel, la convergence des impédances mesurées passivement vers les impédances obtenues par mesure active.

Dans le domaine temporel, on observe que les pics principaux correspondant au trajet direct entre les AUTs sont correctement localisés lorsqu'on réduit la bande de mesure à [2 - 3,5] GHz. Cependant, les échos qui suivent l'onde directe ont des amplitudes plus élevées par rapport au cas où la bande de mesure est large ([1-5 GHz]).

Pour mesurer le degré de similarité entre les résultats obtenus par une mesure passive et ceux obtenus par une mesure active, nous avons calculé le coefficient de Pearson. Les valeurs obtenues sont présentées dans le tableau 4.1. Il est clair que les valeurs obtenues pour une bande de fréquence réduite sont très proches de celles obtenues pour une bande plus large ([1 - 5] GHz).

TABLE 4.1 – Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle et des impédances propres par mesure directe ou par la méthode de corrélation, pour deux largeurs de bande fréquentielle.

Bande fréquentielle	$\Re(Z_{12})$	$\Re(Z_{11})$	$\Re(Z_{22})$
[2GHz - 3,5GHz]	0,943	0,996	0,997
[1GHz - 5GHz]	0,927	0,995	0,995

4.2 Etude du couplage entre deux antennes directives

Dans cette partie, nous visons la reconstruction de l'impédance mutuelle entre deux antennes identiques de type cornet (A-INFO JTXTLB-10180) placées en vis-à-vis dans le volume utile de la CR ainsi que l'étude de l'influence de l'espacement entre les deux récepteurs sur la reconstruction passive de leur impédance mutuelle et de leurs impédances propres. Pour cela, l'antenne "A₁" étant fixe, nous avons déplacé l'antenne "A₂" de façon à espacer les deux antennes de 30 cm à 50 cm avec un pas de 10 cm. Une troisième antenne large bande de type cornet (Schwarzbeck BBHA 9120B) est utilisée comme antenne d'excitation orientée vers le brasseur et positionnée sur une structure en rotation verticale afin d'effectuer un brassage de la source sur $N_{src} = 11$ positions. Les mesures sont effectuées dans la bande fréquentielle [1GHz - 5GHz] et 60 positions de brasseur sont considérées.

Le facteur de qualité obtenu dans cette configuration est présenté sur la Fig. 4.4.

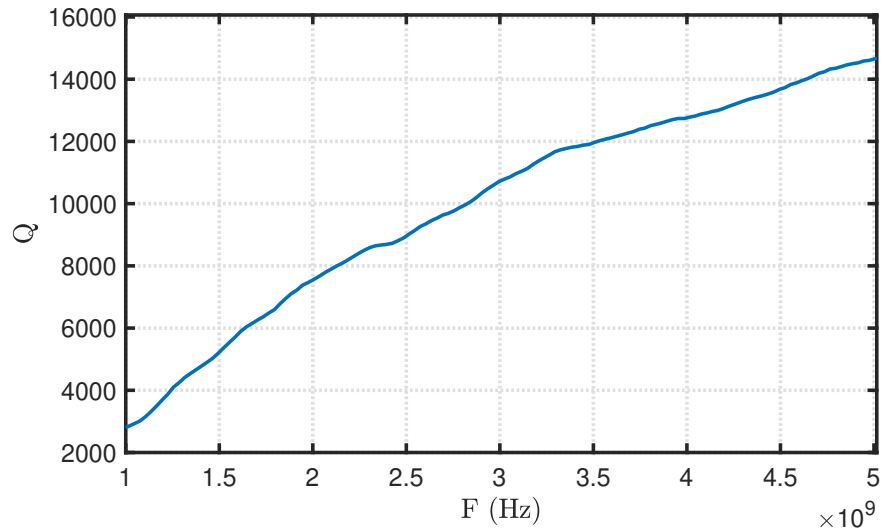


FIGURE 4.4 – Facteur de qualité de la CRBM en présence de deux antennes cornets modèle A-INFO JTXTLB-10180 en réception.

On obtient des résultats similaires à ceux obtenus dans la mesure de référence puisqu'il s'agit de la même configuration de mesure avec uniquement le changement du type de cornet. L'impédance mutuelle extraite par corrélation pour les espacements de 30 cm, 40 cm et 50 cm est montrée sur les Figs. 4.5, 4.6 et 4.7 respectivement.

Pour un espacement de 30 cm, la première impulsion correspondant à la partie causale apparaît à $t_1 = 2,61$ ns, pour un espacement de 40 cm elle apparaît à $t_2 = 2,95$ ns et pour un espacement de 50 cm à $t_3 = 3,25$ ns. La Fig. 4.8 montre l'évolution des temps d'apparition de l'impulsion positive associée au trajet direct de l'onde en fonction de la distance séparant les deux AUTs. On observe que le temps de parcours de l'onde varie

linéairement avec l'espacement entre les AUTs et la différence des temps associés aux impulsions entre deux distances successives correspond à un espacement de 10 cm comme attendu.

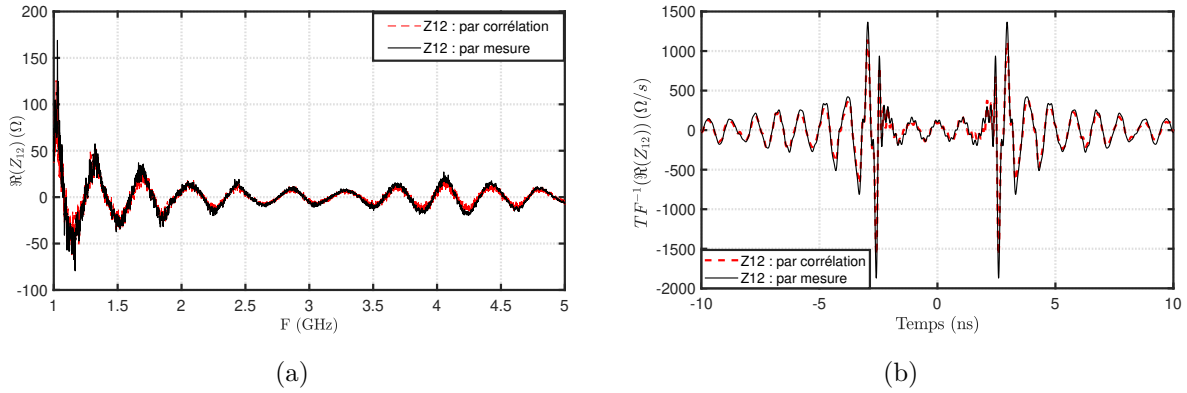


FIGURE 4.5 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 30 cm entre AUTs.

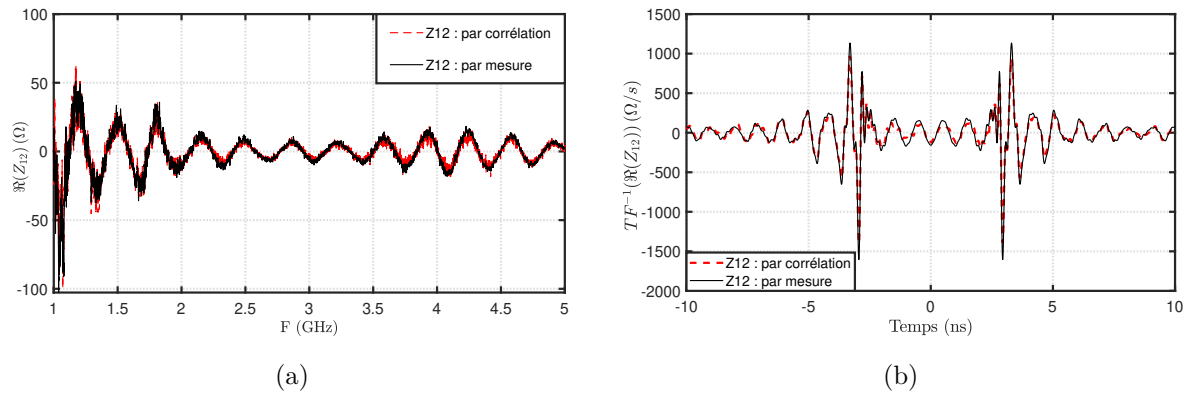


FIGURE 4.6 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 40 cm entre AUTs.

A partir des résultats obtenus, nous observons une bonne correspondance entre les impédances obtenues par la méthode de corrélation et celles obtenues par mesure directe, comme indiqué par les coefficients de Pearson présentés dans le tableau 4.2.

Nous constatons également que le couplage entre les deux antennes diminue lorsque la distance entre elles augmente comme présenté sur la Fig. 4.9, ce qui induit une diminution du coefficient de Pearson associé à l'impédance mutuelle en raison du rapport signal à bruit moins favorable (ce bruit étant lié à la rétrodiffusion de la CRBM). Il est important de noter que les erreurs d'estimation de l'impédance mutuelle par la méthode de corrélation restent globalement faibles.

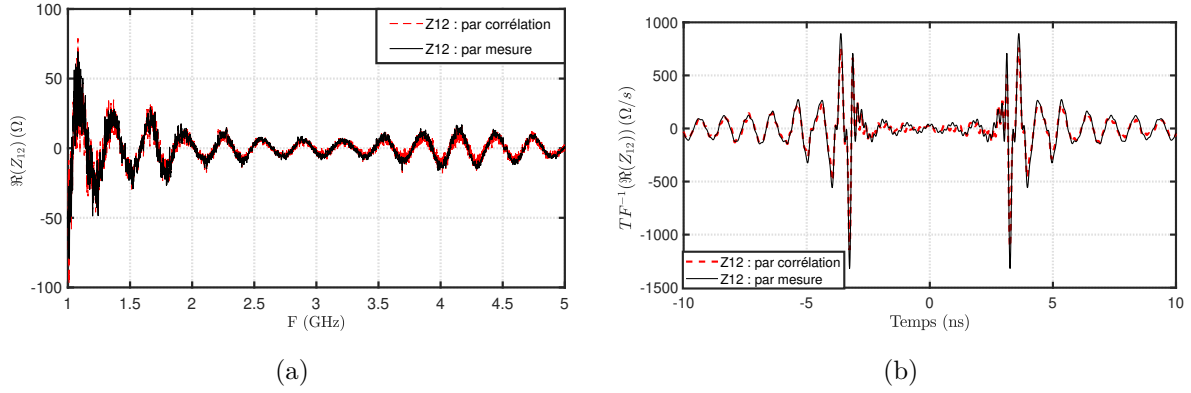


FIGURE 4.7 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 50 cm entre AUTs.

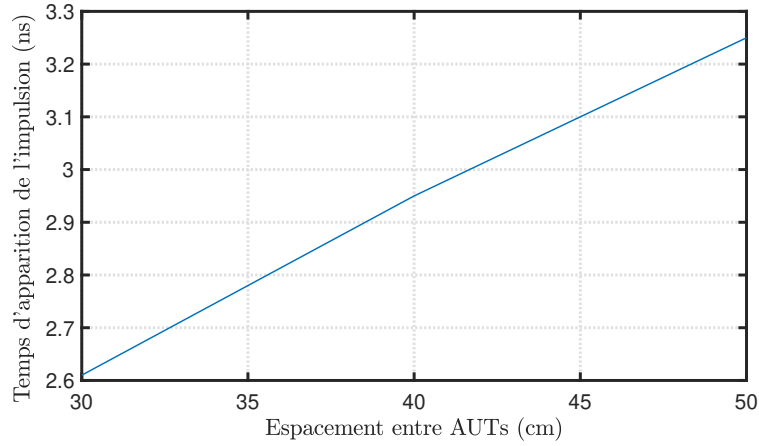


FIGURE 4.8 – Variation des temps d'apparition des impulsions associées au trajet direct en fonction de la distance entre les AUTs.

TABLE 4.2 – Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle obtenue par mesure directe ou par la méthode de corrélation dans le cas de 2 AUTs directives pour trois espacements différents.

	30 cm	40 cm	50 cm
$\Re(Z_{12})$	0,9535	0,9344	0,9193

Nous avons également comparé les résultats de reconstruction des parties réelles des impédances propres Z_{11} et Z_{22} aux résultats obtenus par mesure directe pour chaque distance entre AUTs. Les résultats obtenus pour les trois espacements sont présentés sur les Figs. 4.10, 4.11 et 4.12 respectivement.

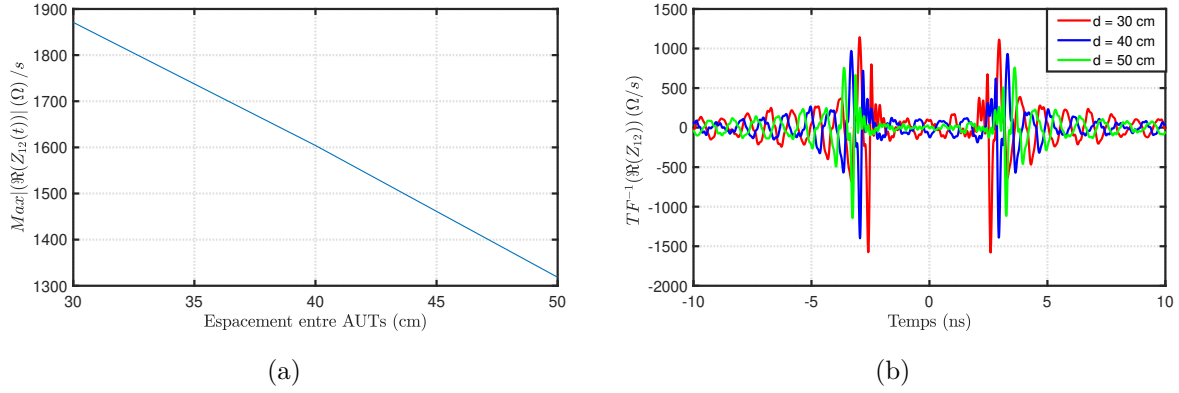


FIGURE 4.9 – (a) Variation de l'amplitude de l'impulsion associée au trajet direct en fonction de la distance entre les AUTs, (b) Représentation dans le domaine temporel des impédances mutuelles reconstruites pour les trois espacements.

Une bonne concordance est observée entre les impédances propres obtenues par la méthode de corrélation et celles obtenues par mesure directe et elles sont indépendantes de l'espacement entre les AUTs comme montré sur la Fig. 4.13. Des valeurs identiques du coefficient de Pearson sont obtenues pour les trois distances pour l'impédance Z_{11} , alors qu'une petite différence est observée sur Z_{22} pour une distance de 30 cm comme montré sur le tableau 4.3.

TABLE 4.3 – Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour les parties réelles des impédances propres obtenues par mesure directe ou par la méthode de corrélation dans les cas de 2 AUTs directives pour trois espacements différents.

	30 cm	40 cm	50 cm
$\Re(Z_{11})$	0,9944	0,9940	0,9941
$\Re(Z_{22})$	0,9928	0,9946	0,9941

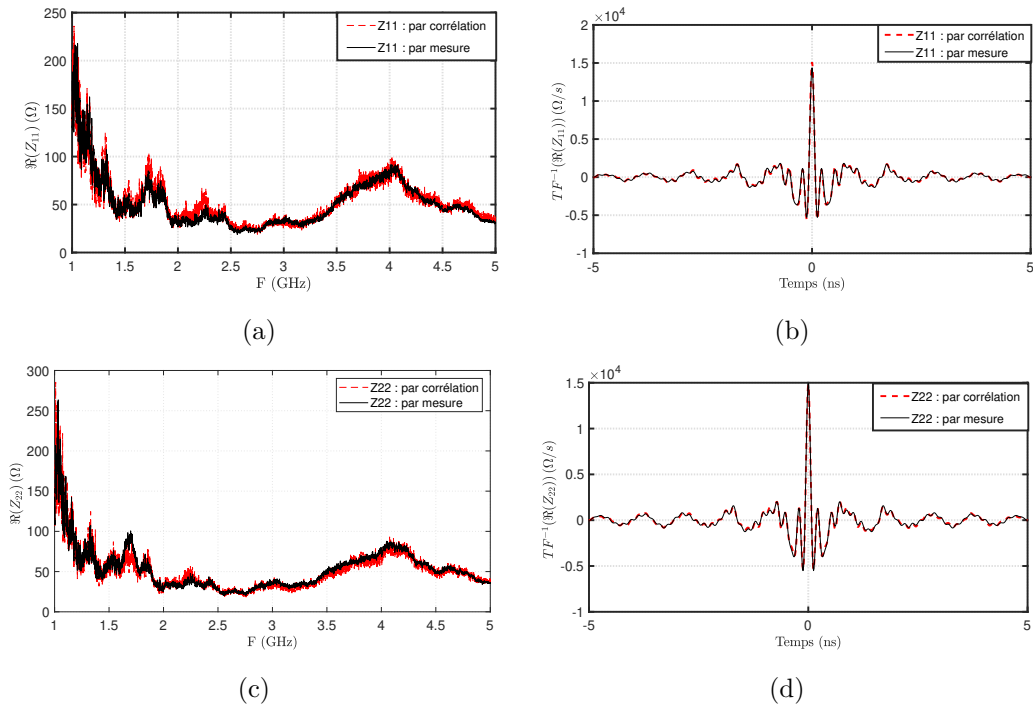


FIGURE 4.10 – Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b),(d) des impédances propres mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 30\text{cm}$.

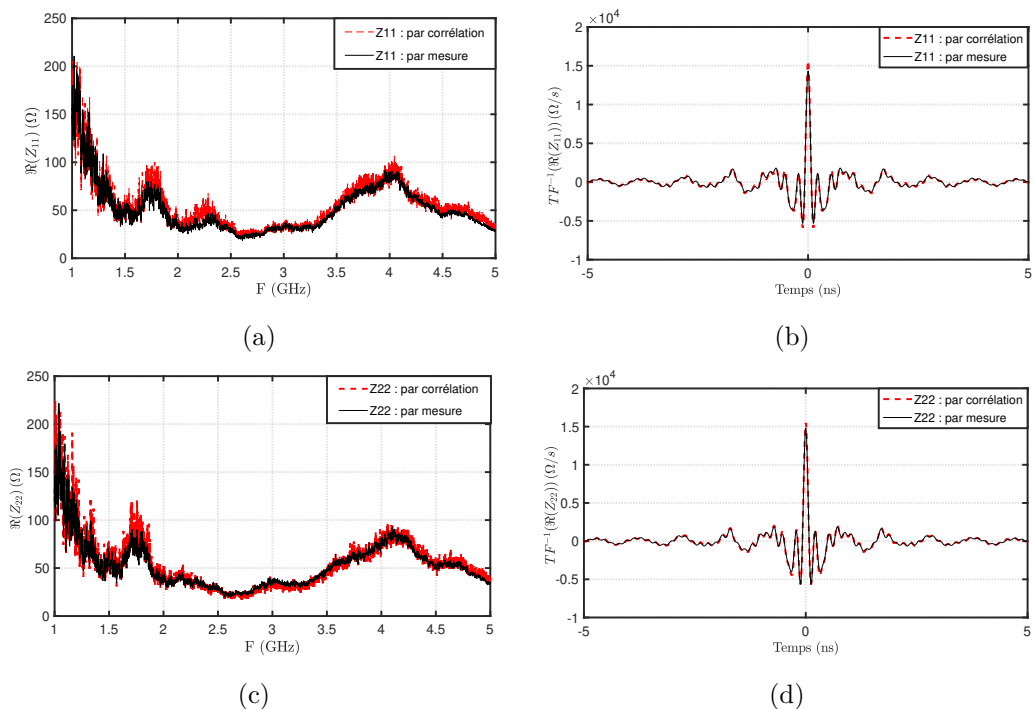


FIGURE 4.11 – Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b),(d) des impédances propres mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 40\text{ cm}$.

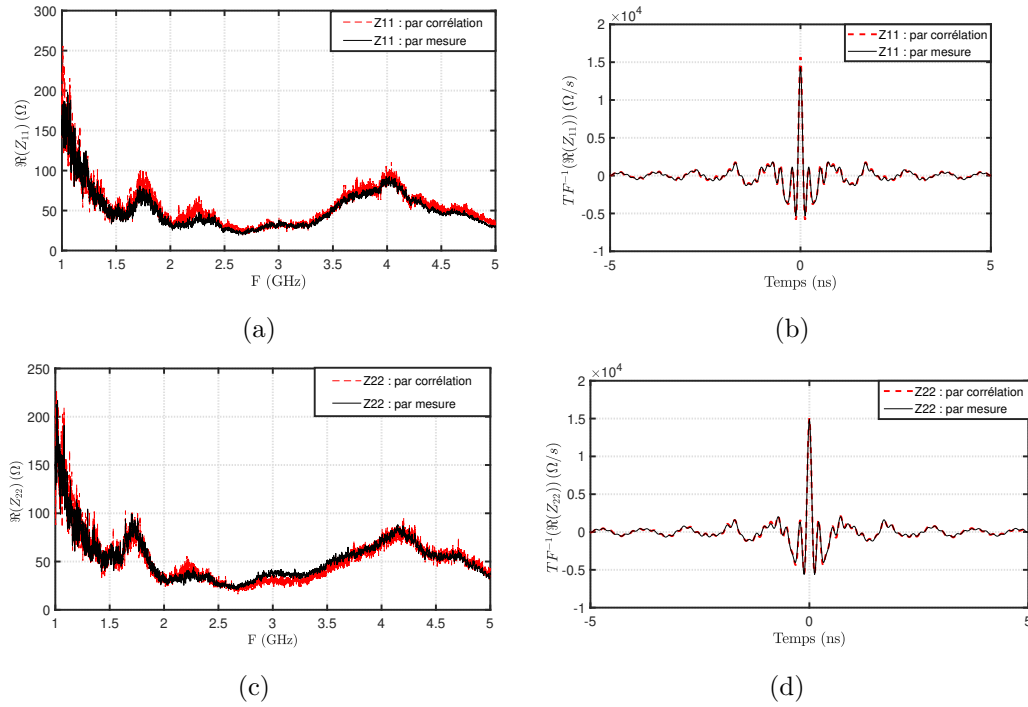


FIGURE 4.12 – Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b),(d) des impédances propres mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 50$ cm.

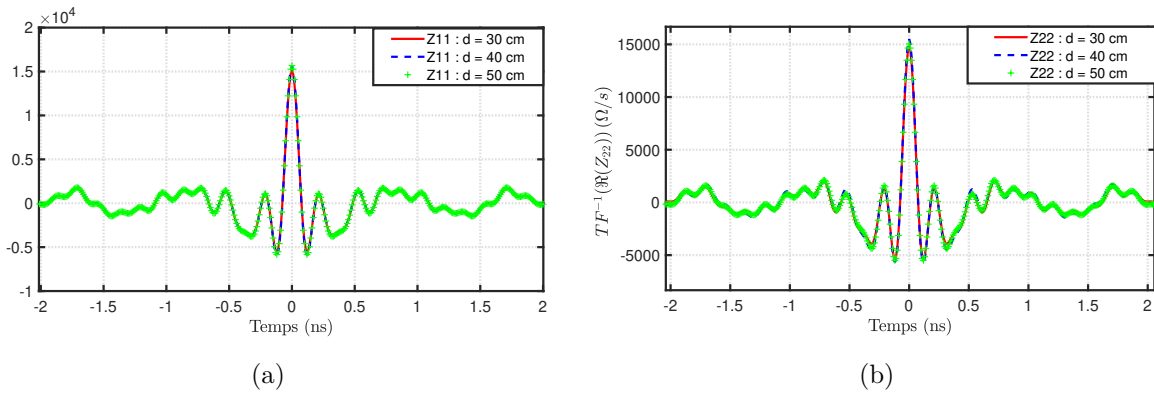


FIGURE 4.13 – Comparaison des parties réelles des impédances propres Z_{11} (a) et Z_{22} (b) estimées par la méthode de corrélation pour les trois espacements entre AUTs.

4.3 Etude du couplage entre une antenne cornet et une antenne imprimée

Alors que les résultats précédents concernaient des antennes directives, une antenne imprimée sous forme d'un demi-disque gravé dans le plan de masse et excité par une ligne microruban [117] (Fig. 4.14) a ensuite été placée en face d'une antenne cornet (A-INFO JTXLB-10180) à une distance de 50 cm.

L'antenne cornet sera numérotée 1 et l'antenne fente sera l'antenne 2. Les dimensions de l'antenne imprimée considérée sont résumées dans le tableau 4.4 [118], h et e étant les épaisseurs du substrat (époxy FR4) et du métal (cuivre) respectivement et son efficacité est représentée sur la Fig. 4.15. Comme montré par son coefficient de réflexion présenté sur la Fig. 4.16, la bande passante de l'antenne fente est limitée à [1,7 GHz - 2,8 GHz]. C'est pourquoi la plage de mesure est réduite à [1,4 GHz - 3,2 GHz] et 20001 points de fréquence sont considérés. On utilise à nouveau la même antenne source que dans le cas précédent (le cornet Schwarzbeck BBHA 9120B) et on prend en compte 11 positions de source ainsi que 60 positions de brasseur.

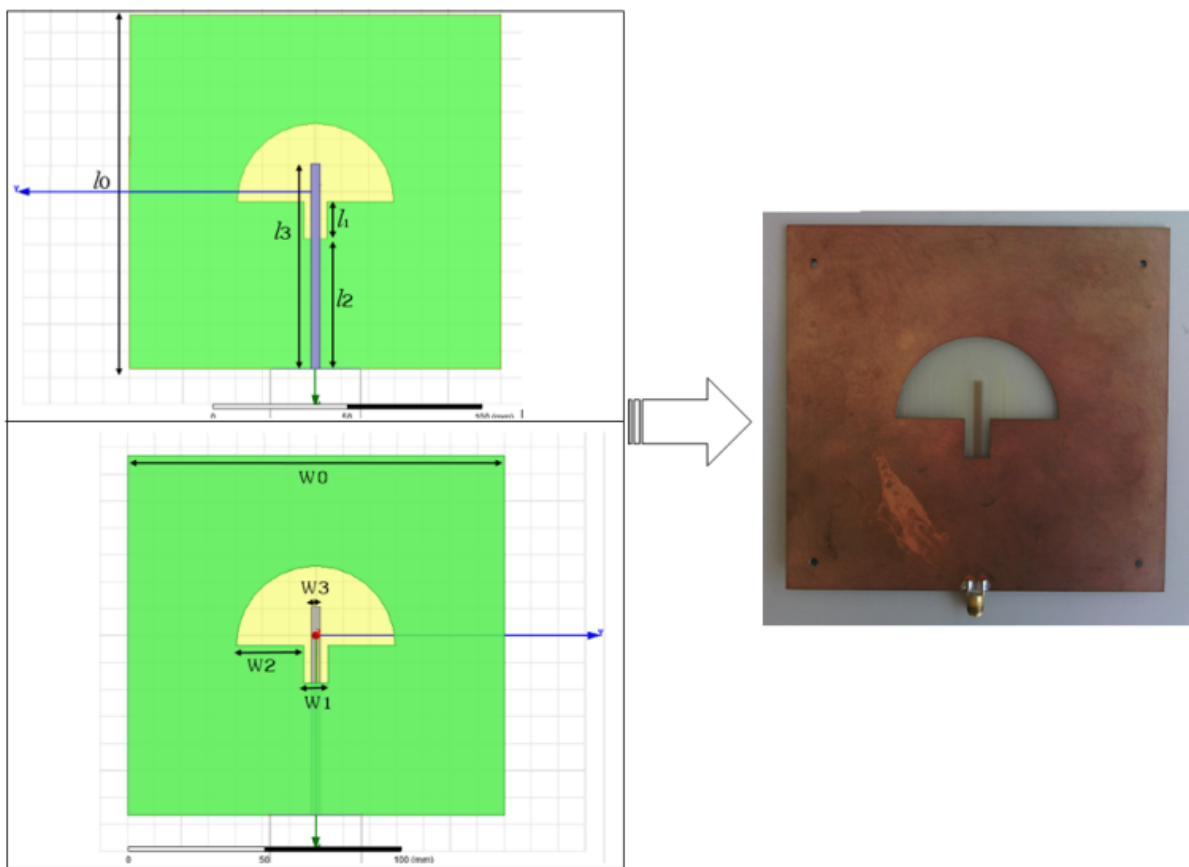


FIGURE 4.14 – Antenne imprimée. A gauche, vue de dessus et vue de dessous de la structure de l'antenne sous HFSS. A droite, photographie en vue de dessus de l'antenne fente imprimée [118].

TABLE 4.4 – Dimensions de l'antenne imprimée (en mm).

w_0	w_1	w_2	w_3	l_0	l_1	l_2	l_3	e	h
140	9	25	3,3	133,5	14	49	77,25	1,25	0,2

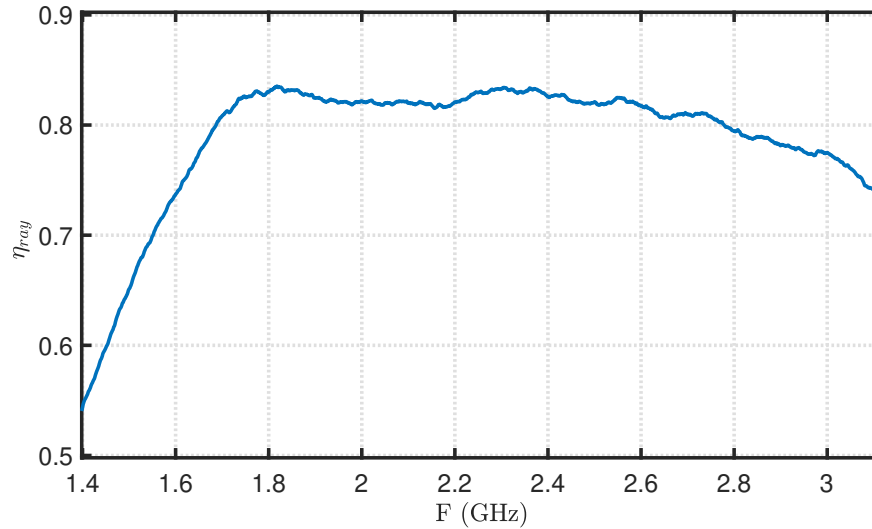


FIGURE 4.15 – Efficacité de rayonnement de l'antenne fente mesurée en CR.

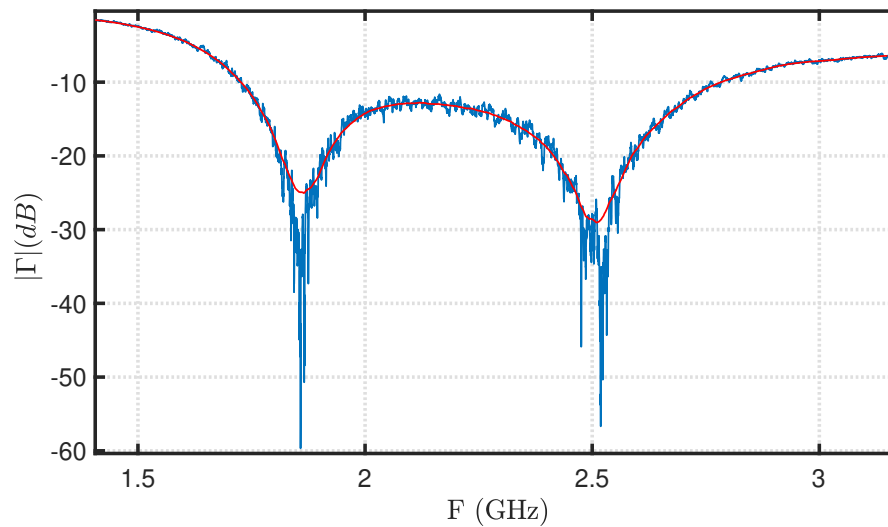


FIGURE 4.16 – Module de coefficient de réflexion de l'antenne fente mesuré en CR. La courbe rouge représente le coefficient de réflexion lissé sur une fenêtre de 60 MHz.

La Fig. 4.17 présente le facteur de qualité de la CRBM pour cette configuration de mesure. Celui-ci est plus faible que celui obtenu précédemment pour le cas de deux antennes cornets. Cela peut s'expliquer par les pertes diélectriques dans l'antenne imprimée.

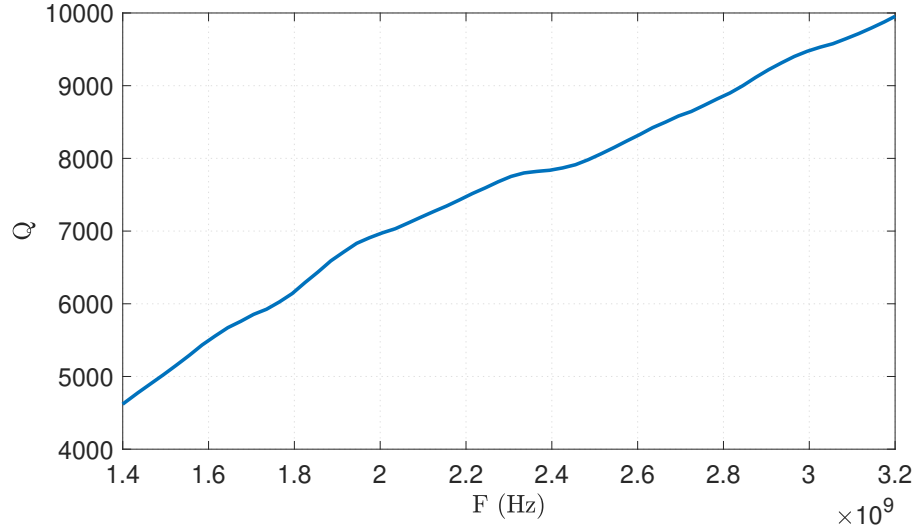


FIGURE 4.17 – Facteur de qualité de la CRBM en présence d’une antenne cornet et d’une antenne imprimée en réception.

Le résultat obtenu pour la partie réelle de l’impédance mutuelle Z_{12} extraite par corrélation croisée est comparé à celui obtenu par mesure directe et présenté en fonction de la fréquence et du temps sur la Fig. 4.18.

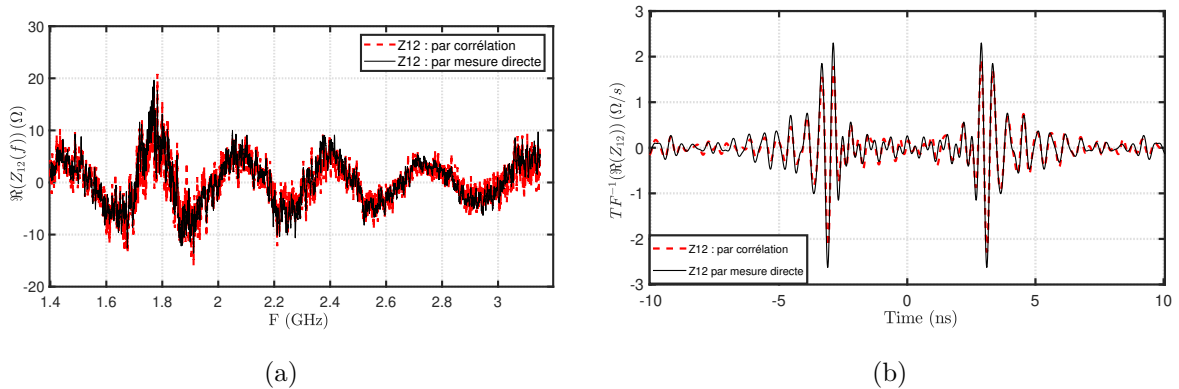


FIGURE 4.18 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l’impédance mutuelle Z_{12} estimée par la méthode de corrélation et par une mesure directe entre une antenne cornet et une antenne imprimée.

Un très bon accord est, une nouvelle fois, observé même si la similitude est légèrement inférieure ($P = 0,864$) au cas de deux antennes directives. Ceci s’explique par une amplitude plus faible de l’impédance mutuelle en raison du rayonnement moins directif de l’antenne imprimée, ce qui implique une diminution du rapport signal à bruit et rend la convergence de la corrélation plus difficile. En effet, l’amplitude maximale de l’impédance mutuelle est dans ce cas de $2,62\Omega/s$ dans le domaine temporel contre $1164,74 \Omega/s$ dans le

cas des deux antennes cornets espacées de 50cm.

Enfin, les parties réelles des impédances propres Z_{11} et Z_{22} estimées par la méthode de corrélation sont comparées aux impédances propres obtenues par une mesure directe et les résultats obtenus sont présentés sur les Figs. 4.19 et 4.20, respectivement. Un très bon accord est observé avec une similitude, évaluée à partir du coefficient de corrélation de Pearson, égale à 0,996 pour Z_{22} et 0,983 pour Z_{11} . La similitude est légèrement plus faible dans le cas de l'antenne cornet (antenne 1) mais la convergence du produit d'auto-corrélation reste toutefois bonne.

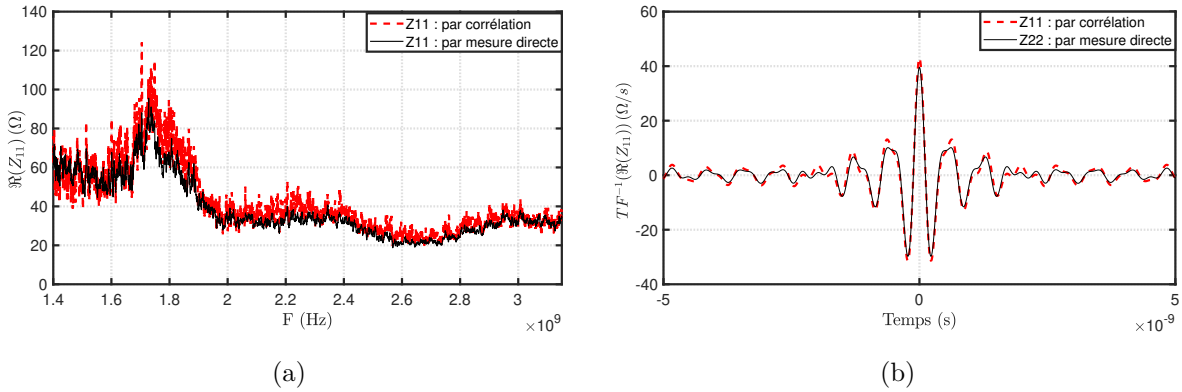


FIGURE 4.19 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l'impédance propre Z_{11} de l'antenne cornet estimée par la méthode de corrélation et par une mesure directe.

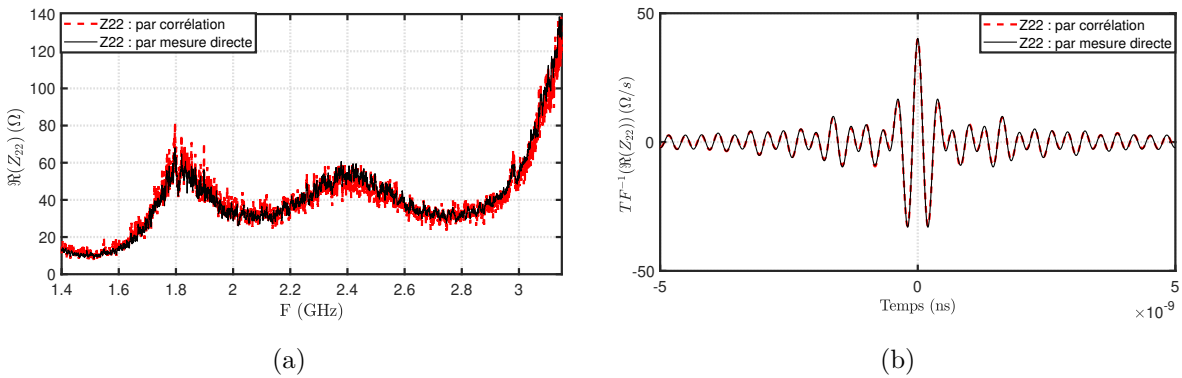


FIGURE 4.20 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l'impédance propre Z_{22} de l'antenne imprimée estimée par la méthode de corrélation et par une mesure directe.

4.4 Etude du couplage entre deux antennes imprimées

Nous validons dans cette partie la méthode de corrélation d'impédances dans le cas de deux antennes identiques peu directives ayant un angle d'ouverture à -3dB égal à 74° (d'après les simulations effectuées avec le logiciel HFSS). Les antennes à caractériser sont deux antennes imprimées identiques à celle utilisée dans le cas précédent (Fig. 4.14). Les deux antennes sont séparées d'une distance variant de 30 cm à 50 cm par pas de 10 cm. 60 mesures ont été effectuées sur un tour complet du brasseur de modes avec un pas angulaire de 6° dans la bande fréquentielle [1,4-3,2] GHz et 11 positions de source sont considérées.

La Fig. 4.21 illustre le facteur de qualité de la CRBM pour cette configuration de mesure, qui a été mesuré initialement. Les valeurs obtenus sont similaires à celles obtenues dans le cas précédent impliquant une antenne cornet et une antenne imprimée.

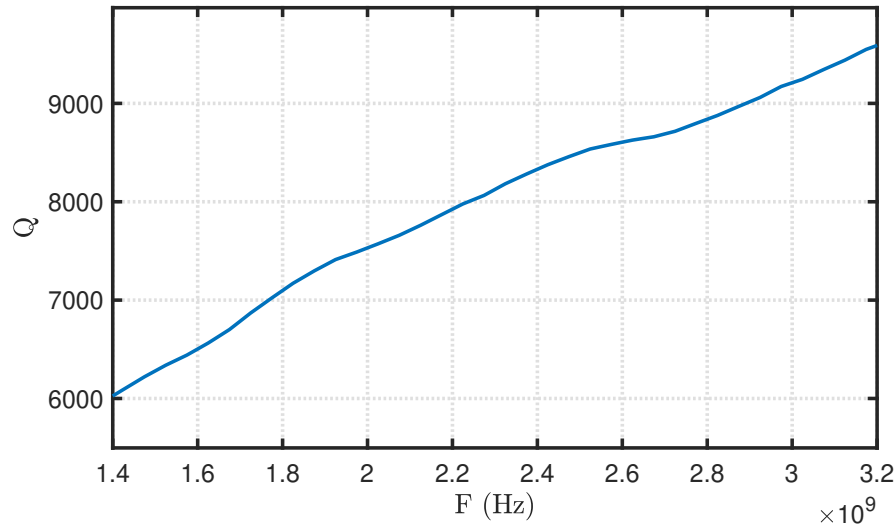


FIGURE 4.21 – Facteur de qualité de la CRBM en présence de deux antennes imprimées identiques.

Les résultats de reconstruction de l'impédance mutuelle par la méthode de corrélation pour les espacements de 30 cm, 40 cm et 50 cm sont comparés aux résultats de mesure sur les Figs. 4.22, 4.23 et 4.24 respectivement.

Une bonne concordance est observée entre les résultats de l'impédance mutuelle estimée par la méthode de corrélation et celle obtenue par mesure directe comme indiqué par les coefficients de Pearson calculés pour les différents espacements présentés dans le tableau 4.5. La diminution de ce coefficient lorsque l'espacement entre antennes augmente était attendue ; en effet, l'augmentation de cette distance s'accompagne d'une transmission plus faible et ainsi d'un rapport signal à bruit moins favorable.

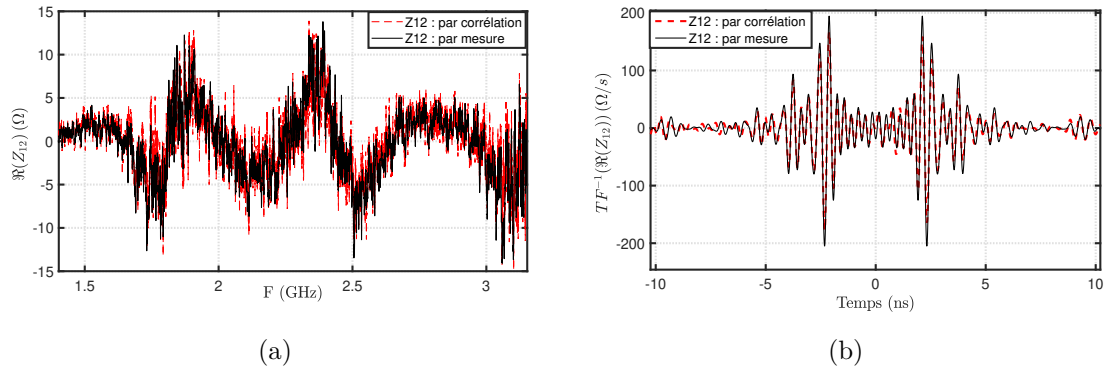


FIGURE 4.22 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 30 cm entre 2 antennes imprimées.

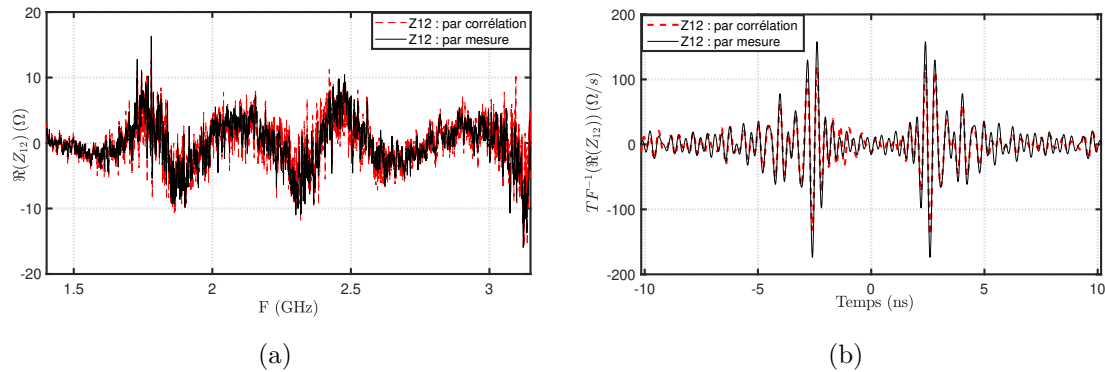


FIGURE 4.23 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 40 cm entre 2 antennes imprimées.

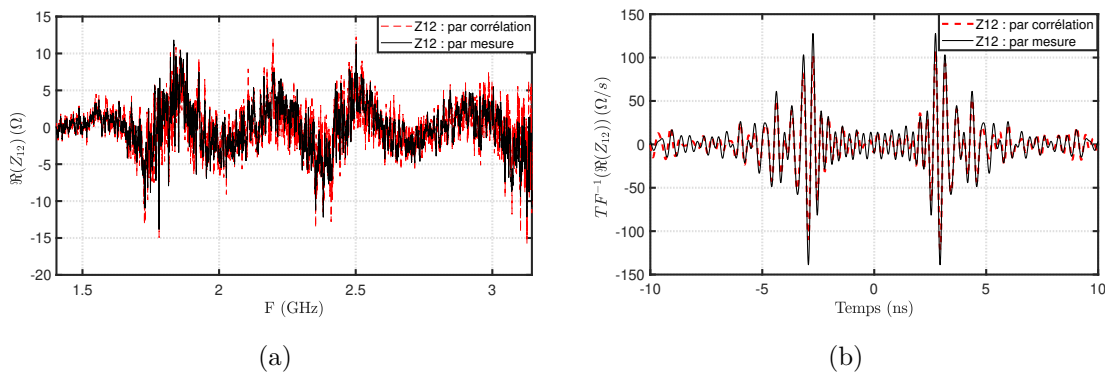


FIGURE 4.24 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation pour un espacement de 50 cm entre 2 antennes imprimées.

TABLE 4.5 – Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle obtenue par mesure directe ou par la méthode de corrélation dans le cas de 2 antennes imprimées pour 3 espacements différents.

	30 <i>cm</i>	40 <i>cm</i>	50 <i>cm</i>
$\Re(Z_{12})$	0,9065	0,8728	0,8538

La Fig. 4.25 montre l'évolution des temps d'apparition de l'impulsion positive associée au trajet direct de l'onde en fonction de la distance séparant les deux AUTs. Pour les 3 espacements considérés, on remarque que le décalage temporel mesuré entre deux distances consécutives correspond à la distance physique entre AUTs ($\Delta t = 0,33 \text{ ns}$ correspondant à une distance parcourue $\Delta d = 10 \text{ cm}$).

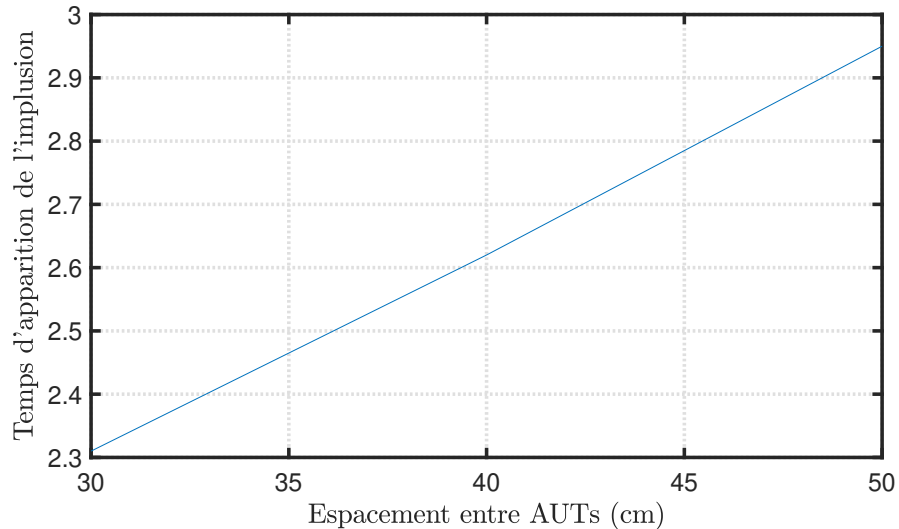


FIGURE 4.25 – Variation des temps d'apparition des impulsions associées au trajet direct en fonction de la distance entre les 2 antennes imprimées.

Le couplage entre les deux antennes décroît avec l'espacement entre les AUTs comme présenté sur la Fig. 4.26. D'après l'équation de Friis (2.25), l'amplitude de l'onde reçue est inversement proportionnelle à la distance entre les deux antennes, l'énergie du signal rétrodiffusé par la chambre étant quant-à elle inchangée. En conséquence, le rapport signal à bruit est plus faible lorsque la distance entre les deux récepteurs augmente, ce qui explique des similitudes plus faibles.

Les parties réelles des impédances propres Z_{11} et Z_{22} estimées par la méthode de corrélation sont également comparées à celles obtenues par mesure directe pour chaque distance entre AUTs. Les résultats obtenus pour les trois espacements sont présentés sur les Figs.

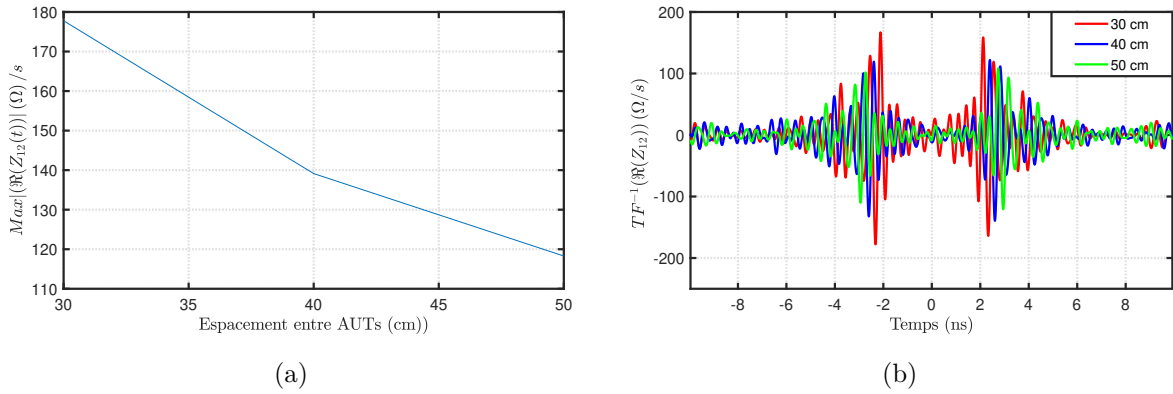


FIGURE 4.26 – (a) Variation de l’amplitude de l’impulsion associée au trajet direct en fonction de la distance entre les 2 antennes imprimées, (b) Variation temporelle de la partie réelle de l’impédance mutuelle reconstruite par corrélation pour un espacement de 30, 40 ou 50 cm entre les 2 antennes imprimées.

4.27, 4.28 et 4.29 respectivement.

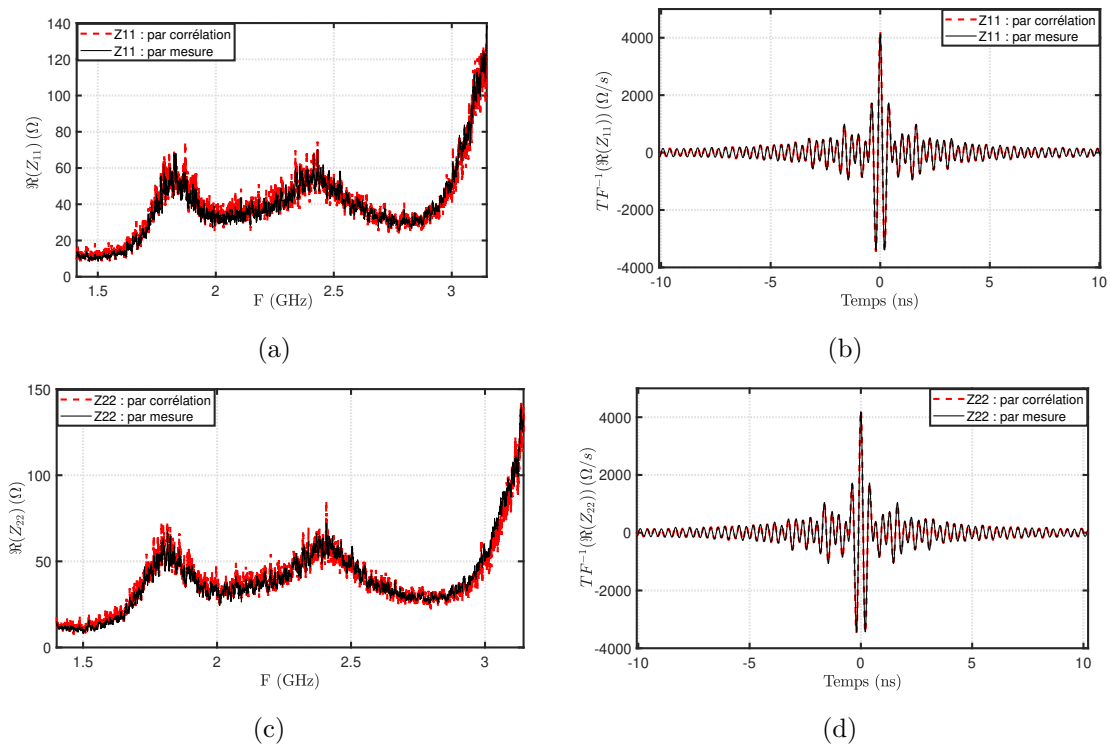


FIGURE 4.27 – Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b), (d) des impédances propres des 2 antennes imprimées mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 30$ cm.

Une bonne concordance est observée entre les impédances propres obtenues par la

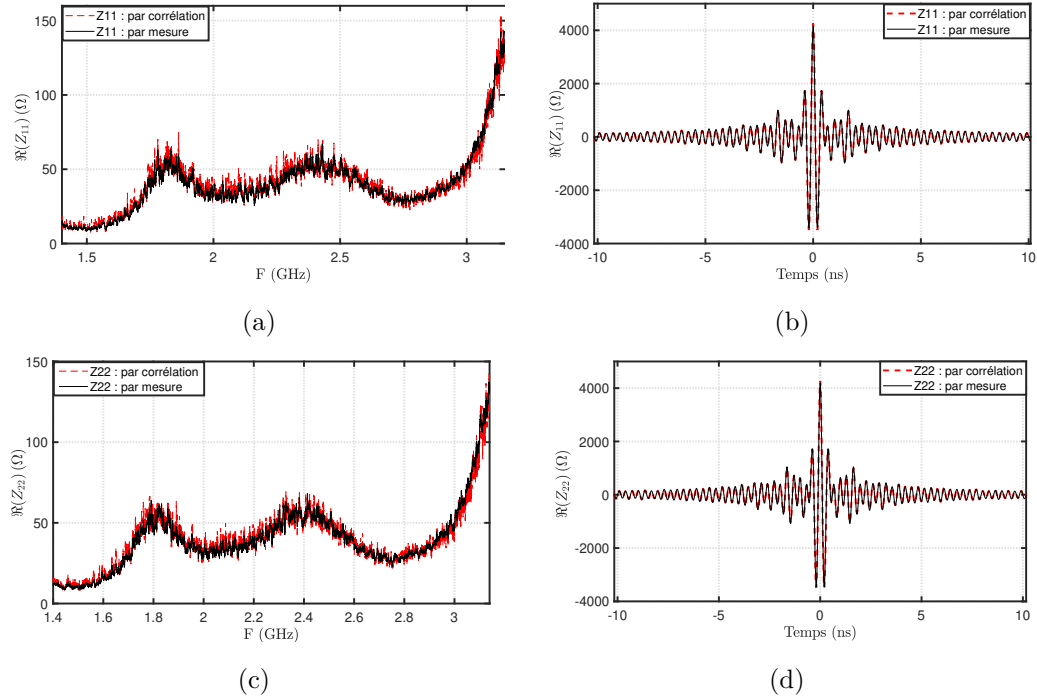


FIGURE 4.28 – Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b), (d) des impédances propres des 2 antennes imprimées mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 40$ cm.

méthode de corrélation et celles obtenues par mesure directe et elles sont indépendantes de l'espacement entre les AUTs comme montré sur la Fig. 4.30.

Les coefficients de Pearson calculés pour chaque impédance propre et pour les trois distances sont indiqués dans le tableau 4.6. On remarque que les valeurs trouvées pour Z_{11} et Z_{22} sont égales à 0,997.

TABLE 4.6 – Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour les parties réelles des impédances propres obtenues par mesure directe ou par la méthode de corrélation dans le cas de 2 antennes imprimées pour trois espacements différents.

	30 cm	40 cm	50 cm
$\Re(Z_{11})$	0,997	0,997	0,997
$\Re(Z_{22})$	0,997	0,997	0,997

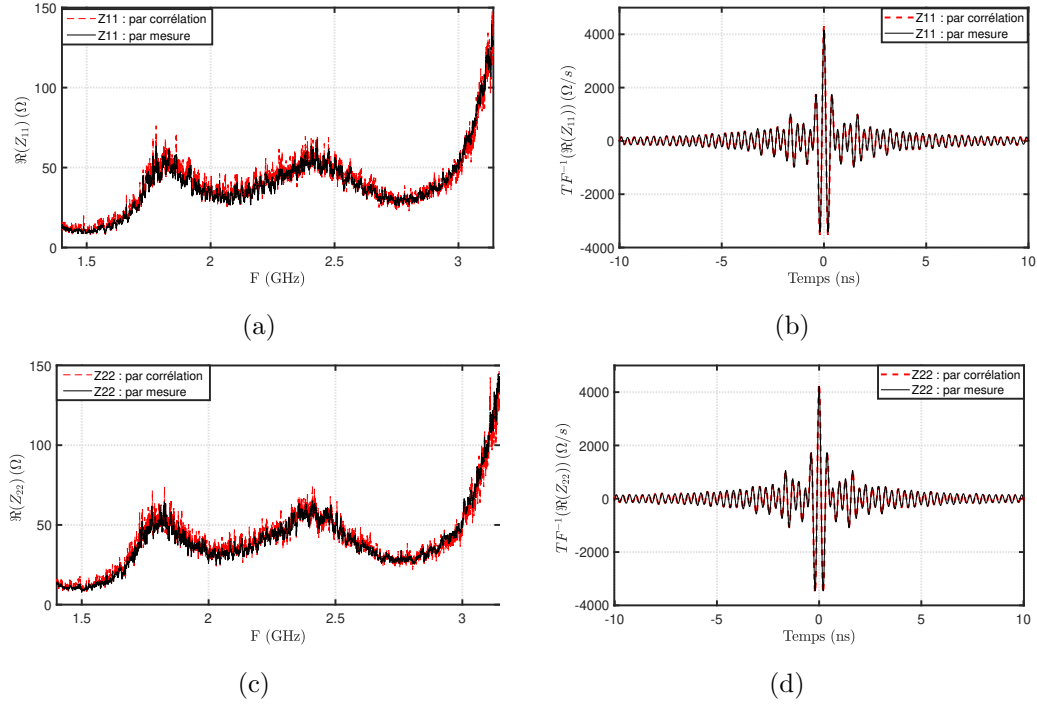


FIGURE 4.29 – Comparaisons fréquentielle (a), (c) et temporelle (b), (d) des impédances propres des 2 antennes imprimées mesurées et reconstruites par corrélation pour $d = 50$ cm.

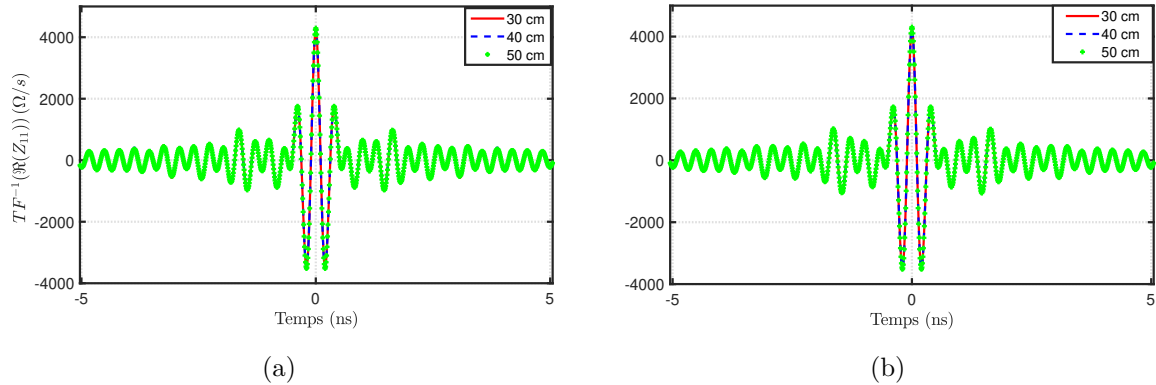


FIGURE 4.30 – Comparaison des parties réelles des impédances propres Z_{11} (a) et Z_{22} (b) estimée par la méthode de corrélation pour les trois espacements entre les 2 antennes imprimées.

4.5 Estimation du gain

L'objectif de cette partie est d'estimer le diagramme de gain d'une antenne de manière totalement passive (AUTs uniquement en réception) en exploitant la technique de corrélation d'impédances. L'approche est basée sur la théorie développée dans la section (3.2)

et validée expérimentalement par la suite pour différents types d'antenne et différentes configurations de mesure. L'antenne caractérisée est l'antenne cornet Vivaldi mentionnée ci-dessus (A-INFO JXTXLB-10180). Les mesures sont effectuées avec la même antenne cornet d'excitation que lors des mesures précédentes (pour $N_{src} = 11$ positions de source et $N_{mech} = 60$ positions de brasseur) et deux antennes cornet identiques se faisant face et espacées de 109 cm. L'une des AUTs est placée sur un mât tournant et des mesures sont effectuées sur la plage angulaire variant de $\theta = -40^\circ$ à $\theta = 40^\circ$ avec un pas de rotation de 2° . Le banc de mesure est présenté sur la Fig. 4.31. Grâce à la technique de corrélation, la matrice d'impédances entre les deux AUTs est récupérée passivement pour chaque position de l'AUT en rotation. Par la suite, le coefficient de transmission S_{12}^{rec} est reconstruit selon la méthode présentée dans la partie (3.4.2). Ainsi, le gain de l'antenne est obtenu à partir de la formule de Friis en utilisant le module du coefficient de transmission.

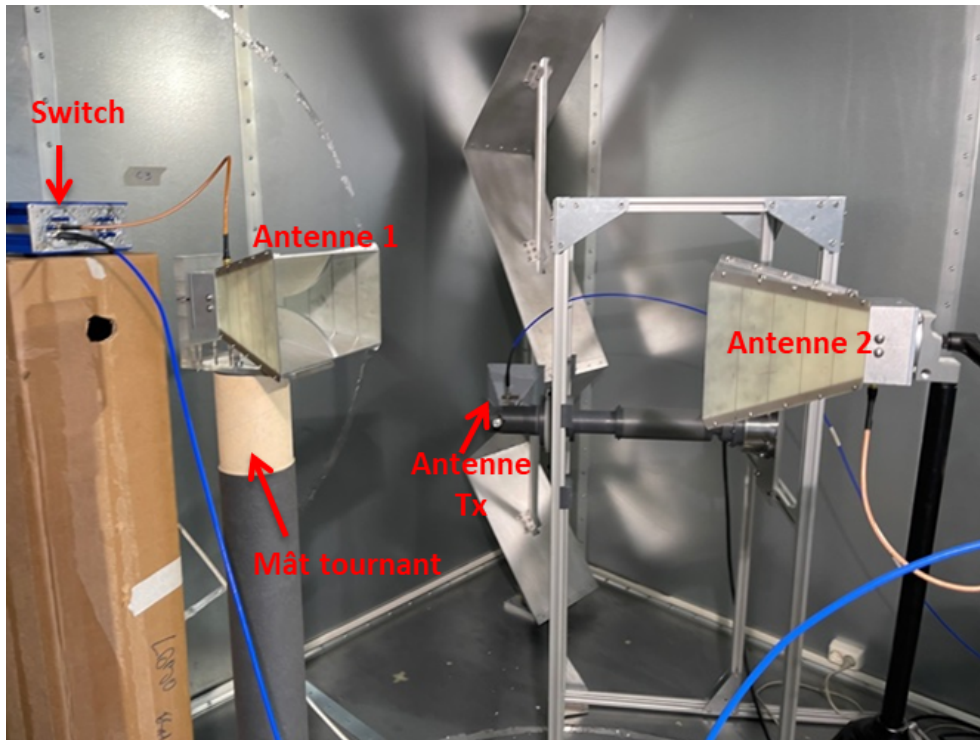


FIGURE 4.31 – Configuration de la mesure du gain en CRBM du laboratoire ESYCOM.

Le gain de la même antenne a ensuite été caractérisé à 1,5 GHz et 2,5 GHz dans une chambre anéchoïque (Fig. 4.32) pour une distance entre les deux antennes en vis-à-vis (l'AUT et un cornet à double grille MVG SH800) de 110 cm et pour des angles d'orientation de l'AUT variant de $\theta = -40^\circ$ à $\theta = 40^\circ$ avec un pas de rotation de 1° .

Il est à noter que le gain est une caractéristique d'antenne en champ lointain. Ainsi ce critère de champ lointain est respecté à 1,5 GHz mais pas à 2,5 GHz pour cette distance de mesure imposée par la dimension de la CR disponible. C'est pourquoi, afin de pouvoir

comparer les résultats de mesure dans les deux environnements, la mesure de référence en CA a été faite pour une distance identique à celle utilisée en CR ; ceci nous permettra de comparer le gain reconstruit en CR au gain mesuré en CA.

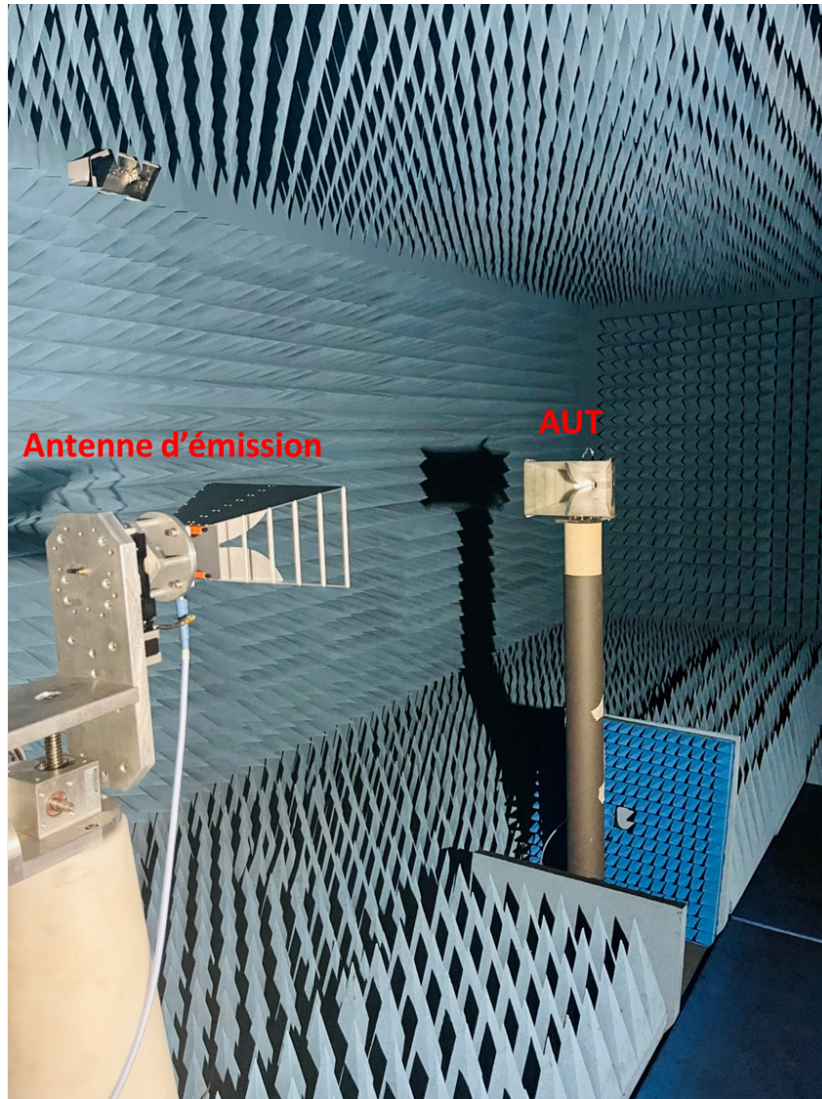


FIGURE 4.32 – Configuration de la mesure du gain en CA du laboratoire ESYCOM.

Les Figs. 4.33 et 4.34 présentent le diagramme de gain de l'antenne extrait de mesures passives en CR et celui obtenu par la mesure de référence en CA à 1,5 GHz et 2,5 GHz respectivement.

La différence moyenne entre les deux estimations de gain sur la plage angulaire est de 0,465 dB à 1,5 GHz et de 0,597 dB à 2,5 GHz, et la différence entre les valeurs de gain maximales est de 0,537 dB à 1,5 GHz et de 0,465 dB à 2,5 GHz.

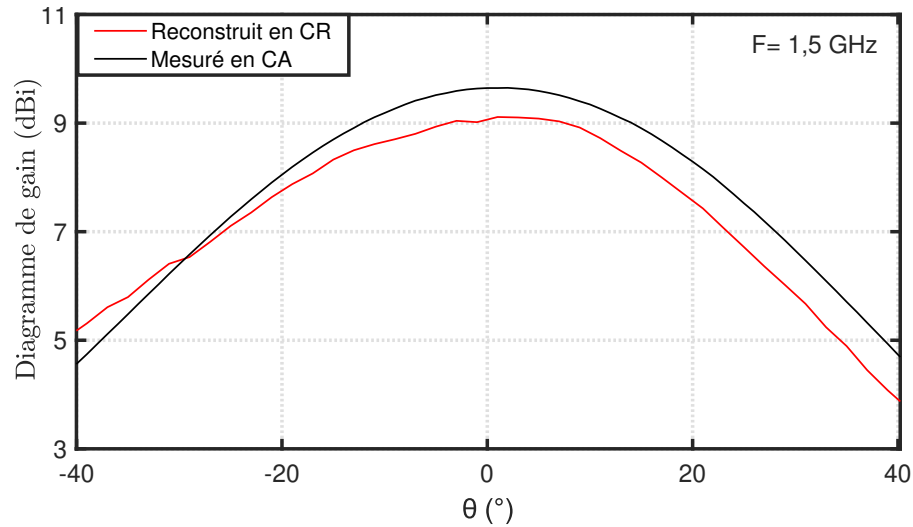


FIGURE 4.33 – Comparaison du diagramme de gain obtenu passivement en CR par la méthode de corrélation d'impédances et celui obtenu par mesure en CA à $F = 1,5$ GHz.

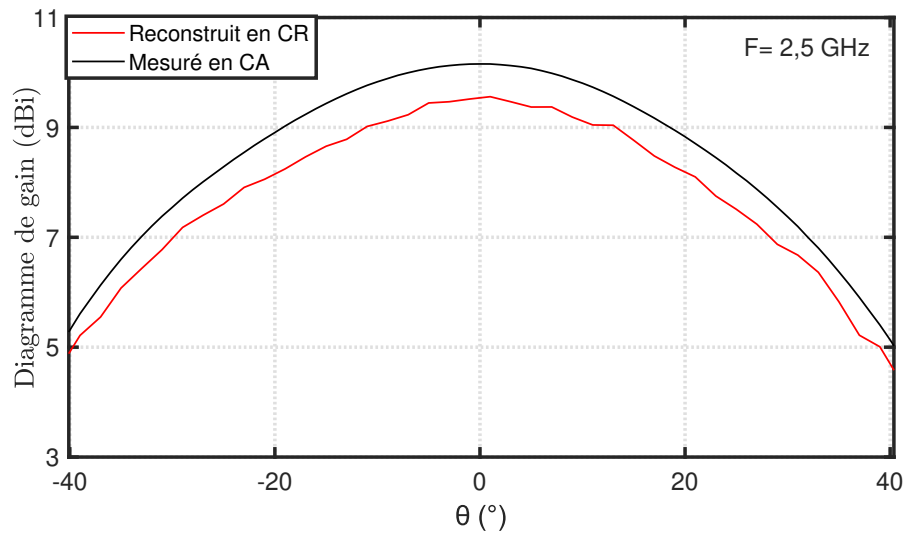


FIGURE 4.34 – Comparaison du diagramme de gain obtenu passivement en CR par la méthode de corrélation d'impédances et celui obtenu par mesure en CA à $F = 2,5$ GHz.

La valeur du gain maximal à 1,5 GHz estimé passivement en CR pour une distance qui respecte le critère de champ lointain est de 9,11 dBi contre 9,60 dBi estimé à partir des informations fournies par la documentation technique de l'AUT présentées dans le tableau 4.7. Ce résultat est une validation de la possibilité d'extraire passivement le gain d'une antenne par la technique corrélation d'impédances proposée.

TABLE 4.7 – Valeurs du gain de l'AUT (A-INFO JXTXLB-10180) fournies par la documentation technique comparées à celles mesurées en CA ou estimées en CR pour différentes valeurs de fréquences.

$F(GHz)$	$G(dBi)$ documentation	$G(dBi)$ mesuré en CA	$G(dBi)$ estimé en CR
1,5	9,60	9,60	9,11
2	10,25	/	/
2,5	10,11 (interpolation)	10,15	9,55
3	9,98	/	/

4.6 Impact de l'orientation des AUTs sur la convergence de la corrélation d'impédances

Dans cette section, nous étudions comment l'orientation des AUTs affecte la convergence des mesures passives des impédances mutuelle et propres basées sur la méthode de corrélation d'impédances vers les mesures actives d'impédances. Pour cela, nous utilisons à nouveau la configuration de mesure présentée sur la Fig. 4.31 et nous calculons le coefficient de Pearson pour chaque angle de rotation de l'AUT positionnée sur un mât muni d'un moteur pas à pas rotatif.

La variation du coefficient de corrélation de Pearson pour l'impédance mutuelle en fonction de l'angle entre les axes des deux antennes cornets est représentée sur la Fig. 4.35.

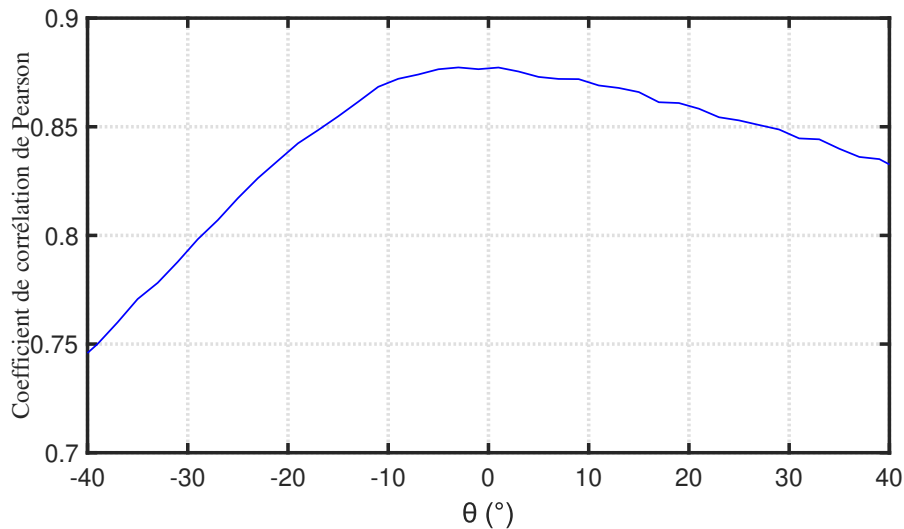


FIGURE 4.35 – Variation du coefficient de corrélation de Pearson pour l'impédance mutuelle en fonction de l'angle de rotation de l'AUT.

Tout d'abord, il convient de souligner que la valeur maximale du coefficient de corrélation de Pearson, obtenue pour un angle proche de 0° , est de 0,877 au lieu de 0,954 lorsque $d = 30$ cm, en raison d'un niveau de couplage moins important entre les antennes à une distance de 109 cm. De même, le coefficient de Pearson diminue lorsque l'angle entre les antennes augmente en raison également d'un couplage plus faible entre ces deux AUTs directives. L'asymétrie angulaire de la figure obtenue peut être expliquée par un alignement imparfait entre les AUTs, ainsi que par le fait que le niveau des fluctuations en CR peut également être légèrement anisotrope.

4.7 Caractérisation d'un réseau d'antennes

La demande croissante de débits de transmission plus élevés et de meilleure qualité de service dans les systèmes de communication sans fil existants et émergents nécessite des solutions pour améliorer leurs performances. Une solution pour augmenter la capacité et la vitesse d'échange des données est l'utilisation de la technologie multi-antennes. Cette technologie utilise plusieurs antennes d'émission et de réception pour assurer des liaisons fiables et une bonne couverture du réseau sans augmenter la puissance d'émission ou la largeur spectrale utilisée; elle est connue sous le nom de systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) [119], [120]. Cependant, les avantages en performance des systèmes multi-antennes s'accompagnent de défis techniques importants. Ces antennes souffrent de corrélations élevées et de couplages mutuels [121]. Il a été démontré que le couplage mutuel entre antennes peut avoir un effet positif ou négatif sur les performances d'un système, de sorte que l'évaluation de ce couplage reste un outil essentiel pour évaluer les performances attendues [122]. La prise en compte du couplage mutuel dans les systèmes multi-antennaires, que ce soit dans leur phase de conception ou dans les algorithmes de traitement d'antenne, permet d'accéder aux caractéristiques réelles de rayonnement de chaque élément. Dans ce contexte, l'objectif de cette section est de présenter une extension de l'utilisation de la méthode de corrélation d'impédances pour caractériser passivement un système d'antennes constitué de trois éléments.

4.7.1 Systèmes multi-antennaires

Dans cette partie, nous caractérisons le couplage au sein d'un système constitué de 3 antennes de caractéristiques différentes. Nous montrons par une validation expérimentale dans une CR qu'il est possible d'évaluer le couplage entre chaque paire d'antennes utilisées uniquement en réception sans avoir besoin d'effectuer des mesures en considérant ces antennes successivement en émission et en réception.

a. Système de 3 antennes cornets en réception

Tout d'abord, nous étudions un système composé de 3 antennes directionnelles de type cornet en réception. "A₁" et "A₃" sont deux antennes cornets identiques de modèle SH800 (Fig. 4.36) fonctionnant dans la bande fréquentielle [0,8 - 12] GHz.

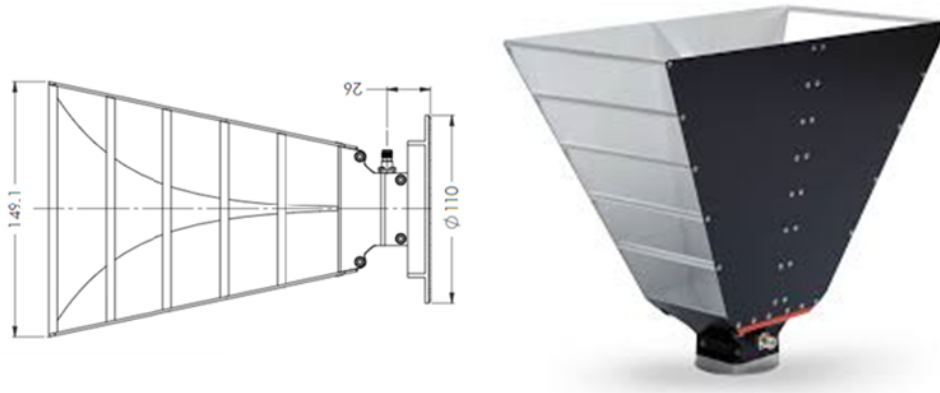


FIGURE 4.36 – Antenne cornet caractérisée en mesure (modèle SH800 [0.8 – 12] GHz).

Son coefficient de réflexion ainsi que son efficacité de rayonnement sont présentés sur les Figs. 4.37 et 4.38 respectivement.

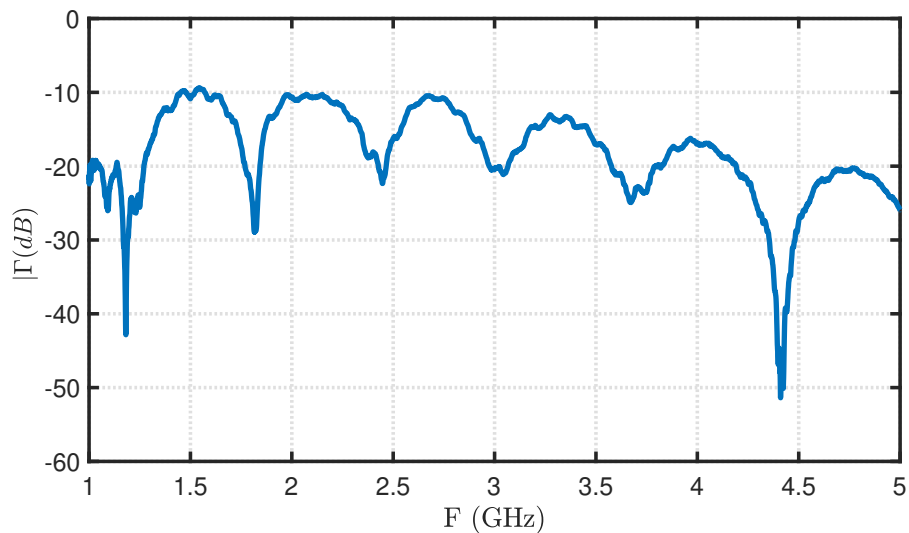


FIGURE 4.37 – Module du coefficient de réflexion de l'antenne cornet de modèle SH800.

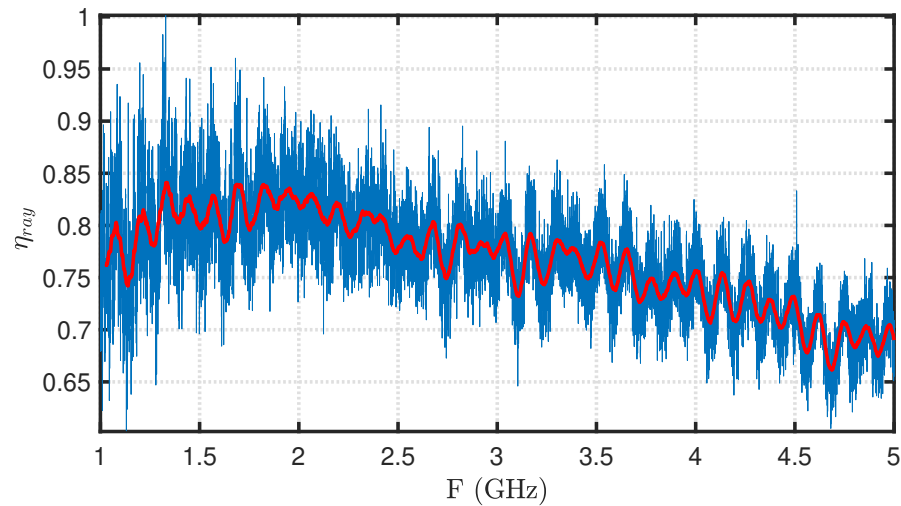


FIGURE 4.38 – Efficacité de rayonnement de l’antenne cornet de modèle SH800. La courbe rouge représente l’efficacité lissée sur une fenêtre glissante de 60 MHz.

” A_2 ” est une antenne cornet modèle Schwarzbeck BBHA 9120B identique à celle utilisée dans la section 3.3. Les trois antennes sont positionnées face à face, avec des distances entre elles de $d_{12}= 35$ cm, $d_{13}= 36$ cm et $d_{23}= 28$ cm. L’antenne source ” T_x ” est un cornet identique à ” A_2 ”, elle est positionnée sur une structure permettant de faire un brassage de source. Ainsi, la mesure est effectuée dans la plage fréquentielle [1 - 5] GHz en considérant 11 positions de source et 60 positions de brasseur. La configuration de mesure en chambre réverbérante est illustrée sur la Fig. 4.39.

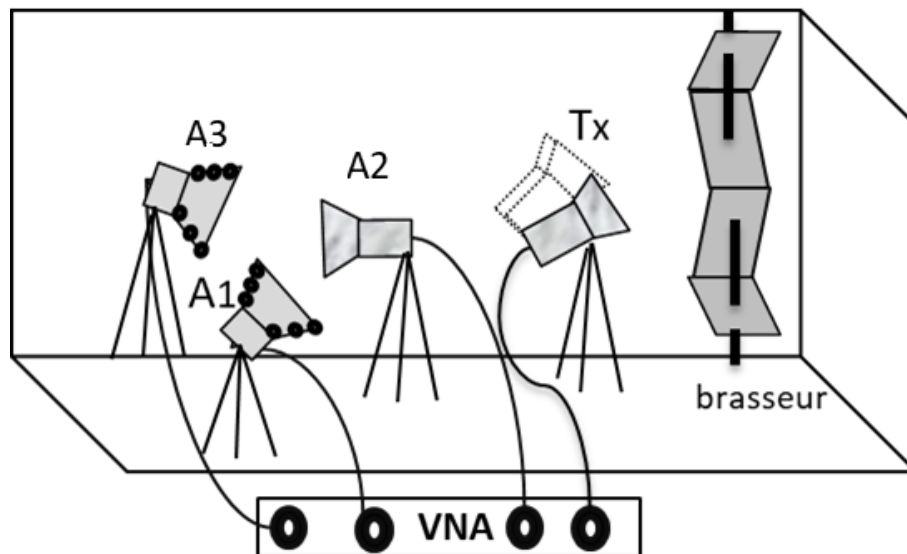


FIGURE 4.39 – Configuration de mesure en CR avec 3 antennes cornets en réception.

Le facteur de qualité mesuré pour cette configuration de mesure est illustré sur la Fig. 4.40.

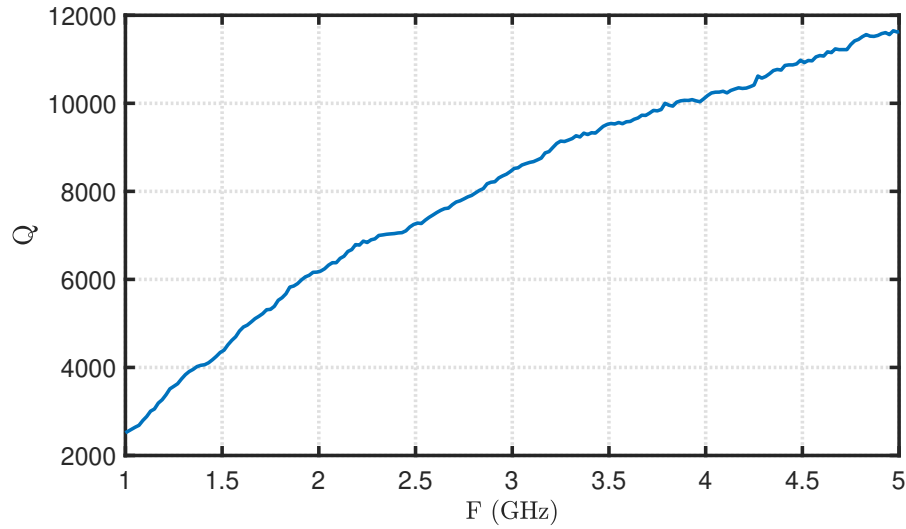


FIGURE 4.40 – Facteur de qualité de la CRBM en présence de 3 antennes cornets en réception.

Nous procédons à la reconstruction de l'impédance mutuelle pour chaque paire de récepteurs en utilisant la corrélation d'impédances entre l'antenne source et chaque antenne de réception individuellement. Cette procédure est réalisée pour les trois antennes sous test. Les résultats de la reconstruction de l'impédance mutuelle sont ensuite comparés aux résultats obtenus par la mesure directe de l'impédance de couplage.

Les parties réelles des impédances Z_{12} , Z_{13} et Z_{23} sont présentées dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel sur les Figs. 4.41, 4.42 et 4.43 respectivement.

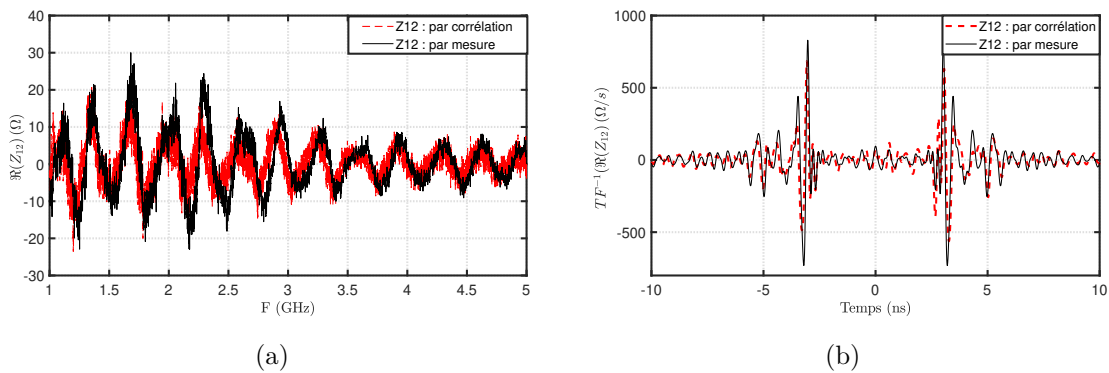


FIGURE 4.41 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l'impédance mutuelle Z_{12} mesurée et reconstruite par corrélation.

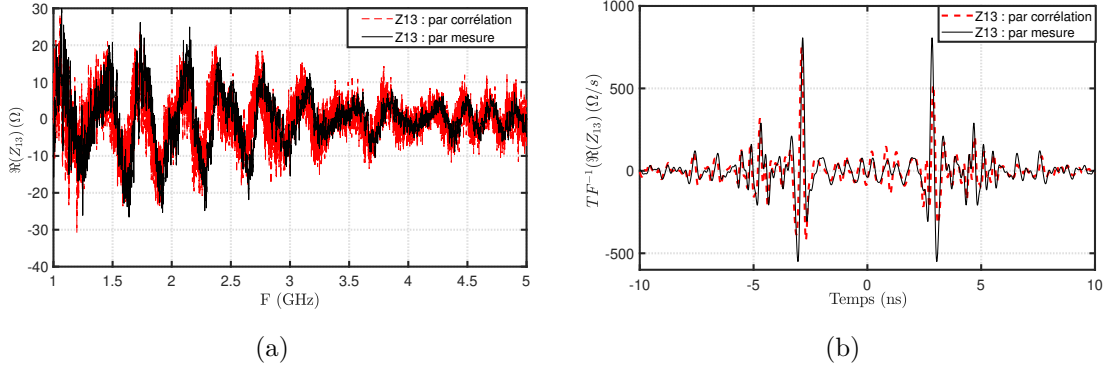


FIGURE 4.42 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l'impédance mutuelle Z_{13} mesurée et reconstruite par corrélation.

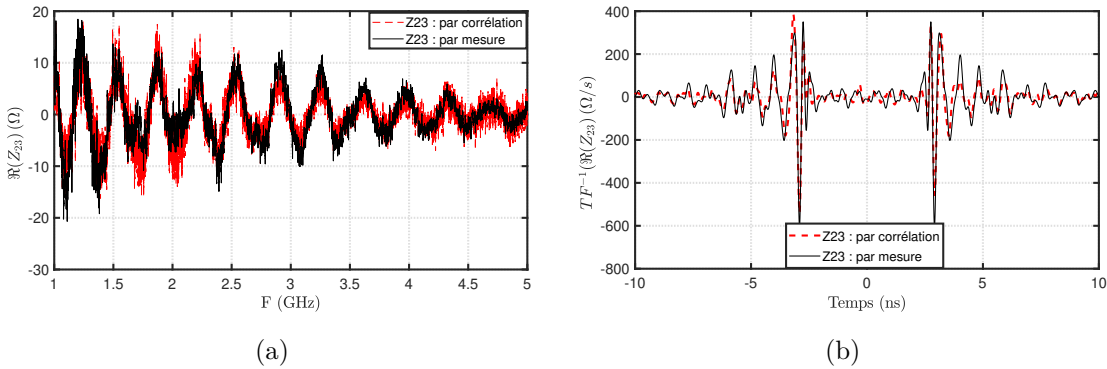


FIGURE 4.43 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de la partie réelle de l'impédance mutuelle Z_{23} mesurée et reconstruite par corrélation.

Afin d'évaluer la similitude entre les impédances mutuelles obtenues par une mesure passive à partir de la méthode de corrélation d'impédances et celles obtenues par une mesure active pour chaque couple d'antennes en réception, nous avons calculé le coefficient de Pearson, dont les résultats sont présentés dans le tableau 4.8.

TABLE 4.8 – Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle, entre chaque paire d'antennes, obtenue par mesure directe ou par la méthode de corrélation. Cas des 3 antennes cornets.

$\Re(Z_{12})$	$\Re(Z_{13})$	$\Re(Z_{23})$
0,686	0,682	0,898

Le coefficient de Pearson moyen obtenu de 0,755 est considéré comme satisfaisant, étant donné que les antennes ne sont pas orientées suivant le même axe, ce qui réduit le couplage entre elles.

Il convient de souligner que l'espacement entre les antennes joue un rôle important dans la convergence de la corrélation d'impédances, car le couplage augmente lorsque la distance entre les antennes diminue, comme le montre la valeur maximale de similitude obtenue pour Z_{23} , qui correspond à un espacement de 28 cm entre A_2 et A_3 c'est-à-dire l'espacement le plus faible entre les AUTs.

b. Système de 3 antennes en réception de différents types

Une validation supplémentaire est effectuée en utilisant cette fois-ci trois antennes de types différents. La configuration de mesure en CR est présentée sur la Fig. 4.44.

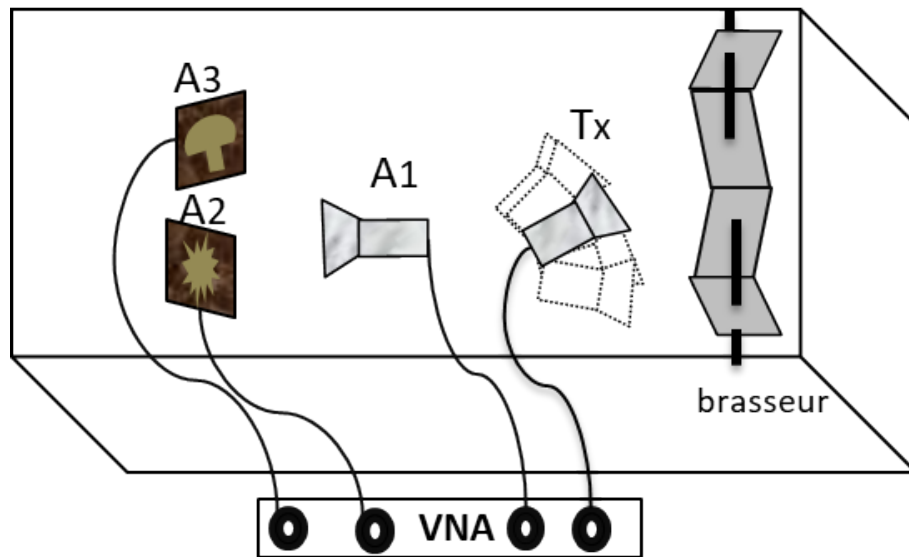


FIGURE 4.44 – Configuration de mesure d'un système multi-antennaires en CR.

Trois antennes en réception sont considérées, elles sont notées " A_1 ", " A_2 " et " A_3 ", elles se font face et sont séparées par les distances $d_{13} = 45$ cm, $d_{12} = 40$ cm et $d_{23} = 30$ cm comme présenté sur la Fig. 4.45. " A_1 " est l'antenne cornet Vivaldi mentionnée ci-dessus (A-INFO JXTXLB-10180). " A_2 " est une antenne à large bande avec un plan de masse à fente fractale [123], d'une largeur de bande de 1,5 GHz à 2,65 GHz; son coefficient de réflexion est présenté sur la Fig. 4.46 et son efficacité sur la Fig. 4.47. " A_3 " est une antenne à fente sous forme d'un demi-disque excitée par une ligne microbande; sa largeur de bande est de 1,7 à 2,8 GHz (il s'agit de la même antenne que celle utilisée dans la section 4.2). L'antenne source, appelée " T_x ", est la même antenne cornet que celle utilisée dans les expériences précédentes, elle est orientée vers le brasseur mécanique et positionnée sur une structure à rotation verticale afin d'effectuer un brassage de source sur $N_{src} = 9$ positions. Les mesures des paramètres de diffusion sont réalisées sur 6001 échantillons de

fréquence uniformément espacés sur la bande de fréquence de [1,6 - 2,8] GHz avec un VNA à 4 ports.

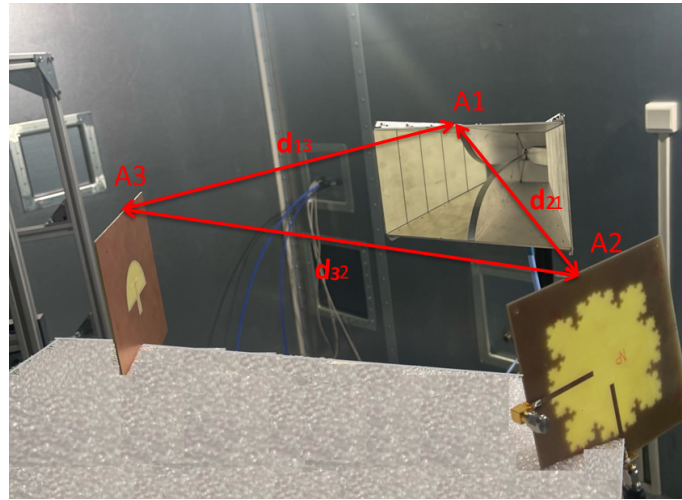


FIGURE 4.45 – Trois AUTs couplées : "A₁" est une antenne cornet à double grille, "A₂" une antenne fractale imprimée large bande et "A₃" une antenne fente large bande.

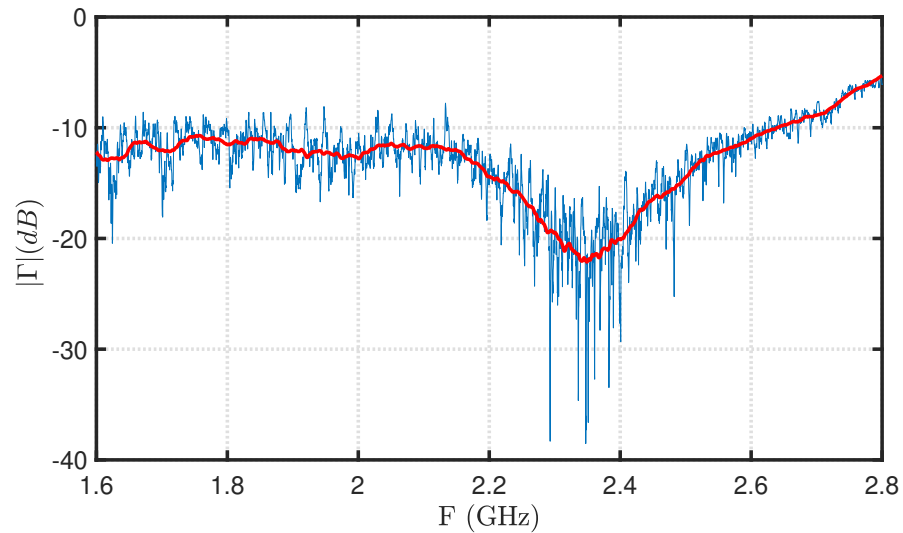


FIGURE 4.46 – Module de coefficient de réflexion de l'antenne fractale. La courbe rouge représente le coefficient lissé sur une fenêtre glissante de 60 MHz.

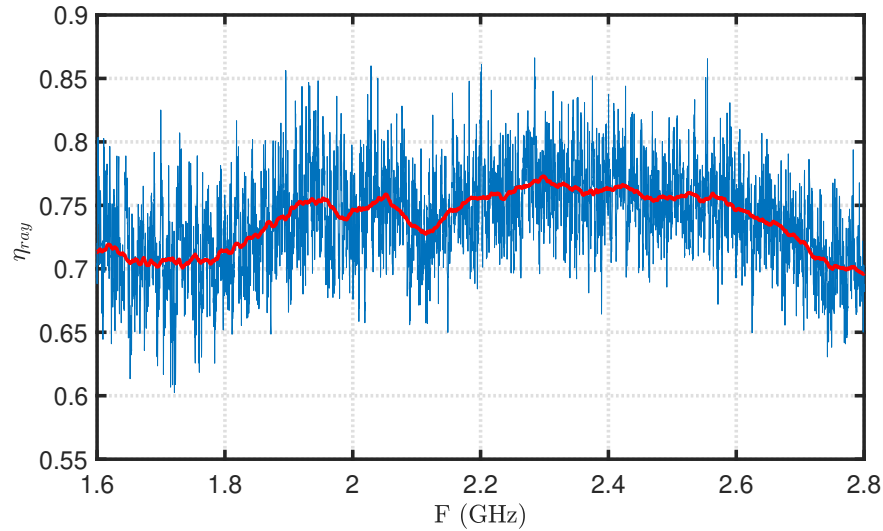


FIGURE 4.47 – Efficacité de rayonnement de l’antenne fractale. La courbe rouge représente l’efficacité lissée sur une fenêtre glissante de 60 MHz.

Le facteur de qualité mesuré pour cette configuration de mesure est présenté sur la Fig. 4.48.

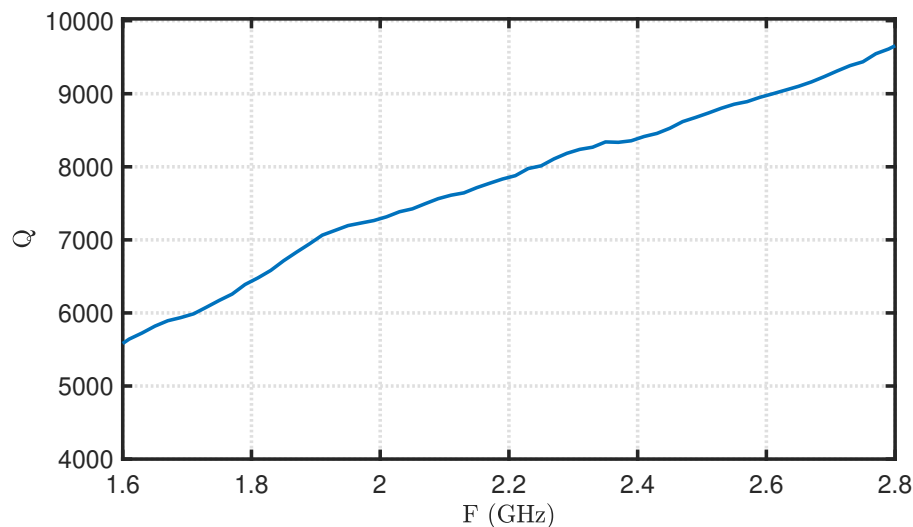


FIGURE 4.48 – Facteur de qualité de la CRBM en présence de 3 antennes différentes en réception.

Les Figs. 4.49, 4.50 et 4.51 montrent les résultats de la partie réelle de l’impédance mutuelle, correspondant à chaque paire d’AUTs (“ A_1 ” et “ A_2 ”), (“ A_1 ” et “ A_3 ”) et (“ A_2 ” et “ A_3 ”) respectivement, obtenue par reconstruction à partir de la méthode de corrélation en rouge et par la mesure directe de l’impédance de couplage Z_{ij} ($i, j = 1, 2, 3$ et $i \neq j$) en noir dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel respectivement.

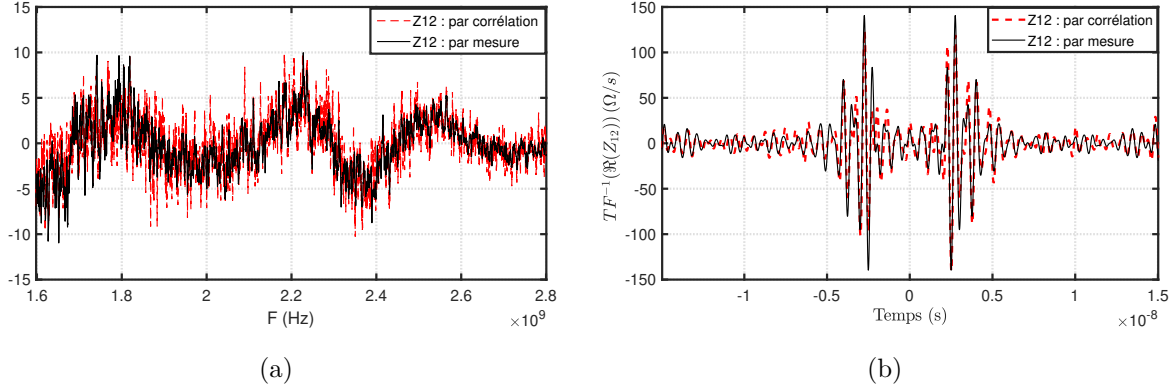


FIGURE 4.49 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A₁" et "A₂".

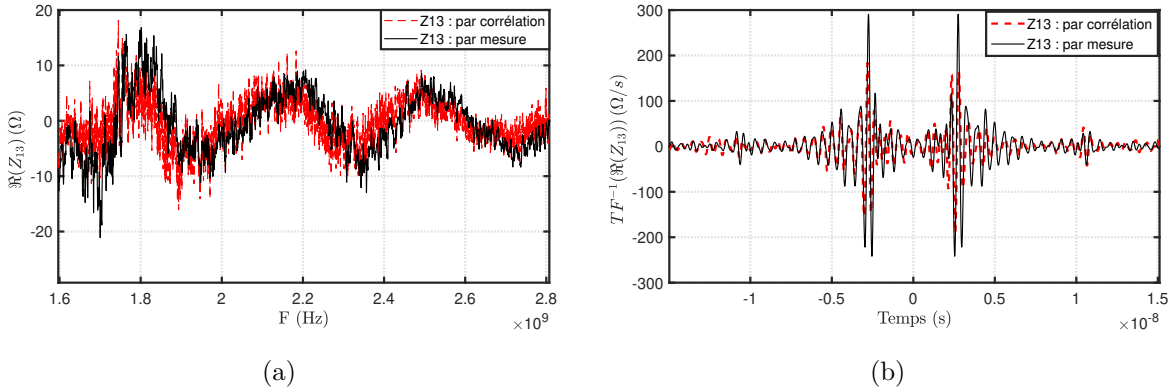


FIGURE 4.50 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A₁" et "A₃".

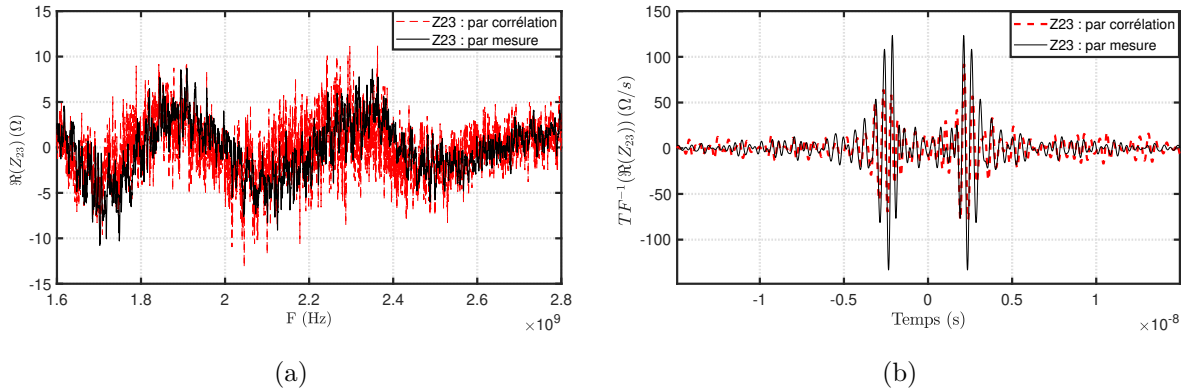


FIGURE 4.51 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A₂" et "A₃".

De manière générale, il est constaté que la partie réelle des impédances mutuelles déterminées par la méthode de corrélation tend à converger vers la partie réelle des impédances

mutuelles moyennes entre chaque paire d'antennes. Les ondes balistiques et les premiers échos sont observés dans la réponse impulsionnelle. Cependant, il est remarqué que lorsque les deux antennes sont directionnelles ("A₁" et "A₂"), la convergence de l'impédance mutuelle reconstruite vers celle mesurée est plus précise.

Lorsqu'on estime l'impédance entre une antenne directionnelle ("A₁" ou "A₂") et une antenne peu directionnelle ("A₃"), l'onde correspondant au trajet direct est toujours récupérée. Cependant, la convergence du reste du signal est moins précise.

Il convient de souligner que dans le troisième cas (pour l'impédance Z_{23}), l'absence de symétrie est observée en raison du bruit présent dans le signal. En comparant le rapport des valeurs maximales des impédances mutuelles Z_{12} et Z_{23} obtenues par corrélation, une valeur d'environ 2 est obtenue. Ce niveau de signal plus faible entre les deux antennes imprimées est dû à une transmission moins directive, ce qui implique un rapport signal à bruit plus faible dans le troisième cas. Cette différence de niveau de signal explique la moins bonne convergence observée.

Afin d'évaluer la précision de la reconstruction des impédances mutuelles par rapport aux valeurs mesurées, le coefficient de corrélation de Pearson est calculé et les résultats sont présentés dans le tableau 4.9.

TABLE 4.9 – Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle, entre chaque paire d'antennes, obtenue par mesure directe ou par la méthode de corrélation. Cas des 3 antennes de différents types.

$\Re(Z_{12})$	$\Re(Z_{13})$	$\Re(Z_{23})$
0,819	0,663	0,638

Le coefficient de Pearson moyen obtenu de 0,707 est jugé satisfaisant compte tenu de la configuration des antennes qui ne sont pas orientées suivant la direction de rayonnement maximal, réduisant ainsi le couplage entre elles. Cependant, l'utilisation d'antennes ayant des caractéristiques différentes, notamment en termes de directivité, a également un impact sur la convergence des mesures passives d'impédances mutuelles vers les mesures actives d'impédances de couplage. En effet, la similitude obtenue pour Z_{12} entre l'antenne cornet et l'antenne fractale montre une meilleure convergence vers l'impédance de couplage mesurée activement, malgré un espacement de 40 cm entre les deux antennes, qui est plus important que la distance entre l'antenne A_2 et l'antenne A_3 de plus faible directivité.

4.7.2 Réseau d'antennes imprimées

Dans cette section, nous présentons un exemple concret de l'application de la technique de corrélation d'impédances pour la reconstruction passive de la matrice de couplage entre les éléments d'un système constitué de trois antennes imprimées rapprochées. Ces antennes à fente sont du même type que celles utilisées dans la section 4.2.

La mesure est réalisée en utilisant une antenne d'excitation de type cornet, similaire à celle utilisée pour les mesures précédentes. Cette antenne est pointée vers le brasseur de modes et est montée sur un dispositif qui permet de modifier son orientation. Ainsi, les mesures sont effectuées pour 11 orientations différentes de l'antenne d'excitation et pour 60 positions différentes du brasseur. La bande fréquentielle de mesure dans cette expérience est assez limitée en raison de la faible largeur de bande des antennes imprimées. En effet, ces antennes ont un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB entre 1,7 GHz et 2,8 GHz. Ainsi, la bande de mesure couvre seulement 1,4 GHz à 2,8 GHz, avec un total de 9001 points. Les quatre antennes sont connectées aux quatre ports du VNA selon la numérotation indiquée sur la Fig. 4.52.



FIGURE 4.52 – A gauche : Positions relatives des trois antennes imprimées - A droite : Dispositif de mesure dans la CR d'ESYCOM avec une antenne cornet pointant vers le brasseur en excitation et 3 antennes imprimées en réception.

Le facteur de qualité mesuré pour cette configuration de mesure est illustré sur la Fig. 4.53.

Les Figs. 4.54, 4.55 et 4.56 comparent les résultats de la partie réelle des impédances mutuelles Z_{12} , Z_{13} et Z_{23} respectivement, obtenue par la méthode de corrélation à ceux obtenus par mesure directe, dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel.

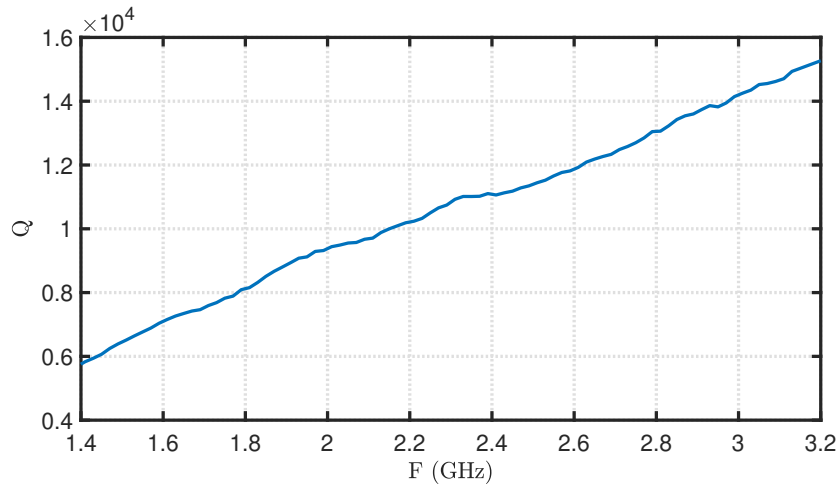


FIGURE 4.53 – Facteur de qualité mesuré dans le cas de 3 antennes imprimées en réception.

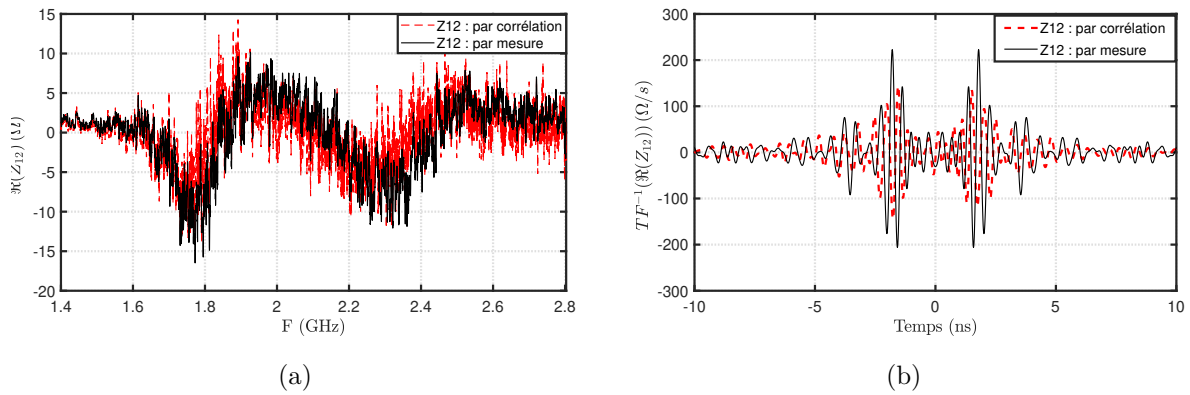


FIGURE 4.54 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A₁" et "A₂".

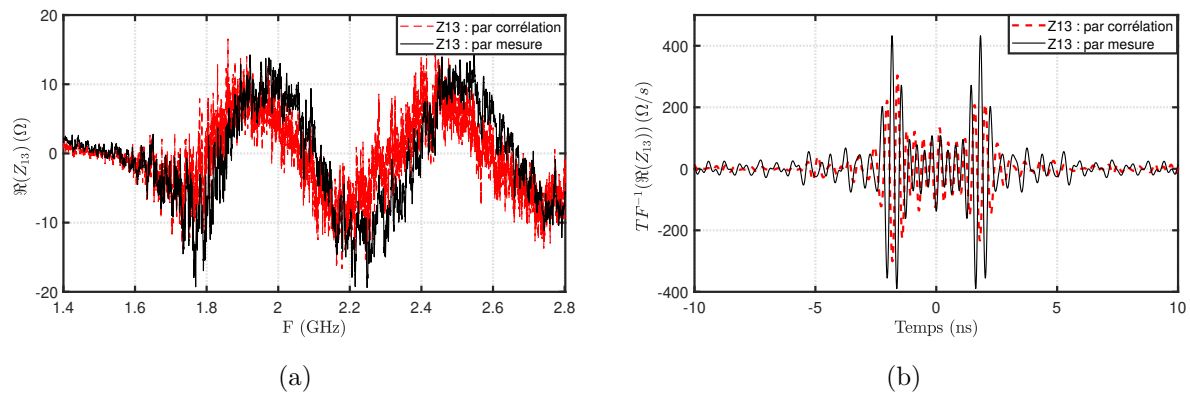


FIGURE 4.55 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A₁" et "A₃".

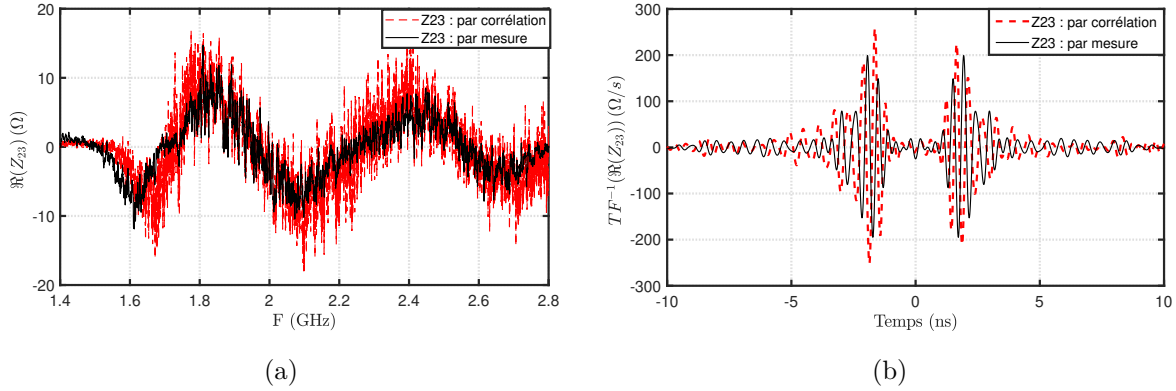


FIGURE 4.56 – Comparaisons fréquentielle (a) et temporelle (b) de l'impédance mutuelle mesurée et reconstruite par corrélation entre les antennes "A₂" et "A₃".

De manière visuelle, il est possible de constater que la propagation balistique entre les antennes sont reconstruites avec précision.

On remarque également que l'estimation de $\Re(Z_{23})(t)$ converge mieux vers la valeur mesurée dans les réponses temporelles, et que les parties causales et anticausales sont clairement distinguées. À l'inverse, pour $\Re(Z_{12})(t)$ et $\Re(Z_{13})(t)$, des fluctuations apparaissent autour de $t=0$. Il est possible que cela soit dû à l'orientation et à l'espacement des antennes considérées.

Pour évaluer de manière précise la convergence des impédances mutuelles reconstruites vers leurs impédances mesurées, le coefficient de corrélation de Pearson est calculé, et les résultats sont exposés dans le tableau 4.10.

TABLE 4.10 – Coefficients de corrélation de Pearson calculés pour la partie réelle de l'impédance mutuelle, entre chaque paire d'antennes, obtenue par mesure directe ou par la méthode de corrélation pour un réseau de 3 antennes imprimées.

$\Re(Z_{12})$	$\Re(Z_{13})$	$\Re(Z_{23})$
0,693	0,718	0,807

La valeur moyenne de la similitude obtenue est de 0,739, ce qui démontre l'efficacité de cette approche pour retrouver de manière passive les impédances propres et mutuelles dans un réseau d'antennes. Si l'on opte pour des éléments de réseau plus directifs en optimisant leur positionnement par rapport aux antennes imprimées considérées dans notre mesure et que l'on travaille sur une bande de fréquence plus large permettant de capturer plus d'informations sur les propriétés de propagation des ondes électromagnétiques, la similitude pourrait être améliorée.

Ceci représente la première preuve de concept de la reconstruction passive de réponses

impulsionnelles sur un réseau d'antennes en CRBM. Cette méthode de caractérisation passive peut être extrêmement intéressante pour obtenir rapidement la matrice de covariance d'un réseau. Une caractérisation "classique" implique de faire passer chaque antenne successivement dans ses modes d'émission et de réception, ce qui demande un temps de manipulation important.

Conclusion

En conclusion, ce dernier chapitre a présenté l'application de la méthode de corrélation d'impédances pour caractériser le gain d'une antenne, ainsi qu'une étude paramétrique portant sur la distance entre les antennes et le type d'antennes utilisées en réception ainsi que sur la largeur de bande fréquentielle de mesure. Les résultats obtenus ont montré la validité de cette méthode et ont permis d'explorer les paramètres influençant les performances de la reconstruction passive. De plus, une extension de cette méthode en CRBM pour des systèmes de réception comportant plus de deux antennes a été présentée, avec l'étude de deux systèmes différents comportant chacun trois antennes en réception de propriétés différentes. Bien que la convergence ait été moins bonne lors de l'extension de la méthode, cela peut être expliqué par la réduction de la largeur de bande fréquentielle et le positionnement des éléments de système moins propice à un fort couplage. Enfin, la mise en place d'un réseau de trois éléments identiques a démontré la faisabilité de cette méthode pour la caractérisation de grands réseaux d'antennes.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux entrepris dans cette thèse visaient à introduire une méthode novatrice pour caractériser le couplage entre antennes de façon passive à partir de la corrélation du champ électromagnétique reçu. La méthode de corrélation de bruits ayant été peu utilisée jusqu'à présent pour la caractérisation d'antennes, des développements théoriques ont été entrepris et il est apparu que le recours à des corrélations d'impédances en champ diffus permettait d'extraire les paramètres d'intérêt de manière explicite, contrairement aux corrélations entre paramètres S précédemment proposées. Les formulations développées ont tout d'abord été validées et leurs conditions d'utilisation testées à l'aide de simulations numériques permettant des études paramétriques ; une distribution uniforme de sources sur une sphère a dans ce cas été considérée. Cette approche a ensuite été mise en oeuvre au sein d'une chambre réverbérante afin de générer, avec une unique antenne source, l'environnement électromagnétique requis. Ainsi, cette méthode de corrélation d'impédances a permis l'extraction, par une mesure passive, de la matrice impédance et du couplage entre deux antennes à partir du champ électromagnétique généré dans une chambre réverbérante, offrant ainsi une alternative aux mesures classiques qui ne nécessite pas d'utiliser les antennes sous test en émission.

Dans un second temps, la polyvalence de cette approche a été exploitée. Ainsi, il a été montré qu'elle permettait, via des post-traitements adéquats, d'extraire d'autres caractéristiques d'antennes telles que le gain. En étendant l'utilisation de cette technique d'intercorrélation au-delà de deux antennes couplées, cette thèse a démontré qu'il était possible de simplifier considérablement la mesure de la matrice de couplage d'un réseau pour évaluer les performances d'un système multi-antennaire en chambre réverbérante sans avoir à considérer successivement chaque antenne en émission et en réception ; ceci réduit considérablement le nombre de mesures à effectuer. Par conséquent, cette approche pourrait grandement réduire le temps nécessaire pour caractériser les grands réseaux antennaires utilisés en télécommunication.

Dans le premier chapitre de ce manuscrit, les concepts théoriques de l'équation d'ondes et de la fonction de Green ont tout d'abord été introduits. Ensuite, nous avons présenté une revue sur la méthode de corrélation de bruits et son lien avec la reconstruction de la

fonction de Green, ainsi que ses applications dans divers domaines de la physique. Bien que la méthode de corrélation de bruits soit récente en électromagnétisme, nous avons également présenté un état de l'art sur l'utilisation de cette approche en électromagnétisme afin de situer nos travaux par rapport à celui-ci. Après avoir rappelé les propriétés électriques et de rayonnement des antennes, nous nous sommes intéressés au couplage entre deux antennes. Nous avons ainsi développé un modèle analytique basé sur la corrélation des impédances, qui permet de reconstruire passivement les parties réelles des impédances propres et mutuelle entre deux antennes. Nous avons ensuite validé ce modèle numériquement à l'aide de l'outil de modélisation NEC en considérant deux antennes dipôles en espace libre en réception. Au cours de cette étude numérique, nous avons examiné l'effet de différents paramètres sur la bonne convergence de la corrélation vers le résultat obtenu par une simulation active des deux antennes, à savoir la polarisation et la distribution des sources ainsi que le nombre de sources simulées. Les résultats obtenus ont permis de confirmer que la distribution uniforme de sources est une condition nécessaire pour une bonne reconstruction passive des impédances. Nous avons également étudié l'impact de l'espacement entre les récepteurs et leur orientation, afin de mettre en évidence les paramètres pouvant influencer la qualité de la reconstruction d'impédance. Enfin, nous avons étendu ce modèle à quatre dipôles répartis aléatoirement dans l'espace, en validant cette approche par des simulations permettant d'estimer de manière passive le couplage mutuel entre ces dipôles, et pour finir, un réseau à double polarisation composé de 6 éléments a été considéré.

Le deuxième chapitre de ce document présente tout d'abord les concepts clés relatifs aux chambres réverbérantes, concernant à la fois leur fonctionnement et leurs propriétés intrinsèques. Il aborde notamment le concept de brassage de modes, et rappelle les différentes techniques de brassage avec leurs avantages et inconvénients respectifs. Les différentes utilisations de la CRBM dans différents domaines, notamment pour les mesures de compatibilité électromagnétique et les caractérisations d'antennes, sont également abordées. La CRBM offre un environnement complexe qui permet de générer un champ homogène et isotrope, comme requis par la méthode de corrélation de bruits. C'est pourquoi cet environnement de test est particulièrement bien adapté à la mise en oeuvre d'une technique de reconstruction passive d'impédance par corrélation d'impédances, notamment car il permet de générer un champ diffus à l'aide d'une unique antenne en émission et non une multitude d'antennes comme dans le cas, considéré en simulation, d'antennes couplées en espace libre. A partir du modèle présenté au chapitre précédent dans le cas d'antennes en espace libre, un nouveau modèle théorique tenant compte des propriétés de la CRBM ainsi que des propriétés des antennes sous test est proposé pour estimer passivement les impédances propres et mutuelles entre antennes dans une cavité réverbérante par corréla-

tion d'impédances. Ce modèle est validé expérimentalement pour deux antennes cornets en réception. Après estimation des parties réelles des impédances, une technique de post-traitement est développée pour reconstruire également leurs parties imaginaires. Une fois la matrice complexe d'impédances reconstruite passivement par la méthode de corrélation, le coefficient de transmission entre les deux antennes a été reconstruit, ouvrant la voie à la caractérisation d'autres paramètres d'antennes. Une étude de la convergence du modèle en fonction du nombre de configurations de la mesure obtenues à l'aide du brasseur mécanique et du brassage de source a également été réalisée, montrant l'amélioration apportée par l'augmentation du nombre de configurations dans la CRBM.

Dans le troisième chapitre, la méthode de corrélation d'impédances en chambre réverbérante est mise à profit pour caractériser des antennes et réseaux d'antennes. En nous basant sur le modèle théorique proposé dans le chapitre précédent pour la reconstruction passive de la matrice impédance, nous avons étudié l'influence de plusieurs paramètres sur la qualité de cette reconstruction. Concernant la distance entre les antennes en réception, nous avons constaté que la méthode de corrélation permet toujours de reconstruire passivement les impédances propres et mutuelle, mais que le couplage diminuant avec l'augmentation de l'espacement entre les antennes, le rapport signal à bruit devient moins favorable à la convergence de la corrélation. Nous avons également constaté que le type d'antenne utilisé influe sur la précision de la reconstruction passive d'impédances. Ainsi, pour une même distance, la précision de la reconstruction est moins bonne avec des antennes peu directives qu'avec des antennes directives orientées de manière à favoriser le trajet direct. La capacité de la méthode de corrélation d'impédances à extraire, de manière passive, le gain d'une antenne, a ensuite été démontrée. Cette méthode s'est appuyée sur l'extraction du coefficient de transmission présentée dans le chapitre précédent et sur l'utilisation de la formule de Friis. La comparaison des résultats obtenus à ceux mesurés en chambre anéchoïque a montré que cette reconstruction du gain était possible avec une bonne précision, une erreur de l'ordre de 0,4 dB ayant été obtenue. Enfin, nous avons présenté une extension de cette méthode de corrélation d'impédances à des systèmes en réception comportant plus de deux antennes. En considérant tout d'abord des systèmes composés d'antennes de caractéristiques différentes, nous avons réussi à reconstruire passivement les impédances mutuelles entre chaque paire d'antennes, avec une précision satisfaisante. Enfin, nous avons proposé une preuve de concept pour l'extension de cette méthode aux réseaux d'antennes, en reconstruisant passivement les impédances de couplage d'un réseau de trois antennes peu directives. Bien que la convergence ait été moins bonne pour cette dernière application, ces premiers résultats obtenus ont montré la faisabilité de cette méthode pour la caractérisation de grands réseaux d'antennes. Cette méthode pourrait ainsi être utilisée pour caractériser un réseau d'antennes à l'aide d'une unique mesure de la tension induite

aux bornes des antennes en réception. Cette solution serait particulièrement intéressante dans le cas de réseaux antennaires de grande dimension ou pour des antennes intégrées ou enfouies qui ne peuvent pas être utilisées en émission.

Les résultats obtenus au cours de cette thèse ouvrent la voie à de futurs travaux de caractérisation d'antennes, mais nécessitent des développements complémentaires avant de pouvoir utiliser la méthode de corrélation d'impédances développée dans des cas pratiques.

Tout d'abord, les mesures ont été faites, au cours de ce travail, à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. Ceci était pertinent dans une phase de validation puisque cette mesure permettait de comparer les résultats issus des corrélations d'impédances aux impédances mesurées de manière active, et ce sans aucune manipulation sur le banc de mesure. L'objectif de la méthode développée est de pouvoir s'affranchir de l'utilisation d'un analyseur de réseau et de ne considérer les antennes sous test qu'en réception. Afin de valider cette approche, il est envisagé d'effectuer une mesure à l'aide d'un analyseur d'impédance ou d'un oscilloscope qui permettrait d'accéder aux tensions générées aux bornes des antennes sous test en circuit-ouvert.

Afin de pouvoir effectuer des tests sur des antennes miniatures ou intégrées, un dispositif de mesure adapté serait nécessaire puisqu'une connexion directe de l'appareil de mesure à l'antenne via un câble n'est alors plus possible. Ceci pourrait être réalisé à l'aide d'une circuit associé permettant d'une part de passer d'une impédance haute à basse aux bornes de l'antenne, et d'autre part de mesurer les forces électromotrices induites. La conception de ce circuit serait un préalable à l'utilisation de la méthode de corrélation d'impédances à des antennes intégrées ou enfouies.

Par ailleurs, dans la théorie développée, la modélisation des pertes liées aux antennes sous test repose sur l'hypothèse d'absence de couplage non radiatif entre elles. Cette hypothèse n'est plus vérifiée si les deux antennes sont très proches l'une de l'autre, c'est-à-dire situées dans la zone de champ réactif. La validité du modèle développé est donc à questionner voire adapter dans le cas d'antennes très proches, ce qui peut être le cas en pratique dans des réseaux antennaires.

La mise en oeuvre de cette méthode de caractérisation de couplage pourrait de plus être mise en application sur un réseau antenne de grande dimension représentatif des dispositifs MIMO. Les résultats obtenus en mesure avec trois antennes en réception ont montré la difficulté accrue d'obtenir des résultats précis, de sorte que les conditions de mesure pourraient nécessiter des ajustements pour obtenir une meilleure convergence de la corrélation, par exemple en augmentant le nombre de positions décorréélées des mesures en CRBM.

Enfin, les résultats de simulation montrent qu'une caractérisation passive d'antennes couplées est possible en espace libre. Ceci permettrait d'envisager des caractérisations

sur site de systèmes antennaires. Au cours de cette thèse, les conditions de convergence de la corrélation en espace libre n'ont été étudiées qu'à l'aide de simulations. Celles-ci nécessiteraient d'être étudiées dans des mesures en vue de développer une méthode de mesure transposable à des dispositifs antennaires en place.

Bibliographie

- [1] X. Yu, P. Wu, W. Han, and Z. Zhang, "A survey on wireless sensor network infrastructure for agriculture," *Computer Standards Interfaces*, vol. 35, no. 1, pp. 59–64, 2013.
- [2] C.-M. Lee, T.-C. Yo, and C.-H. Luo, "Compact broadband stacked implantable antenna for biotelemetry with medical devices," in *2006 IEEE Annual Wireless and Microwave Technology Conference*, pp. 1-4, IEEE, 2006.
- [3] S. Bories, M. Hachemi, K. Haj Khelifa, and C. Delaveaud, "Small antennas impedance and gain characterization using backscattering measurements," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, 2010, pp. 1–5.
- [4] R. L. Weaver and O. I. Lobkis, "Ultrasonics without a Source : Thermal Fluctuation Correlations at MHz Frequencies," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 87, no. 13, pp. 134301, Sep 2001.
- [5] O. Lobkis and R. Weaver, "On the emergence of the Green's function in the correlations of a diffuse field," *J. Acoust.*, vol. 110, pp. 1–5, 2001, American Physical Society.
- [6] M. Davy, M. Fink, and J. de Rosny, "Green's Function Retrieval and Passive Imaging from Correlations of Wideband Thermal Radiations," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 110, no. 20, pp. 203901, May 2013, American Physical Society, doi : 10.1103/PhysRevLett.110.203901.
- [7] P. del Hougne, J. Sol, F. Mortessagne, U. Kuhl, O. Legrand, P. Besnier, and M. Davy, "Diffuse field cross-correlation in a programmable-metasurface-stirred reverberation chamber," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 118, pp. 104101, 2021, AIP Publishing, doi : 10.1063/5.0039596.
- [8] Pierre Bouë, "Traitement d'antenne et corrélation du bruit sismique ambiant : applications multi-échelles," Ph.D. thesis, Université de Grenoble, Dec 2013. [En ligne]. Disponible sur : <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00988090>.
- [9] Pierre Gouedard, "Techniques de corrélation : aspects méthodologiques et applications à la subsurface," Ph.D. thesis, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, Dec 2008. [En ligne]. Disponible sur : <https://theses.hal.science/tel-00357045>.

- [10] Richard L. Weaver and Oleg I. Lobkis, "Diffuse fields in open systems and the emergence of the Green's function (L)," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 116, no. 5, pp. 2731-2734, 2004. [En ligne]. Disponible sur : <https://doi.org/10.1121/1.1810232>.
- [11] K. Sabra, P. Roux, and W. Kuperman, "Emergence rate of the time-domain Green's function from the ambient noise cross-correlation function," *J. Acoust.*, vol. 118, 2005, American Physical Society.
- [12] P. Roux, K. G. Sabra, W. Kuperman, and A. Roux, "Ambient noise cross correlation in free space : Theoretical approach," *J. Acoust.*, vol. 117, no. 79, 2005, American Physical Society.
- [13] Richard L. Weaver and Oleg I. Lobkis, "The mean and variance of diffuse field correlations in finite bodies," *J. Acoust.*, vol. 118, 3447, 2005, American Physical Society.
- [14] Lynda Chehami, Emmanuel Moulin, Julien de Rosny, Claire Prada, Olivier Bou Matar, Farouk Benmeddour, Jamal Assaad, "Detection and localization of a defect in a reverberant plate using acoustic field correlation," *J. Appl. Phys.*, vol. 115, p. 104901, 2014, doi : 10.1063/1.4867522.
- [15] B. A. van Tiggelen, "Green Function Retrieval and Time Reversal in a Disordered World," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 91, no. 24, pp. 243904, Dec 2003, American Physical Society, doi : 10.1103/PhysRevLett.91.243904.
- [16] Éric Larose, Ludovic Margerin, A. Derode, B. van Tiggelen, N.M. Shapiro, Anne Paul, Michel Campillo, L. Stehly, M. Tanter, "Correlation of random wavefields : An interdisciplinary review," *Geophysics*, vol. 71, no. 4, pp. SI11-SI21, 2006, Society of Exploration Geophysicists, doi : 10.1190/1.2213356.
- [17] Julien de Rosny and Matthieu Davy, "Green's function retrieval and fluctuations of cross density of states in multiple-scattering media," *Europhysics Letters*, vol. 106, no. 5, pp. 54004, Jun 2014, doi : 10.1209/0295-5075/106/54004.
- [18] G. S. Agarwal, "Quantum electrodynamics in the presence of dielectrics and conductors. I. Electromagnetic-field response functions and black-body fluctuations in finite geometries," *Phys. Rev. A*, vol. 11, no. 1, pp. 230-242, Jan 1975, American Physical Society, doi : 10.1103/PhysRevA.11.230.
- [19] Karim G. Sabra, Philippe Roux, and W. A. Kuperman, "Emergence rate of the time-domain Green's function from the ambient noise cross-correlation function," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 118, no. 6, pp. 3524-3531, 2005, Acoustical Society of America.

- [20] M. Campillo, "Phase and correlation in random seismic fields and the reconstruction of the green function," *Pure and Applied Geophysics*, vol. 163, no. 2, pp. 475-502, 2006, Springer.
- [21] K. Wapenaar, "Retrieving the Elastodynamic Green's Function of an Arbitrary Inhomogeneous Medium by Cross Correlation," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 93, no. 25, pp. 254301, Dec 2004, American Physical Society, doi : 10.1103/PhysRevLett.93.254301.
- [22] R. Snieder, "Extracting the Green's function from the correlation of coda waves : A derivation based on stationary phase," *Phys. Rev. E*, vol. 69, no. 4, pp. 046610, Apr 2004, American Physical Society, doi : 10.1103/PhysRevE.69.046610.
- [23] K. Wapenaar, E. Slob, and R. Snieder, "Unified Green's function retrieval by cross correlation," *Physical Review Letters*, vol. 97, no. 23, p. 234301, 2006, APS.
- [24] F. J. Sánchez-Sesma, J. Alfonso P. Pérez-Ruiz, Francisco Luzon, Michel Campillo, and Alejandro Rodríguez-Castellanos, "Diffuse fields in dynamic elasticity," *Wave Motion*, vol. 45, no. 5, pp. 641-654, 2008, Elsevier.
- [25] Bérénice Froment, "Utilisation du bruit sismique ambiant dans le suivi temporel de structures géologiques," Ph.D. thesis, Université de Grenoble, Nov 2011.
- [26] R. L. Weaver, "Ward identities and the retrieval of Green's functions in the correlations of a diffuse field," *Wave Motion*, vol. 45, no. 5, pp. 596-604, 2008, Special Issue on Selected Papers Presented at the International Symposium on Mechanical Waves in Solids - Volume 2, ISSN : 0165-2125, doi : <https://doi.org/10.1016/j.wavemoti.2007.07.007>.
- [27] Amaury Badon, Geoffroy Lerosey, Albert C. Boccara, Mathias Fink, Alexandre Aubry, "Retrieving time-dependent Green's functions in optics with low-coherence interferometry," *Physical Review Letters*, vol. 114, no. 2, pp. 023901, 2015, APS.
- [28] Arnaud Derode, Eric Larose, Michel Campillo, Mathias Fink, "How to estimate the Green's function of a heterogeneous medium between two passive sensors ? Application to acoustic waves," *Applied Physics Letters*, vol. 83, no. 15, pp. 3054-3056, 2003, doi : 10.1063/1.1617373.
- [29] Thomas Gallot, "Imagerie acoustique en milieux reverberants," Ph.D. thesis, Université de Grenoble, 2010.
- [30] Thomas Lee Duvall, SM Jefferies, JW Harvey, MA Pomerantz, "Time-distance helioseismology," *Nature*, vol. 362, no. 6419, pp. 430-432, 1993, Nature Publishing Group.
- [31] James Rickett and Jon Claerbout, "Acoustic daylight imaging via spectral factorization : Helioseismology and reservoir monitoring," *The Leading Edge*, vol. 18, no. 8, pp. 957-960, 1999, Society of Exploration Geophysicists.

-
- [32] Oleg I. Lobkis and Richard L. Weaver, "On the emergence of the Green's function in the correlations of a diffuse field," *J. Acoust*, vol. 110, no. 16, 2001.
- [33] Keiiti Aki and Bernard Chouet, "Origin of coda waves : Source, attenuation, and scattering effects," *Journal of Geophysical Research (1896-1977)*, vol. 80, no. 23, pp. 3322-3342, doi : <https://doi.org/10.1029/JB080i023p03322>.
- [34] Michel Campillo and Anne Paul, "Long-Range Correlations in the Diffuse Seismic Coda," *Science*, vol. 299, no. 5606, pp. 547-549, 2003, American Association for the Advancement of Science (AAAS), doi : 10.1126/science.1078551.
- [35] Philippe Roux and W. A. Kuperman, "Extracting coherent wave fronts from acoustic ambient noise in the ocean," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 116, no. 4, pp. 1995-2003, 2004, doi : 10.1121/1.1797754.
- [36] Nikolai Shapiro, Michel Campillo, Laurent Stehly, Michael Ritzwoller, "High-Resolution Surface-Wave Tomography from Ambient Seismic Noise," *Science (New York, N.Y.)*, vol. 307, April 2005, pp. 1615-1618, doi : 10.1126/science.1108339.
- [37] Herbert B. Callen and Theodore A. Welton, "Irreversibility and Generalized Noise," *Phys. Rev.*, vol. 83, no. 1, pp. 34-40, Jul 1951, American Physical Society, doi : 10.1103/PhysRev.83.34.
- [38] J. Weber, "Fluctuation Dissipation Theorem," *Phys. Rev.*, vol. 101, no. 6, pp. 1620-1626, Mar 1956, American Physical Society, doi : 10.1103/PhysRev.101.1620.
- [39] Karl Joulain, Rémi Carminati, Jean-Philippe Mulet, Jean-Jacques Greffet, "Definition and measurement of the local density of electromagnetic states close to an interface," *Phys. Rev. B*, vol. 68, no. 24, p. 245405, Dec 2003, American Physical Society, doi : 10.1103/PhysRevB.68.245405.
- [40] A. Cazé, R. Pierrat, R. Carminati, "Spatial Coherence in Complex Photonic and Plasmonic Systems," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 110, no. 6, p. 063903, Feb 2013, American Physical Society, doi : 10.1103/PhysRevLett.110.063903.
- [41] Amaury Badon, Dayan Li, Geoffroy Lerosey, A. Claude Boccara, Mathias Fink, Alexandre Aubry, "Spatio-temporal imaging of light transport in highly scattering media under white light illumination," *Optica*, vol. 3, no. 11, pp. 1160-1166, Nov 2016, Optica Publishing Group, doi : 10.1364/OPTICA.3.001160.
- [42] Matthieu Davy, Julien de Rosny, Philippe Besnier, "Estimation de la fonction de Green entre deux antennes en réception en chambre réverbérante," *Proceedings of the 18ème colloque et expositions internationale sur la compatibilité électromagnétique (CEM 2016)*, Rennes, France, Jul 2016, URL : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01345764>.
-

- [43] Philipp del Hougne, Jérôme Sol, Fabrice Mortessagne, Ulrich Kuhl, Olivier Legrand, Philippe Besnier, Matthieu Davy, "Diffuse field cross-correlation in a programmable-metasurface-stirred reverberation chamber," *Applied Physics Letters*, vol. 118, no. 10, p. 104101, 2021, American Institute of Physics, doi : 10.1063/5.0039596.
- [44] Matthieu Davy, Julien de Rosny, Philippe Besnier, "Green's Function Retrieval with Absorbing Probes in Reverberating Cavities," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 116, no. 21, pp. 213902, May 2016, American Physical Society, doi : 10.1103/PhysRevLett.116.213902.
- [45] Matthieu Davy, Philippe Besnier, Philipp del Hougne, Julien de Rosny, Elodie Richa-
lot, F. Sarrazin, Dmitry V. Savin, Fabrice Mortessagne, Ulrich Kuhl, Olivier Legrand,
"Diffuse field cross-correlations : Scattering theory and electromagnetic experiments,"
Phys. Rev. E, vol. 104, no. 4, p. 044204, Oct 2021, American Physical Society, doi :
10.1103/PhysRevE.104.044204.
- [46] Odile Picon and coll, "Les antennes : théorie, conception et application," ser. EEA,
Dunod, Paris, France, 2009.
- [47] Constantine A. Balanis, "Antenna theory : analysis and design," 3rd ed., Wiley-
Interscience, Hoboken, N.J, 2005. ISBN : 978-0-471-66782-7.
- [48] Emmanuelle Conil, "Propagation électromagnétique en milieu complexe : du champ
proche au champ lointain," Ph.D. thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble
- INPG, Nov 2005.
- [49] A. Roederer, E. Farr, L.J. Foged, M. Francis, R. Hansen, R. Haupt, K. Warnick, "IEEE
standard for definitions of terms for antennas," *IEEE Std*, pp. 145-2013, 2014.
- [50] R. King, "Coupled Antennas and Transmission Lines," *Proceedings of the IRE*, vol.
31, no. 11, pp. 626-640, 1943, doi : 10.1109/JRPROC.1943.233357.
- [51] Antenna Standards Committee and others, "IEEE standard test procedures for an-
tennas," *ANSI/IEEE Std*, pp. 1949-1979, 1979.
- [52] RV De Jough, M Hajian, and LP Ligthart, "Antenna time-domain measurement tech-
niques," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 5, pp. 7-11, 1997,
IEEE.
- [53] J. Appel-Hansen, "Accurate determination of gain and radiation patterns by radar
cross-section measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.
27, no. 5, pp. 640-646, 1979, doi : 10.1109/TAP.1979.1142156.
- [54] Y. Sekhri, P. Grassin, F. Gadot, H. H. Ouslimani, "Characterization of Antenna Using
the Backscattering Waves in Monostatic Configuration Radar Technique," 2021 IEEE
Conference on Antenna Measurements, Applications (CAMA), pp. 319-322, 2021, doi :
10.1109/CAMA49227.2021.9703534.

- [55] GJ Burke, AJ Poggio, "Numerical Electromagnetics Code (NEC) : Method of Moments–Part III : User’s Guide," Lawrence Livermore National Laboratory, Livermore, CA, 1981.
- [56] J. Vincent, "Modélisation d’antennes basses fréquences en présence de sol et d’environnements réalistes," Ph.D. thesis, UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, Jan 2015.
- [57] H.A. Haus and R.B. Adler, "Circuit Theory of Linear Noisy Networks," MIT Press, 1959. ISBN : 0262582325.
- [58] Roger A. Horn and Charles R. Johnson, "Matrix Analysis," Cambridge University Press, 2012.
- [59] David Hill, "Electromagnetic Theory of Reverberation Chambers," Technical Note (NIST TN), National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, MD, Dec 1998, No. 1506.
- [60] Horacio A. Mendez, "Meaningful EMC Measurements in Shielded Enclosures," 1969 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record, pp. 137-137, 1969, doi : 10.1109/TEMPC.1969.4307193.
- [61] Maurizio Migliaccio, Gabriele Gradoni, Luk R. Arnaut, "Electromagnetic Reverberation : The Legacy of Paolo Corona," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 58, no. 3, pp. 643-652, 2016, doi : 10.1109/TEMPC.2016.2546183.
- [62] JF Dawson, MO Hatfield, L Arnaut, N Eulig, "Reverberation (mode-stirred) chambers for electromagnetic compatibility," EMC and Compliance, ISSN, pp. 1464-7559, 2003.
- [63] Myron L. Crawford and Galen H. Koepke, "Design, Evaluation and Use of a Reverberation Chamber for Performing Electromagnetic Susceptibility/Vulnerability Measurements," Proceedings of an IEEE Conference, 1986.
- [64] David A. Hill, "Boundary Fields in Reverberation Chambers," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 47, no. 2, pp. 281-290, 2005.
- [65] International Electrotechnical Commission and others, "IEC 61000-4-21 : Electromagnetic Compatibility (EMC)-Part 4-21 : Testing and measurement techniques-Reverberation chamber test methods," Januar, 2011.
- [66] John M. Ladbury, Galen H. Koepke, Dennis G. Camell, "Evaluation of the NASA Langley Research Center Mode-Stirred Chamber Facility," Published by John M. Ladbury, Galen H. Koepke, Dennis G. Camell, 1999.
- [67] A. Vosoogh, A. Khaleghi, K. Keyghobad, "Design and Simulation of a Mode-Stirred Reverberation Chamber for IEC 61000-4-21," Proceedings of the 2011 Loughborough Antennas Propagation Conference, pp. 1-4, 2011, IEEE.

- [68] Janet Clegg, Andrew C. Marvin, John F. Dawson, Stuart J. Porter, "Optimization of Stirrer Designs in a Reverberation Chamber," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, no. 4, pp. 824-832, 2005, IEEE.
- [69] Dimitrios Barakos, Ramiro Serra, "Performance Characterization of the Oscillating Wall Stirrer," *Proceedings of the 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE*, pp. 1-4, 2017, IEEE.
- [70] Ramiro Serra, Dimitrios Barakos, "A Novel Hybrid Source-Tuner Stirring Allows for an Extended Working Volume in RCs," *Proceedings of the 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, pp. 699-703, 2018.
- [71] Y. Huang, D.J. Edwards, "An Investigation of Electromagnetic Field Inside a Moving Wall Mode-Stirred Chamber," *Proceedings of the Eighth International Conference on Electromagnetic Compatibility*, 1992, pp. 115-119.
- [72] Makoto Hara, Yasuo Takahashi, Robert Vogt-Ardatjew, Frank Leferink, "Validation of Vibrating Intrinsic Reverberation Chamber using Computational Electromagnetics," *Proceedings of the 2019 Joint International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sapporo and Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Sapporo/APEMC)*, 2019, pp. 593-596. doi : 10.23919/EMCTokyo.2019.8893677
- [73] R. Serra, A. C. Marvin, F. Moglie, V. Mariani Primiani, A. Cozza, L. R. Arnaut, Y. Huang, M. O. Hatfield, M. Klingler, and F. Leferink, "Reverberation chambers a la carte : An overview of the different mode-stirring techniques," in *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 6, no. 1, pp. 63-78, 2017. doi : 10.1109/MEMC.2017.7931986
- [74] Thomas A. Loughry, "Frequency stirring : An alternate approach to mechanical mode-stirring for the conduct of electromagnetic susceptibility testing," *Technical Report, Phillips Lab Kirtland AFB NM*, 1991.
- [75] Christopher L. Holloway, John Ladbury, Jason Coder, Galen Koepke, David A. Hill, "Measuring the shielding effectiveness of small enclosures/cavities with a reverberation chamber," In *Proceedings of the 2007 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 1-5, 2007, IEEE.
- [76] Andrew C. Marvin and Yuhui He, "A study of enclosure shielding effectiveness measurement using frequency stirring in a mode-stirred chamber," In *Proceedings of the 2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 1-6, 2008, IEEE.

- [77] Y. Huang and D.J. Edwards, "A novel reverberating chamber : the source-stirred chamber," In Proceedings of the Eighth International Conference on Electromagnetic Compatibility, 1992, pp. 120-124. 1992.
- [78] Q. Xu, L. Xing, Y. Zhao, T. Jia, and Y. Huang, "A source stirred reverberation chamber using a robotic arm," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 62, no. 2, pp. 631-634, 2019.
- [79] G. Cerri, V. M. Primiani, S. Pennesi, and P. Russo, "Source stirring mode for reverberation chambers," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 47, no. 4, pp. 815-823, 2005.
- [80] Chen Yu, Yongjiu Zhao, Wenjun Qi, and Qian Xu, "Improving Field Uniformity Using Beam Deflection with Metasurface in a Reverberation Chamber," in 2020 IEEE 3rd International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT), pp. 324-327, 2020.
- [81] Jean-Baptiste Gros, Philipp del Hougne, and Geoffroy Lerosey, "Tuning a regular cavity to wave chaos with metasurface-reconfigurable walls," Physical Review A, vol. 101, no. 6, p. 061801, 2020, published by the American Physical Society.
- [82] Hengyi Sun, Changqing Gu, Zhuo Li, Qian Xu, Jiajia Song, Baijie Xu, Xiaohang Dong, Kuan Wang, and Ferran Martín, "Enhancing the number of modes in metasurfaced reverberation chambers for field uniformity improvement," Sensors, vol. 18, no. 10, p. 3301, 2018, published by MDPI.
- [83] Philipp del Hougne, Jérôme Sol, Fabrice Mortessagne, Ulrich Kuhl, Olivier Le-grand, Philippe Besnier, and Matthieu Davy, "Diffuse field cross-correlation in a programmable-metasurface-stirred reverberation chamber," Applied Physics Letters, vol. 118, no. 10, p. 104101, 2021, published by AIP Publishing LLC.
- [84] Paolo Corona, Giuseppe Ferrara, and Maurizio Migliaccio, "Reverberating chambers as sources of stochastic electromagnetic fields," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 38, no. 3, pp. 348-356, 1996, published by IEEE.
- [85] Valter Mariani Primiani, Franco Moglie, and Anna Pia 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, 2008, published by IEEE.
- [86] Christopher L. Holloway, David A. Hill, John Ladbury, Galen Koepke, and R. Garzia, "Shielding effectiveness measurements of materials using nested reverberation chambers," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 45, no. 2, pp. 350-356, 2003, published by IEEE.

- [87] Keith D. Masterson, David R. Novotny, and Galen H. Koepke, "Electromagnetic shielding characteristics of optical-fiber feedthroughs," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, no. 2, pp. 177-186, 2001, published by IEEE.
- [88] David Roux, "Événements moléculaires chez *Lycopersicon esculentum* après exposition à des rayonnements électromagnétiques haute fréquence," PhD thesis, Université Blaise Pascal-Clermont-Ferrand II ; Université d'Auvergne-Clermont. 2008.
- [89] 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, pp. 1758-1770, 2012, published by IEEE.
- [90] Wafa Krouka, François Sarrazin, Jérôme Sol, Philippe Besnier, Elodie Richalot, "Biased Estimation of Antenna Radiation Efficiency Within Reverberation Chambers Due to Unstirred Field : Role of Antenna Stirring," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, published by IEEE.
- [91] Christophe Lemoine, Emmanuel Amador, Philippe Besnier, Jean-Marie Floc'h, Alexandre Laisné, "Antenna directivity measurement in reverberation chamber from Rician K-factor estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 10, pp. 5307-5310, 2013.
- [92] Ariston Reis, Francois Sarrazin, Elodie Richalot, Stephane Meric, Jerome Sol, Philippe Pouliguen, Philippe Besnier, "Radar cross section pattern measurements in a mode-stirred reverberation chamber : theory and experiments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 9, pp. 5942-5952, 2021.
- [93] Kent Rosengren, Per-Simon Kildal, Charlie Carlsson, Jan Carlsson, "Characterization of antennas for mobile and wireless terminals in reverberation chambers : Improved accuracy by platform stirring," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, no. 6, pp. 391-397.
- [94] D. A. Hill, "Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, no. 3, pp. 209-217, 1998, doi : 10.1109/15.709418.
- [95] John M. Ladbury, Galen H. Koepke, Dennis G. Camell, "Evaluation of the NASA Langley research center mode-stirred chamber facility," 1999, John M. Ladbury, Galen H. Koepke, Dennis G. Camell.
- [96] Bing-Hope Liu, David C Chang, Mark T Ma, "Eigenmodes and the composite quality factor of a reverberating chamber," *National Bureau of Standards technical note*, No. 1066, 1983.

- [97] Abdou Khadir Fall, "Étude des chambres réverbérantes à brassage de modes en ondes millimétriques : application à l'étude des interactions ondes-vivants : Study and design of reverberation chamber at millimeter waves : dosimetry application," Ph.D. thesis, INSA Rennes, 2015.
- [98] Congsheng Li, Lei Yang, Bingsong Lu, Yi Xie, Tongning Wu, "A reverberation chamber for rodents' exposure to wideband radiofrequency electromagnetic fields with different small-scale fading distributions," *Electromagnetic Biology and Medicine*, vol. 35, no. 1, pp. 30-39, 2016, Taylor Francis.
- [99] H.-J. Asander, G. Eriksson, L. Jansson, H. Akermark, "Field uniformity analysis of a mode stirred reverberation chamber using high-resolution computational modeling," in *2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 1, pp. 285-290 vol. 1, 2002, doi : 10.1109/ISEMC.2002.1032490.
- [100] J. Ladbury, David A. Hill, "Enhanced backscatter in a reverberation chamber : Inside every complex problem is a simple solution struggling to get out," in *2007 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 1-5, 2007, IEEE.
- [101] CR Dunlap, CL Holloway, R Pirkl, J Ladbury, EF Kuester, DA Hill, S Van de Beek, "Characterizing reverberation chambers by measurements of the enhanced backscatter coefficient," in *2012 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 210-215, 2012, IEEE.
- [102] David A. Hill, Mark T. Ma, Artur R. Ondrejka, Bill F. Riddle, Myron L. Crawford, Robert T. Johnk, "Aperture excitation of electrically large, lossy cavities," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 36, no. 3, pp. 169-178, 1994, IEEE.
- [103] Christopher L. Holloway, Haider A. Shah, Ryan J. Pirkl, William F. Young, David A. Hill, John 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, 2012, IEEE.
- [104] Mihai Ionut Andries, Philippe Besnier, Christophe Lemoine, "On the prediction of the average absorbing cross section of materials from coherence bandwidth measurements in reverberation chamber," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE*, pp. 1-6, 2012, IEEE.
- [105] O. Lunden, M. Backstrom, "Stirrer efficiency in FOA reverberation chambers. Evaluation of correlation coefficients and chi-squared tests," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record*, vol. 1, pp. 11-16 vol. 1, 2000, doi : 10.1109/ISEMC.2000.875529.

- [106] Qian Xu, Yi Huang, "Fundamentals of the Reverberation Chamber," in "Anechoic and Reverberation Chambers : Theory, Design, and Measurements," pp. 89-131, 2018, doi : 10.1002/9781119362050.ch5.
- [107] Hans Georg Krauthauser, T. Winzerling, J. Nitsch, "Statistical interpretation of autocorrelation coefficients for fields in mode-stirred chambers," in 2005 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2005. EMC 2005., vol. 2, pp. 550-555, 2005.
- [108] 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 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), pp. 719-724, 2018, IEEE.
- [109] Paul Hallbjorner, "Estimating the number of independent samples in reverberation chamber measurements from sample differences," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 48, no. 2, pp. 354-358, 2006, IEEE.
- [110] Christophe Lemoine, Philippe Besnier, 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, pp. 227-236, 2008, IEEE.
- [111] LR Arnaut, "Uncertainty reduction and decorrelation of mode-stirred reverberation chamber data using transformation and expansion techniques," 2000.
- [112] Janet Clegg, Andrew C. Marvin, John F. Dawson, Stuart J. Porter, "Optimization of stirrer designs in a reverberation chamber," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 47, no. 4, pp. 824-832, 2005, IEEE.
- [113] Xiaoming Chen, "On independent platform sample number for reverberation chamber measurements," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 54, no. 6, pp. 1306-1309, 2012, IEEE.
- [114] Jérôme Sol, Philippe Besnier, Anthony Presse, Christophe Lemoine, Anne-Claude Tarot, "Méthode de mesure de l'efficacité de rayonnement en chambre réverbérante basée sur l'estimation du facteur de qualité composite," in 18ème colloque et expositions internationale sur la compatibilité électromagnétique (CEM 2016), Rennes, France, pp. 343-347, Jul 2016.
- [115] Philippe Besnier, Jérôme Sol, Anthony Presse, Christophe Lemoine, A-C Tarot, "Antenna efficiency measurement from quality factor estimation in reverberation chamber," in 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), pp. 715-718, 2016, IEEE.
- [116] Meriem Tamart, Francois Sarrazin, Elodie Richalot, Matthieu Davy, Julien de Rosny, "Diffuse field cross-correlation in a reverberation chamber," in 2020 IEEE International

- Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, pp. 1179-1180, 2020, IEEE.
- [117] Wafa Krouka, Francois Sarrazin, Jérôme Sol, Philippe Besnier, Elodie Richalot, "Biased estimation of antenna radiation efficiency within reverberation chambers due to unstirred field : Role of antenna stirring," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 10, pp. 9742-9751, 2022, IEEE.
- [118] Wafa Krouka, "Caractérisation non biaisée de l'efficacité d'antenne en chambre réverbérante : apport du brassage et mise en place d'une méthode sans contact," PhD thesis, Université Gustave Eiffel, Dec 2021, [En ligne]. Available : <https://theses.hal.science/tel-03697252>.
- [119] David Gesbert, Mansoor Shafi, Da-shan Shiu, Peter J Smith, Ayman Naguib, "From theory to practice : An overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE Journal on selected areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 281-302, 2003, IEEE.
- [120] Carol C Martin, Jack H Winters, NR Sollenberger, "MIMO radio channel measurements : Performance comparison of antenna configurations," in *IEEE 54th Vehicular Technology Conference. VTC Fall 2001. Proceedings (Cat. No. 01CH37211)*, vol. 2, pp. 1225-1229, 2001, IEEE.
- [121] Gerard J Foschini, Michael J Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless personal communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311-336, 1998, Dordrecht : Kluwer Academic Publishers, 1994-.
- [122] Thomas Svantesson, "The effects of mutual coupling using a linear array of thin dipoles of finite length," in *Ninth IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing (Cat. No. 98TH8381)*, pp. 232-235, 1998, IEEE.
- [123] Hichem Mahfoudi, Mohamed Tellache, Hakim Takhedmit, "A wideband fractal re-tenna for energy harvesting applications," in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-4, 2016, IEEE.
- [124] Chen Tai, "On the definition of the effective aperture of antennas," in *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 2, pp. 224-225, 1961, IEEE.

Résumé

Avec la miniaturisation et l'intégration des dispositifs communicants, le développement de méthodes de caractérisation adaptées pour accéder avec précision aux caractéristiques des antennes ainsi qu'au couplage entre plusieurs antennes est nécessaire. En effet, dans les systèmes complexes, il peut être difficile, voire impossible, d'effectuer directement des mesures au niveau des accès des antennes comme dans les méthodes de mesure traditionnelles. Cette thèse vise à proposer une nouvelle méthode de caractérisation des performances des antennes et du couplage entre antennes répondant à ces besoins. Ainsi une nouvelle approche a été proposée dans cette étude pour évaluer passivement les performances des antennes à partir des intercorrélations des signaux reçus en champ diffus. Plus précisément, l'objectif de cette recherche est d'appliquer le concept de corrélation de bruits, utilisé dans divers domaines de la physique, à l'électromagnétisme pour mesurer passivement la matrice d'impédance entre deux antennes. En pratique, cet environnement de champ diffus est généré en chambre réverbérante excitée par une seule antenne et des techniques de brassage mécanique et de source sont combinées pour obtenir les propriétés requises, permettant ainsi de caractériser passivement les impédances mutuelles et les impédances propres des antennes en réception, et d'en déduire d'autres paramètres d'intérêt tels que le gain. Il est montré que cette méthode d'inter-corrélation peut être étendue à l'évaluation du couplage au sein d'un système comportant plus de deux éléments, ce qui ouvre la voie à une simplification de la mesure de la matrice de couplage d'un réseau et à d'importantes économies de temps pour la caractérisation des grands réseaux.

Mots clés : Mesure d'antenne, caractérisation passive, Chambre réverbérante à brassage de modes, corrélations d'impédances.

Abstract

As communication devices become smaller and more integrated, there is a growing need for suited characterization methods that can accurately determine the characteristics of antennas and the coupling between multiple antennas. In many complex systems, direct measurements at the antenna ports can be difficult or even impossible using traditional methods. This thesis proposes a new approach to characterize antenna performance and coupling that addresses these challenges. Thus, this characterization technique is based on a passive evaluation of antenna performance through signal cross-correlations in the diffuse field. More specifically, the objective of this research is to apply the concept of noise correlation, used in various fields of physics, to electromagnetism to passively measure the impedance matrix between two antennas. In practice, the diffuse field environment is generated in a reverberation chamber excited by a single antenna. Mechanical and source stirring techniques are then combined to obtain the required properties, thus allowing for the passive characterization of mutual and self-impedances of the receiving antennas, and the deduction of other parameters of interest such as gain. It is shown that this cross-correlation method can be extended to evaluate the couplings within a system consisting of more than two elements. This leads to simplifying the coupling matrix measurement of an array and significant time savings in the characterization of large arrays.

Key words : Antenna measurement, passive characterization, mode-stirred reverberation chamber, impedance correlations.

Annexe A

On considère 2 antennes en réception représentées par la matrice d'impédance \mathbf{Z}_A (de dimensions 2×2) (Fig. 4.57) ainsi qu'une antenne T_x en transmission supposée assez éloignée des deux autres antennes pour que son impédance d'entrée puisse être considérée comme identique à son impédance propre Z_{Tx} . Cette antenne T_x induit deux forces électromotrices e_1 et e_2 aux bornes du système constitué des 2 antennes en réception. On suppose qu'un réseau d'impédances de charge, représenté par une matrice \mathbf{Z}_L (2×2), est placé en série avec les 2 sorties 1 et 2.

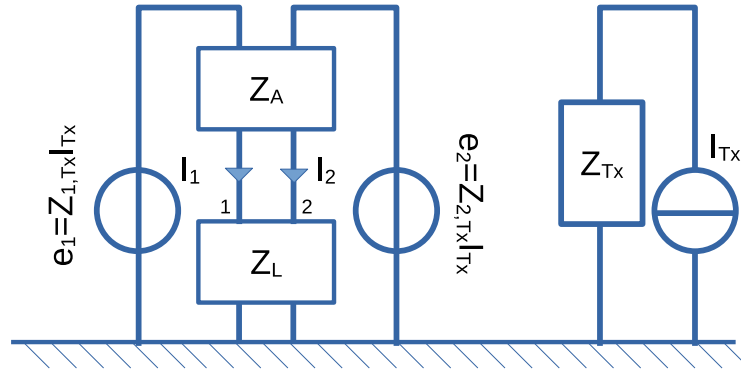


FIGURE 4.57 – Représentation de l'interaction entre une antenne en émission Tx et deux antennes en réception 1 et 2.

Les forces électromotrices sont liées aux courants par la loi d'Ohm généralisée suivant l'équation (4.1).

$$\mathbf{e} = \underbrace{(\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_A)}_{\mathbf{Z}_T} \mathbf{I} \quad (4.1)$$

où $\mathbf{e} = (e_1, e_2)^t$ et $\mathbf{I} = (I_1, I_2)^t$.

Les corrélations entre les forces électromotrices peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} \left\langle \left(\begin{array}{c} e_1 \\ e_2 \end{array} \right) (e_1^*, e_2^*) \right\rangle &= \left(\begin{array}{cc} \langle e_1 e_1^* \rangle & \langle e_1 e_2^* \rangle \\ \langle e_2 e_1^* \rangle & \langle e_2 e_2^* \rangle \end{array} \right) \\ &= \mathbf{Z}_T \left\langle \left(\begin{array}{c} I_1 \\ I_2 \end{array} \right) (e_1^*, e_2^*) \right\rangle \end{aligned} \quad (4.2)$$

Le réseau des deux antennes en réception est adapté lorsque $\mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_A^H$. Dans ce cas, c'est comme si nous avions deux antennes indépendantes avec des diagrammes de rayonnement orthogonaux qui absorbent intégralement la puissance incidente disponible.

Par conséquent :

$$\left\langle \left(\begin{array}{c} I_1 \\ I_2 \end{array} \right) (e_1^*, e_2^*) \right\rangle = \left(\begin{array}{cc} 2 \langle P_1 \rangle & 0 \\ 0 & 2 \langle P_2 \rangle \end{array} \right). \quad (4.3)$$

avec $\langle P_{1,2} \rangle$ la puissance absorbée par chaque antenne.

La puissance captée par une antenne peut s'exprimer en fonction de la densité de puissance Π à la position de l'antenne et de la surface effective de l'antenne réceptrice A_e , suivant l'équation suivante [59] :

$$P = \Pi A_e \quad (4.4)$$

où la surface effective A_e est déterminée par l'expression suivante :

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} pm \quad (4.5)$$

Ici, p représente le coefficient de polarisation, m est le coefficient de désadaptation.

Dans le cas d'une antenne adaptée, le coefficient de désadaptation m est unitaire. Par ailleurs, en champ diffus la polarisation du champ isotrope, et la moyenne sur les directions d'incidence du coefficient de polarisation $\langle p \rangle$ est égale à 1/2 [124]. Ainsi, la puissance moyenne absorbée par une antenne parfaitement adaptée et sans pertes placée dans un environnement où le champ est homogène et isotrope est donnée par l'équation (4.6).

$$\langle P_1 \rangle = \langle P_2 \rangle = \frac{\langle \Pi \rangle \lambda^2}{8\pi}, \quad (4.6)$$

A l'équilibre, la puissance émise par la source T_x est totale dissipée dans la cavité. Elle est alors liée à la densité d'énergie W par :

$$P_{T_x} = -\frac{d(V \langle W \rangle)}{dt} = \alpha V \langle W \rangle. \quad (4.7)$$

où c la vitesse de la lumière, P_{T_x} est la puissance transmise dans la chambre par l'antenne T_x , V est le volume de la cavité, et α le taux de décroissance de l'énergie dans la chambre.

Par ailleurs, en moyenne, la densité de puissance Π dans une chambre réverbérante générée par la source T_x est donc liée à la densité d'énergie W par $\langle \Pi \rangle = c \langle W \rangle$, ce qui conduit à :

$$\langle \Pi \rangle = \frac{c P_{T_x}}{\alpha V}. \quad (4.8)$$

La puissance transmise est quant-à-elle exprimée en termes de rendement de l'antenne d'émission η_{T_x} , de la partie réelle de son impédance propre et du courant d'excitation I_{T_x} , comme suit :

$$P_{T_x} = \eta_{T_x} \Re(Z_{T_x}) |I_{T_x}|^2. \quad (4.9)$$

En combinant (4.8) et (4.9) il vient :

$$\langle \Pi \rangle = \frac{c \eta_{T_x} \Re(Z_{T_x}) |I_{T_x}|^2}{\alpha V}. \quad (4.10)$$

Finalement, en combinant les équations (4.2), (4.3) et (4.6) et (4.10), on obtient l'expression pour la corrélation des tensions :

$$\begin{pmatrix} \langle e_1 e_1^* \rangle & \langle e_1 e_2^* \rangle \\ \langle e_2 e_1^* \rangle & \langle e_2 e_2^* \rangle \end{pmatrix} = \frac{c \eta_{T_x} |I_{T_x}|^2 \lambda^2 \Re(Z_{T_x})}{4\pi \alpha V} (\mathbf{Z}_A^H + \mathbf{Z}_A), \quad (4.11)$$

D'autre part, les forces électromotrices peuvent être écrites en termes d'impédance mutuelle ($\mathbf{e} = (Z_{1T_x}, Z_{2T_x})^t I_{T_x}$). En introduisant cette expression dans (4.11), on obtient la relation matricielle de la corrélation entre les impédances de l'antenne d'émission et des deux antennes réceptrices comme suit :

$$\begin{pmatrix} \langle Z_{1T_x} Z_{1T_x}^* \rangle & \langle Z_{1T_x} Z_{2T_x}^* \rangle \\ \langle Z_{2T_x} Z_{1T_x}^* \rangle & \langle Z_{2T_x} Z_{2T_x}^* \rangle \end{pmatrix} = \frac{c \eta_{T_x} \lambda^2 \Re(Z_{T_x})}{4\pi \alpha V} (\mathbf{Z}_A^H + \mathbf{Z}_A) \quad (4.12)$$

Pour prendre en compte les pertes dans les antennes, un modèle de pertes ohmiques doit être introduit. Ici, nous supposons un modèle simple où les pertes ohmiques peuvent être isolées comme une impédance en série.

$$\mathbf{Z}_A = \mathbf{Z}_A^\Omega + \mathbf{Z}_A^R \quad (4.13)$$

où \mathbf{Z}_A^R est une matrice complexe liée au rayonnement et \mathbf{Z}_A^Ω est une matrice diagonale liée aux pertes non radiatives (dont ohmiques).

Dans notre cas, les antennes sont éloignées les unes des autres, il n'y a donc pas de couplage non radiatif qui pourrait induire des paramètres non diagonaux \mathbf{Z}_A^Ω . L'expression de cette matrice est donc :

$$\mathbf{Z}_A^\Omega = \begin{pmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

avec R_1 et R_2 des valeurs positives représentant les pertes ohmiques dans les antennes 1 et 2, respectivement.

Il faut imaginer que l'on a placé un circuit d'adaptation qui compense les pertes ohmiques et n'adapte que la partie de rayonnement. L'impédance de charge est alors donnée par :

$$\mathbf{Z}_L = (\mathbf{Z}_A^R)^H - \mathbf{Z}_A^\Omega \quad (4.15)$$

En utilisant les équations (4.13), (4.14) et (4.15), il est facile de montrer que dans le cas général d'antennes à pertes :

$$\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_A = 2\Re(\mathbf{Z}_A) \quad (4.16)$$

En combinant les équations (4.12) et (4.16), il est facile de montrer que pour $i \neq j$, la fonction de corrélation $\mathbf{C}_{Zi \neq j} = \langle Z_{iT_x} Z_{jT_x}^* \rangle$, est donnée par :

$$\mathbf{C}_{Zi \neq j} = \frac{c\lambda^2 \eta_{T_x} \Re(Z_{T_x})}{2\pi\alpha V} \Re(Z_{ij}) \quad (4.17)$$

et pour $i = j$, $\mathbf{C}_{Zii} = \langle Z_{iT_x} Z_{iT_x}^* \rangle$, est donnée par :

$$\mathbf{C}_{Zii} = \frac{c\lambda^2 \eta_{T_x} \Re(Z_{T_x})}{2\pi\alpha V} R_i \quad (4.18)$$

où R_i représente les pertes ohmiques dans l'antenne i .

En introduisant l'efficacité de l'antenne i , $\eta_i = R_i / \Re(Z_{ii})$, cette dernière expression peut s'écrire :

$$\mathbf{C}_{Zii} = \frac{c\lambda^2 \eta_{T_x} \eta_i \Re(Z_{T_x})}{2\pi\alpha V} \Re(Z_{ii}) \quad (4.19)$$

Liste des publications

Revue internationale avec comité de lecture

1. M. Tamart, J. de Rosny and E. Richalot, "Passive Antenna Characterization Through Impedance Correlations in a Diffuse Field," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 71, no. 4, pp. 3061-3069, April 2023, doi : 10.1109/TAP.2023.3243983.
2. M. Tamart, J. de Rosny and E. Richalot, "Passive characterization of antenna mutual coupling," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (soumis).

Colloques internationaux avec comité de lecture

1. Meriem Tamart, Francois Sarrazin, Elodie Richalot, Matthieu Davy, Julien de Rosny, "Diffuse Field Cross-Correlation in a Reverberation Chamber," 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting, Jul 2020, Montréal, Canada.
2. M. Tamart, J. De Rosny and E. Richalot, "Passive characterization of the couplings within a multi-antenna system through noise correlation," In European Microwave Conference (EuMC) (accepté).

Colloques nationaux avec comité de lecture

1. Tamart, M., Sarrazin, F., Richalot, E., Davy, M., de Rosny, J. "Passive reconstruction of the impulse response between two antennas in a reverberation chamber," In Journées Scientifiques de l'URSI France, 2020.
2. Tamart, M., Sarrazin, F., Richalot, E., Davy, M., de Rosny, J., "Caractérisation passive du couplage entre deux antennes par corrélation de bruit en chambre réverbérante," In 20ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2020).

3. M. Tamart, F. Sarrazin, E. Richalot, M. Davy, J. De Rosny, " Etude du couplage entre deux antennes en chambre réverbérante," XXIIèmes Journées Nationales Microondes (JNM), 07-10 juin 2022, Limoges.