



HAL
open science

Antennes compactes reconfigurables en diagramme de rayonnement pour la modulation spatiale MIMO et introduction aux communications numériques par rétrodiffuseurs

Kammel Rachedi

► **To cite this version:**

Kammel Rachedi. Antennes compactes reconfigurables en diagramme de rayonnement pour la modulation spatiale MIMO et introduction aux communications numériques par rétrodiffuseurs. Electronique. Sorbonne Université, 2019. Français. NNT : 2019SORUS323 . tel-03139838

HAL Id: tel-03139838

<https://theses.hal.science/tel-03139838v1>

Submitted on 12 Feb 2021

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

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

Sorbonne Université

Ecole doctorale ED391 Sciences Mécaniques Acoustiques Electroniques et
Robotiques (SMAER)

Institut Langevin / Ondes en Milieux Complexes

Antennes Compactes Reconfigurables en Diagramme de Rayonnement pour la Modulation Spatiale MIMO et Introduction aux communications numériques par rétrodiffuseurs

Par Kammel RACHEDI

Thèse de doctorat en Ingénierie Electronique

Dirigée par Julien de Rosny et Abdelwaheb Ourir

Présentée et soutenue publiquement le 15/10/2019

Devant un jury composé de :

M. Julien de Rosny	Directeur de Recherche CNRS	Directeur de thèse
M. Abdelwaheb Ourir	Ingénieur de Recherche CNRS	Co-Directeur de thèse
M. Fabien Ferrero	Professeur des Universités	Rapporteur
Mme. Martine Liénard	Professeur des Universités	Rapporteur
Mme. Hélène Roussel	Professeur des Universités	Examinateur
M. Redha Abdeddaïm	Maître de conférences	Examinateur
Mme. Dinh-Thuy Phan-Huy	Ingénieure	Membre Invité

Table des matières

Table des matières	i
Introduction et Contexte de la Thèse	1
Partie I : Antennes Reconfigurables en Diagramme de Rayonnement pour la Modulation Spatiale MIMO	7
1 Modulation Spatiale dans les systèmes de télécommunication numérique MIMO et Introduction aux Antennes Reconfigurables	9
1.1 Télécommunications numériques MIMO	10
1.2 Systèmes MIMO et Capacité du canal de propagation	12
1.2.1 Modélisation de la transmission	12
1.2.2 Capacité de Shannon	13
1.2.3 MIMO et Corrélacion entre diagrammes	15
1.3 Introduction à la Modulation Spatiale MIMO	15
1.4 Antennes Reconfigurables et Techniques de reconfiguration des diagrammes de rayonnement	19
1.4.1 Différents types d'antennes reconfigurables	19
1.4.1.1 Principe	20
1.4.1.2 Antenne volumique	25
1.4.1.3 Antennes patches	28
1.4.2 Dispositifs de commutation	32
1.4.3 Évaluation de la Diversité Spatiale en Rayonnement	34
2 Antennes méandres reconfigurables	39
2.1 Modèle de Dipôles Couplés	39
2.2 Méandre Rayonnant Reconfigurable	42
2.2.1 Antenne de Référence étudiée : Design et Caractérisation	42

2.2.2	Antenne Méandre Reconfigurable	44
2.2.2.1	Présentation de l'antenne méandre reconfigurable	44
2.2.2.2	Choix optimal des impédances de charges des résonateurs parasites	45
2.2.2.3	Dispositif de commutation	47
2.2.2.4	Étude de l'adaptation d'impédance	47
2.2.2.5	Rayonnement et Diversité spatiale	50
2.2.3	Estimation de la Diversité spatiale à partir des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés	52
2.3	Antenne à 2 Ports : Polarisation Croisée	52
2.3.1	Conception de l'antenne à polarisation croisée	53
2.3.2	Étude de l'adaptation d'impédance	55
2.3.3	Évaluation de la diversité spatiale	58
2.3.3.1	Diagrammes	58
2.3.3.2	Évaluation de la diversité spatiale : Corrélacion entre les diagrammes de rayonnement	60
2.3.3.3	Diversité spatiale dans une chambre réverbérante.	61
3	Antenne reconfigurable à anneaux fendus	69
3.1	Introduction aux applications à SRR	69
3.2	Couplages magnétoélectriques entre résonateurs proches : Application à la diversité spatiale	74
3.2.1	Modèle dipolaire	74
3.2.2	Diagramme de rayonnement et diversité spatiale	76
3.2.2.1	Réponse du résonateur source fondamentale	77
3.2.2.2	Couplage avec une cellule voisine	77
3.2.2.3	Généralisation à plusieurs cellules voisines	78
3.2.2.4	Modèle analytique d'une antenne à formation de faisceaux	80
3.3	Réalisation de l'antenne SRR reconfigurable	82
3.3.1	Design de l'antenne à SRR	82
3.3.1.1	Antenne de référence	83
3.3.1.2	Antenne SRR reconfigurable	83
3.3.2	Rayonnement de l'antenne SRR reconfigurable	87
3.3.3	Diversité spatiale de l'antenne	89
3.3.4	Estimation expérimentale de la diversité spatiale dans l'espace 3D : Mesure en chambre réverbérante	91
3.3.4.1	Validation expérimentale de la diversité spatiale en milieu réverbérant	91

4	Évaluation de la Modulation Spatiale avec des Antennes Reconfigurables	99
4.1	Modulation spatiale et canal de propagation	100
4.2	Antenne reconfigurable dans un canal MIMO de propagation	101
4.3	Relation entre Diversité Spatiale et BER	103
4.3.1	BER et Diversité Spatiale de l'antenne SRR reconfigurable	104
4.3.2	Fiabilité de la transmission radio en milieu réverbérant : Estimation du BER	105
4.3.3	Application à une communication en Indoor	108
Partie II : Communications Numériques à Rétrodiffuseurs et Caractérisation Spatiale des Interférences		113
5	État de l'art des Systèmes de communications numériques par rétrodiffuseurs	115
5.1	Évolution des communications numériques par rétrodiffuseurs	116
5.2	Atténuation et évanouissements dans les systèmes à rétrodiffuseurs	121
5.3	Caractérisation des rétrodiffuseurs	124
5.3.1	Analyse des champs électriques rétro-diffusés	124
5.4	Paramètres fondamentaux de la communication numérique par rétrodiffuseur	126
5.4.1	Contraste de puissance (CP)	129
5.4.2	BER de la communication numérique par rétrodiffuseur	130
6	Caractérisation spatiale de la communication numérique en présence du rétrodiffuseur	135
6.1	Contraste de puissance en présence d'un rétrodiffuseur en condition Line-Of-Sight (LOS)	136
6.1.1	Modèle Analytique du Contraste de Puissance en condition LOS	136
6.1.1.1	Rétrodiffuseur mobile	136
6.1.1.2	Récepteur mobile	138
6.2	Visualisation expérimentale des interférences en LOS et Fiabilité de la transmission radio	139
6.2.1	Montage expérimental	139
6.2.2	Chaîne de démodulation et estimation du contraste de puissance	141
6.2.3	Validation expérimentale des interférences	141
6.2.4	Estimation du BER	143

TABLE DES MATIÈRES

6.3	Diagramme d'interférences en milieu multi-diffusants et à plusieurs sources coexistantes	145
6.3.1	Modèle analytique	145
6.3.2	Validation expérimentale dans un milieu multi-diffusant . . .	145
6.3.3	Coexistence de plusieurs sources d'ondes	146
6.4	Améliorations de la communication par rétrodiffuseur	147
6.4.1	Choix du récepteur	147
6.4.2	Annulation du trajet direct de la source	151
6.4.3	Tag à plusieurs états de commutation : Utilisation d'une Antenne Reconfigurable	154
Conclusion et Perspectives		159
Bibliographie		163
Liste des Figures et des Tableaux		175
Table des figures		177
Liste des tableaux		191
Annexes		193
Liste et fac-similés des articles et actes publiés au cours de la thèse		211
Bibliographie		213
Résumé de la thèse		271

Introduction et Contexte de la Thèse

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'un projet ANR appelé « ANR Spatial Modulation ». Au sein de ce projet, de multiples partenariats ont été noués tant industriels qu'académiques. La forte complémentarité entre ces différents partenaires a permis de rassembler les différentes compétences en vue de répondre aux exigences du cahier des charges du projet. L'objectif principal de ce projet consiste en l'étude et la conception d'antennes reconfigurables microstructurées compactes pour la modulation spatiale MIMO pour des applications liées aux à l'Internet des Objets (Internet-Of-Things : IoT en anglais) et des réseaux mobiles (*Wi-Fi*, *5G*,...). L'application des antennes reconfigurables dans le domaine de la modulation spatiale MIMO est nouveau dans le large domaine des télécommunications numériques.

L'Institut Langevin, où se déroule la thèse, est en étroite collaboration avec les partenaires industriels suivant :

- Orange Labs Networks : Cette société a un positionnement stratégique sur les réseaux de télécommunication numérique. Ce projet étant principalement axé sur les objets connectés et les réseaux mobiles, des études de canaux de propagation dans lesquels ces réseaux évolueront sont effectuées sur le site d'Orange Belfort grâce au travail mené par Mme Nadine Malhouroux-Gaffet. Orange a également mis au point un algorithme de simulation numérique permettant d'estimer la fiabilité de la transmission radiofréquence entre les antennes reconfigurables réalisées par l'Institut Langevin et une émulation de station de base.
- TRCOMM (*Time Reversal Communications*) : Spécialisée dans le domaine des télécommunications sans fils et de la sureté des terminaux mobiles, TRCOMM, par le biais de l'ingénieur M.Leray Christian, a apporté son expertise dans le domaine de la conception d'antennes intelligentes et de l'électronique de contrôle de ces antennes au début de ce projet.

L'Institut Langevin collabore également étroitement avec 3 principaux acteurs académiques :

- Centrale Supélec : L'ingénieur de recherche M. Marco Di Renzo, spécialiste des réseaux de télécommunications numériques, a défini les standards de la modulation spatiale MIMO (SM-MIMO) pour les objets connectés.
- INSA-IETR de Rennes : En lien étroit avec Mme Maryline Héliard et le Dr Yvan Kokar, des mesures de performances des antennes reconfigurables sont réalisées dans la chambre réverbérante de l'IETR de Rennes. D'une part, nous y quantifions la diversité spatiale des antennes et d'autre part, nous évaluons la fiabilité de la transmission radiofréquence entre nos antennes et un réseau de récepteurs pour simuler une communication indoor.
- Telecom Bretagne : M. Patrice Pajusco a mis au point une antenne de réception « Massive MIMO Antenna Array » qui sonde les différents canaux émis par l'antenne reconfigurable et affiche à l'aide d'un démonstrateur en temps réel les différentes signatures électromagnétiques des différents diagrammes de rayonnement. Parallèlement, il effectue des tests de faisabilité à de nouvelles fréquences qui pourraient être allouées pour le futur réseau mobile 5G.

Nous venons de définir les ressources du projet « ANR Spatial Modulation ». Le but de cette thèse est de concevoir une nouvelle technique de télécommunication numérique s'inspirant de la technologie MIMO (Multiple Input Multiple Output) existante appelée « Modulation Spatiale MIMO » (SM-MIMO). Les objectifs du projet, qui devront être satisfaits pour les horizons de 2020, sont :

- Augmentation du débit binaire (plusieurs Mbps) en comparaison avec les capacités des terminaux mobiles actuels.
- Amélioration de l'efficacité spectrale (nombre de données binaires correctement envoyées entre un émetteur et un récepteur donné).
- Réduction de la consommation en énergie des objets connectés (utilisation d'une unique chaîne de transmission radiofréquence (RF) et choix judicieux des composants du circuit de commutation pour l'activation des différents diagrammes de rayonnement).
- Utilisation de l'interface SM-MIMO en indoor et capacité à gérer de multiples utilisateurs dans une cellule donnée.
- Simplifier la complexité du système globale comparé avec les technologies MIMO conventionnelles.

Un des intérêts majeurs de la modulation spatiale MIMO par rapport aux modulations conventionnelles MIMO est de nécessiter qu'une seule et unique chaîne de transmission radiofréquence (RF) du côté de l'émetteur. En effet, les techniques actuelles utilisent de nombreuses antennes du côté de l'émetteur et du récepteur. Chacune d'elles est contrôlée par une chaîne RF qui lui est propre. Mais cette solution se révèle très coûteuse et très consommatrice en énergie. Sa miniaturisation et son intégration dans des petits objets connectés du quotidien est difficile

à envisager. Dans cette optique, tout au long de cette thèse, on se propose de combiner deux techniques particulièrement innovantes : la Modulation Spatiale et l'utilisation d'Antennes Re-configurables en diagramme de rayonnement.

Ces techniques particulièrement originales reposent essentiellement sur la capacité de l'antenne émettrice à générer plusieurs diagrammes de rayonnement. Chacun de ces diagrammes de rayonnement représente un symbole numérique unique transmis dans le canal de propagation. Pour que le système complet d'émission-réception de modulation spatiale MIMO soit fiable, les diagrammes de rayonnement générés, à une fréquence donnée, doivent avoir « une bonne décorrélation » au sens où les différents champs électriques émis par l'antenne reconfigurable doivent être suffisamment différents en amplitude, phase et polarisation. Une faible corrélation entre ces diagrammes permet au récepteur de pouvoir distinguer et démoduler plus efficacement ces différents diagrammes. Le récepteur sera alors capable de décoder l'information binaire envoyée par l'antenne reconfigurable. Le concept d'orthogonalité entre les différents diagrammes de rayonnement apparaît pour quantifier la diversité spatiale du dispositif antennaire. A ce sujet, des calculs numériques et des estimations expérimentales des facteurs de corrélation entre les différents diagrammes de rayonnement seront effectués de manière systématique pour chaque antenne reconfigurable développée et réalisée au cours de cette thèse.

Dans notre étude, l'élément clé de la modulation spatiale consiste en la modulation en champs proche du diagramme de rayonnement émis par un antenne rayonnante de référence. Pour transmettre de l'information, nous avons donc réalisée des antennes « *intelligentes* » dont leurs diagrammes de rayonnement peuvent être reconfigurables. Afin de ne pas générer de nouvelles sources d'ondes additionnelles et réduire le bilan énergétique global, il est possible d'utiliser les champs électromagnétiques ambiants et de les rétrodiffuser en direction d'un récepteur. Ainsi, sans création de nouvelles antennes, il est possible d'envoyer de l'information en utilisant uniquement l'énergie des champs ambiants présente en masse dans l'atmosphère.

Parallèlement aux travaux de réalisation d'antennes reconfigurables pour la modulation spatiale, un nouveau concept de système de télécommunication numérique reposant sur des rétrodiffuseurs (résonateurs capables de rétrodiffuser une partie des ondes ambiantes incidentes) est étudié au cours de cette thèse. L'idée originale consiste à « recycler » les ondes électromagnétiques présentes en nombre dans l'environnement et de les utiliser comme source d'opportunité comme par exemple celles émises par les stations de base de téléphonie (*3G, 4G,...*), les réseaux sans fils (*Wi-Fi, WLAN,...*) ou bien celles émises par les tours de télévision (*Ondes TV émises par la Tour Eiffel*).

Ces systèmes, utilisant les résonateurs à rétrodiffusion, ne nécessitent pas de source radiofréquence additionnelle. Les rétrodiffuseurs ont la capacité de moduler

le champ électrique ambiant à une position donnée de l'espace par un mécanisme de commutation interne d'impédances de charge. En commutant ces impédances, le rétrodiffuseur (ou appelé aussi *RF-Tag* ou *backscatter*), se met à résonner ou pas à la même fréquence de fonctionnement des sources ambiantes et rétro-diffuse une partie des ondes incidentes. Puis, un récepteur ayant la propriété de détecter les variations d'énergie dans le canal de propagation, démodule le signal rétro-diffusé et le signal incident. Ces variations traduisent le contraste de puissance estimé par le récepteur qui décode par la suite la trame encodée par le rétrodiffuseur.

Cette thèse est structurée en deux grandes parties.

La première partie commence par introduire le principe de la Modulation Spatiale MIMO (*SM-MIMO*) dans la grande famille des réseaux de télécommunication conventionnels MIMO. Nous montrons le principe de fonctionnement des antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement appliquées pour ce type de modulation. En particulier, un état de l'art non-exhaustif des antennes reconfigurables est apporté. Ensuite, on présentera les premiers prototypes d'antennes reconfigurables fabriquées au sein de l'Institut Langevin. A ce titre, les résultats tant de mesure que de simulation numérique seront discutés et analysés. Des calculs des facteurs de corrélation entre les différents diagrammes de rayonnement des antennes reconfigurables réalisées seront fait numériquement et estimés expérimentalement systématiquement afin de donner une première évaluation de la diversité spatiale en rayonnement de ces antennes particulières. En télécommunication numérique, il est cruciale d'estimer la probabilité d'erreurs de transmission en fonction du rapport Signal-sur-Bruit (SNR). Pour y répondre, on simulera numériquement et mesurera expérimentalement le Taux d'erreur binaire (*BER*) en fonction du Rapport Signal sur Bruit (*SNR*) à partir des diagrammes complexes numériques des antennes reconfigurables d'une part et des canaux acquis en mesure dans une chambre réverbérante d'autre part.

La deuxième partie de cette thèse introduira le concept des communications numériques par rétrodiffuseurs. A ce sujet, un état de l'art non-exhaustif de ces réseaux sera donné. Dans cette thèse, nous implémentons une communication numérique entre un rétrodiffuseur et un récepteur. Nous montrerons que la fiabilité de la transmission radio dépend de la localisation du récepteur (*Reader*), du rétrodiffuseur (*Tag*) et de la source d'opportunité. On démontre alors que le diagramme d'interférences entre ces éléments est sujet à des évanouissements même en condition Line-Of-Sight (*LOS*). On met en évidence que le BER est dépendant du contraste de puissance (traduisant les évanouissements du canal). En fin de manuscrit, des pistes d'améliorations possibles de la sensibilité du récepteur en présence du rétrodiffuseur sont apportées en fin du dernier chapitre pour s'affranchir des influences du trajet direct de la source. Plus particulièrement, nous utilisons les antennes reconfigurables comme rétrodiffuseurs afin d'augmenter le débit binaire

de cette technique de communication numérique.

Enfin, une conclusion générale et des perspectives futures à ce travail seront données. Une bibliographie complète est donnée. La liste des publications dans des revues et des conférences, avec et sans actes, est présente en fin de ce manuscrit.

Partie I : Antennes Reconfigurables en Diagramme de Rayonnement pour la Modulation Spatiale MIMO

Chapitre 1

Modulation Spatiale dans les systèmes de télécommunication numérique MIMO et Introduction aux Antennes Reconfigurables

Les systèmes d'émission-réception ont connu une évolution significative de par le nombre d'antennes utilisées avec l'émergence des architectures MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) qui sont de plus en plus déployées dans les terminaux actuels. Dans les systèmes MIMO conventionnels, chaque antenne est connectée à une chaîne de commande radiofréquence (*RF*) qui lui est propre. Ainsi, en multipliant les antennes, on multiplie les chaînes RF et donc la complexité de l'architecture avec la nécessité d'unités de calculs relativement puissantes. Pour ces raisons, il est alors difficile d'envisager leur intégration dans de petits dispositifs connectés du quotidien. Afin de répondre à cette limitation, le projet ANR Spatial Modulation a pour but d'implémenter une solution se fondant sur la Modulation Spatiale MIMO (*SM-MIMO*). Cette modulation est un cas particulier de la communication MIMO conventionnelle qui se démarque par son mode de transmission de données. En effet, le transmetteur code l'information en commutant entre les différents éléments d'un réseau d'antennes. Cependant il n'est pas envisageable d'intégrer un réseau d'antennes dans un petit dispositif connecté. Dans cette thèse, nous proposons de remplacer le réseau par une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement. Le chapitre débute par un bref historique des communications numériques MIMO. Dans une seconde partie, nous passerons en revue la capacité de transmission de différents systèmes de communication et nous verrons pourquoi un dispositif MIMO est le plus performant. Puis, nous introduirons le concept de la modulation spatiale et son extension aux antennes reconfigurables. La partie

suivante est dédiée à un état de l'art non exhaustif de différentes réalisations d'antennes reconfigurables. Nous porterons alors notre attention sur les dispositifs de commutation. Pour terminer le chapitre, deux méthodes permettant de quantifier la diversité des diagrammes générés par une antenne seront proposées.

1.1 Télécommunications numériques MIMO

Les premiers travaux portant sur la transmission sans fils ont été réalisés par Thomas Edison, au milieu des années 1880. Il a breveté un système appelé « télégraphie en sauterelle » qui permet à un signal d'être propagé entre un train en mouvement et des capteurs filaires parallèles aux voies de la ligne de train grâce à l'induction[74]. Ce système a ensuite été appliqué à la communication entre des navires en mer et un poste de commandement (Figure 1.1.1).

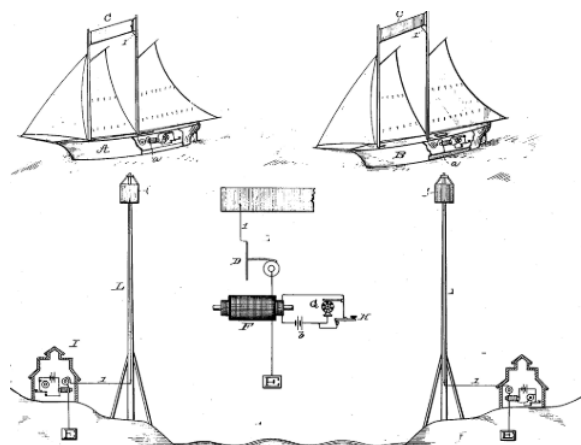


FIGURE 1.1.1 – Illustration du brevet de Thomas Edison montrant une communication entre un bateau et un poste d'observation sur le rivage. (Extrait de [74])

Cependant, les premières radiocommunications ont été réellement réalisées par l'italien Guglielmo Marconi[64]. Marconi a ainsi réussi à émettre des signaux à travers l'océan Atlantique à l'aide de postes semblables à ceux représentés sur les Figures 1.1.2(a) et (b). Avec la révolution numérique, la nécessité de transmettre des flux importants de bits est rapidement devenue un enjeu majeur. Les premiers dispositifs remontent aux années 1970[108, 28, 73]. Mais ce n'est qu'au milieu des années 1980 qu'un transmetteur à plusieurs antennes exploitant la diversité spatiale a été proposé par Jack Winters de Bell Labs [41]. L'invention des systèmes MIMO est due à Arogyaswami Paulraj et Thomas Kailath en 1993. Leur brevet de 1994 [68] décrit une méthode de communication numérique à haut débit en

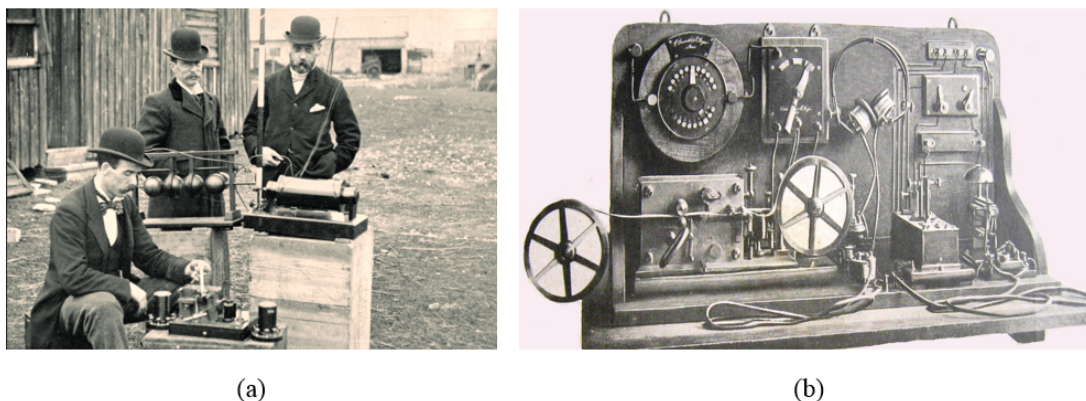


FIGURE 1.1.2 – (a) Émetteur-Récepteur de Marconi. (b) Radiotélégraphe employé au début du 20^{ème} siècle. Un code Morse permettait alors de coder l'information. (Extrait de [64])

divisant un signal en plusieurs sous-trames numériques envoyées ensuite par différentes antennes de l'émetteur et décodées par un réseau de récepteurs en fonction des différentes directions d'arrivée des signaux subdivisés. Plus tard, Rayleigh a affirmé qu'il est possible d'exploiter la diversité des trajets multiples du canal de propagation pour coder des informations de manière indépendante en les envoyant via un traitement de signal adapté [113].

Dans les systèmes de communication numérique MIMO conventionnels, on distingue quatre différentes architectures. La Figure 1.1.3(a), (b), (c) et (d) montre une illustration respective des systèmes SISO, SIMO, MISO et MIMO. On considère ici M et N comme étant respectivement le nombre d'antennes de l'émetteur Tx et du récepteur Rx. Les quatre types de systèmes de télécommunication numérique sont [17] :

- SISO (*Single Input Single Output*) : $M = 1$ & $N = 1$.
- SIMO (*Single Input Multiple Output*) : $M = 1$ & $N > 1$.
- MISO (*Multiple Input Single Output*) : $M > 1$ & $N = 1$.
- MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) : $M > 1$ & $N > 1$.

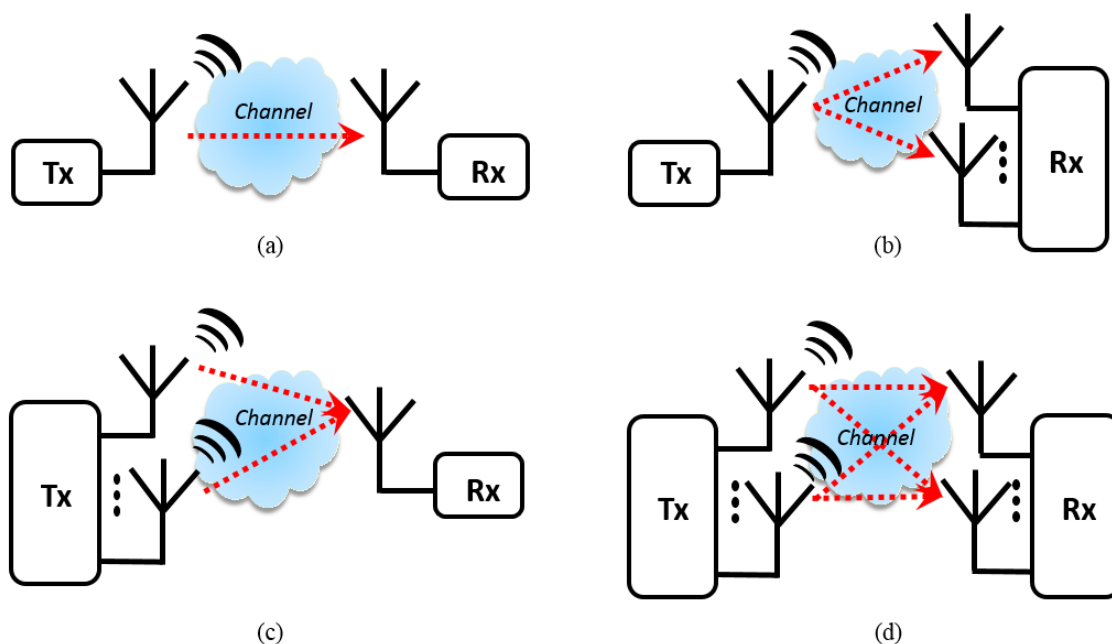


FIGURE 1.1.3 – Schéma des systèmes de télécommunication numériques conventionnels. (a) SISO. (b) SIMO. (c) MISO. (d) MIMO.

1.2 Systèmes MIMO et Capacité du canal de propagation

1.2.1 Modélisation de la transmission

Nous avons introduit les différents systèmes de télécommunications numériques dans la section précédente. On modélise plus particulièrement, dans cette section, le système MIMO le plus général (cf. Figure 1.2.1) entre M émetteurs et N récepteurs. Le signal reçu sur les antennes du récepteur s'écrit d'après le modèle de Shannon comme :

$$\mathbf{Y} = \sqrt{E_{\text{TX}}}\mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{n}_0, \quad (1.2.1)$$

où \mathbf{Y} est le vecteur de dimension N des signaux complexes reçus par le réseau de récepteurs et \mathbf{X} est le vecteur de dimension M correspondant aux signaux transmis par le réseau d'émetteurs.

Le canal de propagation est pleinement caractérisé par sa matrice complexe de transfert \mathbf{H} de dimension $M \times N$. La puissance moyenne émise par une antenne du réseau d'émission est définie par E_{TX} . Le bruit reçu est modélisé par un bruit gaussien aléatoire représenté par son vecteur complexe \mathbf{n}_0 qui est de dimension N .

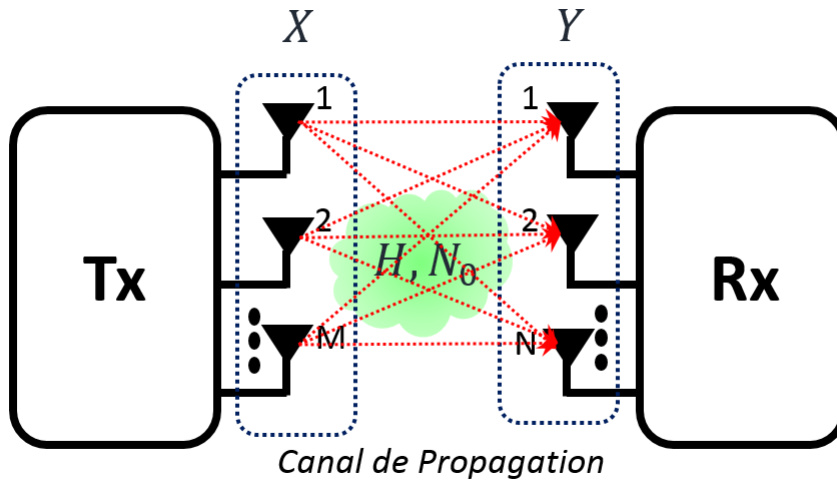


FIGURE 1.2.1 – Schéma de la modélisation du canal MIMO.

1.2.2 Capacité de Shannon

Le concept de capacité introduit par Shannon en 1948 permet d'estimer le débit maximum dans un système de communication numérique contaminé par du bruit. Il y a 20 ans, la formule de Shannon a été généralisée aux systèmes MIMO [27] :

$$C = \max_{\mathbf{Q}, \text{trace}(\mathbf{Q})=1} \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I} + \frac{E_{\text{TX}}}{N_0} \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{H}^\dagger \right) \right) \quad (1.2.2)$$

où \mathbf{Q} est la matrice de covariance et E_{TX}/N_0 rapport signal émis à bruit reçu. L'opérateur mathématique " \dagger " désigne l'opération transposée conjuguée de la matrice complexe considérée. Dans le cas SISO, l'expression de 1948 est retrouvée, c.-à-d.,

$$C = \log(1 + \rho_{RX}) \quad (1.2.3)$$

où le signal sur bruit au niveau du récepteur est donné par $\rho_{RX} = \frac{E_{\text{TX}}}{N_0} |H|^2$.

Dans le cas des systèmes SIMO et MISO, on peut montrer à partir de l'équation 1.2.2, que la capacité est donnée par :

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{E_{\text{TX}}}{N_0} \sum_i |h_i|^2 \right). \quad (1.2.4)$$

Ainsi, le principal intérêt des systèmes MISO et SIMO est d'augmenter le rapport signal à bruit grâce à la multiplicité de récepteurs ou d'émetteurs. La diversité permet de s'affranchir de phénomènes d'évanouissement d'un chemin particulier grâce à la pluralité de chemins, mais n'augmente pas de manière significative la capacité. En effet, par exemple en MISO, la capacité n'augmente que comme le

log du nombre d'émetteurs ($\log_2(1 + \frac{E_{TX}}{N_0} N_{TX} \langle |h_i|^2 \rangle)$). Dans le cas d'un système MIMO où l'émetteur n'a pas connaissance du canal (donc de la matrice de transfert \mathbf{H}), il a été montré que l'expression de la capacité se simplifie par :¹

$$C = \log_2(\det(\mathbf{I} + \frac{E_{TX}}{N_0 N_{TX}} \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger)). \quad (1.2.5)$$

La matrice $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$ est par construction hermitienne, donc diagonalisable. Grâce à l'introduction des valeurs propres σ_i de $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$, l'expression précédente se simplifie en

$$C = \sum_i \log_2(1 + \frac{E_{TX}\sigma_i}{N_0 N_{TX}}). \quad (1.2.6)$$

Cette expression permet de comprendre que la capacité augmente maintenant proportionnellement avec le nombre de valeurs propres de $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$. On notera d'une part que ce nombre est limité par le minimum entre M et N et d'autre par qu'une importante diversité spatiale générera un nombre plus important de valeurs propres et donc augmentera significativement la capacité [70]. Une capacité accrue permet d'envoyer des données numériques vers un plus grand nombre d'utilisateurs dans une cellule donnée [30]. Dans le cas MIMO où l'émetteur à connaissance du canal de propagation, la capacité est encore plus importante. La matrice de covariance est optimisée grâce à l'algorithme de « water-filling ». Ces différentes expressions correspondent à trois grandes catégories MIMO [32, 78] :

1. Formation de faisceaux (*Beamforming*) équivalente du précodage numérique : Un réseau d'antennes est utilisé à l'émetteur pour contrôler et diriger le faisceau électromagnétique émis. On se place ici donc dans une configuration MISO. Ici, un même signal est envoyé simultanément sur chacun des éléments de l'émetteur, mais est pondéré en amplitude et en phase sur ces éléments. Des lobes de rayonnement permettent alors d'optimiser la transmission radio entre le réseau d'émetteurs et le récepteur. Cette technique présente l'avantage de couvrir une plus grande zone de par l'agilité du faisceau de rayonnement, de limiter les interférences entre les utilisateurs d'une cellule donnée et de fiabiliser la transmission radio en maximisant la puissance focalisée sur le récepteur. Dans la majorité des cas, le beamforming a besoin de connaître le canal afin de tenir compte des évanouissements liés aux multi-trajets du milieu de propagation.
2. Diversité de codage liée à la diversité spatiale MIMO : Elle est utilisée lorsque l'émetteur ne connaît pas le canal de propagation. Un même signal est envoyé simultanément sur les différents éléments de l'émetteur en utilisant des

1. L'émetteur n'étant pas en mesure de trouver le codage qui permettra d'obtenir la meilleure matrice de covariance, il est d'usage de prendre $\mathbf{Q} = \mathbf{I}/N_{TX}$.

codages espaces-temps différents. Les signaux reçus par les éléments du récepteur sont sommés de manière cohérente afin de reconstruire le message envoyé. De manière plus simplifiée, le récepteur choisit l'élément qui possède le meilleur rapport signal à bruit.

3. Multiplexage Spatial MIMO : Cette méthode consiste à subdiviser une trame de données en sous-trames. Ces dernières sont alors émises sur chacun des éléments de l'émetteur en utilisant le même canal fréquentiel. Pour assurer la diversité spatiale propre au canal de propagation, il faut que les signaux issus de ces sous-trames soient décorrélés entre eux. Cette méthode permet d'augmenter la capacité du canal et donc le débit binaire à des niveaux élevés de rapport signal à bruit. Le nombre de sous-trames est limité par le plus petit nombre d'éléments de l'émetteur.

1.2.3 MIMO et Corrélation entre diagrammes

L'efficacité d'un système MIMO conventionnel repose essentiellement sur sa capacité à exploiter la diversité spatiale du canal de propagation entre le réseau d'émetteurs et de récepteurs. Or pour tirer profit de cette dernière, une condition nécessaire est que les diagrammes émis par les antennes d'un même réseau [29] soient décorrélés. Une solution consiste à suffisamment éloigner les éléments des uns des autres [87]. Une autre solution pour limiter le couplage est d'utiliser 2 antennes co-localisées, mais croisées en polarisation [10].

1.3 Introduction à la Modulation Spatiale MIMO

Nous venons de voir que les systèmes conventionnels MIMO exploitent les nombreuses antennes présentes à l'émission et à la réception. Mais cette technique présente des inconvénients [66, 53] [112] :

1. Complexité importante du traitement du signal.
2. Occupation spatiale du réseau d'antennes trop imposante.
3. Consommation d'énergie excessive du fait du nombre important de chaînes RF.

Dans ce cadre, une architecture à unique chaîne RF présente des perspectives intéressantes [109, 3]. L'idée est d'activer à la fois un élément particulier du réseau d'émetteurs. C'est la technique de modulation spatiale MIMO (*SM-MIMO*) qui est donc caractérisée par la commutation entre les différents éléments d'une antenne réseau [85]. La modulation spatiale MIMO est un cas particulier de la modulation mono-porteuse MIMO (*Single Carrier MIMO*). Chaque élément du réseau d'antennes code pour un certain nombre de bits qui dépend du nombre d'éléments du

réseau. En augmentant le nombre d'éléments du réseau, on augmente le nombre de combinaisons possibles et donc on accroît la capacité de l'antenne réseau à générer de nouveaux symboles numériques. Le débit binaire est alors augmenté [16]. On peut distinguer deux cas pratiques de la modulation spatiale MIMO :

- Configuration Montante (Uplink) : On envoie une donnée numérique vers un récepteur en activant un élément particulier du réseau d'émetteur. Chaque symbole numérique est adressé sur un élément donné. C'est cette configuration qui sera considérée par la suite.
- Configuration Descendante (Downlink) : L'élément qui émet la donnée numérique focalise l'énergie sur un des éléments du réseau de récepteurs pour chaque temps symbole. Par détection de puissance sur l'élément ciblé, le récepteur démodule l'information en associant l'élément ciblé à une donnée binaire.

La Figure 1.3.1(a) montre plus précisément le principe classique de la modulation spatiale SM-MIMO uplink avec un réseau de 4 antennes à l'émission. Deux bits consécutifs du flux de données vont adresser un commutateur à 4 états. Ainsi ces groupes de 2 bits correspondent à la transmission d'une mono-porteuse par des antennes particulières (« 00 » = antenne 1, « 01 » = antenne 2, « 10 » = antenne 3 et « 11 » = antenne 4). Sur cette Figure, on considère l'exemple de la transmission de la donnée numérique "01". En uplink, le récepteur Rx est composé d'un nombre important d'antennes contrôlées chacune par une seule et unique chaîne RF. Le récepteur connaît la matrice de transfert (*propre au canal de propagation*) grâce à une séquence pilote qui active successivement chacune des antennes du réseau d'émetteurs. En pratique cette opération doit être renouvelée régulièrement, car le canal de propagation change en permanence au gré de la mobilité des éléments réfléchissants et diffusants. Le récepteur Rx détecte l'antenne émettrice grâce à un algorithme de minimisation de probabilité d'erreur (*Maximum de vraisemblance* « *Maximum Likelihood* ») qui recherche et compare les signaux reçus aux différents canaux acquis durant la séquence pilote d'apprentissage. Plus la diversité spatiale du canal de propagation est grande, plus les signaux émis auront des signatures uniques différentes. C'est l'essence même de la modulation spatiale qui se fonde sur le caractère unique de la réponse impulsionnelle du canal pour chaque signal envoyé[111].

Pour envisager l'implémentation de la modulation spatiale MIMO dans de petits dispositifs connectés, des travaux portant sur les antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement ont émergé. Ils ont montré qu'il est possible de transmettre plus d'informations binaires que les systèmes SISO classiques[77, 43]. Une antenne reconfigurable est caractérisée par sa capacité à générer différents états de rayonnement. Nous avons vu précédemment qu'un système de modulation spatiale classique adresse un symbole numérique donné à un émetteur. Dans le cas

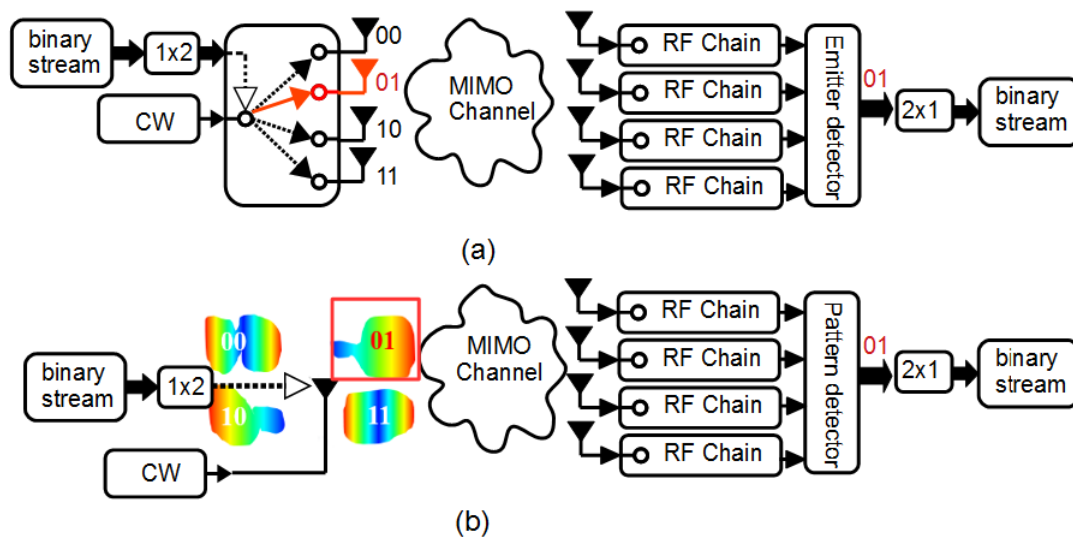


FIGURE 1.3.1 – (a) Schéma du système de la modulation spatiale MIMO conventionnelle se fondant sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. (b) Schéma du système de la modulation spatiale MIMO caractérisée à l'émission par l'utilisation d'une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement. Cette dernière génère différents états de rayonnement. Un symbole binaire est codé par un diagramme particulier. Dans les deux cas, on schématise l'envoi de la transmission numérique de la donnée 01.

des antennes reconfigurables, un diagramme de rayonnement donné représente une certaine donnée numérique. La Figure 1.3.1(b) montre le schéma du système de modulation spatiale MIMO dans le cas d'une antenne reconfigurable à 4 états codant 2 bits. Pour démoduler le symbole spatial émis par l'antenne reconfigurable, le récepteur doit identifier le diagramme envoyé. L'avantage de cette technologie réside dans le fait que les antennes reconfigurables sont souvent relativement compactes en taille et peuvent donc s'intégrer parfaitement dans des applications propres aux objets connectés. L'efficacité de la transmission radio entre une antenne reconfigurable et un récepteur par modulation spatiale repose sur la capacité à générer les diagrammes de rayonnement à une fréquence donnée les plus décorrélés possibles pour qu'ils soient facilement identifiables par le récepteur.

Afin d'augmenter le débit binaire en transmission, il est possible de combiner la modulation spatiale MIMO avec une modulation classique conventionnelle (*QPSK*, *QAM*,...). La Figure 1.3.2 illustre le système complet. Considérons l'envoi de la donnée numérique "1101". Cette donnée se segmente en deux parties "11" et "01". La première partie "11" est encodée par une modulation conventionnelle (*QPSK*, *QAM*, ...) tandis que la deuxième partie "01" est codée par l'activation d'un des éléments du réseau d'émetteurs Tx.

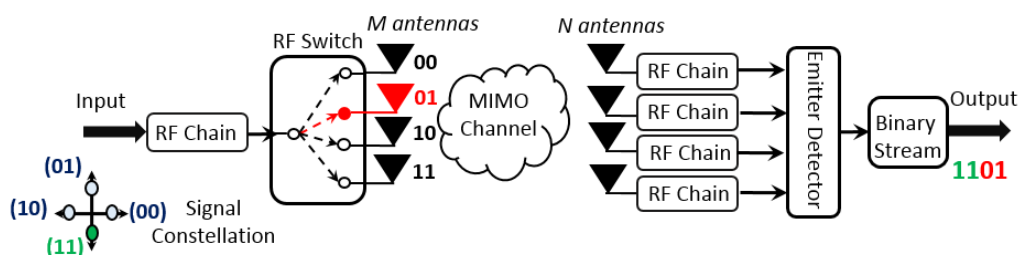


FIGURE 1.3.2 – Schéma du système de transmission numérique par modulation spatiale couplée à une modulation numérique conventionnelle (*QPSK*, *QAM*,...). On considère ici l'exemple de l'envoi de la donnée numérique 1101. La première partie de cette trame de donnée est codée via une modulation classique sur la constellation IQ (en amplitude et en phase) alors que la deuxième partie est encodée par sélection d'un élément particulier du réseau d'émetteurs.

Dans la section suivante, nous donnons un état de l'art non exhaustif des différentes méthodes pour réaliser des antennes reconfigurables.

1.4 Antennes Reconfigurables et Techniques de reconfiguration des diagrammes de rayonnement

1.4.1 Différents types d'antennes reconfigurables

Les antennes reconfigurables occupent une place prépondérante dans la conception des systèmes de télécommunication sans fils actuels [104]. Le premier dépôt brevet lié à la conception d'antennes reconfigurables a eu lieu en 1983 par Schaubert[60]. Il existe quatre grandes familles d'antennes reconfigurables résumés sur la Figure 1.4.1[37]. Une antenne reconfigurable peut agir sur trois différents paramètres : la fréquence, le diagramme de rayonnement, polarisation ou sur plusieurs à la fois.

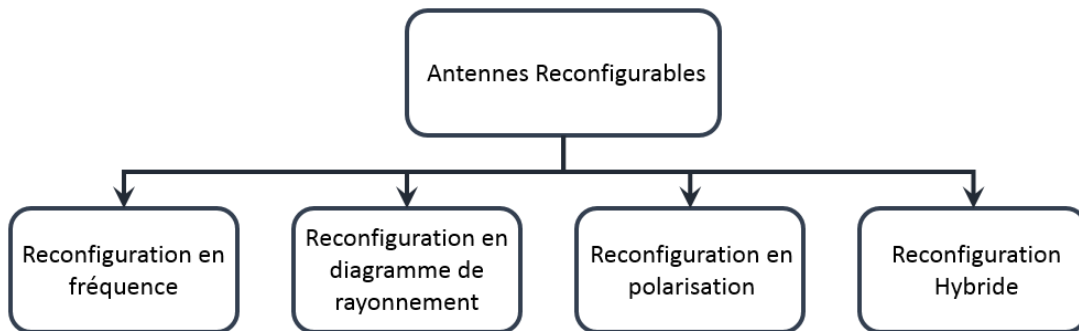


FIGURE 1.4.1 – Différents groupes d'antennes reconfigurables. (Extrait de [37])

Les différents types de reconfiguration sont :

1. *Reconfiguration en fréquence* : Généralement, ces antennes sont utiles dans des applications où le protocole permet d'exploiter différentes bandes de fréquences. Un exemple d'application est la FDD où les bandes montantes et descendantes sont distinctes.
2. *Reconfiguration en diagramme de rayonnement* : Une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement est une structure active ou passive capable de délivrer un certain nombre de diagrammes à une fréquence de résonance fixe donnée. Cette reconfigurabilité permet de modifier l'orientation du lobe principal d'une antenne.
3. *Reconfiguration en polarisation* : La polarisation est alors soit horizontale/verticale, circulaire gauche/droite, elliptique.

4. *Reconfiguration hybride* : Une antenne reconfigurable hybride est une antenne capable de changer simultanément plusieurs des paramètres cités précédemment à la fois.

Les antennes reconfigurables peuvent être utilisées dans des petits dispositifs connectés, car elles occupent généralement une petite surface. Lors de la conception de ces antennes particulières, les caractéristiques suivantes doivent être spécifiées :

- Type de reconfigurabilité : fréquentielle, diagramme de rayonnement, polarisation, hybride.
- Type d'éléments rayonnants : Dipôles, boucles, patch, etc.
- Type de Commutation : Électronique/Mécanique/Optique.

On se concentre ici sur l'état de l'art des antennes reconfigurables en diagrammes de rayonnement et en polarisation.

1.4.1.1 Principe

Une première approche simple pour réaliser une antenne reconfigurable en diagrammes de rayonnement est de considérer un monopole de base rayonnant qui est perturbée par des éléments dits « *parasites* ». Le concept de reconfiguration de diagrammes de rayonnement tire son origine du principe des antennes Yagi-Uda[25] (antennes souvent utilisées pour la captation des ondes de la télévision). Une antenne Yagi-Uda se compose d'un brin conducteur (excité par une source d'ondes radiofréquence RF) et de plusieurs éléments parasites qui se comportent comme des réflecteurs ou directeurs. En effet, si l'on considère un brin parasite légèrement plus court ou plus long que le brin conducteur, alors il aura une influence sur le diagramme de rayonnement émis par le brin source.

La Figure 1.4.2(a) et (c) montre respectivement le cas où le brin parasite est légèrement plus long et plus court que le brin source. Dans ces cas précis, les brins parasites sont alors respectivement considérés comme réflecteurs et directeurs. La directivité observée du diagramme de rayonnement est due au couplage mutuel entre le brin parasite et le brin source. Le couplage mutuel entre brin parasite et brin source est rendu possible car ces brins ont des fréquences résonances proches.

S'inspirant directement du principe de fonctionnement des antennes Yagi-Uda, une famille d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement appelée « ESPAR » (*Electronically Steerable Passive Array Radiator*) est apparue. Ces structures se composent généralement d'un dipôle de référence rayonnant autour duquel est présent un réseau de dipôles dits « parasites » distribués circulairement. La diversité en rayonnement de ce type de structure est obtenue en ajustant l'impédance de terminaison de ces brins parasites [48, 35]. Dans [100], un des ports d'un ensemble de N dipôles est alimenté par une source d'ondes RF tandis que les autres sont contrôlés via des impédances de charges réactives (voir la Figure

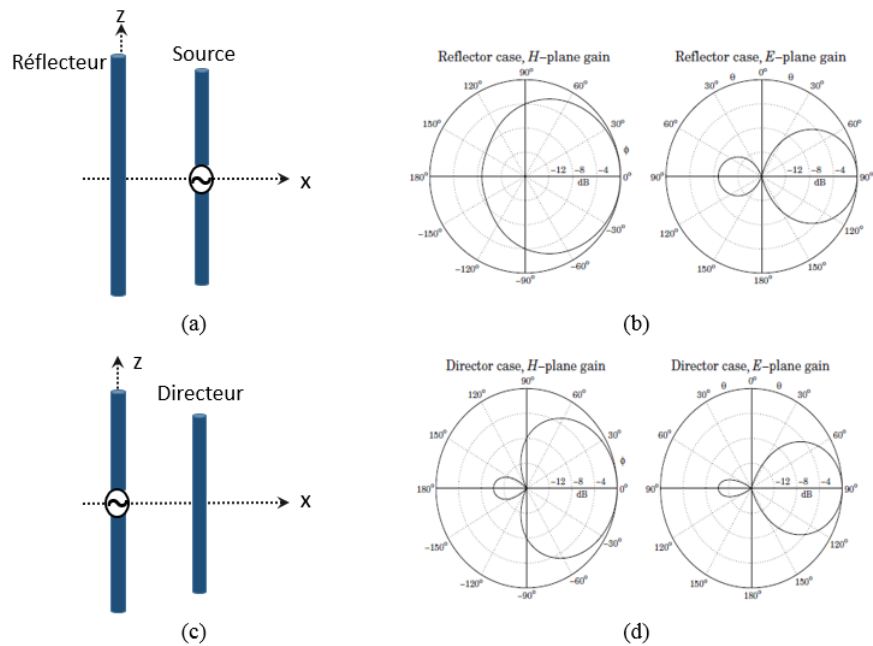


FIGURE 1.4.2 – (a) Cas réflecteur où le brin parasite est plus long que le brin source. (b) Diagrammes de rayonnement dans le plan H et E de l'antenne globale. (c) Cas directeur où le brin parasite est plus court que le brin source. (d) Diagrammes de rayonnement dans le plan H et E de l'antenne globale. Dans les deux cas, le diagramme de rayonnement est orienté suivant l'axe x de l'antenne. (Extrait de [51])

1.4.3). Cette antenne possède 6 éléments parasites. Par un algorithme d'optimisation et d'ajustement de ces charges, il est possible de privilégier une direction de rayonnement de l'antenne. Au lieu d'utiliser des charges réactives bien souvent

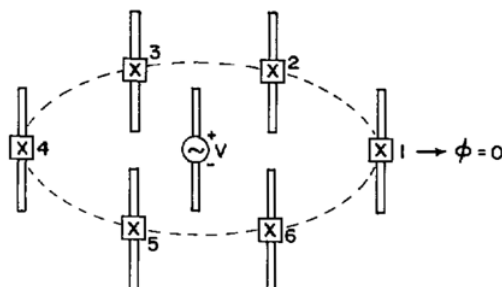


FIGURE 1.4.3 – Antenne ESPAR à 6 éléments parasites. Ici X désigne l'impédance de charge réactive des brins parasites. Une impédance réactive s'écrit sous la forme $Z_L = jX$. (Extrait de [100]).

complexes à implémenter pour contrôler de manière individuelle les brins parasites, une autre idée consiste à implémenter des charges nulles (court-circuit) ou quasi infinies (circuit ouvert). L'alternance court-circuit/circuit ouvert est activée par un circuit électronique de commutation. Ce principe a été appliqué avec succès dans [42, 90]. La Figure 1.4.4(a) montre la configuration où un brin source est perturbé dans son fonctionnement fondamental par un brin parasite dans son voisinage direct. Lorsque l'impédance propre du brin source est impactée de manière significative par le brin parasite, alors des phénomènes de désadaptation d'impédance et de réduction de l'efficacité de rayonnement apparaissent. Ces aspects sont dus à l'augmentation de l'impédance mutuelle devenue forte entre les brins source et parasite. Pour y remédier, une structure symétrique montrée sur la Figure 1.4.4(b) est adoptée. L'utilisation de deux brins symétriquement espacés par rapport au brin source permet d'assurer la stabilité de l'impédance propre de la source en commutant en opposition les impédances de charge de ces brins parasites. La Figure 1.4.4(c) montre deux diagrammes de rayonnement dans le cas où alternativement les brins parasites sont connectés à des charges nulles ou infinies. Ohira et al., dans [52], ont apporté une version modifiée du réseau d'antennes ESPAR d'Harrington. Les brins considérés sont à présent des monopoles. Ils sont placés sur un plan de masse comme montré sur la Figure 1.4.5. Cette antenne possède un monopole source entouré par 4 monopoles parasites. Dans cette configuration, pour contrôler la directivité globale de l'antenne, chaque brin parasite est connecté à une diode varicap. La reconfiguration de l'antenne repose sur une variation de l'impédance propre des brins parasites. L'impédance interne de la varicap varie en

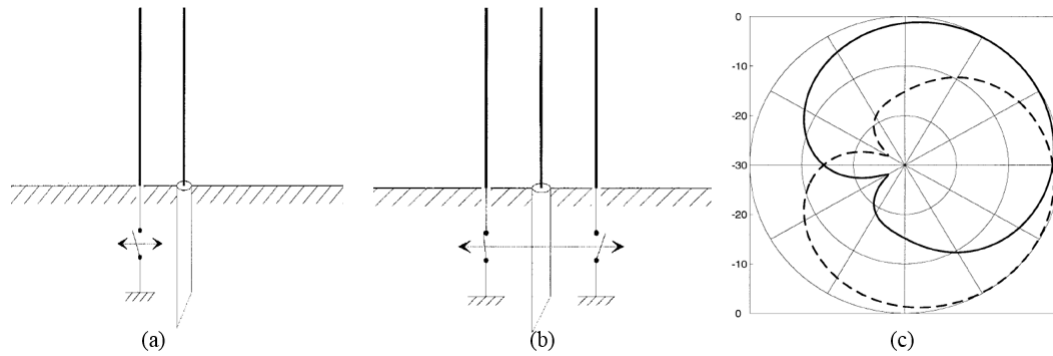


FIGURE 1.4.4 – (a) Brin conducteur + brin parasite. (b) Configuration symétrique d’un brin conducteur avec deux brins parasites dans son voisinage direct. (c) Diversité de diagrammes de rayonnement obtenue. (Extrait de [117])

fonction de la tension continue DC appliquée. Plus précisément, la capacité interne de la varicap est inversement proportionnelle à la tension d’application. La formation de faisceaux (*beamsteering*) générée par cette antenne permet de diriger le rayonnement sur 360° . L’antenne ESPAR présente un fort gain pour chacun de ses diagrammes de rayonnement. La directivité est de l’ordre de 9dBi et l’adaptation en impédance est de -20 dB à la fréquence de résonance. Les diagrammes ainsi produits par l’antenne montée sur plan de masse ont donc un rayonnement efficace. Le Tableau 1.1 donne les différences de fonctionnement fondamentales entre un ré-

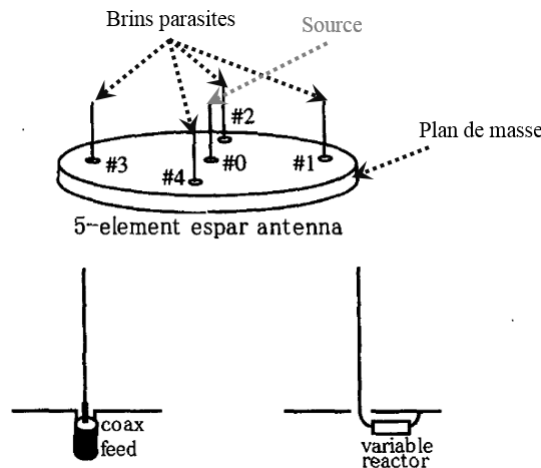


FIGURE 1.4.5 – Antenne ESPAR montée sur plan de masse. (Extrait de [52])

seau d’antennes de N ports (Antenne Multiport) et un réseau de N brins dont l’un

est alimenté par une source RF (antenne de type ESPAR). La distance entre les éléments parasites d'une antenne ESPAR est de l'ordre de la demi-longueur d'onde ($\frac{\lambda}{2}$) car elle exploite les propriétés de couplage mutuel. Dans une antenne ESPAR, une seule chaîne RF est nécessaire pour exciter le brin source. Les paramètres fondamentaux de l'antenne ESPAR (coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement) dépendent fortement de la bande passante autour de la fréquence centrale de fonctionnement. À l'inverse, la distance entre éléments d'une antenne multiport (réseau d'antennes) doit être au moins supérieure à la demi-longueur d'onde $\frac{\lambda}{2}$ pour que les éléments soient suffisamment décorrélés. La décorrélation entre les diagrammes d'une antenne multiport assure sa diversité spatiale en rayonnement. De plus, chacun de ces N brins est alimenté de manière individuelle par une chaîne RF contrairement au cas de l'antenne multiport ce qui accroît le bilan énergétique globale de l'antenne multiport. Une antenne multiport possède une bande passante plus élevée qu'une antenne de type ESPAR, car alors la bande passante est fixée par les éléments individuels. Les antennes filaires sont relativement volumineuses

Caractéristiques	Antenne multiport	Antenne ESPAR à N brins parasites
Nombre de chaînes RF	N	1
Espacement entre les éléments	$> \frac{\lambda}{2}$	$< \frac{\lambda}{2}$
Couplage Mutuel	Problème	Avantage
Bande de fréquence	Large Bande	Bande Étroite
Consommation Énergétique	Grande	Réduite

TABLE 1.1 – Différences fondamentales entre une antenne multiport à N éléments rayonnants et une antenne de type ESPAR à N brins dont l'un est alimenté par une source radiofréquence.

et difficiles à intégrer dans des petits dispositifs connectés. Pour miniaturiser ces antennes, il peut être utile de les imprimer sur circuits imprimés (*Printed Circuit Board : PCB*). Une antenne planaire reposant sur un dipôle rayonnant imprimé et entourée de deux brins parasites est présentée dans [95] comme le montre la Figure 1.4.6(a). Pour faire varier le diagramme de rayonnement de l'antenne complète, deux diodes semi-conductrices varicaps sont placées au milieu de chacun des brins parasites. Un circuit d'activation électronique permet de les contrôler. Les variations de la capacité de la varicap influent alors sur l'efficacité de rayonnement de l'antenne comme montré sur la Figure 1.4.6(b). Pour un couple de valeurs de capacités équivalentes (C_{v1}, C_{v2}) proches de 1pF, l'efficacité de rayonnement tend vers 1. Dans l'étude menée, un couple de capacités optimales $(C_{v1}, C_{v2}) = (0.76,$

0.98) pF permet d'avoir deux lobes de rayonnement opposés comme présentés sur la Figure 1.4.6(c) à la fréquence de 2.45GHz.

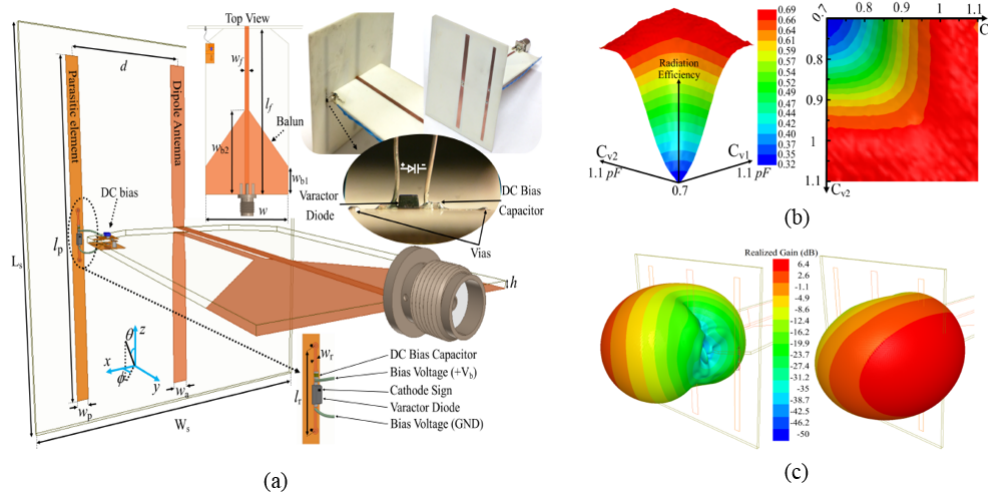


FIGURE 1.4.6 – (a) Antenne planaire reconfigurable imprimée sur PCB à deux brins parasites. (b) Étude de l'influence des capacités équivalentes des deux varicaps sur l'efficacité de rayonnement de l'antenne. (c) Deux diagrammes de rayonnement opposés à la fréquence de 2.4GHz. (Extrait de [95])

1.4.1.2 Antenne volumique

Par ailleurs, si l'on n'est pas contraint par l'occupation spatiale de l'antenne, il est possible de réaliser une antenne reconfigurable cubique comme réalisée dans [94]. L'antenne présentée est une cavité métallique alimentée par un monopôle inséré dans la structure cubique. Sur chacune des faces de l'antenne cubique est gravée une fente. Au milieu de chacune d'elle est placée une diode PIN. La Figure 1.4.7(a) montre le prototype de test réalisé. L'étude réalisée a permis d'isoler trois états de rayonnement efficace de l'antenne. Pour chacun d'entre eux, une bonne adaptation en impédance ($S_{11} < -10dB$) est obtenue à la fréquence de 5.2 GHz comme le montre la Figure 1.4.7(b) avec une bande passante de l'ordre de 300MHz. Enfin, des simulations numériques à l'aide d'un logiciel commercial ont montré que l'antenne est capable de générer différents diagrammes de rayonnement. Ils sont montrés sur la Figure 1.4.7(c). Cette étude s'est conclue par le calcul des facteurs de corrélation (introduit en fin de ce chapitre) entre les différents états de fonctionnement de l'antenne afin de quantifier la diversité spatiale de rayonnement.

Les facteurs de corrélation mesurés oscillent entre 5% et 40% entre les différents diagrammes. La géométrie particulière de cette antenne produit deux types de résonances. La première est liée aux modes de la cavité métallique de par ses dimensions. La deuxième s'explique par la résonance des fentes présentes sur chacune des faces de l'antenne.

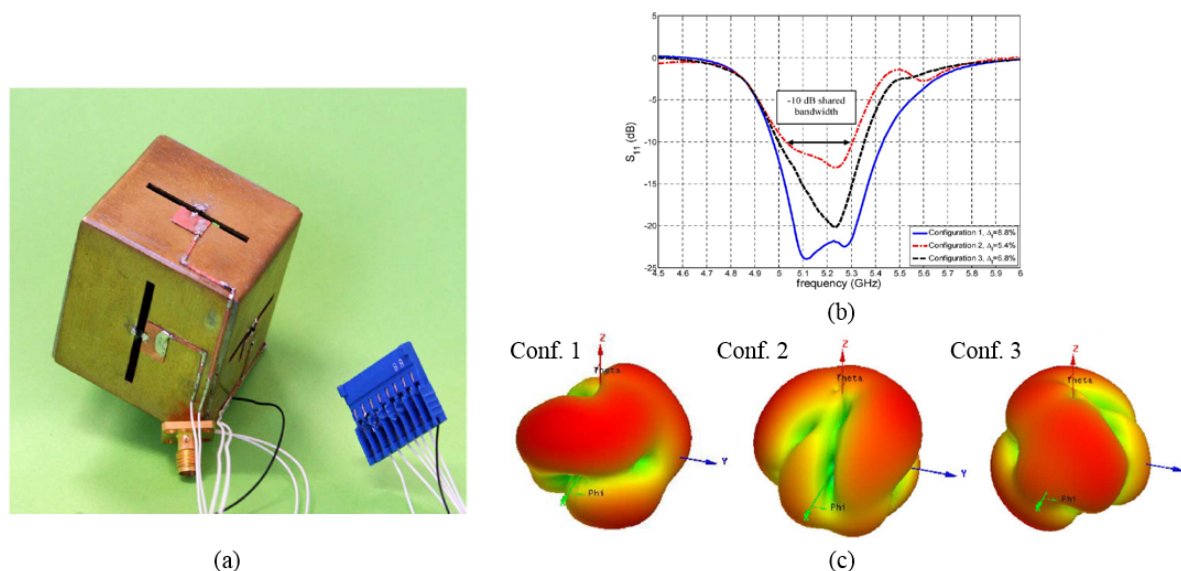


FIGURE 1.4.7 – (a) Réalisation de l'antenne cubique reconfigurable. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ pour les trois états de l'antenne. (c) 3 diagrammes de rayonnement décorrélés simulés à 5.2 GHz. (Extrait de [94])

Une autre géométrie possible pour les antennes reconfigurables volumiques est présentée dans [6] comme montré sur la Figure 1.4.8. Elle repose sur un cylindre métallique dont sa base constitue le plan de masse. Sur cette Figure en (a), un monopole de longueur $m = 24mm$, utilisé pour exciter la cavité, est inséré dans la structure cylindrique. Le rayon du cylindre est de l'ordre de $r = 35mm$ et sa hauteur vaut $h = 38mm$. En (b) est montrée l'antenne réalisée expérimentalement. Sur les surfaces latérales du cylindre, sont gravées trois fentes rectangulaires de longueurs respectives $l = 50mm$. Pour assurer la reconfigurabilité du diagramme de rayonnement de l'antenne complète, trois diodes PINs sont utilisées et insérées au milieu de chacune des fentes. Un zoom sur l'une d'elles est montré en (c) de la même Figure avec son circuit de commutation complet.

Pour comprendre le principe de fonctionnement de cette antenne, les fentes sont excitées par couplage direct avec l'onde émise par le monopole. Les dimensions de ces fentes ont été ajustées de manière à résonner à la fréquence de 2.4GHz.

La largeur des fentes est ici fixée à $w = 4mm$ et permet d'adapter en impédance l'antenne. Pour une fente particulière, lorsque la diode PIN est en mode bloqué, la fente génère un rayonnement électromagnétique avec une polarisation verticale (*dans cette article, il est dit que la fente se comporte comme un dipôle magnétique*). A l'inverse, lorsque la diode PIN est en mode passant, la fente se met à résonner à une fréquence double que celle de fonctionnement. Par conséquent, elle n'émet aucun rayonnement à la fréquence de 2.4GHz. Après une étude numérique, il a été démontré que cette antenne est capable de générer quatre différents diagrammes de rayonnement efficaces avec une bonne adaptation en impédance suivant l'état d'activation des diodes PINs. Pour chacun de ces quatre états, une bande passante de près de 600 MHz est obtenue et la diversité spatiale de rayonnement est validée expérimentalement comme montrée sur cette Figure en (d). On observe particulièrement trois lobes directifs et un lobe quasi-omnidirectionnel.

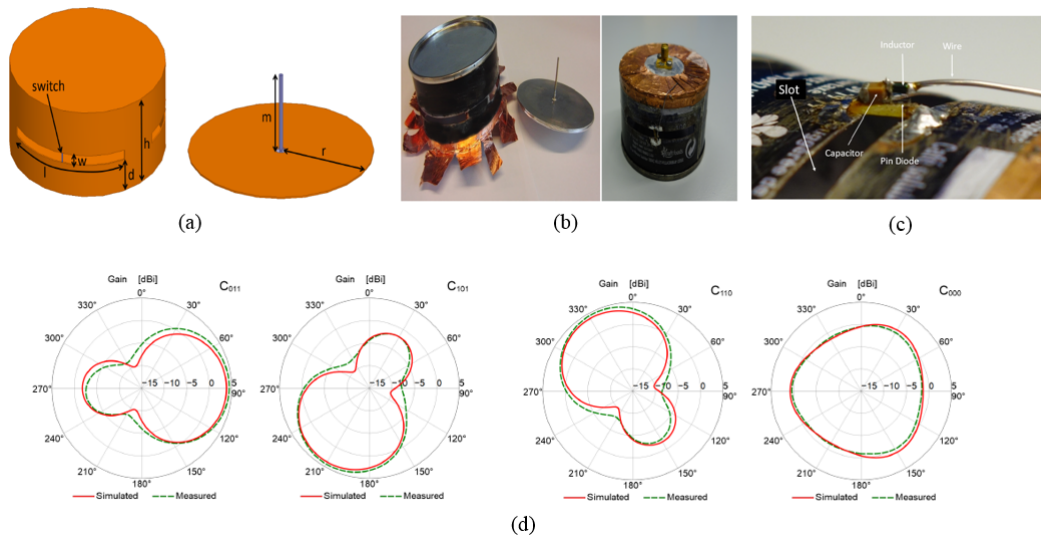


FIGURE 1.4.8 – (a) Géométrie de l'antenne proposée. (b) Réalisation de l'antenne. (c) Zoom sur une diode PIN particulière placée au centre de l'une des fentes de la structure avec le circuit de commutation. (d) 4 différents diagrammes de rayonnement simulés (courbe en rouge) et mesurés (courbe en vert) à la fréquence de 2.4GHz. (Extrait de [6]).

Dans la continuité de ces travaux, afin d'augmenter le nombre de diagrammes de rayonnement de l'antenne et donc sa diversité spatiale, d'autres fentes ont été ajoutées sur la paroi cylindrique[99] (Figure 1.4.9(a)). Cette antenne se compose de son monopôle source excitant la structure globale et de deux niveaux de fentes. Chacune d'elles possède une diode PIN. Une étude numérique a montré que l'an-

tenne globale peut générer 16 différents diagrammes de rayonnement directifs (voir Figure 1.4.9 (b)).

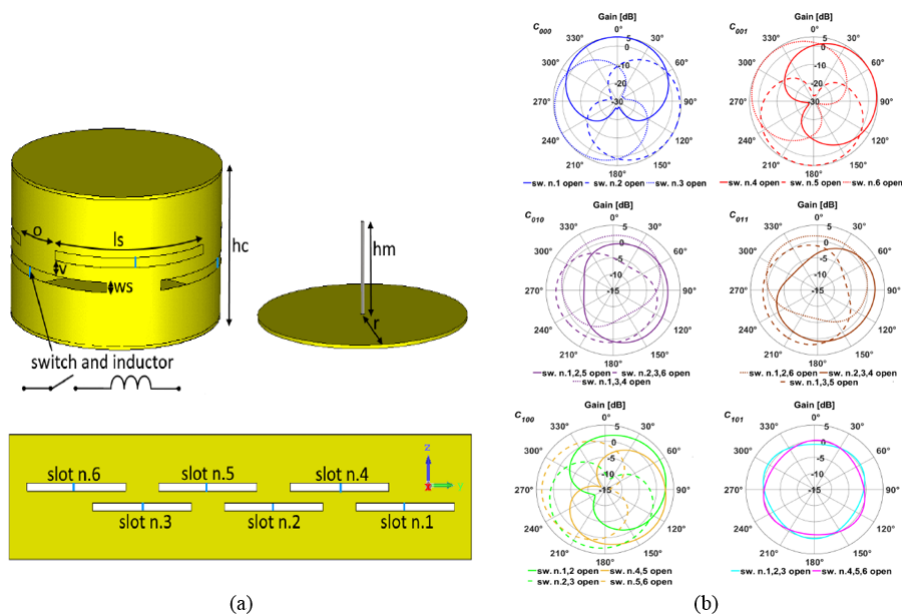


FIGURE 1.4.9 – (a) Géométrie de l’antenne proposée. (b) 16 différents diagrammes de rayonnements en fonction de l’activation des 6 diodes PINs. (Extrait de [99])

Ainsi, l’antenne présente un nombre de degré de liberté plus élevé que la structure précédente ce qui peut être intéressant pour les applications de modulation spatiale à fort débit de transmission.

1.4.1.3 Antennes patches

Une autre géométrie d’antennes planaires reconfigurables consiste à utiliser des éléments patches imprimés sur substrat. Ces antennes patches peuvent émettre un rayonnement efficace avec une bonne diversité spatiale. Dans [96], une antenne patch circulaire est utilisée comme élément rayonnant de base. La Figure 1.4.10(a) montre le prototype réalisé pour l’étude. Quatre structures patches circulaires parasites entourent le patch rayonnant. Au niveau de chaque patch parasite, une fente dans laquelle est insérée une diode PIN permet de le connecter électriquement au plan de masse via les plots métalliques. Cette antenne reconfigurable a la capacité de générer neuf états de rayonnement efficaces à la fréquence de fonctionnement de 2.38GHz. Les niveaux d’adaptation en impédance fixés par le coefficient de réflexion S_{11} sont inférieurs à -10 dB expérimentalement à cette fréquence comme

le montre la Figure 1.4.10(b) pour chacun des neuf états de rayonnement. Les simulations numériques menées ont permis de visualiser les courants superficiels (Figure 1.4.10(c)) de l'antenne pour ces différents états. Ces courants superficiels permettent de montrer clairement l'orientation du diagramme de rayonnement. Afin d'accroître la diversité spatiale en rayonnement, il est possible d'exploiter les

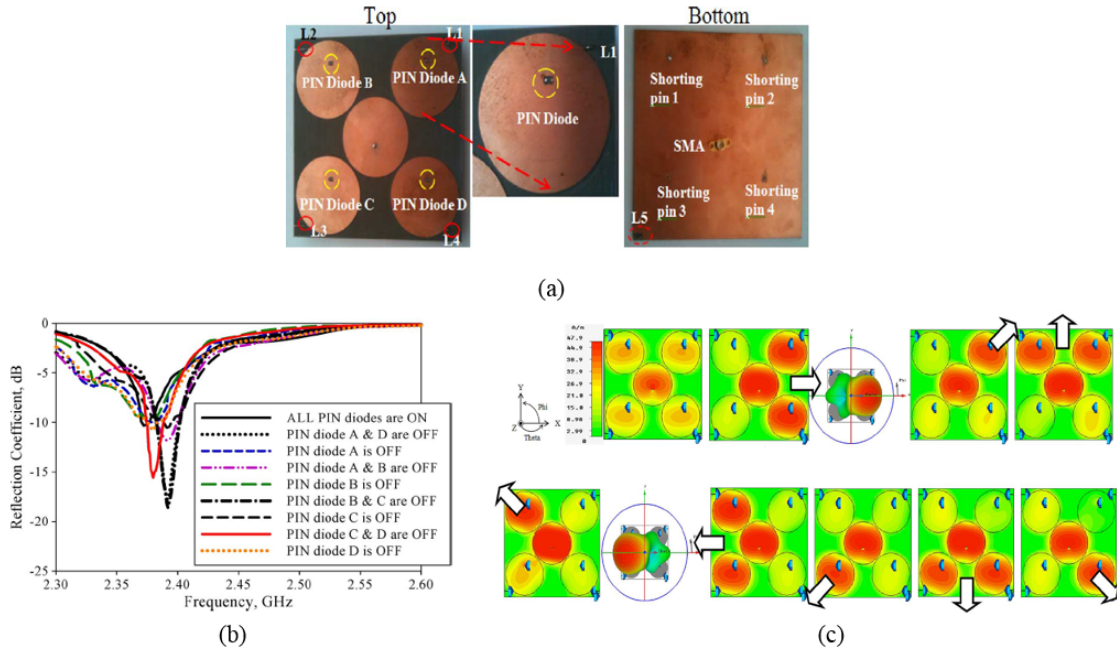


FIGURE 1.4.10 – (a) Antenne patch reconfigurable. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ pour les 9 états de rayonnement de l'antenne. (c) Simulation des courants superficiels de l'antenne à 2.38GHz. Le diagramme de rayonnement est orienté suivant la distribution des courants superficiels. (Extrait de [96])

propriétés de formation de faisceaux dans le plan azimutal et d'élévation d'une antenne donnée [103]. La Figure 1.4.1.3(a) montre un schéma de simulation d'antenne patch dont le diagramme de rayonnement est reconfigurable suivant l'axe x et y . L'ajustement du diagramme est effectué par un changement de distribution des courants superficiels entre l'anneau et le patch central via l'activation des diodes PIN présentes entre les deux. L'anneau central est connecté au plan de masse par des vias. La Figure 1.4.1.3(b) montre les différents modes de l'antenne suivant l'activation des diodes PINs. Ainsi, il est possible de favoriser un rayonnement tantôt dans les plan des Oxz ou bien dans celui des Oyz comme vu sur la Figure 1.4.1.3(c). Par ailleurs, les antennes reconfigurables en polarisation offrent davantage de degrés de liberté. La plupart des études autour des antennes

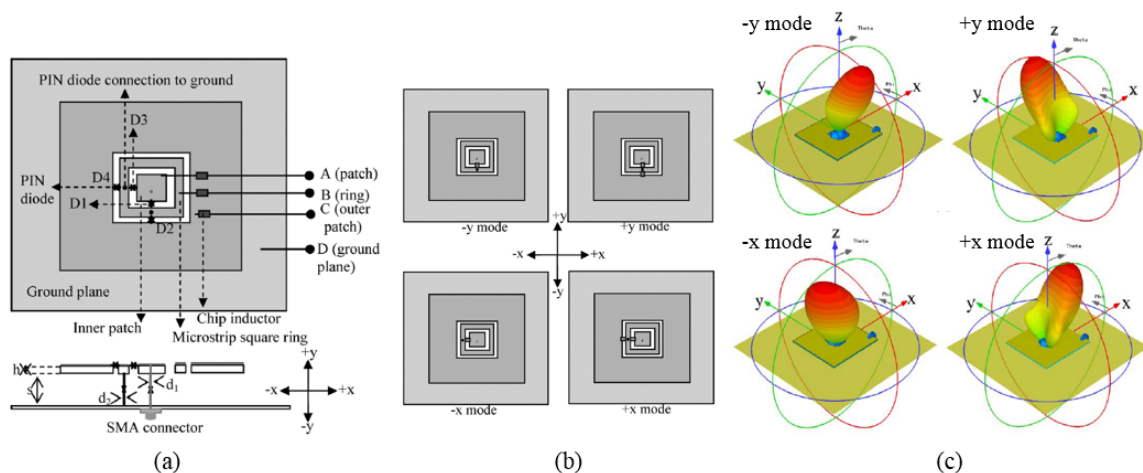


FIGURE 1.4.11 – (a) Schéma de simulation de l’antenne reconfigurable. (b) Modes de fonctionnement de l’antenne. (c) Diagrammes de rayonnement simulés numériquement à 2.05GHz. Les diagrammes de rayonnement sont orientés suivant $-x/+x$ et $-y/+y$. (Extrait de [103])

reconfigurables en polarisation se concentrent sur les polarisations circulaires main gauche et droite (*LHCP* & *RHCP*) [102] bien que des études de polarisation linéaire aient été également menées[83, 7]. Pour obtenir des antennes reconfigurables en polarisation, plusieurs procédés peuvent être employés comme des fentes orthogonales imprimées ou bien une troncature au niveau des extrémités de l’élément rayonnant [101]. L’emploi de déphaseurs peut aussi être utilisé pour exciter des polarisations diverses d’une antenne [36].

La Figure 1.4.12(a) montre un schéma d’antenne reconfigurable en polarisation[97]. Elle consiste en un patch rayonnant sur lequel sont imprimées deux fentes. Ces deux fentes, en forme en croix (90° d’angle d’inclinaison entre eux), ont des diodes PINs insérées en leur milieu respectif. Le patch rayonnant est divisé en quatre parties pour isoler électriquement les diodes PINs et permettre ainsi leur contrôle individuel par tension continue DC. Une ligne microruban présente sur la face inférieure de l’antenne permet d’exciter la structure par une source radiofréquence. Lorsque les diodes rouges de la Figure 1.4.12(a) sont activées et les diodes bleues désactivées alors la polarisation est linéaire avec un angle de $+45^\circ$ alors qu’il est de -45° dans le cas inverse selon l’orientation des courants surfaciques de l’antenne sur la Figure 1.4.12(b). À noter que bien souvent les antennes patches ont des résonances aigües à fort facteur de qualité. Pour augmenter la bande passante d’une antenne patch, des fentes imprimées sur le patch peuvent être utiles. Une bande passante élevée permet d’augmenter le débit de transmission dans un canal de communication numérique. Pour agir sur la polarisation d’une antenne générant différents

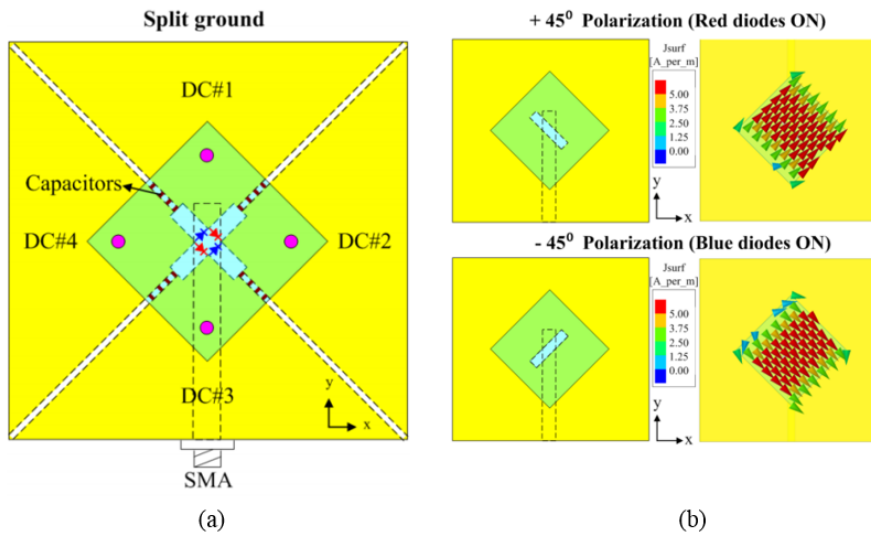


FIGURE 1.4.12 – (a) Configuration de l’antenne à polarisation reconfigurable. (b) Distributions surfaciques des courants sur le patch rayonnant pour les 2 états ($\pm 45^\circ$). (Extrait de [97])

diagrammes de rayonnement, un coupleur hybride -3dB peut être employé comme dans [93, 4]. Une illustration de l’antenne patch à reconfiguration de polarisation est apportée sur la Figure 1.4.13(a). Cette antenne est constituée de deux ports d’entrées RF mentionnés par « Port 1 » et « Port 4 ». Cette antenne fonctionne autour de la fréquence de 3.5GHz et est réalisée par empilement de substrats. Le premier d’entre eux apporte les fentes gravées orthogonalement sur le plan de masse. Sur la surface supérieure de l’antenne est présent le patch. Le principe de fonctionnement de l’antenne est décrit brièvement sur cette même Figure en (b). Tout d’abord, un commutateur radiofréquence « *SPDT : Single Pole Dual Throw* » permet d’alterner entre les deux voies d’entrées du coupleur -3dB. Puis ce dernier active la polarisation horizontale ou verticale de l’antenne par sélection du Port 1 ou 4. Lorsque le coupleur présente un déphasage de 90° entre ses sorties, les modes TE_{01} et TE_{10} orthogonaux du patchs sont excités et produisent une onde à polarisation circulaire. Pour avoir un contrôle de la polarisation de l’antenne globale, des varicaps imprimées sur le circuit du coupleur (Figure 1.4.13(c)) sont commandées par tension continue DC. En fonction de ces tensions d’alimentation, la varicap présente une certaine valeur de capacité interne et l’antenne génère un rayonnement avec un angle d’inclinaison de la polarisation dépendant de ces tensions. La Figure 1.4.13(d) montre les coefficients des paramètres S de l’antenne pour des tensions de $\{0.9, 4.2, 15\}$ V. Une bonne adaptation en impédance est observée autour de la fréquence de 3.5GHz avec une bande passante de l’ordre de 4%

pour les polarisations circulaires et 9% pour les polarisations linéaires. Selon les mêmes valeurs de tension, on obtient différents diagrammes de rayonnement avec des rotations différentes à cette fréquence comme nous pouvons le voir en (e) de la même Figure. L'angle de polarisation varie de 0° à 93° .

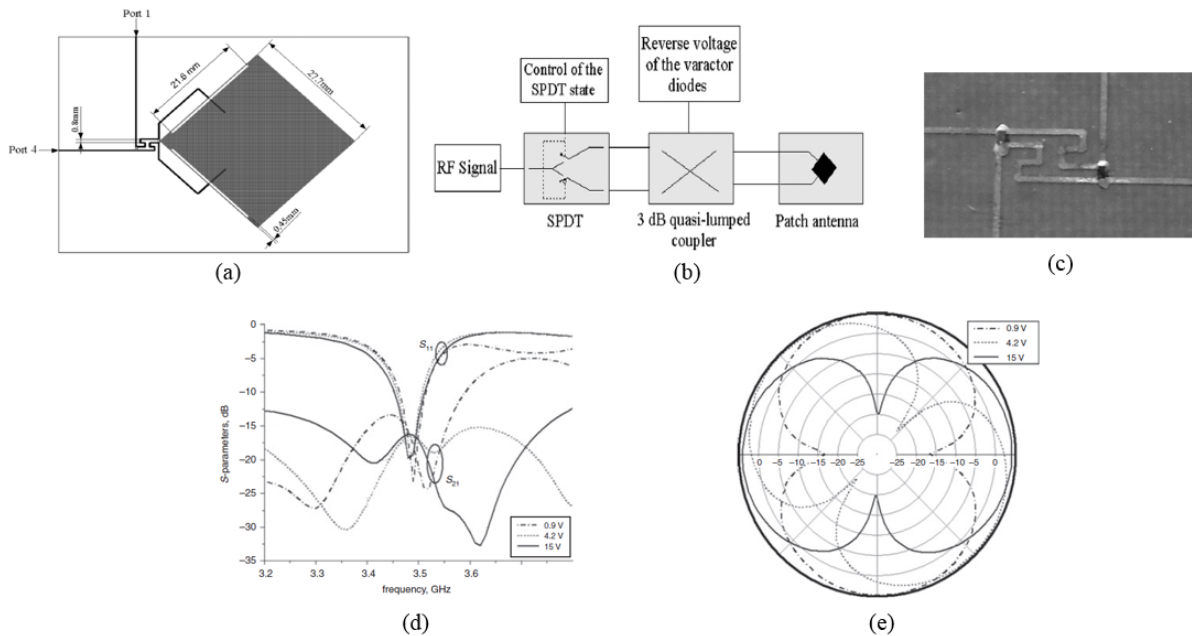


FIGURE 1.4.13 – (a) Illustration de l'antenne à reconfiguration de polarisation. (b) Topologie bloc par bloc de l'antenne patch globale. (c) Illustration du coupleur hybride -3dB réalisé pour l'étude. Les varicaps soudées sur le circuit permettent d'avoir un contrôle sur la polarisation de l'antenne. (d) Coefficients de réflexion et de transmission $S_{ij}(dB)$ en fonction de la fréquence pour différentes tensions appliquées au coupleur hybride. (e) Diagrammes de rayonnement mesurés à la fréquence de 3.5GHz pour les différentes tensions DC appliquées. (Extrait de [93, 4])

1.4.2 Dispositifs de commutation

Lors de la phase de conception d'une antenne reconfigurable, il est indispensable de sélectionner le type de commutation employé. Cette commutation peut être actionnée de manière électrique, optique, physique ou par changement des paramètres d'un matériau[104]. Ces familles de commutation sont rassemblées sur la Figure 1.4.14. Les éléments de commutations électroniques sont majoritairement

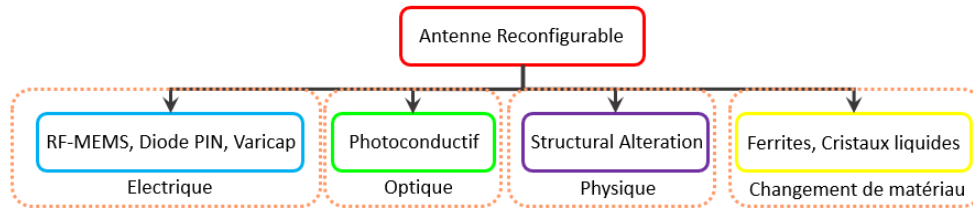


FIGURE 1.4.14 – Différentes familles de commutation servant à la reconfiguration d’une antenne. (Extrait de [104, 80])

les varicaps, les diodes PINs et les RF-MEMS (Radiofrequency Microelectromechanical Systems). Ces composants ont été utilisés avec succès respectivement dans [61, 38, 69]. Des commutateurs contrôlés optiquement ont été utilisés comme dans [59]. De manière plus générale, un commutateur affecte le comportement global de l’antenne par une redistribution des courants surfaciques comme énoncé précédemment. Cependant, des phénomènes de non linéarité, de pertes, d’isolation plus ou moins importantes doivent être pris en compte afin de concevoir un circuit de commutation efficace. Des interférences parasites liées à la source radiofréquence d’une antenne reconfigurable peuvent apparaître sur le circuit de commutation et gêner son fonctionnement normal[105]. Nous décrivons rapidement le fonctionnement de quelques commutateurs électroniques.

Les commutateurs RF-MEMS reposent sur un mouvement mécanique de contact électrique entre deux parties métalliques permettant la conduction. Ces switches ont une forte isolation et ne nécessitent que peu de puissance d’entrée. L’ordre de grandeur typique du temps de commutation est de 1-200 μs ce qui peut être long pour certaines applications. Une limitation des commutateurs RF-MEMS est qu’ils possèdent un nombre de cycles limité. Donc la durée de vie de ces composants est potentiellement courte. Pour avoir des temps de commutations plus rapides, il peut être utile d’avoir recours à des diodes PINs. Suivant la valeur de la tension d’application, la diode PIN est soit bloquée (haute valeur de résistance équivalente interne $\sim 10 - 100 \text{ k}\Omega$) ou soit passante (faible valeur de résistance équivalente interne $\sim 0 - 1\Omega$). Ces diodes ont un temps de commutation de l’ordre de 1 à 1000 ns. Généralement, les diodes PINs sont facilement contrôlables au travers d’un circuit simple de polarisation. Des applications d’antennes reconfigurables en fréquence peuvent utiliser des diodes varicaps. Une varicap nécessite une tension continue en entrée. Suivant la valeur de cette tension, la capacité équivalente interne de la varicap est inversement proportionnelle à cette tension d’application. Mais le temps de commutation type de la varicap est de l’ordre de la milliseconde (ms). Ceci n’est clairement pas envisageable pour des applications à hauts débits.

À noter que les diodes varicaps sont assez consommatrices en énergie. Les commutateurs optiques deviennent conducteurs lorsque soumis à une illumination par source lumineuse (alimentation par fibre optique par exemple). Le mouvement des électrons de la bande de valence vers la bande de conduction permet de passer d'un état « OFF » (bloqué) à un état « ON » (passant). Ces commutateurs ne nécessitent aucun circuit d'alimentation ou de polarisation externe. Cependant, il est souvent difficile d'implémenter cette technique pour des dispositifs connectés du quotidien. Le Tableau 1.2 résume les principales caractéristiques techniques des quatre principaux commutateurs électroniques et optiques décrits précédemment.

Dans la suite du travail de thèse, on se propose d'utiliser les diodes PIN pour leur rapidité de commutation et leur facilité d'intégration dans les antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement. Reste à quantifier l'efficacité des antennes reconfigurables.

1.4.3 Évaluation de la Diversité Spatiale en Rayonnement

La modulation Spatiale MIMO est fondée principalement sur la capacité de l'émetteur (antenne multiport ou antenne reconfigurable) à générer différents diagrammes de rayonnement qui peuvent ensuite être démodulés et distingués par un réseau de récepteurs[111]. On estime généralement la similitude entre les différents diagrammes grâce au calcul des facteurs de corrélation [5]. Dans la littérature internationale, la matrice des coefficients de corrélation est généralement appelée ECC (Envelope Correlation Coefficient). Pour une antenne reconfigurable, il existe deux grandes techniques de calcul de ces facteurs entre ses différents diagrammes [54] :

1. Calcul fondé sur les champs électriques rayonnés par chaque port ou émis par chacun des diagrammes.
2. Calcul fondé sur les paramètres de diffusion (paramètres S) pour le cas d'une antenne multiport.

La première méthode utilise les champs électriques rayonnés par une antenne reconfigurable [20]. On note ρ_{ij} le facteur de corrélation complexe entre le diagramme i et j . Pour avoir une bonne diversité spatiale, ce facteur doit être au maximum égal à 50%. Cette valeur est portée à 70% dans le cas d'une antenne réseau de type station de base. Le facteur de corrélation s'écrit comme :

$$\rho_{ij} = \int \mathbf{E}_i^\dagger(\Omega) \cdot \mathbf{E}_j(\Omega) d\Omega, \quad (1.4.1)$$

où $\mathbf{E}_i(\Omega)$ désigne le champ électrique rayonné en champs lointain lorsque l'antenne reconfigurable active un état i donné et \dagger l'opération de transposition-conjugaison. Afin de s'affranchir des effets de différence d'efficacité entre les diagrammes, on

	Diode Varicap	Diode PIN	RF-MEMS	Switch Optique
Activation	Tension DC	Tension DC	Tension	Laser
Fonctionnement	Capacité variable	Faible/Haute Impédance	Électromécanique	Conduction des électrons
Temps de Commutation	1 ms	1-1000 ns	1-200 μ s	10 μ s
Avantage	Ajustement Fréquentielle	Commutation Rapide	Faible Consommation	Aucun circuit électrique
Inconvénient	Variation de Capacité limitée + Pertes	Consommation d'énergie	Nombre de cycles limités	Intégration difficile

TABLE 1.2 – Caractéristiques techniques de la varicap, de la diode PIN, du switch RF-MEMS & du switch optique.

calcule généralement les facteurs de corrélation normalisés à partir de l'expression suivante :

$$\tilde{\rho}_{i,j} = \frac{\rho_{ij}}{\sqrt{\rho_{ii} \cdot \rho_{jj}}}. \quad (1.4.2)$$

La deuxième technique de calcul des facteurs de corrélation s'applique uniquement pour une antenne multiport. Pour un élément à 2 ports, [57] et ce en l'absence de pertes ohmiques, le coefficient de corrélation s'exprime en fonction des paramètres S complexes comme :

$$\tilde{\rho}_{1,2} = \frac{|S_{11}^* \cdot S_{12} + S_{21}^* \cdot S_{22}|}{\sqrt{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)}}. \quad (1.4.3)$$

On notera qu'une faible corrélation entre les diagrammes émis implique un coefficient de transmission faible. En d'autres termes, une antenne avec des ports bien isolés générera des diagrammes décorrélés.1.4.3.

Résumé du Chapitre

Afin de transmettre une donnée vers un récepteur, une première idée a consisté à utiliser une seule antenne comme émetteur. Mais cette méthode se heurte à des limitations, car le signal émis peut être sujet à des évanouissements dans le canal de propagation. Le message émis risque alors de ne pas être reçu efficacement par le récepteur. Pour augmenter la fiabilité de la transmission entre un émetteur et un récepteur, plusieurs antennes peuvent être utilisées à l'émission et à la réception. L'efficacité spectrale et la capacité du canal de propagation sont alors améliorées du fait des nombreuses antennes utilisées. La diversité spatiale, inhérente au canal de propagation, est caractérisée par les différentes combinaisons possibles entre chaque élément de l'émetteur et du récepteur. Mais, ces systèmes sont coûteux en énergie du fait de l'électronique importante de contrôle de chaque chaîne RF et présentent une complexité du traitement du signal élevé.

Pour répondre à ces limitations, la modulation spatiale MIMO permet de réduire considérablement le nombre de composants électroniques en utilisant une seule chaîne radiofréquence. Un commutateur RF permet ensuite d'activer un élément donné d'un réseau d'antennes. Chaque élément activé code pour un symbole binaire particulier. Le récepteur, qui a au préalable estimé les propriétés du canal grâce à une phase d'apprentissage des canaux émis par les différents éléments de l'émetteur, est ensuite en mesure de retrouver le symbole numérique envoyé.

Afin d'envisager l'intégration des systèmes de modulation spatiale MIMO dans des dispositifs connectés, il faut réduire la taille de l'antenne globale d'émission. Dans le projet ANR Spatial Modulation, la modulation spatiale MIMO s'appuie sur l'utilisation d'une antenne dite « re-configurable » en diagramme de rayonnement. Une seule et unique chaîne RF permet d'alimenter cette antenne. Elle est caractérisée par sa capacité à générer différents diagrammes de rayonnement. Chaque diagramme code ainsi pour un symbole binaire donné dans la constellation numérique IQ. Plus le nombre de diagrammes est important, meilleure est la diversité spatiale en rayonnement. Un nombre important de diagrammes permet de coder davantage de données numériques. La reconfiguration de l'antenne est spécifiée par un mécanisme de commutation préalablement choisi en amont de la réalisation de l'antenne. Elle permet d'impacter la réponse fondamentale de l'antenne en redistribuant électriquement les courants de surface. On se propose d'appliquer ces antennes particulières dans le cadre de la modulation spatiale MIMO ce qui est nouveau dans le domaine.

Les antennes reconfigurables sont généralement compactes et peuvent s'intégrer dans des objets connectés. Une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement consomme moins d'énergie qu'un réseau linéaire d'antennes du fait de la limitation des composants électroniques. Le principe de la reconfiguration d'une

antenne tire son origine sur celui des antennes Yagi-Uda. Des éléments parasites influent sur le fonctionnement fondamental d'un élément rayonnant. Par contrôle individuel de ces éléments parasites par des commutateurs, il est alors possible de perturber le rayonnement de l'antenne. Plusieurs exemples d'antennes reconfigurables à dipôles (ESPAR), planaires (patch) ont été donnés dans ce chapitre. Dans le cadre de la thèse, pour des raisons de facilité d'implémentation et de rapidité de commutation, on utilisera des diodes PINs. Par ailleurs, pour quantifier la diversité spatiale de rayonnement propre à la modulation spatiale, on estime le coefficient de corrélation entre les différents diagrammes de rayonnement de l'antenne reconfigurable. Ce facteur est porteur de la similitude entre deux champs rayonnés. On se propose d'exploiter le potentiel des antennes reconfigurables dans des applications de modulation spatiale MIMO pour les objets connectés en environnement indoor. Deux prototypes d'antennes reconfigurables fondés sur une structure de type méandre sont présentés dans le chapitre suivant et démontrent la faisabilité de l'approche.

Chapitre 2

Antennes méandres reconfigurables

Dans ce chapitre, nous proposons des antennes reconfigurables fondées sur une ligne méandre comme élément rayonnant pour la modulation spatiale. Elles ont été gravées sur substrat disponible dans le commerce et sont contrôlables grâce à un circuit simple de commutation électronique. La fréquence de fonctionnement de ces antennes est de 2.45GHz avec une bande passante relativement large de 200MHz. Ce chapitre débute par une présentation du principe de fonctionnement de ces antennes grâce au formalisme des impédances mutuelles. Ensuite, en considérant une ligne méandre rayonnante alimentée par une ligne de transmission en microruban, nous verrons qu'il est possible de générer différents diagrammes de rayonnement à la fréquence de fonctionnement par couplage champs proche avec des résonateurs parasites en forme de L. Des diodes PINs sont utilisées pour commuter ces derniers. La première antenne est capable de délivrer quatre diagrammes de rayonnement différents. Dans le but d'augmenter la diversité spatiale, la seconde implémentation tire également profit de la polarisation croisée entre éléments rayonnants. Ainsi l'antenne reconfigurable à polarisation croisée est constituée de deux brins méandres croisés entourés chacun par deux résonateurs parasites. Elle permet de générer 8 diagrammes différents de rayonnement. Pour ces deux antennes, le facteur de corrélation entre les différents diagrammes est calculé numériquement et mesuré expérimentalement. Pour terminer, l'antenne est testée dans une chambre réverbérante afin d'en valider sa diversité spatiale d'une part et de vérifier la capacité d'un récepteur à distinguer les différents diagrammes en milieu réverbérant.

2.1 Modèle de Dipôles Couplés

L'élément clé de la reconfiguration des diagrammes de rayonnement est le couplage mutuel existant entre l'élément rayonnant et les brins parasites. On étudie dans un premier temps une structure simple avec deux dipôles rayonnants comme

présentée sur la Figure 2.1.1(a). On note d l'espace entre ces deux éléments. Plusieurs mécanismes interviennent lorsque deux éléments rayonnants qui peuvent résonner à la même fréquence sont placés non loin l'un de l'autre. Selon [8], l'antenne **1** source de la Figure 2.1.1(a) $\textcircled{1}$ émet une onde électromagnétique dans l'espace $\textcircled{2}$. Une partie de cette onde est alors reçue par l'élément **2** $\textcircled{3}$. Une proportion de l'énergie reçue par cet élément est rétro-diffusée dans l'espace $\textcircled{4}$ et le reste de l'énergie est absorbée $\textcircled{5}$ via l'impédance caractéristique de l'élément **2**. L'onde ré-émise par l'élément rayonnant **2** est ensuite reçue en partie par l'antenne source **1** $\textcircled{6}$. Ce processus est infini tant que l'antenne **1** est alimentée par la source RF.

Ainsi le rayonnement est modifié, car le couplage mutuel modifie la répartition du courant entre les antennes **1** et **2**. Le couplage mutuel induit également un changement de l'impédance ramenée sur les ports **1** et **2**. La structure présentée sur la Figure 2.1.1(a) peut être décrite par une relation matricielle reposant sur l'écriture matricielle des impédances propres et mutuelles des 2 éléments rayonnants comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.1.1)$$

où Z_{11} (respect. Z_{22}) désigne l'impédance propre de l'élément rayonnant **1** (respect. **2**) et Z_{12} désigne l'impédance mutuelle entre les deux (la réciprocité implique que $Z_{12} = Z_{21}$). Les éléments I_1 et I_2 , d'une part, V_1 et V_2 , d'autre part représentent respectivement les courants électriques et les tensions parcourant chacun des éléments.

La Figure 2.1.1(b) montre l'impédance mutuelle Z_{21} en fonction de l'espace d normalisée par la longueur d'onde λ entre deux dipôles. Elle a été calculée à partir de l'hypothèse distribution sinusoïdale des courants[50]. Une autre manière de mettre en évidence le phénomène de couplage mutuel entre les deux éléments est de considérer le facteur de corrélation entre les deux éléments en fonction de la distance d [106]. Ici, le facteur de corrélation est déduit de l'estimation des paramètres S (Eq. 1.4.3 du chapitre 1). La Figure 2.1.1(c) montre le facteur de corrélation $\tilde{\rho}$ en fonction de la distance d entre les éléments. On observe qu'il décroît rapidement avec d . Pour des distances inférieures à $\lambda/2$, la corrélation entre les champs électriques émis par les deux éléments est élevée, car dans cette configuration, l'impédance mutuelle est forte. À l'inverse, lorsque $d > \lambda/2$, le facteur de corrélation est inférieur à 5% car l'impédance mutuelle entre les brins est alors relativement faible.

Pour contrôler le couplage mutuel entre les éléments sans avoir à varier leur espacement, il est possible de contrôler électroniquement l'impédance de charge d'un élément dit « parasite » placé au voisinage d'un élément rayonnant. Soit alors la configuration donnée sur la Figure 2.1.2(a) qui est composée d'un dipôle source et d'un élément parasite contrôlable. En introduisant l'impédance de charge Z_G

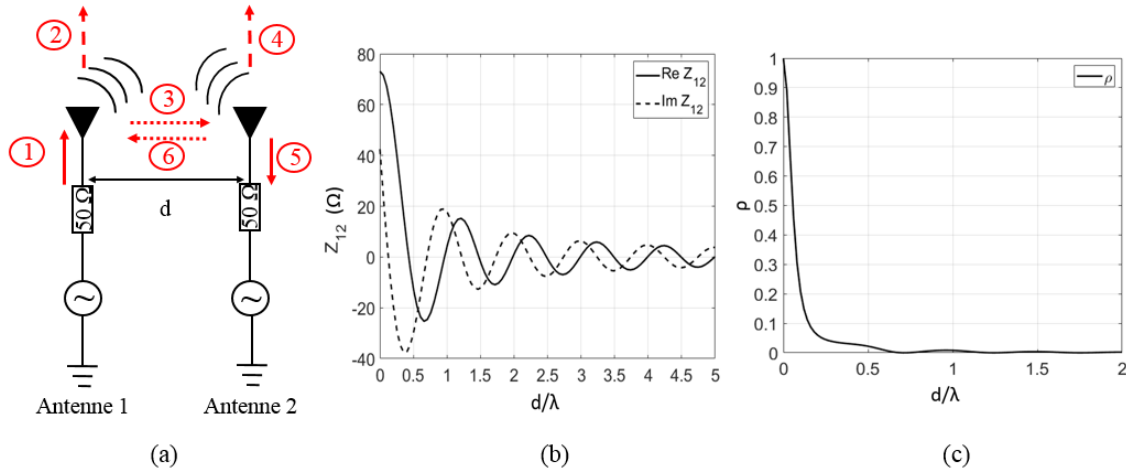


FIGURE 2.1.1 – (a) Illustration du couplage mutuel entre deux éléments rayonnants. (b) Impédance mutuelle Z_{21} entre 2 dipôles en fonction de leur espacement. (c) Coefficient de corrélation $\tilde{\rho}$ des diagrammes de rayonnement en fonction de l’espace entre les éléments.

de l’élément rayonnant (ici égal à 50Ω) et Z_L celle du brin parasite, les courants I_1 et I_2 sont alors solutions de la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Z_G & 0 \\ 0 & Z_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Z}_{P,M} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.1.2)$$

où $\mathbf{Z}_{P,M}$ est la matrice d’impédances propres et mutuelles qui est de dimension 2×2 :

$$\mathbf{Z}_{P,M} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.1.3)$$

La tension V_S est la tension d’excitation de la source. L’inversion de la relation (2.1.2) permet de déduire les courants I_1 et I_2 . La connaissance de ces derniers permet de calculer le diagramme de rayonnement. Pour une impédance de charge nulle $Z_L = 0$, le diagramme de rayonnement est directif et orienté vers le dipôle source 2.1.2(b). En revanche, si elle est infinie $Z_L = \infty$, alors le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel, car l’élément parasite n’interagit quasiment pas avec le dipôle source (l’élément parasite ne résonne alors plus à une fréquence voisine de celle de la source). Nous venons de voir qu’il est possible de perturber le diagramme d’un dipôle en contrôlant d’impédance de charge d’un élément parasite placé dans son environnement direct. Dans la suite de ce chapitre, on utilisera ce principe pour concevoir nos antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement.

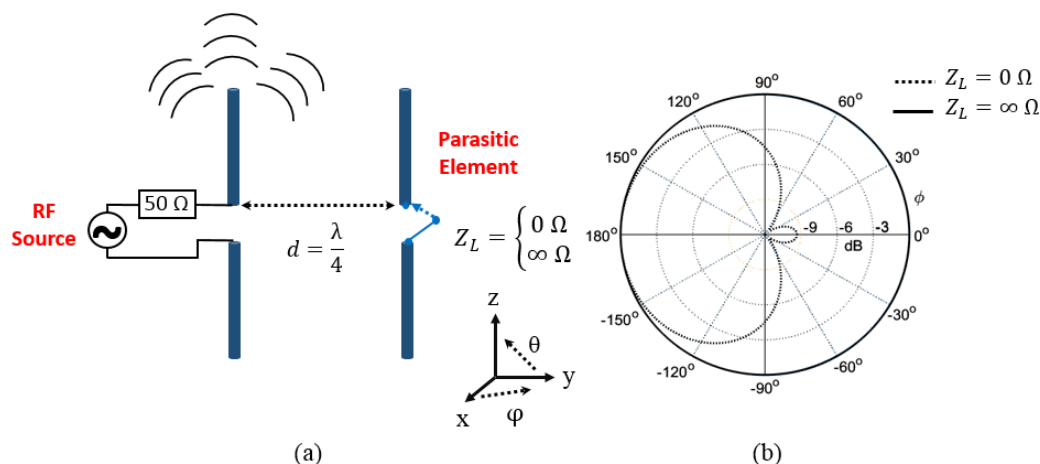


FIGURE 2.1.2 – (a) Schéma équivalent pour décrire le couplage mutuel entre un dipôle source et un élément parasite. (b) Diagrammes de rayonnement de l’antenne reconfigurable pour le cas d’une impédance de charge nulle et infinie sur l’élément parasite.

2.2 Méandre Rayonnant Reconfigurable

Pour réaliser une telle antenne reconfigurable, il faut d’abord faire le choix de l’élément rayonnant. Dans ce cadre, les antennes méandres sont souvent utilisées pour obtenir des antennes relativement compactes[79]. La compacité est importante afin de permettre leur intégration dans de petits dispositifs connectés. Un méandre est un dipôle replié. Ses courbures successives lui permettent d’avoir une taille électrique plus petite qu’un dipôle $\lambda/2$ tout en rayonnant à la même fréquence de résonance[118]. La fréquence de résonance du méandre est approximativement fixée par sa longueur électrique équivalente verticale[92]. Ces structures sont souvent employées pour des applications liées la RFID (Radio-Frequency Identification)[2, 91].

2.2.1 Antenne de Référence étudiée : Design et Caractérisation

Avant de réaliser une antenne reconfigurable, il est important de caractériser l’élément rayonnant seul. On considère la structure présentée sur la Figure 2.2.1(a). Elle consiste en un méandre alimenté par une source RF via une ligne microruban. Cette antenne est imprimée sur un substrat à faible coût FR4 dont les paramètres diélectriques à 2GHz sont les suivants : $\epsilon_r = 4.3$ et $\tan(\delta) = 0.02$. La largeur de la ligne microruban a été fixée à 1.5mm de manière à avoir une impédance caractéristique de 50Ω . L’antenne considérée mesure 10cm par 10 cm. La simulation

numérique de cette antenne est faite à l'aide d'un logiciel commercial (CST Microwave Studio®) utilisant sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (Finite Difference Time Domain : FDTD) dont la méthode est brièvement décrite en Annexe 6.4.3. La caractérisation expérimentale de l'antenne se fait au sein d'une chambre semi-anéchoïque construite sur le site de l'Institut Langevin (illustration sur la Figure 2.2.1(b)). L'antenne sous test est placée sur un moteur rotatif. Un analyseur de réseaux (VNA) est utilisé pour mesurer les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} . Le coefficient de transmission S_{21} est mesuré entre l'antenne sous test (l'antenne méandre) et une antenne cornet Vivaldi large bande placée à plus d'un mètre de l'antenne sous test afin de respecter les conditions de champ lointain. Le dispositif n'étant pas calibré, seule une mesure relative du diagramme de rayonnement de l'antenne méandre est possible. L'antenne sous test et l'antenne cornet sont polarisés verticalement.

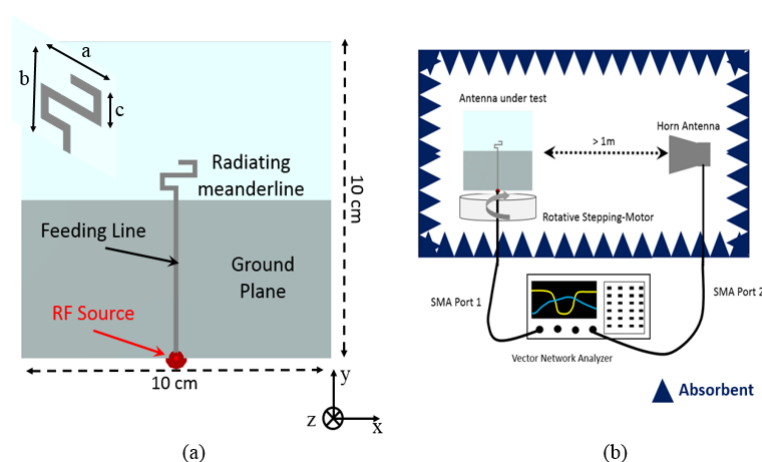


FIGURE 2.2.1 – (a) Antenne méandre de référence. Les dimensions caractéristiques sont visibles sur l'agrandissement ($a = 12$ mm, $b = 12$ mm et $c = 5$ mm). (b) Schéma du banc de mesure de l'antenne sous test en chambre semi-anéchoïque.

L'antenne méandre a été dimensionnée pour résonner à la fréquence de 2.45GHz. La Figure 2.2.2(a) montre le montage expérimentale de test de l'antenne de référence. Sur cette Figure en (b), les coefficients de réflexion S_{11} obtenus par simulation et expérimentalement sont comparés. On constate que l'antenne est adaptée à 2.45 GHz ($S_{11} \approx -25$ dB) en simulation et en mesure. Ce coefficient est inférieur à -10dB ce qui montre que l'antenne peut rayonner efficacement à cette fréquence. De plus, une large bande passante est obtenue (plus de 500 MHz). Un bon accord Simulation/Mesure est obtenu quant aux diagrammes de rayonnement polaires simulés et mesurés. Ils sont représentés sur la Figure 2.2.2(c). Le diagramme de

rayonnement 3D obtenu par simulation est en médaillon de la Figure 2.2.2(b). Le rayonnement n'est pas tout à fait omnidirectionnel. En effet, il est légèrement en forme de « lobes d'oreilles ». Cette allure peut s'expliquer par la géométrie du méandre et par la répartition de ses courants de surface. Le gain simulé est de 2dB à 2.45GHz.

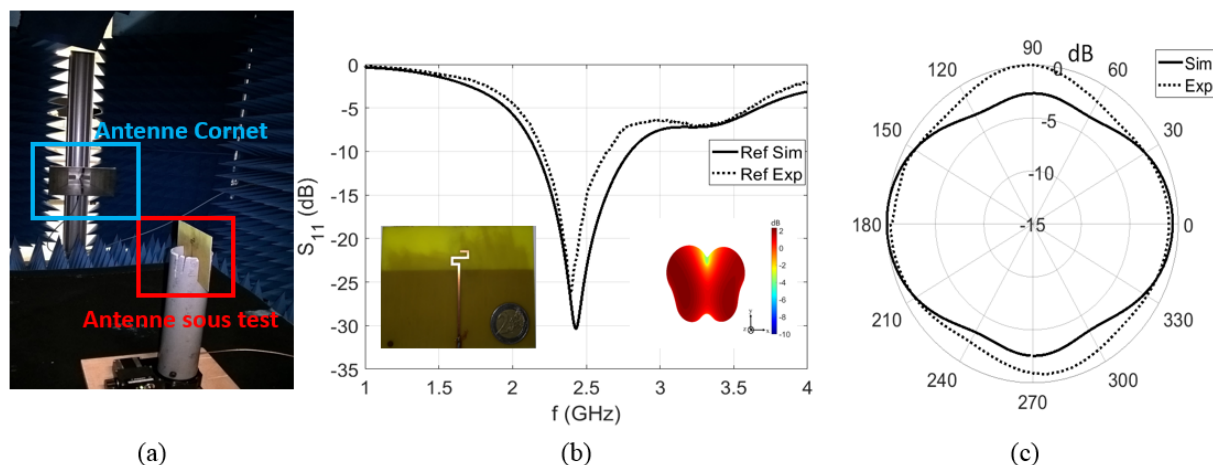


FIGURE 2.2.2 – (a) Photographie de l'antenne à méandre positionnée dans la chambre anéchoïque. (b) Coefficient de réflexion S_{11} simulé numériquement et mesuré expérimentalement. Inserts : Photographie de l'antenne et diagramme de rayonnement simulé. (c) Diagramme de rayonnement simulé et mesuré à 2.45 GHz dans le plan H.

Nous venons de caractériser l'antenne de référence. Pour perturber sa réponse fondamentale et générer des nouveaux états de rayonnement, on ajoute des résonateurs parasites, contrôlés électroniquement par des diodes PIN.

2.2.2 Antenne Méandre Reconfigurable

Pour avoir de la diversité spatiale en rayonnement de l'antenne reconfigurable, des résonateurs dits « parasites » en forme de L sont placés dans le voisinage direct du méandre rayonnant.

2.2.2.1 Présentation de l'antenne méandre reconfigurable

La Figure 2.2.3 montre l'antenne reconfigurable avec les deux résonateurs parasites. Une forme en L a été considérée afin de garder des dimensions relativement petites. Ces résonateurs sont imprimés sur la face inférieure du substrat et sont contrôlés par des diodes PINs insérées entre leurs terminaisons et le plan de masse.

Deux lignes de tension continue DC permettent de polariser les diodes PINs. Toutes les dimensions de l'antenne ont été ajustées de manière à avoir une surface utile de rayonnement relativement petite et compacte ($\frac{\lambda}{5} \times \frac{\lambda}{5}$) à la fréquence de 2.45 GHz.

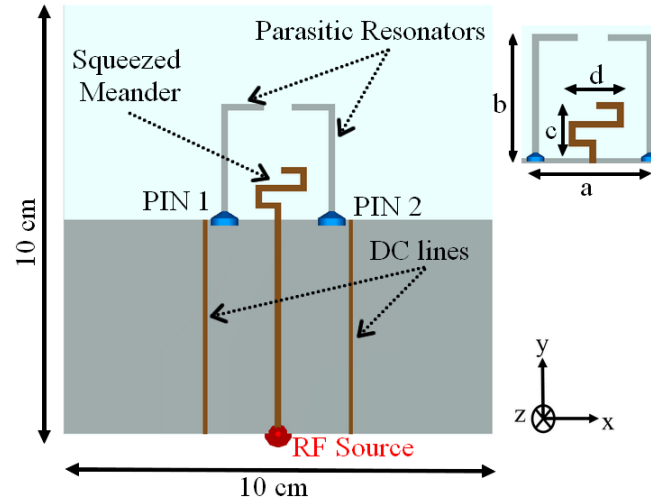


FIGURE 2.2.3 – (a) Schéma de simulation de l'antenne méandre reconfigurable. Les dimensions caractéristiques sont visibles sur l'agrandissement ($a=22$ mm, $b = 25$ mm, $c = 12$ mm & $d = 12$ mm).

2.2.2.2 Choix optimal des impédances de charges des résonateurs parasites

On étudie à présent l'influence des impédances de charges des résonateurs parasites sur l'adaptation en impédance de l'antenne reconfigurable. À cette fin, nous utilisons le même formalisme que celui utilisé dans la section 2.1 du présent chapitre. Cependant, ici, la matrice d'impédances propres et mutuelles est calculée à partir de l'estimation de la matrice de paramètres S obtenue par la simulation numérique du système présenté sur la Figure 2.2.4(a). L'impédance ramenée Z_{in} sur le port **1** pour différentes charges sur les ports **2** et **3** est alors simplement solution du système de trois équations qui s'écrit sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} Z_{in} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{C1} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Z}_{P,M} \begin{bmatrix} 1 \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (2.2.1)$$

où les indices 1,2 représentent respectivement les indices des 2 brins parasites. Les impédances Z_{C1} et Z_{C2} sont les impédances de charge des brins parasites. Cette équation est simplement obtenue en considérant que l'impédance ramenée est la

tension sur le port d'alimentation lorsque le courant le traversant est égal à 1 ampère (1A). Le coefficient de réflexion S_{11} se déduit aisément de l'impédance par la relation suivante :

$$S_{11} = 20 \log_{10} \left(\left| \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \right| \right) \quad (2.2.2)$$

La Figure 2.2.5(a) et (b) montre respectivement le coefficient de réflexion S_{11}

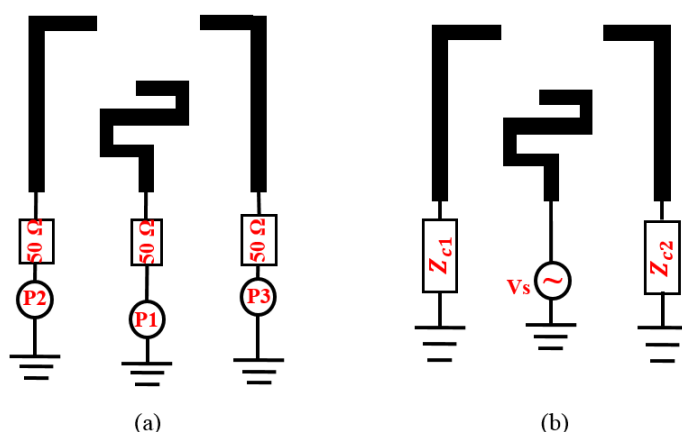


FIGURE 2.2.4 – Modèle avec impédances de charge Z_{c1} et Z_{c2} placées aux terminaisons des résonateurs parasites. Ce modèle permet de calculer analytiquement l'adaptation en impédance (coefficient de réflexion S_{11}) de l'antenne reconfigurable en fonction de ces impédances de charge.

en fonction des parties réelles et imaginaires de Z_{C1} et Z_{C2} . Dans un premier temps, dans le cas des impédances de charge purement réelles (Fig. 2.2.5(a)), on observe qu'une valeur nulle des deux charges génère un fort niveau de réflexion ($S_{11} \approx -4dB$). Pour cette valeur, l'antenne n'est donc pas adaptée et ne rayonnera pas de manière efficace. En revanche, pour des charges réelles qui tendent vers l'infini, le coefficient de réflexion diminue et l'antenne devient adaptée en impédance ($S_{11} \approx -11dB$). On observe par ailleurs que pour une charge quasi nulle de Z_{C1} et une charge quasi infinie sur Z_{C2} , alors la condition d'adaptation de l'antenne est respectée ($S_{11} \approx -12dB$). Grâce à la symétrie de l'antenne reconfigurable, le cas réciproque est identique. Dans le cas d'impédances de charges purement imaginaires (Figure 2.2.5(b)), on observe une large plage possible de valeurs d'impédances (Z_{C1}, Z_{C2}) pour laquelle l'antenne présente une bonne adaptation en impédance. Cependant, il peut être difficile d'implémenter un commutateur générant des impédances réactives pour contrôler les résonateurs parasites. En conclusion, on observe que sur les 4 états possibles, seuls 3 rayonnent de manière satisfaisante.

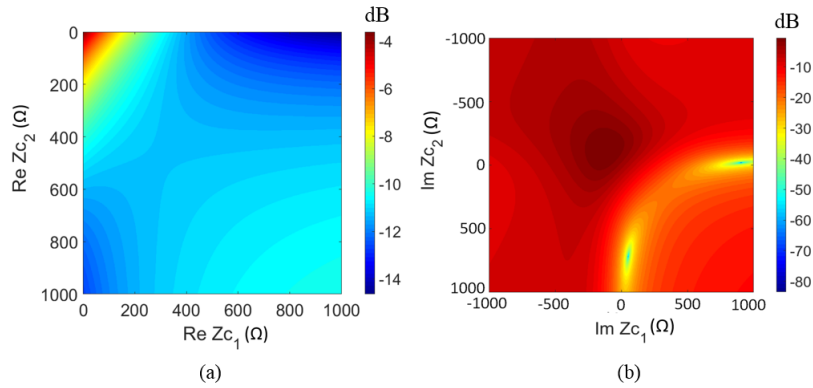


FIGURE 2.2.5 – Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ en fonction des charges Z_{C1} et Z_{C2} des brins parasites. (a) Charges purement réelles. (b) Charges purement imaginaires.

2.2.2.3 Dispositif de commutation

Pour des raisons de simplicité d'utilisation et de rapidité, on utilise des diodes PINs pour contrôler de manière individuelle les résonateurs parasites. Ces diodes PINs permettent de délivrer des impédances de charges différentes en fonction de leur activation. Elles se contrôlent facilement au moyen d'une tension continue. Une diode PIN a deux états de fonctionnement saturés : ON (mode passant) & OFF (mode bloqué). Le mode ON permet à la diode PIN d'avoir une résistance équivalente interne faible. En revanche, elle devient élevée dans le mode OFF. La Figure 2.2.6(a) montre les schémas équivalents de la diode PIN pour ces deux modes d'activation. Pour le mode ON, la résistance équivalente est de l'ordre de 2Ω alors que pour le mode OFF, elle est de l'ordre de $3k\Omega$. Ces valeurs sont extraites à partir de la notice technique de la diode PIN utilisée. Le circuit électronique représenté sur la Figure 2.2.6(b) est utilisé pour commander la diode PIN. La résistance de 180Ω permet de polariser la diode PIN et de limiter le courant la traversant. L'inductance de $33nH$ (choke self, en anglais) permet d'éviter la présence de composantes radiofréquences dans la ligne de tension continue DC de commande 0/5V. L'antenne méandre reconfigurable possède deux diodes PINs. Elle est donc capable d'avoir $2^2 = 4$ états de rayonnement possibles en fonction de l'état d'activation des deux diodes PINs. Ces quatre états sont rassemblés dans le Tableau 2.1.

2.2.2.4 Étude de l'adaptation d'impédance

L'antenne méandre reconfigurable a donc été réalisée comme montré sur la Figure 2.2.7(a). Un module Arduino est utilisé pour piloter l'état des diodes PINs.

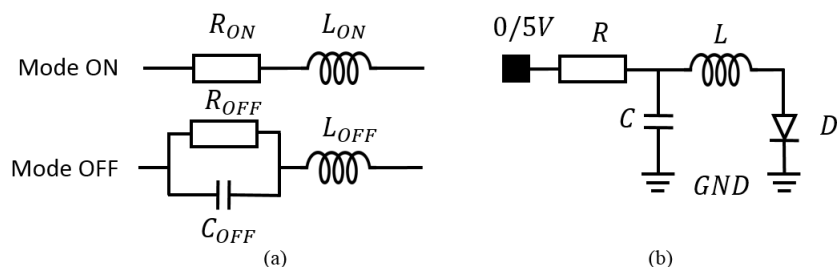


FIGURE 2.2.6 – (a) Schéma équivalent de la diode PIN en mode ON et OFF où $L_{ON} = 0.6nH$, $R_{ON} = 2.1\Omega$ et $L_{OFF} = 0.6nH$, $C_{OFF} = 0.17pF$, $R_{OFF} = 3k\Omega$. Ces valeurs sont extraites de la fiche technique de la diode. (b) Circuit d'alimentation DC pour piloter la diode PIN avec $R = 180\Omega$, $C = 120pF$ et $L = 33nH$.

État	Diode PIN 1	Diode PIN 2
1	0	0
2	0	1
3	1	0
4	1	1

TABLE 2.1 – Table des différents états de rayonnement de l'antenne reconfigurable en fonction de l'activation des deux diodes PINs 1 et 2 de la Figure 2.2.3(0 : Mode OFF, 1 : Mode ON).

Ce module est connecté à un ordinateur de contrôle via un port USB. Le coefficient de réflexion S_{11} est présenté sur la Figure 2.2.7(b) pour les 4 différents états de l'antenne reconfigurable en simulation et en mesure. Tout d'abord, on constate une bonne correspondance entre les simulations numériques et les mesures expérimentales. En condition expérimentale et en simulation, on retrouve les mêmes fréquences de résonances et globalement le même niveau de réflexion. Tous les états sont bien adaptés en impédance ($S_{11} < -10dB$) sauf l'état 4. Pour cet état particulier, le coefficient de réflexion est de l'ordre de $-4dB$ en simulation et en mesure à $2.45GHz$. Les deux diodes PIN sont en mode passants pour l'état 4. Elles ont donc des résistances équivalentes faibles et connectent les résonateurs parasites au plan de masse en même temps. Ces derniers se comportent alors comme des réflecteurs. Les résonateurs parasites connectés au plan de masse empêchent l'onde électromagnétique émise par le méandre de rayonner efficacement. D'où la forte réflexion observée sur la ligne microruban d'alimentation RF du méandre. Cette observation est en adéquation totale avec le modèle analytique précédemment décrit. Des impédances des charges qui tendent vers zéro conduisent à la désadaptation en impédance de l'antenne complète. Les autres états de l'antenne ont des niveaux de réflexion tels qu'ils autorisent un rayonnement efficace à $2.45GHz$ avec une bande passante de l'ordre de $300 MHz$ environ.

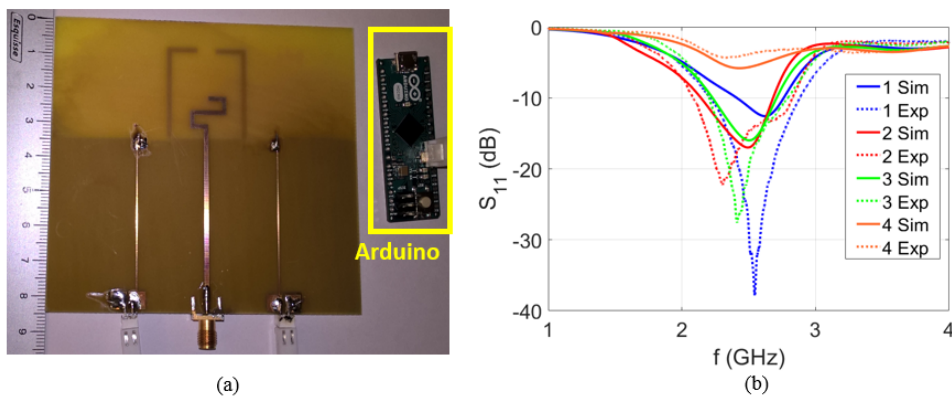


FIGURE 2.2.7 – (a) Photographie de l'antenne méandre reconfigurable réalisée. Un microcontrôleur Arduino est utilisé pour commander les diodes PINs de l'antenne reconfigurable. (b) Coefficient de réflexion S_{11} pour les 4 états de l'antenne méandre reconfigurable. Les résultats de simulation sont en traits continus et les mesures expérimentales sont en pointillées.

2.2.2.5 Rayonnement et Diversité spatiale

Les 4 diagrammes de rayonnement de l'antenne reconfigurable à 2.45GHz qui sont représentés sur la Figure 2.2.8 ont été obtenus par simulation. Lorsque les diodes PIN sont dans le même état (état 1 et 4), un rayonnement quasi symétrique à deux « lobes d'oreilles » est observé. Lorsque l'une des diodes PIN (état 2 ou 3) est dans l'état passant et l'autre dans l'état bloqué, alors le rayonnement devient plus directif avec une différence de 2 à 3dB. Les résultats de simulation cor-

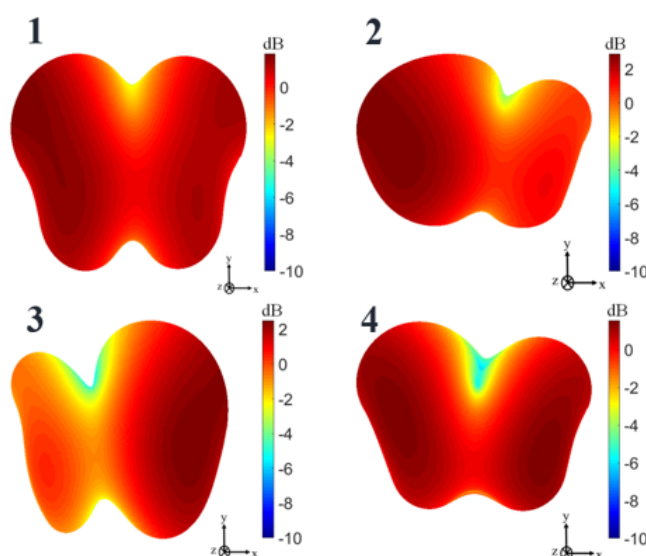


FIGURE 2.2.8 – Simulation numérique des 4 diagrammes de rayonnement en gain à la fréquence de 2.45GHz.

respondent bien aux mesures expérimentales dans le plan H (Figure 2.2.9). Même si les deux lobes pour les états 2 et 3 sont très bien observés, la directivité est accrue dans le cas expérimental. L'origine de cette différence est probablement liée à la simulation qui ne prend que partiellement en compte, le système de commutation à diodes PIN. Les principaux paramètres fondamentaux obtenus par simulation sont reportés dans la Table 2.2. Le gain oscille entre 1.5 et 3 dB. L'efficacité de rayonnement varie entre -1.19dB (meilleur cas : État 1) et -1.61dB (pire cas : État 4). L'inefficacité de rayonnement de l'état 4 s'explique par la forte réflexion observée précédemment. L'antenne méandre reconfigurable présente donc 3 états de rayonnement efficace. Nous venons d'obtenir une antenne reconfigurable à quatre diagrammes de rayonnement à la fréquence de 2.45GHz. On se propose à présent d'estimer numériquement et expérimentalement la similitude entre ces différents diagrammes par le calcul des facteurs de corrélation.

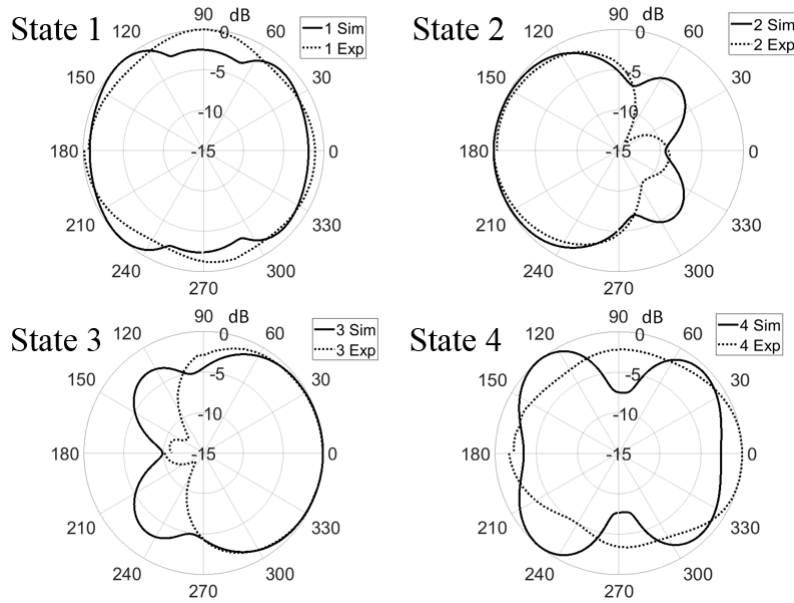


FIGURE 2.2.9 – Diagrammes de rayonnement, simulés et mesurés, tracés en représentation polaire, des 4 états de l’antenne reconfigurable. Les diagrammes de simulation numérique sont en traits pleins alors que ceux mesurés expérimentalement sont en pointillés.

État	$S_{11}(dB)$	Gain (dB)	$\eta(dB)$
1	-10.52	1.83	-1.19
2	-16.68	2.91	-1.23
3	-15.53	2.51	-1.25
4	-5.79	1.56	-1.61

TABLE 2.2 – Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$, gain et efficacité de rayonnement $\eta(dB)$ à 2.45 GHz pour chacun des 4 états de l’antenne à méandre reconfigurable. Ces valeurs ont été obtenues à partir de la simulation sous CST.

2.2.3 Estimation de la Diversité spatiale à partir des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés

La diversité spatiale est un élément clé de la Modulation Spatiale MIMO pour les objets connectés. Ainsi, comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, il est important d'évaluer le facteur de corrélation. Numériquement, il se calcule simplement par intégration numérique des composantes azimutales et d'élévation du champ électrique lointain comme :

$$\tilde{\rho}_{i,j}^{sim} = \frac{\int (E_i^\theta \cdot E_j^{\theta*} + E_i^\varphi \cdot E_j^{\varphi*}) d\Omega}{\sqrt{\int (|E_i^\theta|^2 + |E_i^\varphi|^2) d\Omega \cdot \int (|E_j^\theta|^2 + |E_j^\varphi|^2) d\Omega}} \quad (2.2.3)$$

Expérimentalement, nous déduisons le facteur de corrélation $\tilde{\rho}_{i,j}^{exp}$ entre les diagrammes i et j à partir des mesures des coefficients de transmission S_{21} entre l'antenne sous test et l'antenne cornet dans la chambre anéchoïque pour différents angles θ_k compris entre 0 et 2π . L'expression de mesure expérimentale des facteurs de corrélation est alors donnée par :

$$\tilde{\rho}_{i,j}^{exp} = \frac{\sum_k S_{21}^i(\theta_k) \cdot S_{21}^{j*}(\theta_k)}{\sqrt{\sum_k |S_{21}^i(\theta_k)|^2 \cdot \sum_k |S_{21}^j(\theta_k)|^2}}. \quad (2.2.4)$$

Les Figures 2.2.10(a) et (b) montrent respectivement les facteurs de corrélation simulés et mesurés à la fréquence de 2.45 GHz. On observe bien que les coefficients de corrélation les plus faibles sont obtenus entre les états 2 et 3, où les lobes de rayonnement ont des directions opposées. La valeur plus faible obtenue en mesure (12%) qu'en simulation (30%) vient du caractère plus directif des lobes dans le cas expérimental (voir la Figure 2.2.9). Les corrélations les plus élevées (~84%) sont obtenues entre les états 1 et 4, car ils présentent un rayonnement à deux « lobes d'oreilles » quasiment identiques. Nous venons d'obtenir une antenne reconfigurable à quatre diagrammes de rayonnement avec une faible corrélation pour les états à lobes opposés. Pour les applications de Modulation spatiale, il est intéressant d'avoir une antenne reconfigurable avec le maximum de diagrammes décorrélés, car cela permet de coder plus de données binaires numériques. Pour se faire, on se propose de réaliser une antenne reconfigurable à polarisation croisée s'inspirant de la géométrie de l'antenne méandre décrite précédemment et pouvant générer jusqu'à 8 diagrammes de rayonnement différents.

2.3 Antenne à 2 Ports : Polarisation Croisée

Pour augmenter le nombre de diagrammes, nous proposons d'assembler 2 antennes à méandre reconfigurables de manière à ce qu'elles rayonnent orthogona-

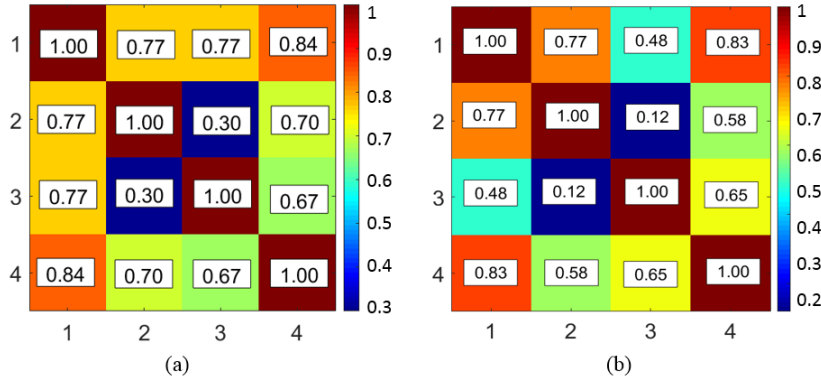


FIGURE 2.2.10 – Module du facteur de corrélation calculé numériquement (a) et expérimentalement (b). Par simulation, le calcul est effectué dans le domaine 3D alors que dans la mesure, il est intégré sur le plan 2D orthogonal au plan de l’antenne méandre reconfigurable.

lement. Ce dispositif présente ainsi 2 ports d’excitation radiofréquences RF. La reconfigurabilité sera obtenue d’une part par la commutation sur les diodes PIN de chaque antenne méandre et d’autre part par un commutateur à état solide entre les 2 ports RF.

2.3.1 Conception de l’antenne à polarisation croisée

Comme pour la précédente antenne, il est important de définir l’antenne de référence pour implémenter l’antenne reconfigurable à polarisation croisée. L’antenne à polarisation croisée de référence est la combinaison de deux lignes méandres orthogonales comme montré sur la Figure 2.3.1. Les lignes méandres sont imprimées sur la face supérieure de l’antenne. Le plan de masse est sur la face inférieure de l’antenne dans lequel des fentes y ont été imprimées aux extrémités afin d’augmenter l’isolation entre les deux ports RF. Ces fentes forment un EBG (Electromagnetic Band Gap) [63]. Ces structures ont la capacité de stopper l’onde électromagnétique dans une certaine bande de fréquence qui dépend de la géométrie et la dimension des fentes. Ici, la longueur des fentes est de 28 mm. Pour évaluer la performance des fentes en termes de découplage entre les voies, nous avons effectué deux simulations numériques avec et sans ces fentes. Le Tableau 2.3 montre le coefficient de transmission S_{21} entre les 2 ports qui traduit le couplage mutuel à la fréquence de 2.45 GHz. La transmission est réduite de plus de 5 dB entre les deux ports en de EBG. L’antenne de référence a été simulée numériquement. On observe sur la Figure 2.3.2(a) une bonne adaptation en impédance pour les 2 ports à 2.45GHz (S_{11} & $S_{22} \approx -13$ dB). Comme pour l’antenne monoport méandre de référence, les

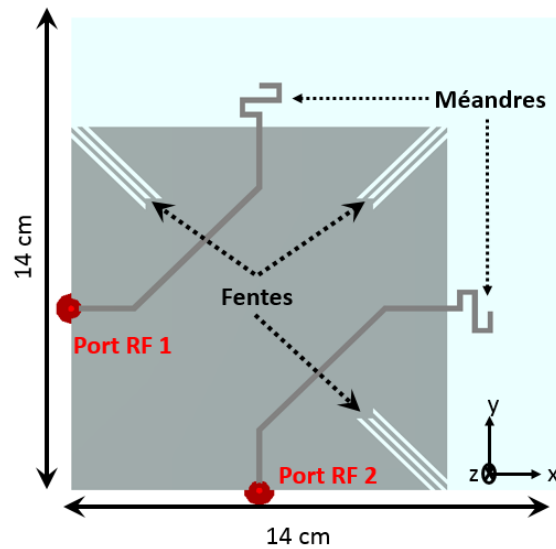


FIGURE 2.3.1 – Illustration de l’antenne à polarisation croisée de référence. Aux extrémités du plan de masse sont présentes des fentes qui permettent de diminuer le couplage mutuel entre les deux ports RF de l’antenne.

@2.45 GHz	Sans fentes	Avec fentes
$S_{21}(dB)$	-15.37	-20.90

TABLE 2.3 – Coefficients de transmission $S_{21}(dB)$ donnés à 2.45GHz entre les deux ports RF de l’antenne avec et sans fentes.

2 diagrammes de rayonnement (voir Figure 2.3.2(b) et (c)) présentent 2 « lobes d'oreilles ». Le gain est de l'ordre de 2.5 dB pour les deux ports. Pour générer de la

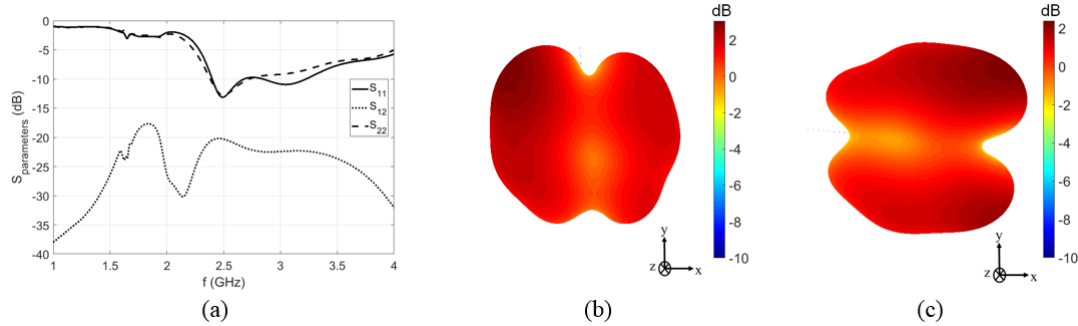


FIGURE 2.3.2 – (a) Simulation des coefficients de réflexion S_{11}, S_{22} et de transmission S_{21} de l’antenne à polarisation croisée de référence. (b)-(c) Diagrammes de rayonnement simulés en gain de l’antenne à polarisation croisée de référence pour les ports 1 et 2 respectivement à 2.45 GHz.

diversité spatiale, comme précédemment, nous ajoutons des résonateurs parasites autour des méandres rayonnants.

2.3.2 Étude de l’adaptation d’impédance

Pour perturber le diagramme de référence de chacun des deux méandres rayonnants, deux résonateurs en forme de L sont ajoutés sur la face inférieure de l’antenne s’inspirant du prototype de l’antenne méandre reconfigurable à port unique. La structure est celle présentée sur la Figure 2.3.3 qui a les mêmes dimensions que l’antenne de référence à polarisation croisée ($14\text{cm} \times 14\text{cm}$). Elle est également gravée sur le même substrat FR4. Pour un port donné de l’antenne, deux diodes PINs contrôlent l’état des deux résonateurs parasites. Cette antenne, qui a deux voies RF et possède donc 4 diodes PINs est susceptible de générer jusqu’à $2 \times 2^4 = 32$ états possible. Cependant parmi ces états, plus de la moitié n’ont pas d’influence directe sur les diagrammes de rayonnement. C’est le cas par exemple si les diodes PIN du port 1 sont commutées alors que le port 2 est alimenté. Ainsi, seulement les 8 états présentés dans la table 2.4 modifient de manière significative le rayonnement global de l’antenne. L’antenne à polarisation croisée réalisée est montrée sur la Figure 2.3.4(a). Les coefficients de réflexion pour les ports 1 et 2 obtenus par simulation et expérimentalement sont présentés sur la Figure 2.3.4(b) et (c) respectivement. On observe une bonne correspondance entre les simulations et les mesures expérimentales. Globalement, tous les états de l’antenne reconfigurable

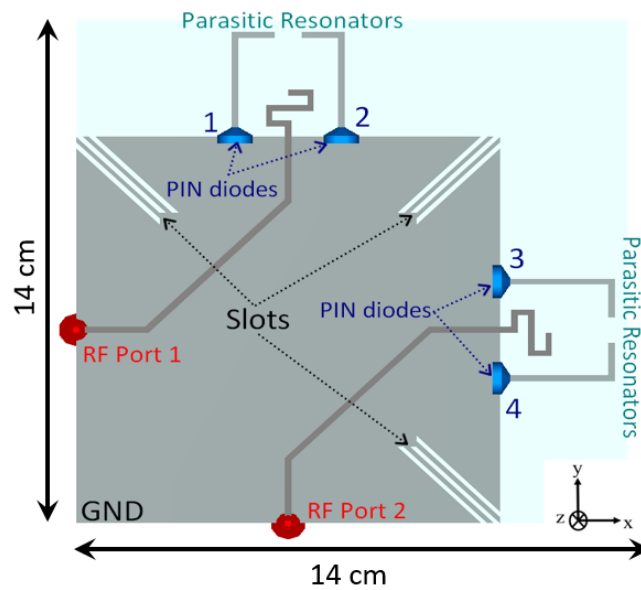


FIGURE 2.3.3 – (a) Illustration de l’antenne à polarisation croisée reconfigurable.

Port RF	Diode PIN	États de la diode PIN			
		1	2	3	4
1	1	0	0	1	1
	2	0	1	0	1
2	3	0	0	1	1
	4	0	1	0	1

TABLE 2.4 – Table de vérité des 8 différents états de l’antenne à polarisation croisée en fonction de l’activation du Port RF et des diodes PINs (0 = Mode OFF, 1 = Mode ON). À noter qu’un switch RF permet de commuter entre les deux ports RF de l’antenne à polarisation croisée.

à polarisation croisée présentent des niveaux de réflexion largement inférieurs à -10dB dans une large bande de fréquence allant de 2.3GHz à 2.6 GHz sauf pour l'état 4 des ports 1 et 2. Dans l'état 4 des deux ports, le niveau de réflexion est de l'ordre de -5dB à la fois en simulation et en mesure à 2.45GHz. En effet, comme déjà vu pour le cas de l'antenne monoport reconfigurable, l'état 4 est celui dans lequel les 2 résonateurs en L agissent comme réflecteurs qui empêchent l'onde de rayonner efficacement. Ainsi, l'antenne à polarisation croisée présente 6 états pour lesquels le rayonnement est efficace. On se propose de visualiser à présent les

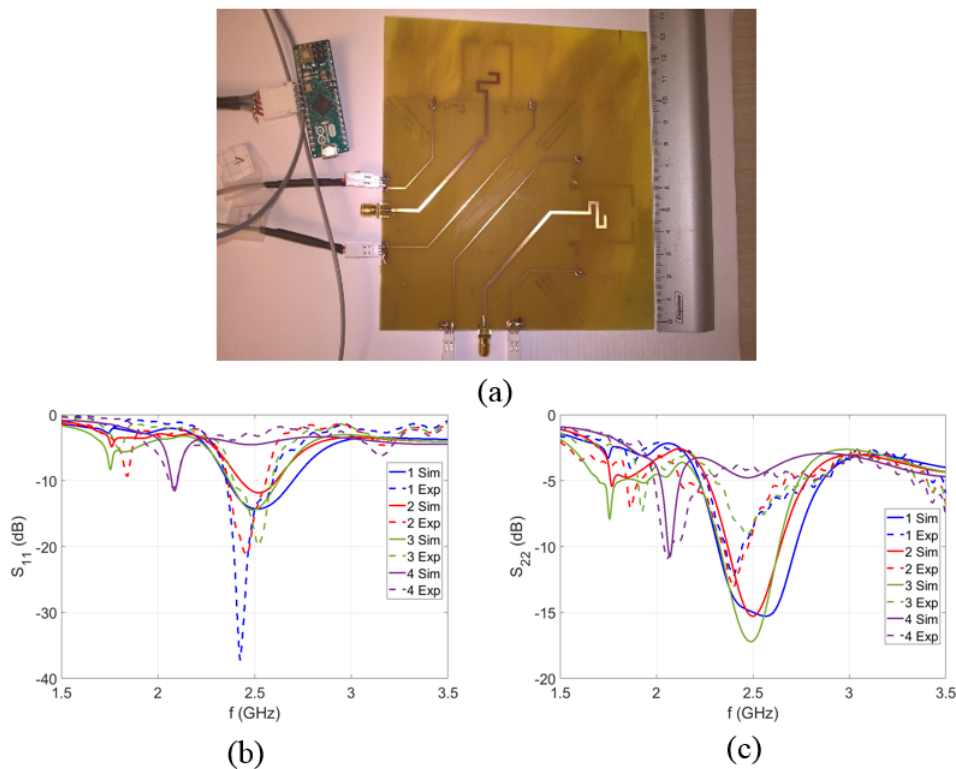


FIGURE 2.3.4 – (a) Antenne reconfigurable à polarisation croisée réalisée. Un commutateur RF, non montré sur cette Figure, permet de commuter entre les ports. (b) Coefficient de réflexion S_{11} . (c) Coefficient de réflexion S_{22} . Les courbes issues de la simulation numérique sont en traits pleins alors que celles mesurées expérimentalement sont en lignes discontinues.

diagrammes de rayonnement pour les 8 états de l'antenne à polarisation croisée.

2.3.3 Évaluation de la diversité spatiale

2.3.3.1 Diagrammes

Les diagrammes de rayonnement obtenus par simulation à 2.45GHz sont présentés sur la Figure 2.3.5. Pour un port donné de l'antenne, les diagrammes ressemblent fortement à ceux de l'antenne méandre monoport (voir Figure 2.2.8). Du fait de l'orthogonalité entre les deux lignes méandres rayonnantes, les diagrammes émis par ces deux ports sont orthogonaux. Expérimentalement, on caractérise le

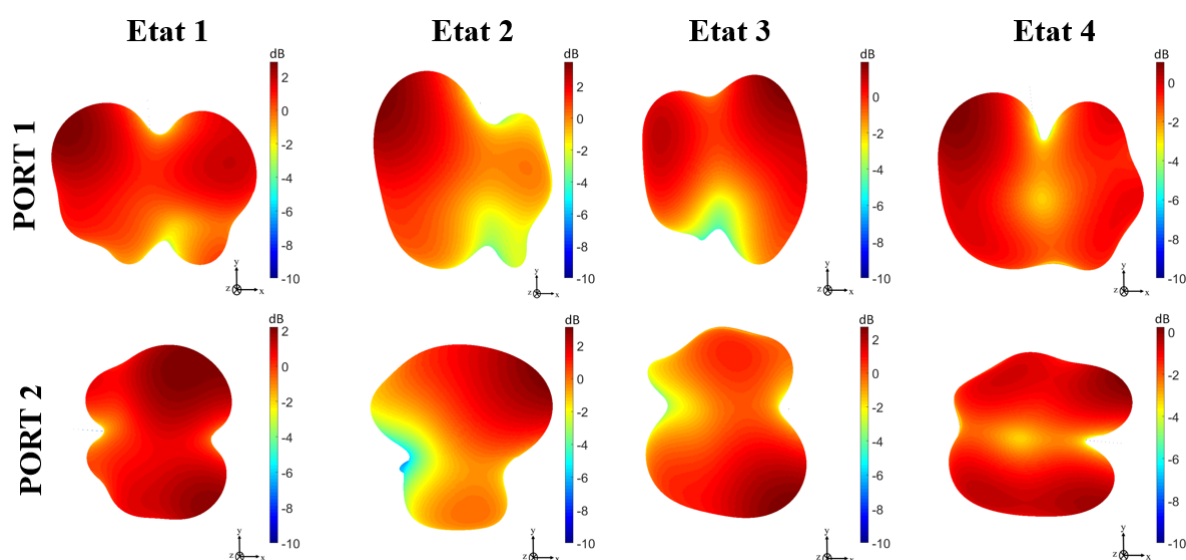


FIGURE 2.3.5 – Les 8 diagrammes de rayonnement simulés à 2.45 GHz pour les 8 états de l'antenne méandre à polarisation croisée.

diagramme de rayonnement de l'antenne méandre à polarisation dans le plan contenant son champ électrique E (plan xOy de la Figure 2.3.3) c.-à-d. le plan du substrat. Ce plan est celui qui est porteur de la diversité spatiale. Pour les 8 états de l'antenne, on observe sur la Figure 2.3.6 un bon accord entre la simulation et l'expérience. Comme pour l'antenne monoport, les paramètres fondamentaux de l'antenne sont rassemblés sur la table 2.5. Les gains les plus faibles sont ceux des états 4 des Ports 1 et 2 avec 1.04dB et 0.24 dB respectivement. Nous avons vu que ces états ne sont pas adaptés en impédance et n'ont donc pas de rayonnement efficace. Leur efficacité simulée est de l'ordre de -3.5dB pour chacun d'eux. Pour les 6 autres états, l'efficacité oscille autour de -1.5dB et le gain varie entre 2 et 3.5dB. Dans tous les cas, nous observons toujours une bonne isolation entre les 2 ports ($S_{21}/S_{12} < -20dB$). L'antenne à polarisation croisée génère 8 différents diagrammes de rayonnement. On calcule à présent les facteurs de corrélation entre

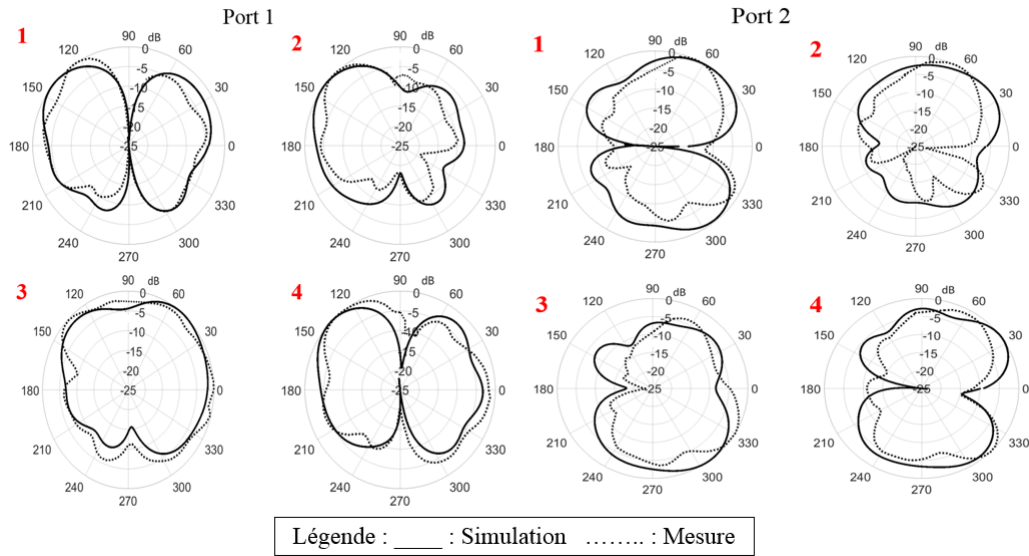


FIGURE 2.3.6 – Diagrammes de rayonnement polaires simulés (traits pleins) et mesurés (pointillés) à 2.45GHz pour les quatre états de chacun des deux Ports RF.

@2.45 GHz		États de l'antenne à polarisation croisée			
Port RF	Paramètres	1	2	3	4
Port 1	$S_{11}(dB)$	-13.47	-11.92	-10.14	-3.84
	$S_{21}(dB)$	-23.83	-26.73	-28.59	-28.91
	$Gain(dB)$	2.9	3.51	1.9	1.04
	$\eta(dB)$	-1.46	-1.61	-1.75	-3.29
Port 2	$S_{22}(dB)$	-17.18	-15.65	-12.06	-3.84
	$S_{12}(dB)$	-23.83	-26.74	-28.59	-28.90
	$Gain(dB)$	2.19	3.13	2.72	0.24
	$\eta(dB)$	-1.45	-1.65	-1.70	-3.45

TABLE 2.5 – Paramètres obtenus par simulation numérique de l'antenne reconfigurable à polarisation croisée à 2.45 GHz.

ces diagrammes numériquement et expérimentalement.

2.3.3.2 Évaluation de la diversité spatiale : Corrélation entre les diagrammes de rayonnement

La matrice de corrélation est calculée à partir des résultats de simulation non seulement sur $4\pi sr$ mais également en se limitant à un cercle unité ($2\pi rd$) contenu dans le plan de l'antenne. Cette dernière estimation permet d'être plus proche de la mesure expérimentale qui est limitée à un axe de rotation.

Les 3 matrices de coefficients de corrélations sont visibles sur la Figure 2.3.7. Du fait de la quasi-symétrie entre les deux voies RF de l'antenne à polarisation croisée, les sous-matrices 4×4 , qui représentent les matrices de corrélation des 4 états d'un même port RF, sont quasiment identiques. Les valeurs obtenues sont ainsi sensiblement les mêmes quelque soit le domaine d'intégration de ces facteurs. Comme attendu, du fait de l'orthogonalité entre les lignes méandres rayonnantes, on constate un très faible niveau de corrélation entre ces diagrammes (moins de 4% sur les zones bleues des matrices de corrélation). Cette faible valeur de similitude entre les diagrammes est validée tant numériquement qu'expérimentalement. Pour les états d'un même port, la meilleure décorrélation est obtenue entre les états 2 et 3, car les lobes rayonnent dans des directions opposées. Prenons l'exemple du port 1 de l'antenne. La corrélation est de 19% numériquement pour le calcul effectué sur $4\pi sr$, 26% pour la simulation numérique sur $2\pi rd$ et 33% pour le calcul expérimental dans le plan de l'antenne. Le calcul numérique des facteurs de corrélation dans le plan 2D de l'antenne (Figure 2.3.7(b)) permet de les comparer par rapport à ceux mesurés expérimentalement dans les mêmes conditions. On observe une relative bonne correspondance entre les deux conditions. Quelques légères différences sont toutefois observées. De plus, on remarque que les facteurs de corrélation calculés numériquement en 2D (Figure 2.3.7(b)) et mesurés expérimentalement (Figure 2.3.7(c)) sont légèrement supérieurs à ceux simulés numériquement en 3D (Figure 2.3.7(a)). Nous pouvons émettre l'idée qu'en limitant le domaine d'intégration de calcul des facteurs de corrélation, l'estimation de la diversité spatiale est alors limitée à un seul plan de l'espace et ne tient pas compte du rayonnement de l'antenne dans tout l'espace. C'est comme si l'on avait un réseau de récepteurs placés sur un plan donné de mesure et qu'il observait uniquement les diagrammes que sous un seul angle particulier. En calculant le facteur de corrélation sur l'espace 3D, on augmente la capacité d'un récepteur à visualiser les différents diagrammes dans tout l'espace. Cependant, on peut dire que, quelque soit le domaine de calcul, les valeurs des facteurs de corrélation obtenues sont fiables et exploitables.

Ainsi, l'approche consistant à mesurer la similitude des différents diagrammes de rayonnement dans le plan de la diversité spatiale de l'antenne (plan contenant son champ électrique E) est relativement valide. Afin de valider définitivement cette

approche, on se propose de calculer le facteur de corrélation entre les différents diagrammes de rayonnement de l'antenne à polarisation croisée expérimentalement dans tout l'espace 3D, sur $4\pi sr$ donc.

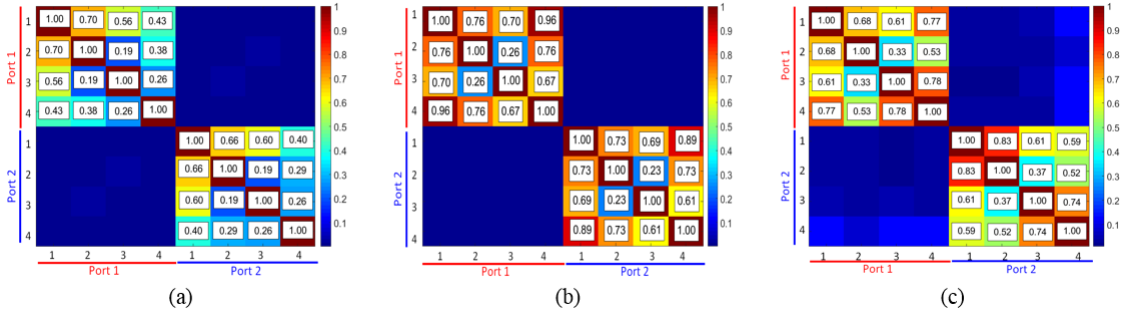


FIGURE 2.3.7 – Matrice des coefficients de corrélation entre les 8 états à 2.45 GHz de l'antenne reconfigurable à polarisation croisée : (a) et (b) sont obtenues à partir de la simulation numérique et l'intégration sur $4\pi sr$ et $2\pi rd$ des champs électriques, respectivement. (c) La matrice résulte de la mesure en chambre anéchoïque sur $2\pi rd$.

2.3.3.3 Diversité spatiale dans une chambre réverbérante.

Jusqu'à présent, les facteurs de corrélation expérimentaux ont été estimés dans le plan de l'antenne à polarisation croisée. Afin de les estimer dans une configuration plus réaliste, mais toujours contrôlée, on se propose de travailler dans une chambre réverbérante à brassage de modes. Dans une telle chambre réverbérante, l'onde électromagnétique émise par l'antenne est réfléchi un grand nombre fois. Le champ au niveau du récepteur est la somme de toutes ces contributions. Dans le but de s'affranchir des fluctuations inhérentes aux chambres réverbérantes, les résultats sont moyennés à l'aide d'un brasseur rotatif qui change les réflexions. Ainsi, le brasseur de modes permet d'exciter différents modes de la cavité réverbérante et pas un seul en particulier. Nous avons profité de la chambre réverbérante disponible au sein de l'IETR de Rennes et de l'expertise du Dr Yvan Kokar en la matière. Les caractéristiques (facteur de qualité, Power Delay Profile) de cette dernière sont présentées en Annexe 6.4.3. La photographie du dispositif expérimental est présentée Figure 2.3.8. Un port de l'analyseur de réseau est connecté à l'antenne à polarisation croisée générant 8 états. L'autre port est connecté à une antenne omnidirectionnelle qui se trouve à plus de 1m de l'antenne reconfigurable (pour respecter les conditions de champs lointain). L'antenne reconfigurable à polarisation croisée est pilotée par un microcontrôleur Arduino pour le contrôle des diodes PINs et du commutateur RF, permettant de commuter entre les deux ports

RF. La Figure 2.3.8(c) montre l'antenne avec son bloc de contrôle électronique. Deux configurations ont été étudiées : visée directe entre les 2 antennes (*Line-Of-Sight* ou *LOS*) ou visée indirecte à l'aide d'un panneau métallique placé entre les 2 antennes (*Non Line-Of-Sight* ou *NLOS*). Les paramètres expérimentaux utilisés lors de ces mesures sont synthétisés sur la Table 2.6. L'antenne omnidirectionnelle est un monopole large bande centré autour de 2.45GHz. Les 10 001 points d'acquisition de l'analyseur de réseau sont suffisants afin de bien échantillonner la bande de cohérence de la cavité (150KHz). Le brasseur de modes a un pas de 36° qui permet d'exciter différents modes de la cavité pour chaque acquisition de mesure. Les coefficients de corrélation sont alors estimés à partir de la relation suivante :

$$\rho_{i,j}^{CR} = \frac{\langle S_{21}^i(\omega = \omega_0) \cdot S_{21}^{j*}(\omega = \omega_0) \rangle}{\sqrt{|S_{21}^i(\omega = \omega_0)|^2 |S_{21}^j(\omega = \omega_0)|^2}}. \quad (2.3.1)$$

Les brackets $\langle \bullet \rangle$ représentent la moyenne sur les positions de brasseurs et ω_0 désigne la fréquence de pulsation à 2.45GHz.

Paramètres expérimentaux	Valeurs
Antenne d'émission	Antenne méandre à Polarisation Croisée
Antenne de réception	Monopole large bande
Bande de fréquences	{2.4 – 2.5} GHz
Nombres de points d'acquisition	10 001
Bande de cohérence $B_C(KHz)$	150
Pas en fréquence $\Delta f(KHz)$	10
Nombre de positions du brasseur de modes	10
Pas du brasseur de modes (en °)	36

TABLE 2.6 – Paramètres expérimentaux d'estimation des facteurs de corrélation de l'antenne reconfigurable à polarisation croisée dans l'espace 3D en chambre réverbérante.

Afin de limiter le nombre de réflexions multiples de la cavité et de se rapprocher d'une configuration indoor, des mousses absorbantes peuvent être placées aléatoirement dans la cavité. Ces dernières permettent d'augmenter la bande de cohérence de la chambre réverbérante, c.-à-d. diminuer le temps de réverbération de la cavité. Les facteurs de corrélation de l'antenne reconfigurable à polarisation croisée, estimés en condition LOS avec 0 et 5 absorbants placés dans la cavité réverbérante, sont montrés sur la Figure 2.3.9(a) et (b) respectivement. Il en est de même

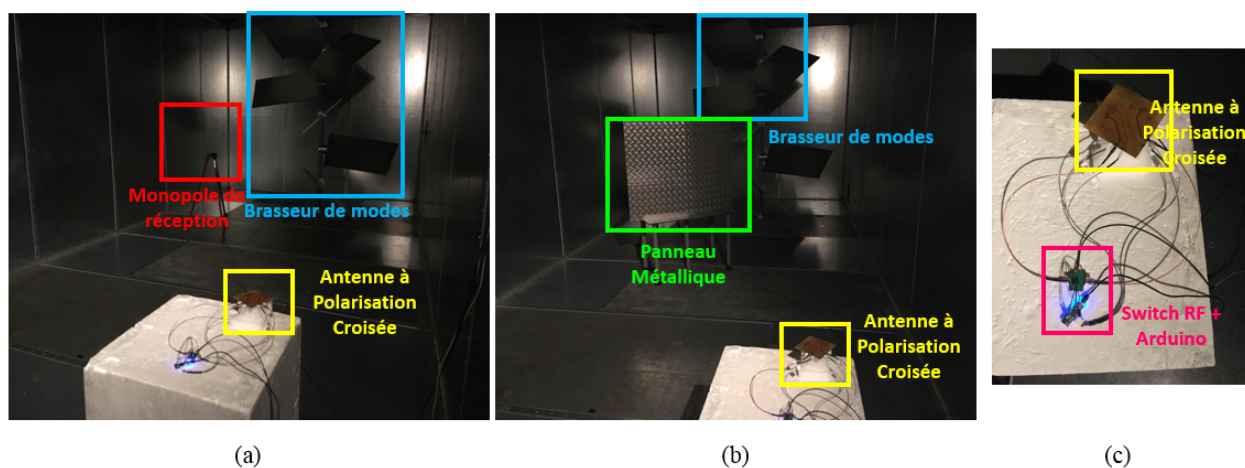


FIGURE 2.3.8 – (a) Montage expérimental en condition Line-Of-Sight (LOS). (b) Montage expérimental Non-Line-Of-Sight (NLOS). Un panneau métallique placé devant le monopole de réception empêche le trajet direct entre ce dernier et l'antenne reconfigurable. (c) Antenne à polarisation croisée avec son bloc de contrôle électronique. Le microcontrôleur Arduino est commandé par un programme informatique via un port USB et permet d'activer l'un des deux ports de l'antenne reconfigurable et de piloter les différentes diodes PINs.

pour ceux évalués en condition NLOS avec panneau métallique toujours pour 0 et 5 absorbants sur cette Figure en (c) et (d) respectivement. Tout d'abord, on observe expérimentalement une très faible corrélation entre les diagrammes émis par les deux ports de l'antenne du fait de l'orthogonalité entre les voies RF (moins de 2%). Ensuite, les sous-matrices de corrélation correspondantes aux corrélations entre états d'un même port tendent à avoir approximativement les mêmes valeurs. Quelque soit la condition expérimentale de mesure, la matrice de corrélation estimée en chambre réverbérante s'accorde avec celle mesurée expérimentalement dans la chambre anéchoïque (Figure 2.3.7(c)). En fait, on peut montrer que dans une chambre à brassage de mode dans l'hypothèse de champ diffus, le coefficient de corrélation donné par l'équation 2.3.1 converge vers le coefficient de corrélation donné par l'équation 1.4.2 du chapitre 1 lorsque l'intégration est réalisée sur 4π st. On

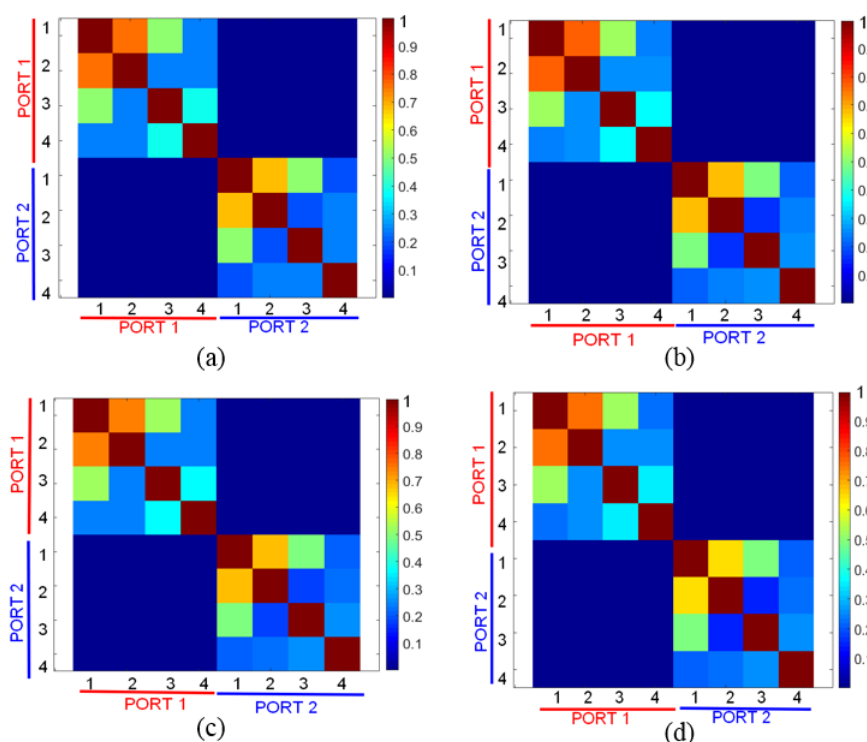


FIGURE 2.3.9 – Facteurs de corrélation entre les 8 différents diagrammes de l'antenne reconfigurable à polarisation estimés en chambre réverbérante à 2.45GHz. (a) Condition LOS avec 0 absorbant. (b) Condition LOS avec 5 absorbants. (c) Condition NLOS avec 0 absorbant. (d) Condition NLOS avec 5 absorbants.

rassemble les valeurs minimales et maximales de corrélation évaluées expérimentalement dans la cavité réverbérante dans la Table 2.7. La valeur de corrélation la

plus faible estimée est de l'ordre de 15% entre les états 2 et 3 (rayonnement opposé des lobes) du Port 2 pour les différentes configurations expérimentales. La valeur de corrélation la plus forte est de l'ordre de 75% entre les états 1 et 2 des deux ports RF dans toutes les conditions expérimentales. On note que les valeurs minimales et maximales de corrélation entre les différents diagrammes de rayonnement de l'antenne à polarisation croisée sont quasiment identiques en condition Line-Of-Sight (LOS) et Non-Light-Of-Sight (NLOS). Probablement que les résultats auraient été différents si le dipôle et l'antenne ajustable avaient été plus proches.

Port RF	Extrema	LOS				NLOS Métal			
		0 ABS		5 ABS		0 ABS		5 ABS	
		Corrélation	États	Corrélation	États	Corrélation	États	Corrélation	États
1	Min.	23%	1-4	24%	1-4	23%	1-4	22%	1-4
	Max.	75%	1-2	77%	1-2	74%	1-2	75%	1-2
2	Min.	19%	2-3	17%	2-3	17%	2-3	15%	2-3
	Max.	67%	1-2	68%	1-2	67%	1-2	65%	1-2

TABLE 2.7 – Valeurs minimales et maximales de corrélation entre les diagrammes de rayonnement de l'antenne à polarisation croisée en fonction des conditions expérimentales (LOS/NLOS et nombre d'absorbants dans la cavité réverbérante).

Résumé du Chapitre

Dans ce chapitre, nous avons commencé par expliquer de manière intuitive la perturbation du diagramme émis par un élément rayonnant grâce à la présence d'un élément parasite. Puis, nous avons modélisé cet effet en utilisant le formalisme d'impédance. Suivant les valeurs de l'impédance de charge d'un élément parasite dipolaire, le diagramme d'un dipôle reste isotrope ou devient directif. Dans ce cas, l'antenne globale est dite « re-configurable ».

Les premiers prototypes fabriqués à l'Institut Langevin dans le cadre du projet ANR Spatial Modulation se fondent sur des lignes en méandres utilisées. Ces lignes ont la capacité de rendre la structure globale relativement compacte tout en conservant une large bande suffisante. Afin de réaliser l'antenne reconfigurable, deux résonateurs parasites en forme de L, pilotés par des diodes PINs au niveau de leurs terminaisons respectives, permettent d'activer différents états de rayonnement de l'antenne. L'antenne méandre reconfigurable émet 4 différents diagrammes de rayonnement dont 3 efficaces. La corrélation entre les différents diagrammes est calculée en simulation et en mesure. La corrélation la plus faible est obtenue pour les états présentant des émissions directives opposées. Dans le but d'augmenter la diversité spatiale de l'antenne, nous avons croisé deux lignes méandres, de manière orthogonale, pour réaliser une antenne reconfigurable à polarisation croisée. L'antenne ainsi réalisée est capable d'avoir 8 différents diagrammes de rayonnement donc 6 particulièrement efficaces. Pour ces deux antennes, un bon accord entre la simulation numérique et les mesures expérimentales est obtenu. La diversité spatiale de l'antenne à polarisation croisée est validée expérimentalement dans une chambre réverbérante. Dans cette cavité, l'antenne émet un rayonnement dans toutes les directions. Une moyenne des signaux reçus par le récepteur permet ensuite de calculer le facteur de corrélation entre les différents diagrammes de l'antenne reconfigurable. Un bon accord est obtenu avec les mesures en chambre anéchoïque.

Nous avons vu que pour les deux antennes décrites dans ce chapitre, l'efficacité de rayonnement n'est pas très importante. Une technique pour améliorer cette efficacité pourrait consister à choisir un substrat avec des pertes plus faibles que celles du FR4. Ensuite, en éloignant légèrement les brins parasites du méandre rayonnant, il est possible d'améliorer considérablement l'adaptation en impédance de l'état 4 des deux antennes sans compromettre la diversité spatiale et l'adaptation en impédance de l'antenne reconfigurable. Mais cela aurait pour conséquence d'augmenter la surface utile de rayonnement de l'antenne et donc d'augmenter la taille de l'antenne complète. Un compromis doit donc être trouvé entre les dimensions géométriques, le substrat et les niveaux des paramètres fondamentaux des antennes. Les antennes présentées dans ce chapitre ne sont pas tout à fait suffi-

samment compactes pour envisager leur intégration possible dans des petits objets connectés du quotidien de type IoT. Pour y répondre, dans le chapitre suivant, nous présentons une structure basée sur des anneaux fendus qui permet de réduire sensiblement à la fois la taille de l'antenne et d'avoir une bonne diversité spatiale à plusieurs états de rayonnement.

Chapitre 3

Antenne reconfigurable à anneaux fendus

Nous avons démontré dans le chapitre précédent la faisabilité d'implémentation d'antennes reconfigurables pour des applications de modulation spatiale pour objets connectés. Des antennes à base de méandres rayonnants entourés de résonateurs contrôlables ont été utilisées pour démontrer cette propriété. Malheureusement, ces antennes ne sont pas suffisamment compactes pour envisager leur intégration dans de petits objets connectés. Dans ce chapitre, nous proposons de considérer des résonateurs sub-longueurs d'ondes pour la réalisation d'antennes reconfigurables suffisamment compactes. En particulier, on étudie les propriétés intéressantes des antennes à anneaux fendus (*SRR : Split Ring Resonators en anglais*). La faible occupation de ces structures les rend particulièrement adaptées pour nos applications envisagées. On commence ce chapitre par établir un état de l'art non exhaustif des applications fondées sur les SRR. Ensuite, à l'aide d'un modèle de couplage magnétoélectrique fondé sur les moments magnétiques et électriques des SRR, on démontre qu'il est possible de générer différents diagrammes ayant une bonne efficacité de rayonnement par ajout de SRRs dits « parasites ». À l'aide de ce modèle, un design d'antenne reconfigurable à SRR (appelée antenne SRR reconfigurable) est proposé. Ce dernier est simulé numériquement et réalisé expérimentalement. En particulier, on caractérise la diversité spatiale de rayonnement de cette antenne nouvellement créée.

3.1 Introduction aux applications à SRR

Les structures résonantes à SRR ont été largement étudiées et popularisées par Pendry et al. [72] pour la réalisation de métamatériaux à perméabilité négative. Elles sont des évolutions de structures proposées par [114] et [21]. Les boucles à

double anneaux concentriques sont particulièrement compactes grâce à la distribution de la capacité interne entre les anneaux [72][18]. Les SRR sont appréciées dans l'implémentation d'antennes miniatures[47, 39] et peuvent servir par ailleurs, à des applications multibandes[44]. Cependant, seule, la boucle a une efficacité de rayonnement très faible et une bande passante très étroite. Pour cette raison, elle est rarement exploitée à sa fréquence fondamentale comme élément rayonnant[15]. Dans [88], en exploitant le SRR à sa deuxième fréquence de résonance, il est possible d'émettre un rayonnement aussi efficace qu'un dipôle $\frac{\lambda}{2}$ avec un gain plus élevé (2.7 dB). La Figure 3.1.1(a) montre l'antenne à double anneaux concentriques[18]. À sa fréquence fondamentale, les courants circulant sur ces anneaux sont orientés dans la même direction comme montré sur la Figure 3.1.1(b). Par conséquent, la structure peut être approximée par un dipôle magnétique \vec{m} orienté suivant l'axe des z . Son moment magnétique est donné par [18] :

$$\vec{m} = \pi r_0^2 i_0 \cos(\omega_0 t) \vec{z} \quad (3.1.1)$$

avec r_0 le rayon moyen de l'antenne boucle, ω_0 est la fréquence de pulsation et i_0 est le courant parcourant l'antenne. Considérons à présent $i_A(\varphi)$ et $i_B(\varphi)$ les courants parcourant les boucles externe et interne respectivement de la Figure 3.1.1(c). D'après [89], à la deuxième résonance, $i_A(\varphi) = -i_B(\varphi \pm \pi)$, les courants électriques sur les anneaux extérieur et intérieur circulent en sens opposé. Cette relation n'est valide que lorsque la distance d entre les anneaux interne et externe est négligeable devant le rayon moyen des boucles. Par conséquent, à la 2^{ème} fréquence de résonance, l'antenne peut être approximée par un dipôle électrique \vec{p} orienté suivant l'axe y dont l'expression de son moment est donnée par [18] :

$$\vec{p} = \frac{8}{3} \frac{r_0}{\omega_0} i_0 \sin(\omega_0 t) \vec{y}. \quad (3.1.2)$$

Ainsi, pour une antenne boucle, le plan magnétique H est orthogonal à sa surface alors que le plan électrique E est coplanaire. Le rayonnement à la fréquence fondamentale est donc celui d'un dipôle magnétique. Il est omnidirectionnel et est orienté suivant son axe principal (voir la Figure 3.1.1(d)). Une autre application concernant les résonateurs boucles est de les utiliser pour leur capacité à contrôler le comportement résonant dans des métamatériaux magnétiques[33]. Très récemment, le concept d'imagerie de structures magnétiques en champ lointain est apparu dans [58] consistant en un réseau planaire de SRRs. Grâce aux forts couplages entre les SRRs, des modes sub-longueurs d'onde apparaissent à différentes fréquences. Ces modes possèdent un fort coefficient de qualité Q . Grâce à l'effet Purcell[115], un rayonnement en champ lointain peut être généré lorsque cette structure est placée à proximité d'une source de champ proche évanescence. Une démonstration expérimentale de ce phénomène a été réalisée dans le cadre d'une application d'imagerie sub-longueurs d'ondes en champ lointain.

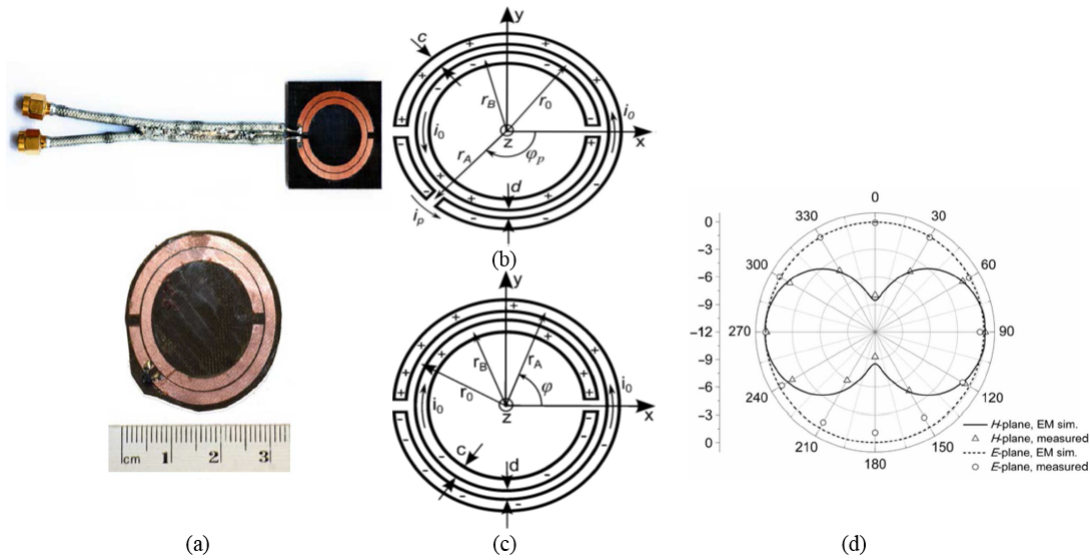


FIGURE 3.1.1 – (a) Antenne SRR à double anneaux fendus. Distribution et sens des courants surfaciques à la : fréquence fondamentale (b) et à la 2^{ème} fréquence de résonance (c). (d) Représentation polaire des diagrammes de rayonnement normalisés dans le plan H et E de l’antenne présentée en (a). (Extrait de [18])

Le couplage entre résonateurs à SRR a suscité davantage d’intérêts pour sa capacité à émettre un rayonnement efficace. Sur ce principe, une structure planaire à SRR est proposée dans [12]. Cette structure est composée de SRRs très rapprochés entre eux et est capable d’exciter différents modes à différentes fréquences de résonance. La Figure 3.1.2(a) montre le réseau de 4×4 SRRs étudié. La distance entre les SRR est de 1mm. Seul un des éléments du réseau de SRRs est excité par une petite boucle de courant magnétique. Un champ magnétique orthogonal à la surface du réseau de SRRs est généré. La Figure 3.1.2(b) compare le coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ de la boucle seule source et en présence du réseau de SRRs. La boucle seule, utilisée loin de sa fréquence de résonance, présente un niveau élevé de réflexion qui est proche de 0 dB. Avec le réseau de 4×4 SRRs, plusieurs fréquences de résonances apparaissent (*phénomène d’hybridation de modes*) sur cette Figure. Dans la littérature scientifique, ces modes sont assimilés aux modes de Fabry-Perot[116]. À partir de l’étude des courants de surface aux fréquences de résonance, il est alors possible de retrouver l’allure des diagrammes de rayonnement de la structure globale (antenne boucle + réseau de SRRs). La Figure 3.1.2(c) montre quatre différents diagrammes de rayonnement à quatre différentes fréquences de résonance. Une bonne diversité spatiale est ainsi mise en évidence. Les différents diagrammes de rayonnement obtenus précédemment ne sont que

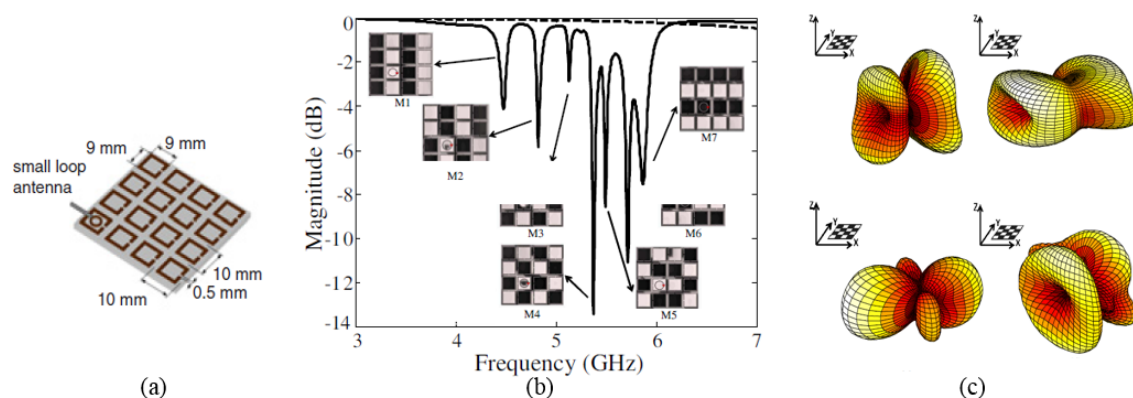


FIGURE 3.1.2 – (a) Structure planaire 4×4 SRRs. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ de cette structure. Le coefficient de réflexion de la boucle seule est en traits discontinus alors que celui de la structure globale excitée par la boucle de courant est en trait continu. (c) Simulation analytique des diagrammes de rayonnement de la structure planaire globale pour 4 différentes fréquences de résonance (4.47, 5.37, 5.49 & 5.62GHz). (Extrait de [12])

l'expression d'un couplage champ proche entre structures résonantes excitées par une boucle de courant. Ces diagrammes sont observés à différentes fréquences de résonance.

Cependant, il est possible de générer de la diversité spatiale avec un réseau de SRRs à une fréquence fixe donnée. Pour cela, l'impédance propre de chacun des éléments SRR est ajustée. Une étude présentée dans la référence [116] a été réalisée afin de montrer ce phénomène. Nous montrons la configuration étudiée dans [116] sur la Figure 3.1.3(a). Chaque élément du réseau est contrôlé par une diode varicap placée à proximité de la fente. Le but est de contrôler de manière continue la réponse propre de chaque élément. On rappelle ici que, la capacité interne de la varicap est inversement proportionnelle à la tension continue appliquée. La finalité de l'étude consiste à produire une diversité de diagrammes de rayonnement à une fréquence de résonance donnée. La Figure 3.1.3(a) montre le prototype réalisé expérimentalement. Des mesures ont été menées pour différentes tensions continues appliquées sur les diodes varicaps (0, 10, 20 et 30 V). Le coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ pour ces différentes tensions appliquées est représenté sur la Figure 3.1.3(b). On observe que pour une configuration donnée (une tension d'application donnée) un nombre important de résonances apparaît. Lorsque la tension DC d'application augmente, les fréquences de résonance se décalent vers les hautes fréquences, car la capacité interne des varicaps diminue et donc la fréquence de résonance fondamentale augmente. À la fréquence de fonctionnement de 3.31 GHz,

on constate que le diagramme de rayonnement de la structure globale excitée par une boucle de courant (non montrée sur la Figure 3.1.3(a)) change en fonction de la tension continue appliquée comme observée sur la Figure 3.1.3(c). Ainsi, la diversité spatiale est caractérisée expérimentalement pour le réseau de SRRs à une fréquence donnée. Par ailleurs, l'étude menée dans [116] a permis de démontrer que ces diagrammes ont une bonne efficacité de rayonnement ce qui est intéressant et prometteur dans l'implémentation d'antennes reconfigurables miniatures pour les communications indoor avec des objets connectés intelligents. Ainsi, par contrôle

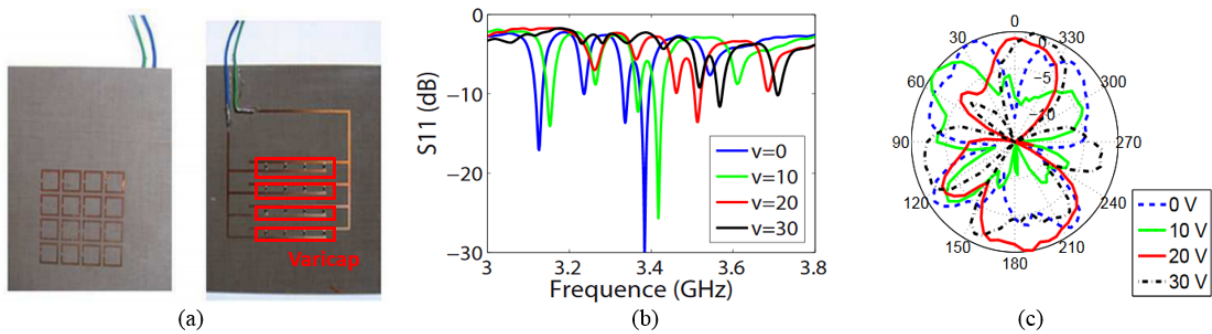


FIGURE 3.1.3 – (a) Structure plane de 4×4 SRRs excitée par une boucle de courant (non montrée). Chaque élément de cette structure est contrôlé électroniquement par une diode semi-conductrice varicap sur la face inférieure du réseau. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ pour les différentes tensions continues appliquées sur les varicaps (0, 10, 20 & 30V). (c) Représentation polaire de 4 diagrammes de rayonnement de la structure globale à la fréquence de 3.31GHz en fonction de ces différentes tensions. (Extrait de [116])

électronique individuel des SRRs d'un réseau, il est possible de modifier le rayonnement global de la structure et de générer une diversité spatiale à une fréquence de résonance donnée. Dans le cadre de nos études portant sur la conception et la réalisation d'antennes reconfigurables pour la Modulation Spatiale MIMO, on se propose d'exploiter cette propriété intéressante pour concevoir une antenne compacte reconfigurable à SRRs réalisant un balayage spatial et générant une bonne diversité spatiale. Dans la Section suivante, nous présentons un modèle analytique du couplage électromagnétique entre les SRRs. Plus précisément, on analyse l'influence d'un résonateur parasite sur la réponse fondamentale d'un résonateur source. Nous verrons également que par simulation analytique d'une impédance de charge placée aux fentes des résonateurs parasites (impédance simulée analytiquement en court-circuit/circuit ouvert), il est possible de rayonner dans différentes directions de l'espace et de produire différents diagrammes de rayonnement à la

fréquence de 2.4GHz avec une bonne adaptation en impédance.

3.2 Couplages magnétoélectriques entre résonateurs proches : Application à la diversité spatiale

On propose d'utiliser dans cette partie un modèle de couplage électromagnétique entre résonateurs sub-longueurs d'ondes, présenté dans [55], pour expliquer la diversité spatiale générée par ces éléments. En particulier, on étudie l'effet du couplage en champ proche d'un résonateur boucle parasite sur la réponse fondamentale d'un résonateur source principalement magnétique. On exploitera ensuite ces propriétés pour conceptualiser et réaliser une antenne reconfigurable à SRRs qu'on appellera antenne SRR reconfigurable.

3.2.1 Modèle dipolaire

À basse fréquence, un résonateur sub-longueur d'ondes est modélisé comme étant la superposition d'un dipôle électrique et/ou magnétique (magnéto-électrique) [46]. Ici on s'intéressera au cas de l'interaction entre un résonateur double (Figures 3.2.1(a)) et un résonateur simple (Figures 3.2.1(b)). Comme expliqué dans l'introduction de ce chapitre un résonateur double est dominé par son moment magnétique noté ici \vec{m}_1 ce qui n'est pas le cas du résonateur simple qui présente simultanément un moment magnétique \vec{m}_2 et électrique \vec{p} . Ces approximations ne sont valables que si l'on travaille près de la fréquence fondamentale de ces résonateurs [116]. La résonance est représentée par un modèle simple de schéma électrique RLC comme montré sur cette même Figure 3.2.1(c). L'impédance propre Z_{ii} de chaque résonateur s'écrit alors comme :

$$Z_{ii} = \frac{R_i + j\omega L_i}{1 - \omega^2 L_i C_i + j\omega R_i C_i}. \quad (3.2.1)$$

Les valeurs des différentes grandeurs (R_i, C_i, L_i) qui décrivent bien la fréquence et la largeur de la résonance des résonateurs sont données dans la table 3.2.1 . Les moments électriques et magnétiques sont approximativement donnés par :

$$\begin{cases} \vec{m} = SI\vec{u}_z \\ \vec{p} = \frac{Id}{j\omega}\vec{u}_d \end{cases} \quad (3.2.2)$$

avec S la surface du résonateur source, d la longueur électrique équivalente du résonateur parasite et \vec{u}_d sa direction. À partir des expressions des moments magnétique \vec{m} et électrique \vec{p} , on estime alors la force électromotrice emf_{ij} engendrée

3.2 Couplages magnétoélectriques entre résonateurs proches : Application à la diversité spatiale

Grandeurs électriques	Résonateur Source	Résonateur Parasite
$R_i (\Omega)$	0.2	2.00
$L_i (nH)$	0.77	0.77
$C_i (pF)$	5.5	5.5

TABLE 3.1 – Valeurs des grandeurs électriques R, L & C des résonateurs source et parasite.

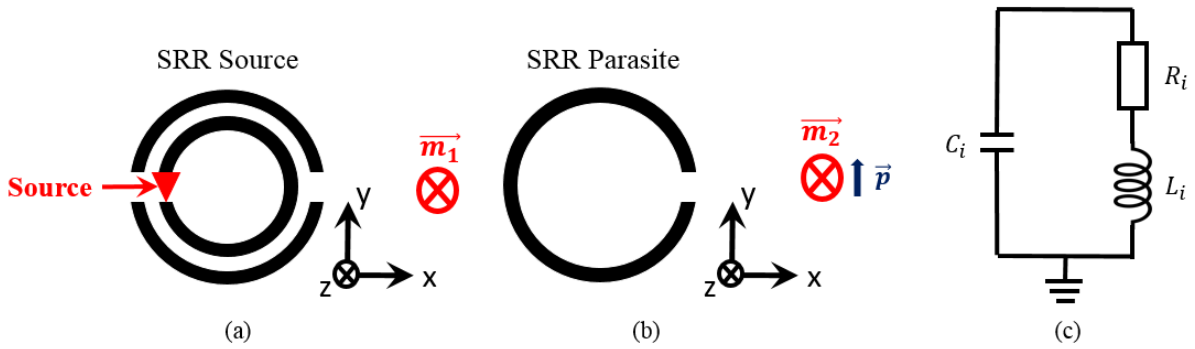


FIGURE 3.2.1 – Illustrations géométriques des résonateurs boucles source et parasite avec le schéma électrique équivalent. (a) Résonateur Source. (b) Résonateur Parasite. (c) Schéma électrique RLC équivalent.

sur un résonateur i lorsqu'un résonateur j émet l'onde électromagnétique. Cette force s'exprime comme :

$$emf_{ij} = -j\omega \int \int B_j \cdot dS_i + \oint E_j \cdot dl_i \quad (3.2.3)$$

Ici, B_j et E_j désignent respectivement les champs magnétique et électrique générés par le résonateur j et appliqués sur le résonateur i . En faisant l'hypothèse forte que les dipôles sont considérés comme étant ponctuels, les expressions des champs électrique et magnétique sont :

$$\begin{aligned} \vec{E}_j &= \frac{e^{jk_0 r}}{4\pi r \epsilon_0} \left[\left(jk_0 + \frac{1}{r} \right) \left[\frac{3(\vec{u}_r \cdot \vec{p}_i) \vec{u}_r - \vec{p}_i}{r} \right] + k_0^2 \vec{u}_r \times (\vec{p}_i \times \vec{u}_r) + j \frac{k_0}{c_0} \left(jk_0 + \frac{1}{r} \right) (\vec{u}_r \times \vec{m}_i) \right] \\ \vec{B}_j &= \frac{\mu_0 e^{jk_0 r}}{4\pi r} \left[\left(jk_0 + \frac{1}{r} \right) \left[\frac{3(\vec{u}_r \cdot \vec{m}_i) \vec{u}_r - \vec{m}_i}{r} \right] + k_0^2 \vec{u}_r \times (\vec{m}_i \times \vec{u}_r) + j\omega \left(jk_0 - \frac{1}{r} \right) (\vec{p}_i \times \vec{u}_r) \right] \end{aligned} \quad (3.2.4)$$

avec

- k_0 : le nombre d'onde à la fréquence de résonance,
- ϵ_0 : permittivité du vide,
- r : distance d'observation,
- p_i : moment électrique du résonateur i ,
- m_i : moment magnétique du résonateur i ,
- μ_0 : perméabilité du vide,
- c_0 : célérité de la lumière.

Comme les résonateurs sont distants de moins d'une longueur d'onde, nous ne retenons que les termes de champ proche (termes en $\frac{1}{r^3}$) dans les expressions des champs E et B . Ces termes sont alors introduits dans le calcul de la force électromotrice emf_{ij} et les moments magnétiques et électriques substitués par leurs expressions données par les équations (3.2.2). Par factorisation des courants I_i , on peut alors calculer l'impédance mutuelle entre les résonateurs i et j qui est donnée par

$$Z_{ij} = -\frac{emf_{ij}}{I_i}. \quad (3.2.5)$$

La connaissance des impédances propres Z_{ii} et des impédances mutuelles Z_{ij} permet de construire la matrice d'impédance \mathbf{Z}_{TOT} du système étudié et ainsi de déduire la distribution des courants. Une fois les courants connus, les diagrammes de rayonnements sont déduits des expressions des champs donnés par (3.2.4) mais cette fois-ci en ne considérant que les termes de champ lointain (termes en $\frac{1}{r}$).

3.2.2 Diagramme de rayonnement et diversité spatiale

On applique le modèle précédent pour déterminer l'influence du résonateur parasite sur le résonateur source. En particulier, on s'intéresse au diagramme de rayonnement généré par la structure globale.

3.2.2.1 Réponse du résonateur source fondamentale

Prenons l'exemple d'un résonateur source principalement magnétique seul comme montré sur la Figure 3.2.2(a). Généralement, les dipôles magnétiques, seuls, ne sont pas capables de rayonner efficacement et présentent une forte réflexion à leur fréquence fondamentale de résonance. Analytiquement, nous considérons un résonateur source présentant un fort coefficient de réflexion S_{11} de l'ordre de -1.2dB à la fréquence de 2.4GHz (voir la Figure 3.2.2(b)). Son diagramme de rayonnement calculé analytiquement est omnidirectionnel (Figure 3.2.2(c)) conformément au rayonnement typique des dipôles magnétiques. Pour impacter la réponse fonda-

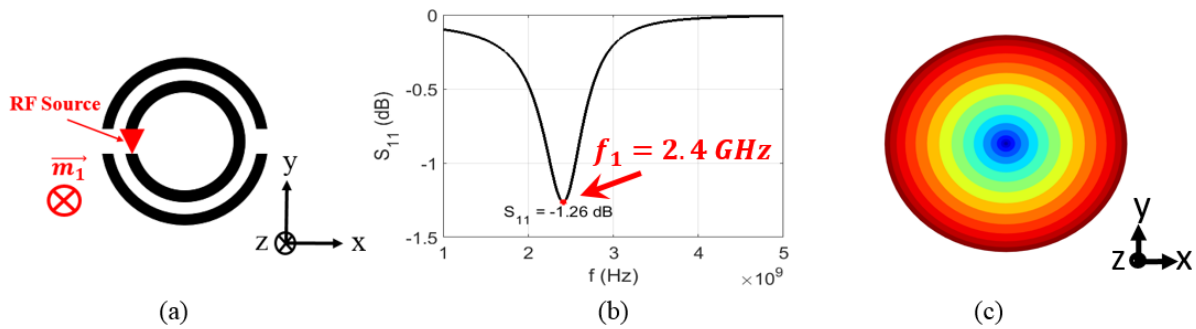


FIGURE 3.2.2 – (a) Illustration géométrique du résonateur source. L'excitation RF est représentée par une forme triangulaire en rouge sur cette Figure. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(\text{dB})$ du résonateur source. (c) Diagramme de rayonnement à 2.4GHz .

mentale de ce résonateur principalement magnétique, nous ajoutons un résonateur parasite, dans son voisinage direct, présentant à la fois un dipôle électrique et magnétique.

3.2.2.2 Couplage avec une cellule voisine

Nous considérons donc à présent le couplage entre le résonateur source et le résonateur parasite placé dans son environnement direct comme montré sur la Figure 3.2.3(a). En présence de ce dernier, la réponse fondamentale de l'élément source est fortement perturbée. En effet, on constate sur la Figure 3.2.3(b) que deux résonances apparaissent du fait de la présence des deux cellules. À 2.4GHz , une bonne adaptation d'impédance ($S_{11} \sim -11 \text{ dB}$) est obtenue. L'ajout du résonateur parasite influence l'impédance propre du résonateur source et modifie donc la réponse fréquentielle globale de la structure complète. La résonance à 4GHz est liée à la levée de dégénérescence des résonances propres de chacun des résonateurs. Du fait du couplage mutuel entre ces structures, on constate sur la Figure 3.2.3(c)

que le diagramme omnidirectionnel vu en 3.2.2(c) à 2,4GHz devient directif et est orienté dans la direction du SRR source. À cette fréquence, le résonateur parasite se comporte comme un élément réflecteur. En ce qui concerne le diagramme omnidirectionnel obtenu analytiquement à la fréquence de 4GHz, il est orienté suivant l'axe y du résonateur parasite. Nous venons de voir qu'il est possible de modi-

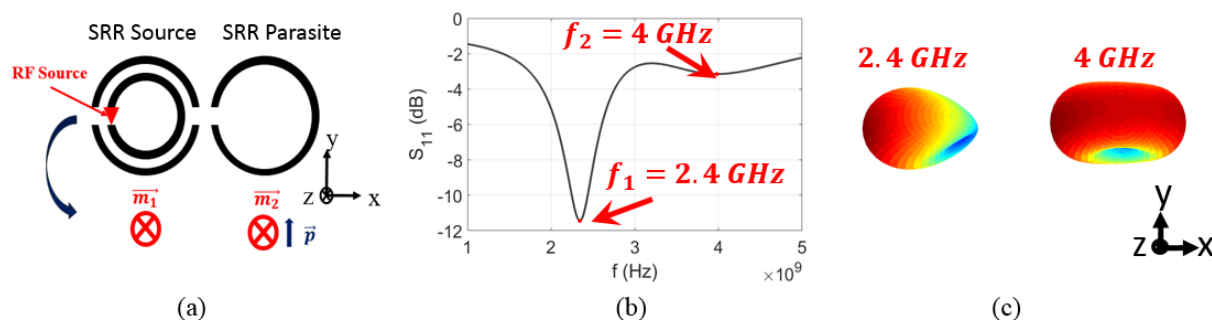


FIGURE 3.2.3 – (a) Couplage magnétoélectrique entre un résonateur source et un résonateur parasite. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$. (c) Diagrammes de rayonnement à 2.4GHz et 4.0GHz. Les deux résonances sont liées aux deux structures.

fier le diagramme de référence d'un résonateur source par ajout d'un résonateur parasite. Pour contrôler la direction du faisceau, il est possible d'ajouter d'autres résonateurs parasites autour du résonateur source.

3.2.2.3 Généralisation à plusieurs cellules voisines

Dans le but de produire de nouveaux diagrammes de rayonnement pointant dans différentes directions de l'espace à la fréquence de 2.4GHz, on ajoute 1 puis 2 autres résonateurs parasites autour du résonateur source comme montré sur la Figure 3.2.4(a) et (d) respectivement. Quelque soit la configuration, on conserve l'adaptation en impédance à la fréquence de 2.4GHz ($S_{11} \sim -12dB$ dans les deux cas) comme sur la Figure 3.2.4(b) et (e). Ces résonateurs parasites ne compromettent donc pas la capacité de l'antenne à rayonner de manière efficace. On observe également sur la Figure 3.2.4(c)-(f) que suivant le nombre de résonateurs parasites, la directivité et l'orientation du diagramme de rayonnement global de la structure globale est modifiée. On vient de mettre en évidence par cette étude semi-analytique qu'il est possible d'influer sur le diagramme de base d'un résonateur source supposé principalement magnétique par ajout de résonateurs parasites placés dans son environnement direct dans le but de favoriser le couplage en champs proche. Une certaine diversité spatiale en rayonnement à la fréquence de 2.4GHz a été obtenue. Dans l'optique de réaliser une antenne reconfigurable s'inspirant de

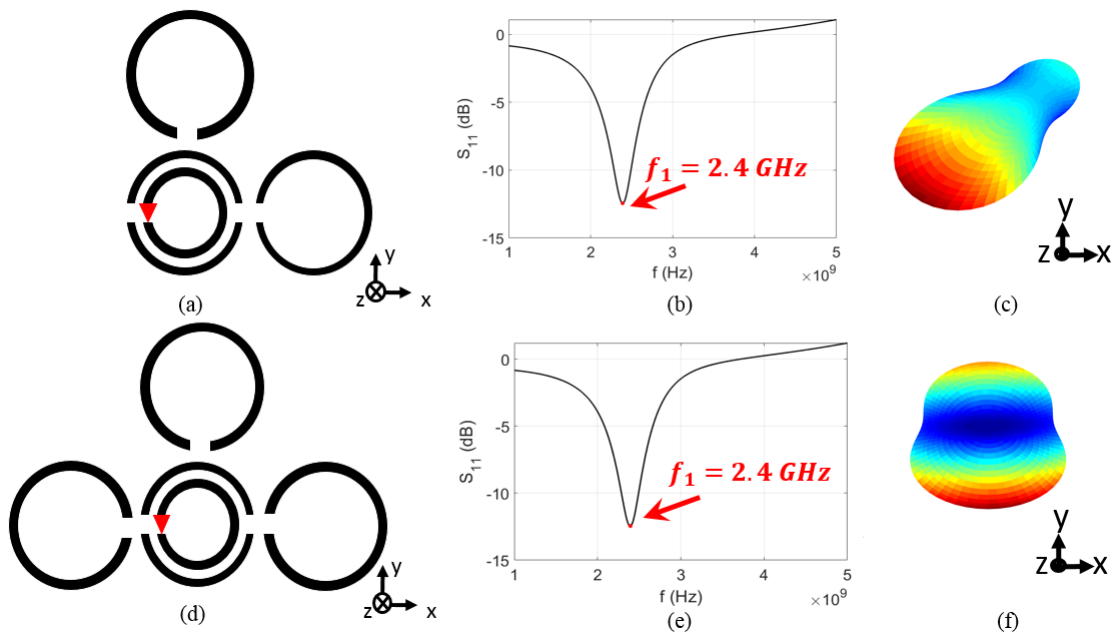


FIGURE 3.2.4 – Les figures (a) et (d) correspondent au résonateur source entouré de 2 puis 3 résonateurs parasites respectivement. Les figures (b) et (e) représentent les coefficients de réflexion $S_{11}(dB)$ pour les configurations données en (a) et (d). Les diagrammes de rayonnement à 2.4GHz (c) et (f) correspondent aux deux configurations (a) et (b) respectivement.

ce principe, il faut être capable de contrôler de manière individuelle chacun des résonateurs parasites. Pour se faire, on se propose de modéliser toujours de manière analytique une antenne reconfigurable dont chacun des résonateurs parasites est contrôlé par une impédance de charge en court-circuit (impédance équivalente nulle) et en circuit ouvert (impédance équivalente infinie).

3.2.2.4 Modèle analytique d'une antenne à formation de faisceaux

Nous considérons une antenne reconfigurable composée d'un résonateur source et de quatre résonateurs parasites. Sur la Figure 3.2.5, on observe que chaque résonateur parasite est contrôlé par une impédance de charge Z_i simulée analytiquement en court-circuit et circuit ouvert. Le Tableau 3.2 donne les différents

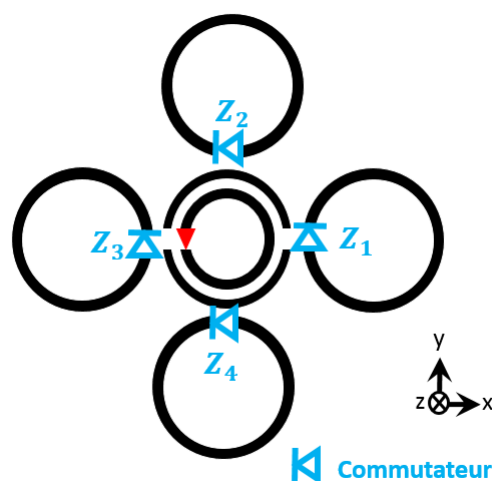


FIGURE 3.2.5 – Illustration de l'antenne reconfigurable à résonateurs parasites contrôlés de manière individuelle à l'aide d'un commutateur en court-circuit et circuit ouvert.

états de l'antenne reconfigurable ainsi simulée analytiquement en fonction des impédances de charges. Selon l'état, une ou deux impédances sont en court-circuit et les autres sont en circuit ouvert. Les 8 différents diagrammes de rayonnement calculés semi analytiquement en fonction des huit différents états sont tracés sur la Figure 3.2.6. Par exemple, pour l'état 1, en simulant un court-circuit de l'impédance de charge Z_1 et en mettant une charge infinie sur les autres résonateurs, on constate que le diagramme de rayonnement présente une directivité orientée vers le résonateur parasite activé. On peut alors supposer que ce résonateur parasite se comporte comme un élément directeur et que les autres comme des réflecteurs. La même explication peut être apportée quant aux différentes allures des autres

3.2 Couplages magnétoélectriques entre résonateurs proches : Application à la diversité spatiale

États	Z_1	Z_2	Z_3	Z_4
1	0	∞	∞	∞
1-2	0	0	∞	∞
2	∞	0	∞	∞
2-3	∞	0	0	∞
3	∞	∞	0	∞
3-4	∞	∞	0	0
4	∞	∞	∞	0
4-1	0	∞	∞	0

TABLE 3.2 – Différents états de l’antenne en fonction de l’impédance de charge Z_i des résonateurs parasites.

diagrammes de rayonnement des autres états. Le Tableau 3.3 donne les valeurs des coefficients de réflexions du résonateur source et d’un résonateur parasite avec impédance de charge nulle et infinie avec leurs fréquences de résonance respectives en considérant un résonateur source résonnant à la fréquence de 2.4GHz. On observe donc qu’un résonateur parasite à impédance de charge infinie résonne à une fréquence inférieure à celle d’un résonateur parasite à impédance de charge nulle. De la même manière, un résonateur parasite à impédance de charge nulle résonne à une fréquence légèrement supérieure à celle du résonateur source. Par application du principe des antennes Yagi-Uda vu dans le chapitre 1, on peut donc expliquer l’allure du diagramme global de l’antenne. Nous venons de mettre en lumière le

Elément	Fréquence de résonance (GHz)	$S_{11}(dB)$
Résonateur Source	2.40	-1.26
Résonateur Parasite ($Z_i = 0\Omega$)	2.44	-15.32
Résonateur Parasite ($Z_i = \infty\Omega$)	2.29	-9.64

TABLE 3.3 – Valeurs des coefficients de réflexion $S_{11}(dB)$ du résonateur source et du résonateur parasite avec impédance de charge nulle et infinie. Ces valeurs calculées analytiquement sont accompagnées de leur fréquence de résonance.

phénomène de couplage mutuel inhérent entre résonateurs sub-longueurs d’ondes

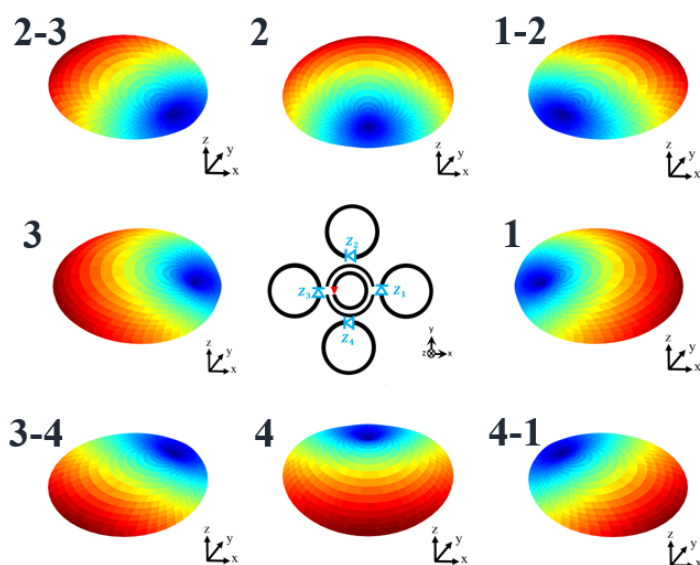


FIGURE 3.2.6 – 8 différents diagrammes de rayonnement obtenus semi-analytiquement à la fréquence de 2.4GHz en fonction de l'état des commutateurs.

par un modèle analytique dipolaire. En particulier, on a montré qu'il est possible de contrôler l'orientation du diagramme de rayonnement par contrôle des résonateurs parasites grâce à une impédance de charge commutant entre deux niveaux. On se propose d'exploiter ces propriétés intéressantes pour réaliser réellement une antenne reconfigurable à SRRs (appelée dans tout ce chapitre, antenne SRR reconfigurable) dont les éléments parasites sont contrôlés de manière électronique.

3.3 Réalisation de l'antenne SRR reconfigurable

Dans cette partie, on présente la conception et l'étude de l'antenne reconfigurable à SRRs. Les résultats de simulation et de mesure expérimentale sont discutés dans cette section.

3.3.1 Design de l'antenne à SRR

Pour réaliser une antenne reconfigurable, on étudie d'abord l'élément rayonnant central. Il s'agit d'un résonateur magnétique qui constitue l'antenne de référence.

3.3.1.1 Antenne de référence

L'antenne de référence utilisée dans la réalisation de l'antenne reconfigurable est une structure en forme de double anneaux concentriques comme montrée sur la Figure 3.3.1(a). Cette structure a un diamètre externe de 1.65cm (ce qui représente approximativement $\frac{\lambda}{8}$ à la fréquence de 2.45GHz). Elle est imprimée sur un substrat à faibles pertes dont les caractéristiques diélectriques sont : $\epsilon_r = 2.6$ et $\tan(\delta) = 0.0019$ @2.0GHz. La disposition des fentes sur ces anneaux permet de favoriser le comportement dipolaire principalement magnétique de cette structure. Sur la face inférieure de cette structure, une alimentation RF amenée par une ligne microruban dont le plan de masse devient de plus en plus étroit permet d'exciter l'antenne de référence. Ce type d'alimentation RF est analogue à celui employé dans [95, 1]. L'antenne de référence est simulée numériquement (solveur temporel du logiciel commercial CST Studio). Du fait du comportement principalement magnétique de cette antenne, les courants surfaciques sur l'anneau interne et externe circulent dans le même sens comme montré sur la Figure 3.3.1(b) à la fréquence de 2.55GHz. Cette structure a été réalisée et caractérisée expérimentalement sur le site de l'Institut Langevin en utilisant le montage décrit dans le chapitre précédent. On observe un assez bon accord entre les coefficients de réflexion $S_{11}(dB)$ simulé (en continu) et mesuré (en pointillés) sur la Figure 3.3.1(c). Nous retrouvons la même fréquence de résonance (2.55GHz) dans les deux conditions. Le coefficient de réflexion est de l'ordre de -2.5 dB en simulation et de -4.5dB expérimentalement. Cet écart constaté s'explique par le fait que le substrat employé expérimentalement ait plus de pertes. La Figure 3.3.1(d) montre les diagrammes de rayonnement polaire simulé et mesuré à 2.55GHz. Dans les deux conditions, on observe que le diagramme de rayonnement est quasi-omnidirectionnel. Ces diagrammes ont des distributions spatiales quasiment identiques. Nous venons de caractériser numériquement et expérimentalement l'antenne de référence à SRR. On se propose de l'utiliser par la suite comme élément rayonnant source dans la réalisation de l'antenne SRR reconfigurable.

3.3.1.2 Antenne SRR reconfigurable

Pour concevoir l'antenne à SRR, nous ajoutons plusieurs résonateurs parasites autour de l'antenne de référence. La structure finale forme l'antenne SRR reconfigurable. Pour générer la diversité spatiale de l'antenne SRR reconfigurable, le contrôle des résonateurs parasites permet de privilégier une direction de rayonnement particulière.

La Figure 3.3.2 montre une illustration de simulation numérique de l'antenne SRR reconfigurable. Sur la face supérieure de cette antenne sont imprimés quatre résonateurs parasites. Ces résonateurs sont des résonateurs boucles à fentes. Un

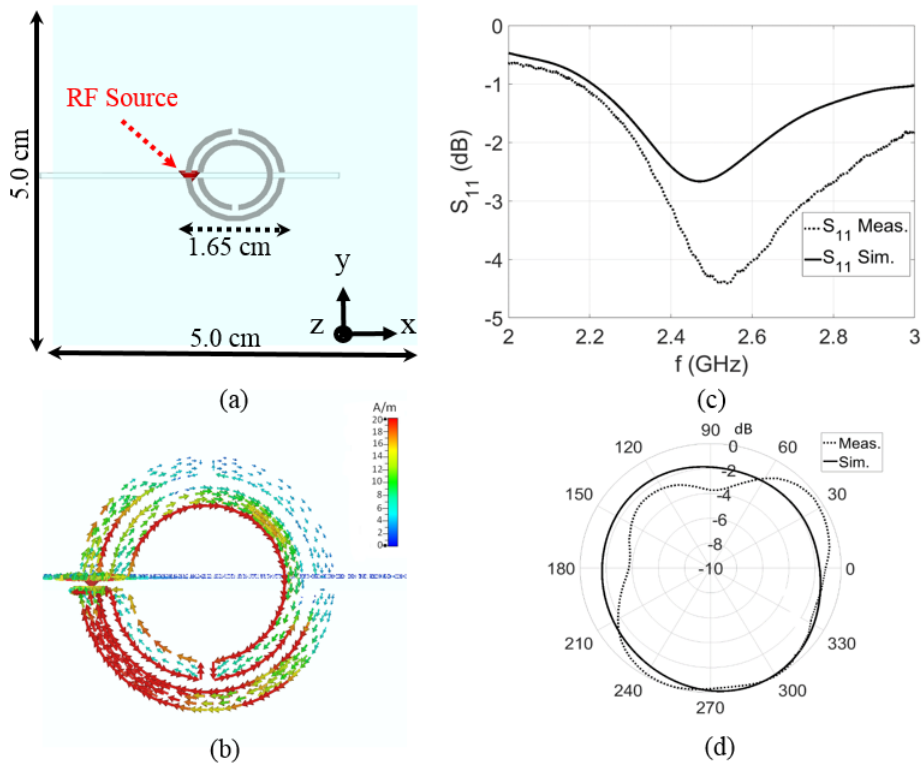


FIGURE 3.3.1 – (a) Schéma de simulation de l’antenne de référence. (b) Courants surfaciques simulés numériquement à 2.55GHz. (c) Simulation et mesure expérimentale du coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$. (d) Représentation polaire des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré de l’antenne de référence à 2.55GHz.

zoom sur un résonateur parasite particulier, avec son circuit de commutation électronique associé, est affiché sur cette même figure. Les résonateurs parasites ont un diamètre proche de celui de l'antenne de référence afin de favoriser les couplages électromagnétiques mutuels autour de la fréquence fondamentale de résonance de l'antenne de référence (structure à double anneaux concentriques). Notons que le circuit de commutation impose d'ouvrir le SRR sur le côté opposé à l'emplacement de la diode PIN pour éviter que cette dernière ne soit en court-circuit. L'antenne SRR reconfigurable a une dimension totale de 5×5 cm ce qui la rend particulièrement compacte. Cette taille est inférieure à celles des antennes méandres reconfigurables présentées dans le chapitre 2 précédent. Pour contrôler individuellement la réponse propre de chaque résonateur parasite, une diode PIN est placée dans leur fente respective (la fente la plus proche de l'antenne de référence). Elle est polarisée par une résistance $R = 1.3k\Omega$. Cette résistance dépend de la consommation en courant de la diode PIN en mode passant et permet d'avoir un niveau de tension de l'ordre de $1V$ aux bornes de la diode PIN. Cette tension permet alors à la diode PIN de changer d'état de fonctionnement. Aux bornes de la diode PIN, deux inductances (appelées *choke self en anglais*) d'une valeur de $L = 33 nH$ chacune permettent d'isoler le circuit de commande du champ RF. L'antenne SRR recon-

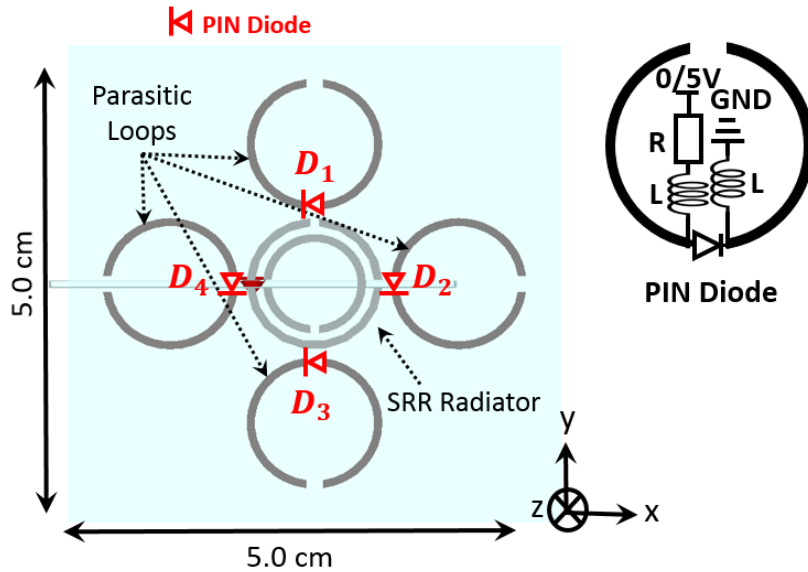


FIGURE 3.3.2 – Illustration de l'antenne SRR reconfigurable avec un zoom sur un des résonateurs parasites commandé par son circuit électronique de commutation.

figurable possède quatre diodes PINs. L'antenne peut donc avoir $2^4 = 16$ états

possibles de rayonnement. Après un long processus de simulation numérique, il a clairement été mis en évidence que seulement 8 états sont susceptibles de rayonner de manière efficace à la fréquence de 2.45GHz. Le Tableau 3.4 donne ces 8 états de rayonnement efficace en fonction de l'activation des diodes PINs D_i . Ce tableau est analogue à celui simulé analytiquement (Tab.3.2). Selon l'état, seules une ou deux des diodes PINs est (sont) activée(s). D'après la notice technique, la diode PIN employée possède une très faible résistance équivalente interne de l'ordre de 0.45Ω en mode passant alors qu'elle atteint $100k\Omega$ en mode bloqué. L'antenne SRR re-

États	D_1	D_2	D_3	D_4
1	1	0	0	0
1-2	1	1	0	0
2	0	1	0	0
2-3	0	1	1	0
3	0	0	1	0
3-4	0	0	1	1
4	0	0	0	1
4-1	1	0	0	1

TABLE 3.4 – Table des 8 différents états de l'antenne SRR reconfigurable en fonction de l'activation des diodes PINs D_i . (0 : Mode bloqué, 1 : Mode passant).

configurable est caractérisée expérimentalement dans la chambre semi-anéchoïque dont le montage est montré sur la Figure 3.3.3(a). L'antenne SRR reconfigurable fabriquée est montrée en (b) sur cette même Figure. Un Arduino permet de commuter les 8 états via l'activation des 4 diodes PINs. À la réception, on utilise la même antenne cornet que celle utilisée jusque là pour caractériser les antennes méandres. Numériquement, les 8 états de l'antenne reconfigurable présentent un coefficient de réflexion simulé proche ou inférieur à -10dB à la fréquence de 2.45GHz comme observé sur la Figure 3.3.3(b). Cette antenne est donc plutôt bien adaptée en impédance pour ces 8 différents états. Expérimentalement, les coefficients de réflexion des différents états de l'antenne sont donnés sur la Figure 3.3.3(c). Globalement, tous les coefficients de réflexion mesurés sont inférieurs à -8dB à 2.45GHz ce qui est en accord avec les résultats numériques. De plus, on obtient une large bande passante pour chacun de ces états (plus de 200MHz de bande). Cependant, on peut noter quelques résonances parasites sur les courbes expérimentales des

coefficients de réflexion. Elles sont dues aux conditions expérimentales (chambre semi-anéchoïque pas complètement blindée et influence électrique des câbles d'alimentation des diodes PINs). Malgré cela, nous verrons que cela ne compromet nullement la diversité spatiale de l'antenne en mesure expérimentale.

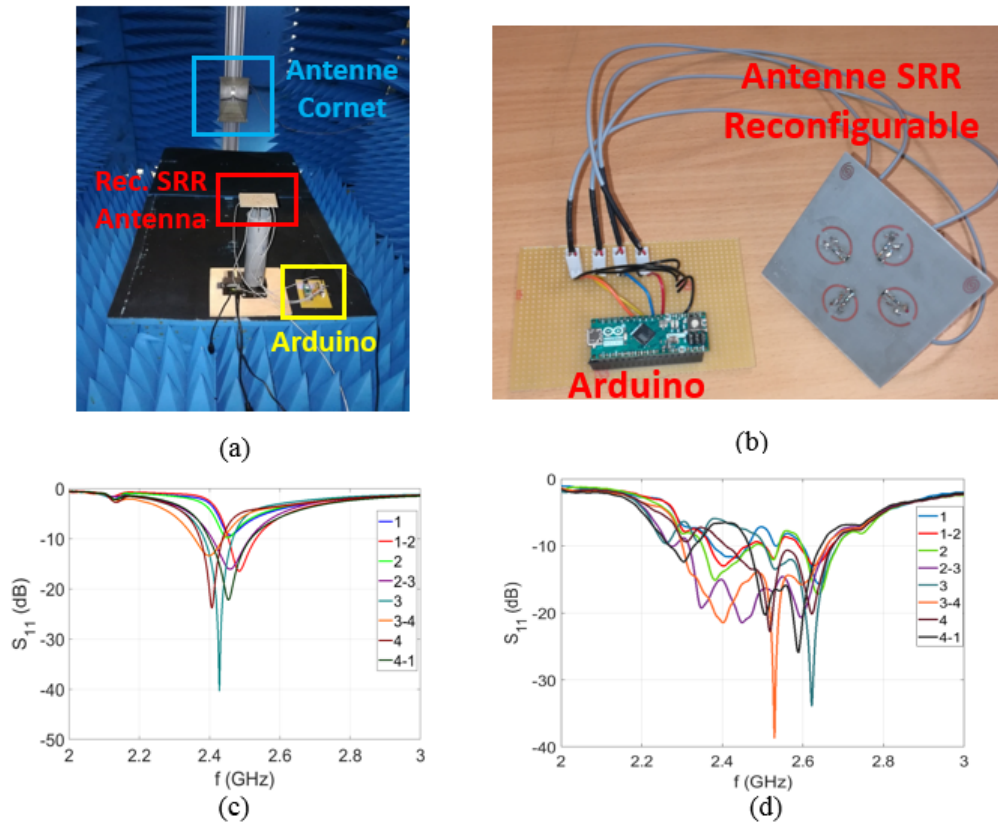


FIGURE 3.3.3 – (a) Antenne reconfigurable dans son dispositif de test en chambre anéchoïque. (b) Antenne SRR Reconfigurable réalisée. Sur les figures (c) et (d) sont représentées les coefficients de réflexion $S_{11}(dB)$ simulés et mesurés respectivement pour les 8 états de rayonnement.

3.3.2 Rayonnement de l'antenne SRR reconfigurable

Sur la Figure 3.3.2 sont représentés les diagrammes de rayonnement en gain obtenus par simulation pour les 8 différents états à 2.45GHz. On observe que les 8 différents états de l'antenne émettent un rayonnement dans toutes les directions de l'espace. Cette antenne est capable de réaliser un balayage spatial sur 360 degrés (phénomène de formation de faisceaux : « beamsteering »). Expérimentalement,

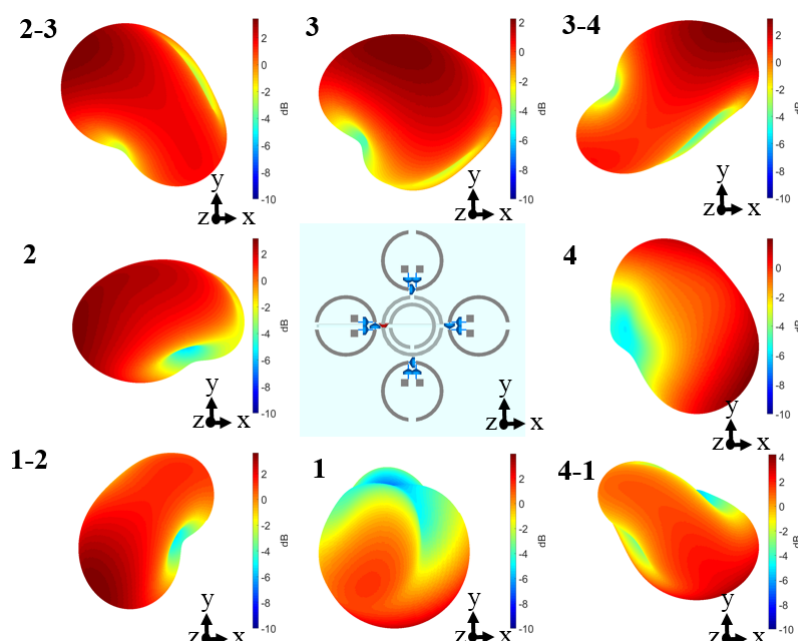


FIGURE 3.3.4 – Simulation numérique des 8 diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne SRR reconfigurable à la fréquence de 2.45GHz.

on mesure les diagrammes de l'antenne SRR reconfigurable dans le plan sur lequel est gravée l'antenne reconfigurable (plan contenant les résonateurs boucles). L'antenne cornet est orientée pour que sa polarisation soit dans le plan de l'antenne (polarisation horizontale). Le maximum de diversité spatiale de l'antenne est contenu dans ce plan.

Les diagrammes simulés et mesurés des 8 états de l'antenne SRR reconfigurable sont affichés sur les Figures 3.3.5(a)-(b) et (c)-(d) respectivement. En (a) et (c), seule une des diodes PINs est activée alors qu'en (b) et (d), deux diodes PINs consécutives sont activées. Expérimentalement, bien qu'ils n'y aient pas de correspondance parfaite avec les diagrammes simulés, on observe une bonne diversité spatiale au sens où les diagrammes mesurés ont des distributions spatiales différentes. Les maxima de rayonnement de ces champs mesurés pointent dans des directions différentes dans le plan de mesure. Les différences observées avec les diagrammes polaires de simulation sont liées aux conditions expérimentales précédemment énoncées dans ce chapitre. On synthétise les principales caractéristiques de l'antenne SRR reconfigurable obtenues par simulation en termes de coefficient de réflexion S_{11} , de gain G et d'efficacité de rayonnement η pour les 8 différents états de rayonnement dans le Tableau 3.5. Ces différentes grandeurs sont données en dB. Globalement, le gain varie entre 2 et 3.6dB suivant les états. Cette antenne présente également une bonne efficacité de rayonnement oscillant autour de

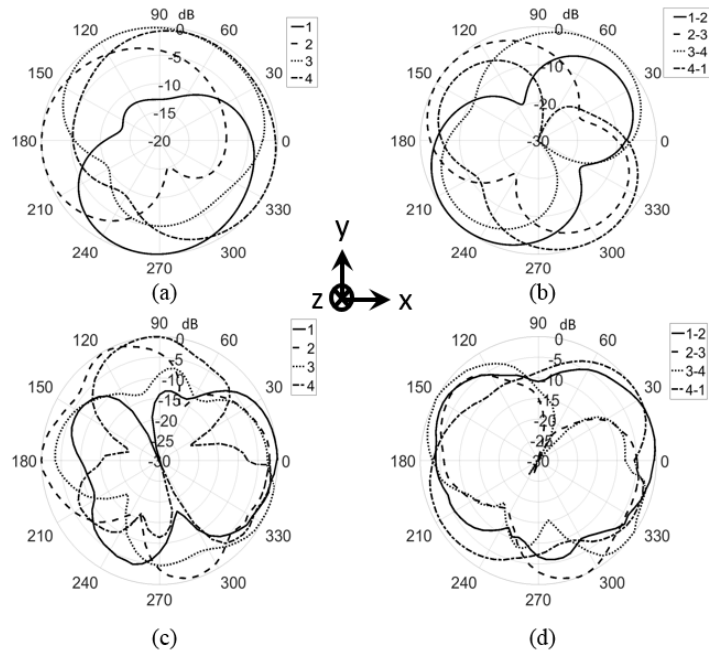


FIGURE 3.3.5 – Diagrammes polaires à 2.45 GHz. (a)-(b) Simulés. (c)-(d) Mesurés pour les états $\{1,2,3, 4\}$ et $\{1-2, 2-3, 3-4, 4-1\}$ respectivement.

-0.3dB, car le substrat choisi a peu de pertes.

3.3.3 Diversité spatiale de l'antenne

Nous venons de caractériser expérimentalement le rayonnement de l'antenne SRR reconfigurable. Cette antenne présente 8 diagrammes de rayonnement effectifs. Pour les applications de modulation spatiale MIMO, il est important de quantifier la corrélation entre ces différents diagrammes tant en simulation qu'en mesure. Comme vu dans le Chapitre 2, les facteurs de corrélation numériques sont calculés à partir des champs électriques complexes simulés et sont estimés expérimentalement à partir des diagrammes relatifs. Nous calculons ces facteurs à partir des simulations sur 4π sr (Figure 3.3.3(a)) et dans le plan de l'antenne (Figure 3.3.3(b)). On les compare ensuite avec ceux mesurés expérimentalement dans le plan de l'antenne (Figure 3.3.3(c)). Dans les trois cas, on observe une bonne décorrélation entre les diagrammes émis par l'antenne SRR reconfigurable. On constate également un accord qualitatif entre les corrélations mesurées et simulées. Le Tableau 3.6 donne les valeurs minimales et maximales de corrélations dans les trois conditions (simulation numérique sur 4π sr (Sim-3D) , sur 2π rd (Sim-2D) et mesuré sur 2π rd (Exp-2D)). Expérimentalement, la valeur minimale obtenue est de

États	$S_{11}(dB)$	$G(dB)$	$\eta(dB)$
1	-8.91	3.44	-0.35
1-2	-9.05	3.62	-0.44
2	-9.81	3.16	-0.30
2-3	-15.73	3.43	-0.36
3	-14.53	2.24	-0.36
3-4	-8.74	3.19	-0.40
4	-7.72	1.98	-0.42
4-1	-21.79	3.76	-0.44

TABLE 3.5 – Paramètres fondamentaux numériques de l’antenne SRR reconfigurable à 2.45GHz en fonction de l’état de rayonnement.

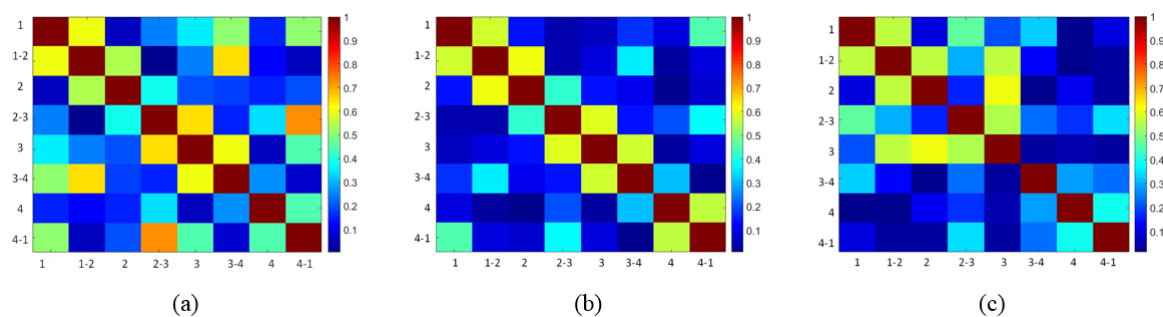


FIGURE 3.3.6 – Facteurs de corrélation à 2.45 GHz de l’antenne SRR reconfigurable. (a) Calculés à partir des simulations sur 4π sr. (b) Calculés à partir des simulations dans le plan de l’antenne. (c) Mesurés dans le plan de l’antenne.

1.3% entre les états 2 et 3-4 et la valeur maximale est de 60% entre les états 2 et 3. Cette valeur est relativement acceptable pour les communications numériques par modulation spatiale des données. Ces valeurs s'accordent parfaitement avec celles simulées numériquement dans le même domaine d'intégration ($2\pi rd$). Numériquement dans le plan de l'antenne, la corrélation minimale est de 0.7% entre les états 3-4/4-1 et la valeur maximale est de 59% entre les états 1-2 et 2. La valeur de corrélation calculée numériquement dans tout l'espace 3D la plus faible est de 0.3% entre les états 1-2 et 2-3. La valeur maximale est de 72% entre les états 2-3 et 4-1. L'estimation expérimentale de la diversité spatiale est effectuée en

	Sim-3D		Sim-2D		Exp-2D	
	ECC	États	ECC	États	ECC	États
Minimum	0.3%	1-2/2-3	0.7%	3-4/4-1	1.3%	2/3-4
Maximum	72%	2-3/4-1	59%	1-2/2	60%	2/3

TABLE 3.6 – Valeurs minimales et maximales de corrélation entre les diagrammes de rayonnement de l'antenne SRR reconfigurable calculées numériquement et estimées expérimentalement à la fréquence de 2.45GHz. Ce tableau donne également les états de rayonnement de l'antenne associés à ces valeurs.

chambre anéchoïque. Mais le domaine de calcul est restreint au plan de l'antenne et ne tient pas compte des variations des diagrammes de rayonnement dans tout l'espace. Afin de les évaluer, des mesures de corrélation ont été réalisées dans une chambre réverbérante.

3.3.4 Estimation expérimentale de la diversité spatiale dans l'espace 3D : Mesure en chambre réverbérante

3.3.4.1 Validation expérimentale de la diversité spatiale en milieu réverbérant

Jusqu'à présent, nous avons effectué les calculs de facteurs de corrélation en intégrant le champ sur $4\pi sr$ ou $2\pi rd$. Ainsi, ces calculs ont été effectués comme si l'antenne reconfigurable était entourée d'un réseau de récepteurs qui mesureraient en chaque point de la surface d'une sphère ou d'un cercle le champ (voir la Figure 3.3.7(a)). Comme pour l'antenne méandre, une estimation expérimentale des coefficients de corrélation sur $4\pi sr$ est réalisé dans une chambre réverbérante (voir l'illustration de principe sur la Figure 3.3.7(b)). Le montage expérimental

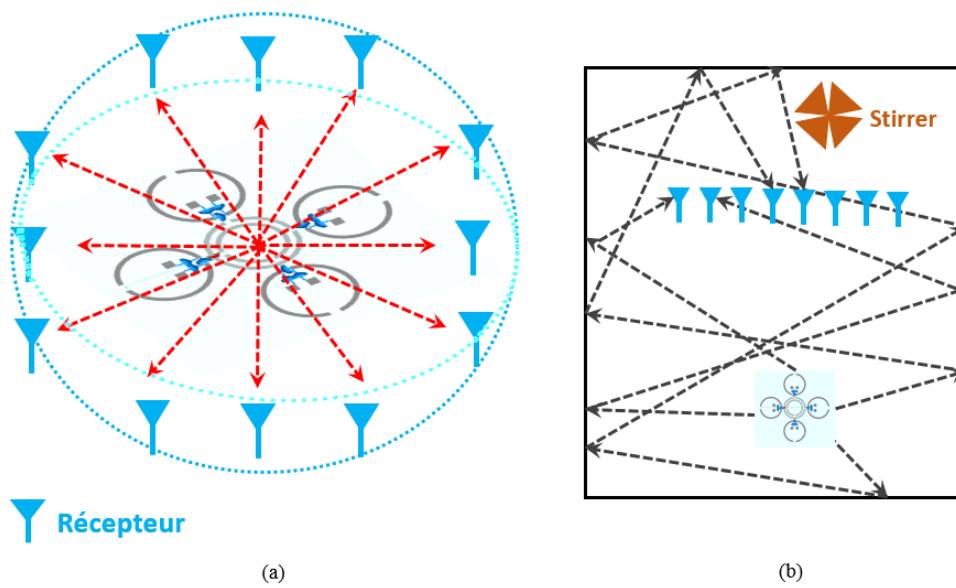


FIGURE 3.3.7 – Estimations des facteurs de corrélation à partir de : (a) l’intégration des champs sur une sphère ou un cercle. (b) de la corrélation dans une chambre réverbérante sur un réseau de récepteurs quelconque. On note que cette approche n’est valide que dans le cas d’un milieu à champs diffus.

pour la mesure de corrélation est montré sur la Figure 3.3.8(a). L'antenne SRR reconfigurable est placée dans la cavité réverbérante et est contrôlée par un module Arduino qui permet d'activer les différents états de cette antenne. Le récepteur est un réseau linéaire de 8 dipôles alignés fonctionnant à la même fréquence que l'antenne SRR reconfigurable. Ces dipôles sont espacés entre eux d'une distance de $\frac{\lambda}{2}$ afin de minimiser au maximum leurs couplages mutuels. Ils sont contrôlés par des commutateurs RF permettant de les activer successivement comme montré sur la Figure 3.3.8(b). Les paramètres expérimentaux fixés pour les mesures de

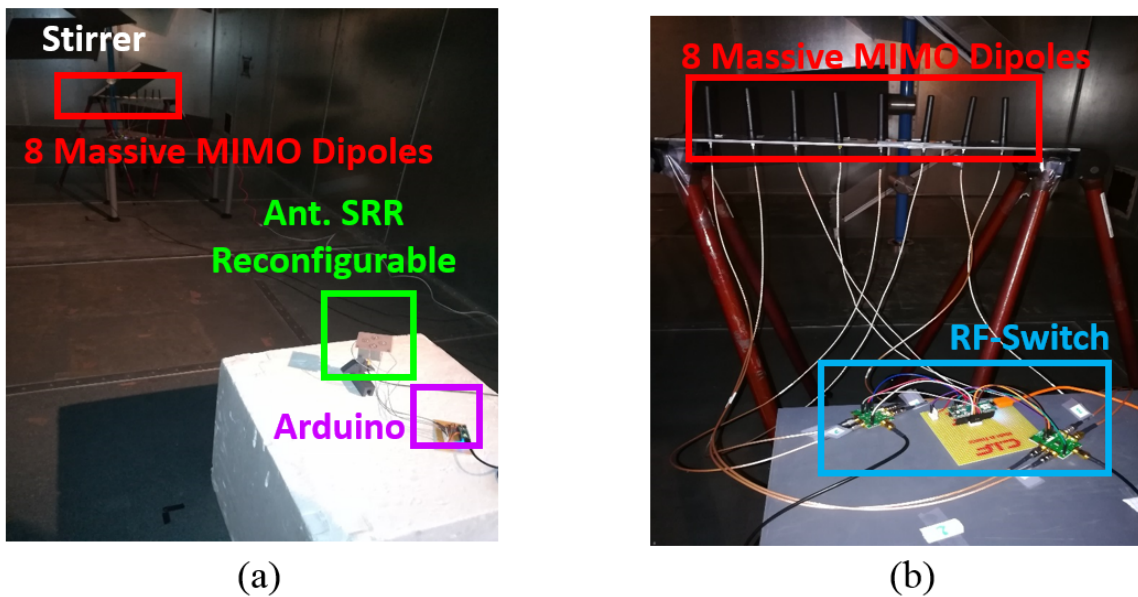


FIGURE 3.3.8 – (a) Banc de mesure expérimental en chambre réverbérante. (b) Récepteur de 8 éléments contrôlés par des commutateurs RF.

corrélation des diagrammes de l'antenne reconfigurable sont donnés sur le Tableau 3.7.

Nous évaluons la matrice de corrélation expérimentale de l'antenne SRR reconfigurable, en cavité réverbérante, en moyennant les facteurs de corrélation estimés par chacun des éléments du réseau de récepteurs. Cette matrice est montrée sur la Figure 3.3.9. Sur cette matrice, la corrélation estimée la plus faible est de 2.6% (entre les états 1-2 et 3-4) alors que la plus élevée est de 62% (entre les états 1 et 4-1). Ces valeurs s'approchent sensiblement de celles calculées numériquement (Figure 3.3.3(a)) à partir des diagrammes simulés en 3D. Ainsi, la mesure des corrélation en chambre réverbérante permet de donner une estimation fiable des facteurs de corrélation dans tout l'espace. Cela s'explique par le fait que l'antenne sous test émet un rayonnement dans toutes les directions de l'espace et que chaque élément du réseau de récepteurs est alors capable d'évaluer les différences

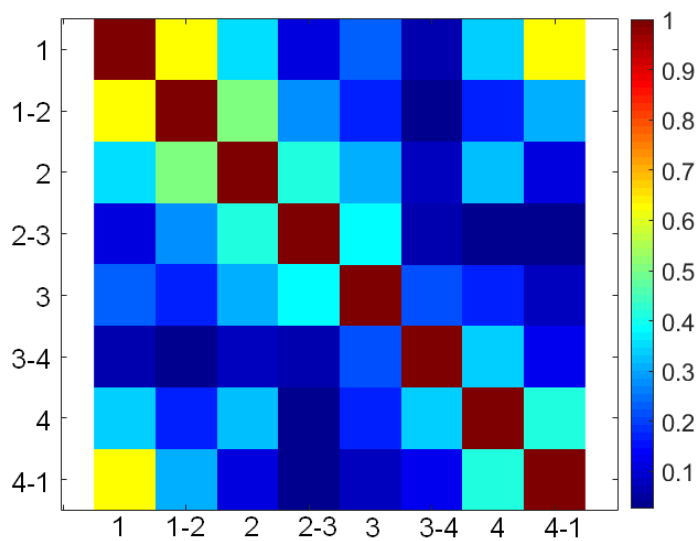


FIGURE 3.3.9 – Moyenne des matrices des facteurs de corrélation entre les différents diagrammes de l’antenne SRR reconfigurable estimées en chambre réverbérante à 2.45GHz sur l’ensemble des éléments du réseau de récepteurs. Cette estimation a été réalisée dans le cas où aucun absorbant n’a été placé dans la cavité métallique.

Paramètres	Valeurs
Transmetteur Tx	Antenne SRR Reconfigurable
Récepteur Rx	8 dipôles alignés
Distance Tx-Rx (m)	3.66
Bande de fréquence (GHz)	{2.3-2.6}
Résolution fréquentielle	30kHz
Bande de cohérence de la cavité (KHz)	150
Puissance d'émission (dBm)	-8
Nombre de positions du brasseur de modes	10
Pas du brasseur (°)	36
Nombre d'absorbants utilisés	{0,1,2,6}

TABLE 3.7 – Paramètres expérimentaux fixés lors de l'estimation des facteurs de corrélation de l'antenne SRR reconfigurable dans la cavité réverbérante.

entre les diagrammes de rayonnement en moyennant l'ensemble des signaux qui lui sont incidents. Cette approche expérimentale valide complètement les attentes numériques.

Résumé du Chapitre

Les antennes à base de résonateurs à anneaux fendus (*Split Ring Resonator* : *SRR*) peuvent être utilisées comme éléments rayonnants efficaces. Leur faible occupation spatiale les rend facilement intégrables dans de petits objets connectés.

Dans un premier temps, nous avons vu qu'un réseau de SRRs présente de multiples fréquences de résonances grâce au couplage entre les éléments. En contrôlant individuellement chaque résonateur, il est possible d'engendrer différents diagrammes de rayonnement à une fréquence donnée. Puis, nous avons utilisé un modèle analytique dipolaire pour mieux appréhender l'influence d'un résonateur parasite présentant à la fois un comportement dipolaire électrique et magnétique sur un résonateur boucle principalement magnétique. Le résonateur source magnétique présente une forte réflexion et un diagramme omnidirectionnel à sa fréquence de résonance. Suivant la disposition du résonateur parasite par rapport au résonateur source, le diagramme omnidirectionnel se retrouve perturbé et pointe dans une direction donnée avec une certaine directivité. Le résonateur parasite agit également sur l'adaptation de l'antenne. En considérant une géométrie avec quatre résonateurs parasites contrôlés par des impédances de charge en court-circuit ou circuit ouvert, ce modèle indique que la structure ajustable permet de modifier l'orientation du lobe principal sur 360 degrés à 2.4GHz. L'orientation du faisceau directif de la structure globale est donc contrôlable au travers de ces impédances de charge.

Dans le cadre de l'implémentation pratique d'une antenne reconfigurable, nous nous sommes servis d'une antenne à double anneaux concentriques présentant une forte réflexion comme antenne de référence. Afin de reconfigurer le diagramme de référence, quatre résonateurs boucles parasites ont été ajoutés. Ces derniers sont contrôlés chacun par une diode PIN. La simulation numérique a permis d'isoler 8 états de rayonnement efficace à la fréquence de 2.45GHz. Un bon accord entre les simulations et les mesures expérimentales a été obtenu. La diversité spatiale de l'antenne SRR reconfigurable a été validée expérimentalement et montre différents diagrammes de rayonnement. Les facteurs de corrélation entre les différents diagrammes issus des simulations et des mesures ont été estimés. De fortes décorrélations sont observées. En particulier, une mesure de ces facteurs a été effectuée dans une chambre réverbérante. Ces mesures valident la diversité spatiale de l'antenne SRR reconfigurable d'une part et montre que dans un environnement avec de multiples réflexions le réseau de récepteurs est capable de distinguer les différents diagrammes de rayonnement émis par l'antenne SRR reconfigurable. Ces résultats sont prometteurs pour les applications de modulation spatiale pour objets connectés en condition indoor. L'évaluation des facteurs de corrélation entre les différents diagrammes de rayonnement de l'antenne SRR reconfigurable est nécessaire, mais

pas suffisante pour garantir la fiabilité de la transmission radio entre cette antenne et une station de base communicante. Il faut donc quantifier le probabilité d'erreurs de transmission entre l'antenne reconfigurable et la station de base. Dans le prochain chapitre, nous simulons une communication numérique à partir d'une part des diagrammes calculés numériquement et à partir des canaux enregistrés expérimentalement en chambre réverbérante d'autre part. En particulier, nous présentons une première mesure de fiabilité de la transmission radio entre l'antenne SRR reconfigurable et un réseau de récepteurs en condition indoor.

Chapitre 4

Évaluation de la Modulation Spatiale avec des Antennes Reconfigurables

Dans les deux chapitres précédents, nous avons montré les résultats de simulation et de mesures expérimentales de 3 antennes reconfigurables réalisées sur le site de l'Institut Langevin. Ces antennes se caractérisent par une bonne diversité spatiale évaluée au travers des facteurs de corrélation entre les différents diagrammes à la fréquence de 2.45GHz. En effet, des diagrammes suffisamment décorrélés auront pour conséquence une diminution de la probabilité d'erreurs de transmission, car ils seront démodulés plus efficacement par un récepteur.

Le projet ANR Spatial Modulation a pour but l'implémentation d'une communication numérique pour objets connectés de type montant (*uplink*). En ce sens, l'antenne reconfigurable représente l'objet connecté et un réseau linéaire d'antennes conventionnelles (monopoles, dipôles) correspond à une station de base de communication numérique dite « Massive MIMO ».

Dans ce chapitre, nous présentons et utilisons les outils de simulation élaborés en collaboration étroite avec Orange Labs Networks qui permettent d'évaluer le taux d'erreur binaire (*Bit Error Rate* : *BER* en anglais) de la modulation spatiale. Une première version du simulateur repose sur un modèle de canal multi-diffusant et les diagrammes de rayonnement complexes obtenus avec le logiciel de simulation électromagnétique CST. Il met en évidence le fort lien entre le BER et la corrélation entre les différents diagrammes de rayonnement. Une deuxième version du simulateur se fonde sur les mesures réalisées dans une chambre réverbérante entre nos antennes reconfigurables et un réseau de dipôles. Le BER est calculé à partir de ces mesures de canal et comparé à une modulation conventionnelle de même efficacité spectrale. Pour terminer, nous présentons des résultats préliminaires obtenus avec un dispositif hardware dédié à la modulation spatiale développé à l'IETR de Rennes en condition réelle d'utilisation pour simuler une communication numé-

rique en indoor.

4.1 Modulation spatiale et canal de propagation

Le « *3rd Generation Partnership (3GPP)* », qui est une association d'industriels dont l'objectif est le développement des futurs standards pour les systèmes de radiocommunication numérique propose un modèle de canal pour les communications numériques MIMO. Ce dernier se fonde sur des diffuseurs aléatoirement répartis dans le milieu de propagation comme montré sur la Figure 4.1.1[76]. Sur ce schéma, MS et BS représentent respectivement l'objet connecté et la station de base. Quelques hypothèses ont été faites pour les simulations numériques de ce canal de propagation. La simulation est bidimensionnelle. Les diffuseurs sont regroupés en amas (clusters) cylindriques de rayons donnés. Les signaux provenant de l'objet connecté subissent une unique réflexion sur chaque amas. Ces amas sont supposés diffuser le signal avec des amplitudes complexes aléatoires. Si le nombre d'amas diffuseurs est suffisamment grand (> 10 , selon [119]), alors la somme des différents trajets arrivant sur la station de base obéissent à une distribution gaussienne selon le théorème central limite. L'étude de la littérature sur les canaux

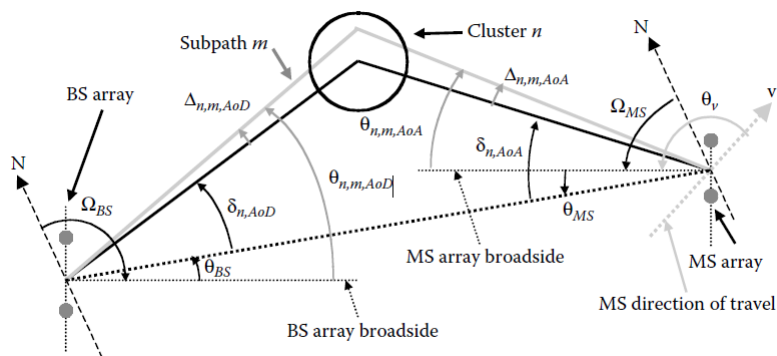


FIGURE 4.1.1 – Modèle 3GPP du canal de communication MIMO. (Extrait de [76])

de propagation MIMO ne sera pas détaillée dans ce chapitre. On se concentrera uniquement sur le schéma de communication numérique adopté au cours du projet ANR Spatial Modulation et adapté à nos problématiques de communication en indoor pour objets connectés.

4.2 Antenne reconfigurable dans un canal MIMO de propagation

En étroite collaboration avec Mme Dinh-Thuy Phan-Huy de Orange Labs Networks, le modèle de canal de propagation MIMO décrit précédemment a été implémenté sous Matlab pour tester la fiabilité de la transmission radio par modulation spatiale des antennes reconfigurables ainsi réalisées. La Figure 4.2.1(a) donne l'exemple de l'antenne SRR reconfigurable où est indiqué l'angle de départ AoD . Sur la Figure 4.2.1(b) sont représentés les diagrammes de rayonnement dans le plan polaire (plan contenant les boucles) de l'antenne SRR reconfigurable utilisés pour la simulation. Le système complet simulé est représenté sur la Figure 4.2. Pour

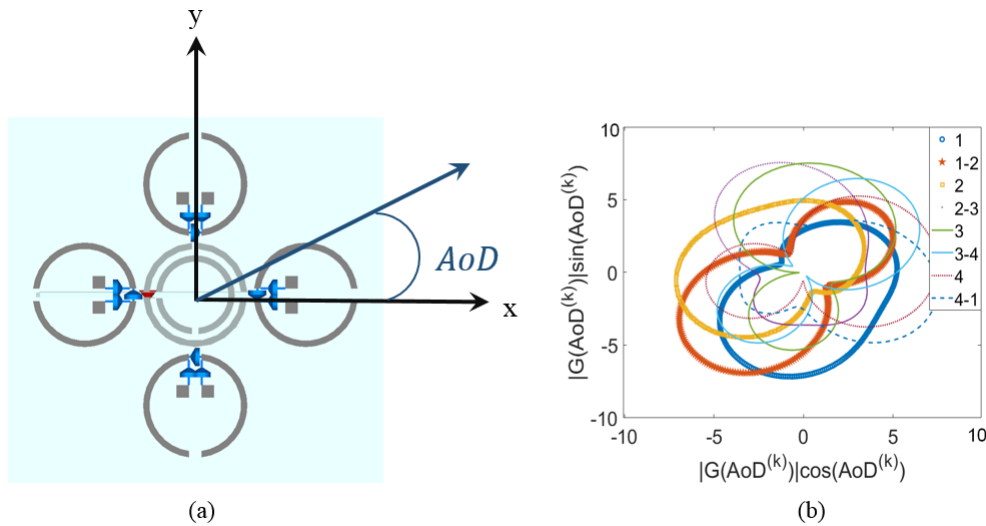


FIGURE 4.2.1 – (a) Convention adoptée pour l'angle de départ AoD (cas de l'antenne SRR reconfigurable). (b) Diagrammes polaires 2D (dans le plan de l'antenne) obtenus avec le logiciel commercial CST de l'antenne SRR reconfigurable utilisés pour la simulation numérique.

ce modèle de propagation, quelques hypothèses ont été faites. On considère le canal à évanouissement plat en fréquence (*frequency flat fading*), c'est-à-dire, que la bande de cohérence du canal MIMO est supérieure à la bande passante des signaux de l'antenne reconfigurable. Plus précisément, chaque fréquence des signaux des diagrammes de rayonnement aura la même amplitude complexe d'évanouissement. Par ailleurs, le canal est supposé ne pas introduire d'interférences entre les différents symboles (*diagrammes*) émis dans le temps. Dans ce modèle de propagation, le récepteur est un réseau linéaire de $L = 16$ récepteurs espacés entre eux d'une

distance minimale de $\frac{\lambda}{2}$ (appelé *antenne Massive MIMO*). Le milieu de propagation est un milieu Non-Line-Of-Sight (*NLOS*) caractérisé par un banc de $K = 10$ diffuseurs. L'antenne reconfigurable génère N différents diagrammes de rayonnement. Dans notre cas, N sera compris entre 1 et 8. Au niveau du $l^{\text{ème}}$ récepteur de l'antenne « *Massive MIMO* », le signal provenant du $k^{\text{ème}}$ cluster arrive avec une différence de marche dont l'expression est donnée par :

$$\delta_D(l, k) = \frac{\lambda}{2}(l - 1)\cos(AoA^{(k)}) \quad (4.2.1)$$

On écrit la contribution du diagramme n reçue sur antenne l et provenant du diffuseur k :

$$R^{(k,l,n)} = g^{(n)}(AoD^{(k)}) \cdot \gamma^{(k)} \cdot e^{-jk_0\delta_D(l,k)} \quad (4.2.2)$$

avec k_0 le nombre d'onde à la fréquence mono-porteuse de 2.45GHz, $g^{(n)}(AoD^{(k)})$ le gain complexe du diagramme n et $\gamma^{(k)}$ le coefficient de diffusion associé au diffuseur k . On introduit la matrice complexe de transfert du canal de propagation $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{L \times P}$ entre l'antenne reconfigurable et le réseau linéaire de récepteurs. Un élément de cette matrice s'écrit alors comme :

$$H_{l,n} = \frac{1}{\xi} \sum_{k=1}^K R^{(k,l,n)} \quad (4.2.3)$$

avec ξ un coefficient de normalisation tel que la puissance moyenne reçue par le réseau de récepteur est unitaire. Ainsi, lorsque l'antenne reconfigurable active son $n^{\text{ème}}$ diagramme de rayonnement, les amplitudes reçues par le réseau s'écrivent sous la forme vectorielle suivante :

$$\mathbf{Y}^n = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}^n + \mathbf{N}_0 \quad (4.2.4)$$

avec \mathbf{N}_0 le vecteur de bruit et \mathbf{X}^n le vecteur tel que :

$$X_i^n = \delta_{n,i},$$

où δ est le symbole de Kronecker. On considère la puissance du signal transmis par l'antenne reconfigurable notée P_T . La puissance du bruit P_N est définie comme la puissance moyenne reçue un élément du récepteur ($P_N = \langle |\mathbf{N}_0|^2 \rangle$). Ainsi, par suite, le rapport signal-sur-bruit (*SNR*) est simplement donné par $SNR = \frac{P_T}{P_N}$.

La méthode permettant de calculer le BER en fonction du SNR est énoncée dans [110]. L'algorithme est décrit dans ses grandes lignes dans l'Annexe 6.4.3 en fin du manuscrit. Nous donnons ici ces éléments clés. On considère que le réseau de récepteurs a parfaitement estimé le canal de propagation grâce à une séquence d'apprentissage des différents diagrammes de l'antenne reconfigurable. Le récepteur a donc en mémoire la matrice \mathbf{H} de transfert. Les grandes étapes pour calculer le BER sont les suivantes :

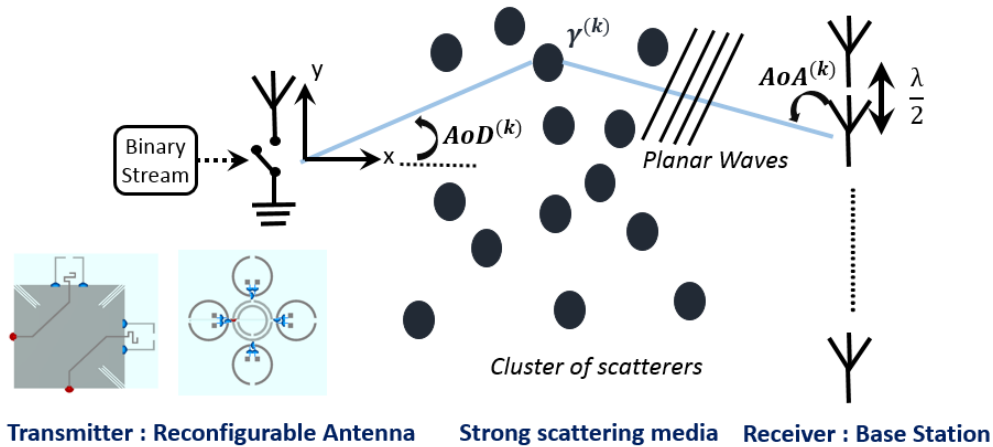


FIGURE 4.2.2 – Illustration du modèle de simulation numérique de la communication numérique MIMO entre une antenne reconfigurable et un réseau linéaire de récepteur. La configuration est montante dans laquelle l'antenne reconfigurable représente l'objet connecté et le réseau de récepteurs est la station de base « Massive MIMO ».

- Une série de r bits b_k est transformée en une série de symboles spatiaux (1 bit \rightarrow 2 diagrammes, 2 bits \rightarrow 4 diagrammes, etc...).
- On note \mathbf{Y}^q le vecteur acquis par le réseau de récepteurs dans le canal de propagation lorsque le $q^{\text{ème}}$ symbole est émis. La détection du diagramme et donc du symbole le plus probable s'effectue par une simple minimisation quadratique :

$$\hat{n}_q = \min_n \left\{ \sum_{l=1}^L |Y_l^q - H_{ln}|^2 \right\} \quad (4.2.5)$$

- À partir de l'ensemble des \hat{n}_q , la série de bits estimée \hat{b}_q est déduite.
- Le BER est alors simplement donné par :

$$BER = \frac{\sum_{k=1}^r |\hat{b}_k - b_k|}{r} \quad (4.2.6)$$

4.3 Relation entre Diversité Spatiale et BER

Dans cette section, nous estimons le BER dans différentes configurations. Dans un premier temps, nous le faisons à partir des diagrammes simulés de l'antenne SRR reconfigurable à polarisation croisée présentée dans le chapitre 3 et le modèle de canal présenté précédemment. En particulier, nous mettons en évidence le lien entre le BER et la corrélation entre les diagrammes de rayonnement. Dans

un second temps, nous l'évaluons à partir de mesures expérimentales du canal de propagation entre l'antenne reconfigurable et un réseau de récepteurs placés dans une chambre réverbérante. Pour terminer, nous présentons des résultats préliminaires obtenus en indoor avec un dispositif dans lequel la modulation spatiale a été implémentée.

4.3.1 BER et Diversité Spatiale de l'antenne SRR reconfigurable

On simule numériquement le BER de l'antenne SRR reconfigurable.

La Figure 4.3.1(a) montre la probabilité d'erreurs de transmission simulée en fonction du SNR dans le cas où l'antenne reconfigurable envoie successivement 2, 4 et 8 différents symboles (diagrammes) dans le canal de propagation. Ces symboles ont été choisis tels qu'ils aient la plus faible corrélation entre eux. Dans un premier temps, on observe numériquement que plus le nombre de symboles est petit, plus le BER est faible à SNR donné. En effet, en réduisant le nombre de symboles utilisés, on réduit également la corrélation entre eux (du fait de la faible interférence entre peu de symboles) et donc la démodulation des symboles est moins sensible au bruit. La contrepartie est la réduction du débit binaire.

Si l'on se fixe de manière arbitraire un objectif de BER maximum de 1‰, seuil en deçà duquel on considère que des codes correcteurs d'erreurs pourront efficacement démoduler les symboles émis, alors le SNR doit être de 14dB lorsque les 2 symboles les plus décorrélés sont utilisés et atteint 20 dB lorsque l'on exploite de tous les symboles. Il existe donc une relation forte entre la corrélation entre les différents diagrammes de rayonnement d'une antenne reconfigurable et la fiabilité de la transmission radio entre une antenne reconfigurable et une antenne de type station de base.

Comme nous l'avons vu dans le Chapitre 1, dans les systèmes MIMO conventionnels, la capacité de Shannon dépend fortement de la diversité spatiale. Ainsi, dans [98], le facteur de diversité est donné par le rapport de la valeur moyenne au carré par la variance de la norme de Frobenius de la matrice. Il a été démontré que ce terme correspond à une distribution de Nakagami, où plus la variance de sa fonction de densité de probabilité est faible, plus la diversité est élevée. Dans [86], une antenne générant M diagrammes de rayonnement est considérée. L'agilité angulaire est déduite de la matrice complexe de corrélation ρ et plus précisément de la distribution des valeurs propres de cette dernière. C'est cette approche que nous considérons ici.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, la matrice de corrélation est calculée soit à partir de l'intégration du champ électrique sur, $4\pi sr$ mais également en se limitant à un cercle unité ($2\pi rd$) contenu dans le plan de l'antenne. Cette confi-

guration est étudiée, car elle est similaire au cas expérimental où l'enregistrement des diagrammes de rayonnement est limité à $2\pi rd$. Les distributions normalisées des valeurs propres des matrices de corrélation complexe ρ issues de CST sur $4\pi sr$ et $2\pi rd$ et de mesures expérimentales sur $2\pi rd$ sont tracées sur la Figure 4.3.1(b). Dans un premier temps, on observe qu'indépendamment du domaine d'intégration de calcul des matrices complexes de corrélation, les distributions des valeurs propres tendent à se superposer. On observe que la distribution de valeurs singulières est bien liée au BER. En effet, la deuxième valeur singulière est 50% plus faible que la première. Ainsi avec un SNR de 14dB (45%), les 2 premières valeurs singulières sont bien identifiées. Après la 5^{ème} valeur singulière, la décroissance est plus lente ce qui semble corroborer le fait qu'un SNR 20dB (13%) est suffisant pour identifier les 8 diagrammes.

Bien évidemment cette relation reste très qualitative, car un diagramme de rayonnement ne correspond pas à un état propre de l'antenne. La décroissance relativement rapide des valeurs propres a pour origine la non-indépendance des diagrammes de rayonnement. En effet, l'état 1-2 (Figure 3.3.2 du Chapitre 3) de l'antenne SRR reconfigurable n'est qu'une combinaison linéaire des états 1 et 2. La même analogie peut être faite pour les états 2-3 (combinaison des états 2 et 3), 3-4 (combinaison des états 3 et 4) et 4-1 (combinaison des états 1 et 4). L'étude de la distribution des valeurs propres normalisées des matrices de corrélation complexe permet d'estimer quantitativement le nombre d'états indépendants d'une antenne reconfigurable en fixant un certain seuil d'amplitude normalisée de valeur propre et donc d'évaluer la diversité spatiale de l'antenne.

Le même type d'observation peut être fait concernant l'antenne reconfigurable à polarisation croisée. Les résultats sont donnés en Annexe 6.4.3. Nous estimons à présent la capacité de l'antenne SRR reconfigurable à émettre correctement des données binaires en direction d'un réseau de récepteurs dans un milieu fortement réverbérant.

4.3.2 Fiabilité de la transmission radio en milieu réverbérant : Estimation du BER

Nous testons la fiabilité de la transmission radio entre l'antenne SRR reconfigurable et un réseau de récepteurs dans une cavité réverbérante. En particulier, nous comparons le BER estimé avec les canaux mesurés de l'antenne reconfigurable suivant deux types de modulation : modulation conventionnelle « *32QAM* » et une modulation mixte « *QPSK-SM8* » qui mélange modulation spatiale et modulation en quadrature de phase. Les modulations *32QAM* est *QPSK-SM8* présentent la même efficacité spectrale (5 bits/s/Hz). Le montage expérimental est celui donné à la Figure 3.3.8(a) du Chapitre 3. Les mesures ont pour but de montrer la robustesse

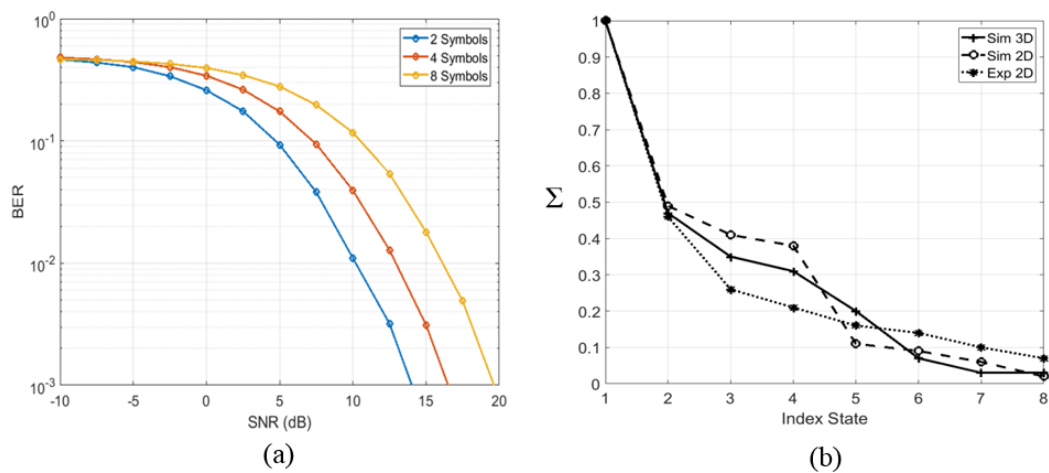


FIGURE 4.3.1 – (a) Simulation numérique du BER en fonction du SNR pour différents nombres de symboles envoyés dans le canal de propagation. (b) Distribution normalisée des valeurs propres de la matrice complexe des facteurs de corrélation. (En trait continu et en pointillés, celles calculées numériquement en 3D et 2D respectivement et en traits discontinus celle mesurée expérimentalement). Ces résultats numériques et de mesures expérimentales sont liés aux performances de l'antenne SRR reconfigurable.

de la communication numérique par modulation spatiale dans un environnement multi-diffusant. Ici le SNR est défini comme étant la puissance rayonnée sur la puissance du bruit moyen sur chaque antenne de réception. Les 32 symboles de la modulation conventionnelle « *32QAM* » et de la modulation mixte « *QPSK & SM8* » sont affichés dans un diagramme IQ sur la Figure 4.3.2(a). Pour la modulation « *QPSK & SM8* », les 2 premiers bits « b_0b_1 » sont envoyés via la modulation conventionnelle *QPSK* alors que les 3 derniers bits « $b_2b_3b_4$ » le sont par modulation de diagramme selon la Table 4.1.

$b_2b_3b_4$	Numéro de l'état s	États de l'antenne SRR reconfigurable
000	1	1
001	2	2
010	3	3
011	4	4
100	5	1-2
101	6	2-3
110	7	3-4
111	8	4-1

TABLE 4.1 – Table d'association de symboles binaires $b_2b_3b_4$ avec l'état de l'antenne SRR reconfigurable correspondant. *Les états de cette antenne sont ceux définis dans le Chapitre 3.*

On considère que tous les symboles sont émis avec la même puissance[110] et que le réseau de récepteur à la connaissance du canal de propagation pour chacun des états de l'antenne reconfigurable. Un algorithme de minimisation quadratique d'erreur (*MSE : Mean Square Error*) est implémenté au niveau du récepteur. Un nombre de tirages de canaux aléatoires suffisamment large est considéré pour estimer un BER de l'ordre de 10^{-5} . La Figure 4.3.2(b) montre le BER en fonction du SNR pour modulation conventionnelle et mixte. La modulation conventionnelle a été testée sur les 8 diagrammes de rayonnement (états 1 à 8). On constate dans un premier temps que pour un niveau de SNR inférieur à 20dB, le BER estimé par modulation spatiale est plus faible que celui calculé avec la modulation conventionnelle « *32QAM* ». Ainsi la modulation spatiale présente une meilleure performance que celle de la modulation conventionnelle. Dans un second temps, du fait que la modulation spatiale nécessite que des amplificateurs à enveloppe constante, on estime qu'elle est moins consommatrice en énergie que la modulation convention-

nelle [11]. En effet, les symboles de la modulation spatiale « SM8-QPSK » sont envoyés avec une même puissance constante selon le diagramme IQ. La moyenne de la puissance émise par l'antenne reconfigurable par modulation spatiale est constante. D'autres mesures de BER en fonction du SNR ont été effectuées avec

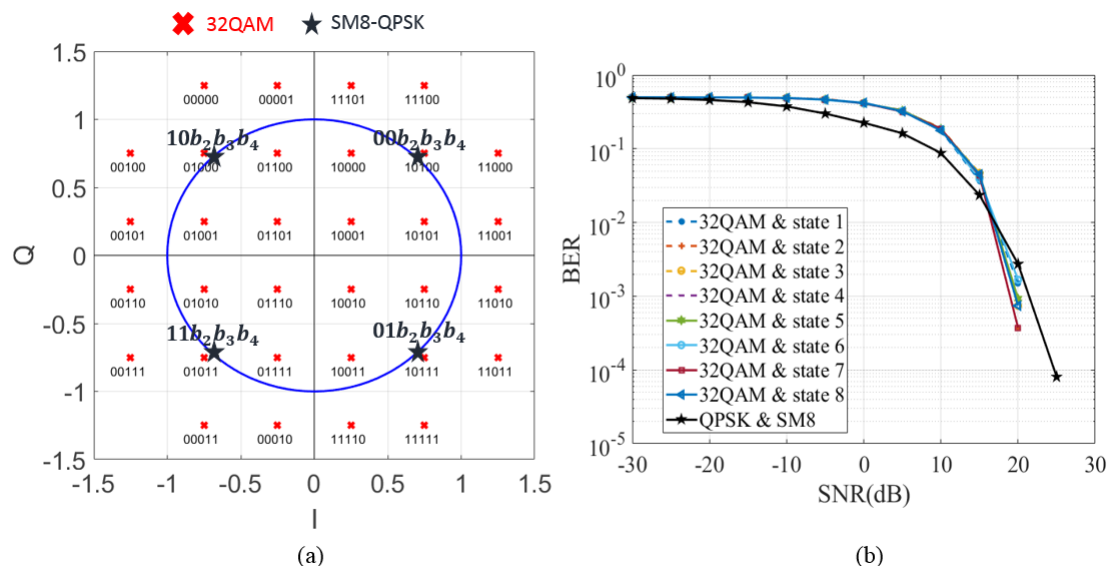


FIGURE 4.3.2 – (a) Diagramme de constellation IQ pour les modulations conventionnelles « 32QAM » et spatiale « SM8-QPSK » en considérant que chaque symbole binaire est émis avec la même puissance moyenne. (b) Évaluation du BER en fonction du SNR de l'antenne SRR reconfigurable en chambre réverbérante pour chaque trame de donnée envoyée.

des ajouts progressifs de mousses absorbantes placées aléatoirement dans la cavité. Les résultats sont présentés dans l'Annexe 6.4.3 en fin de manuscrit de thèse. Cependant les résultats dépendent peu de la présence des mousses absorbantes.

4.3.3 Application à une communication en Indoor

Nous venons de voir que la transmission numérique de données par l'antenne SRR reconfigurable est particulièrement robuste et fiable dans un environnement réverbérant. On se propose de vérifier cette fiabilité dans une implémentation de communication radio dans un bureau de travail sur le site du campus de l'IETR de Rennes. Ces résultats ont été obtenus en lien étroit avec le Dr Yvan Kokar. La configuration consiste à établir un lien radio entre l'antenne SRR reconfigurable et un réseau de 4 monopoles. Le taux d'erreur est étudié en fonction du rapport

signal sur bruit en modifiant la puissance émise par l'antenne reconfigurable. Le montage expérimental est montré sur la Figure 4.3.3(a). L'antenne SRR reconfigurable et le réseau de récepteurs sont commandés par une plateforme de transmission numérique sans fils appelée WARP (*Wireless Open-Access Research*) [56]. Le fonctionnement de cette carte d'émission-réception est détaillé brièvement dans l'Annexe 6.4.3 en fin de ce chapitre. Les diodes PINs de l'antenne SRR reconfigurable sont commandées via un port GPIO de cette carte comme montré sur la Figure 4.3.3(b). Dans les configurations de mesure, l'antenne SRR reconfigurable

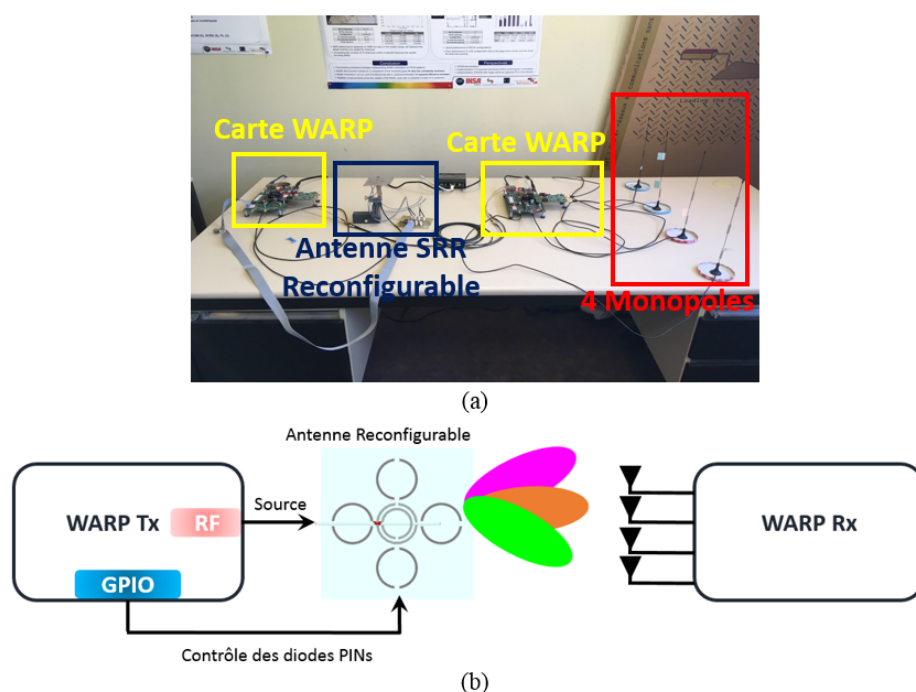


FIGURE 4.3.3 – Protocole expérimental servant à estimer le BER pour différentes puissances d'émission de l'antenne SRR reconfigurable. (a) Montage expérimental dans un bureau de travail de l'IETR de Rennes. (b) Schéma de la transmission de données par l'antenne SRR reconfigurable. Une carte WARP contrôle l'antenne SRR reconfigurable et le réseau de récepteurs.

est distante de plus de 1m du réseau de monopoles. Ces derniers sont espacés d'environ 20 cm entre eux afin qu'ils soient découplés. Trois différentes mesures ont été effectuées avec des puissances d'émission P_{Tx} de 0, -10 et -20dBm. Les Figures 4.3.4(a), (b) et (c) montrent les niveaux de SNR mesurés par chacun des récepteurs notés Rx_i avec i l'indice du monopole pour les trois mesures (trois différentes puissances d'émission) respectivement. Pour chacun des états de l'antenne SRR

reconfigurable, le SNR diminue lorsque le niveau de puissance de l'émetteur P_{Tx} diminue aussi. Le SNR moyen est de 28.30dB pour une puissance d'émission de 0dB et est de l'ordre de 11.16dB pour une puissance de -20dBm. L'antenne recon-

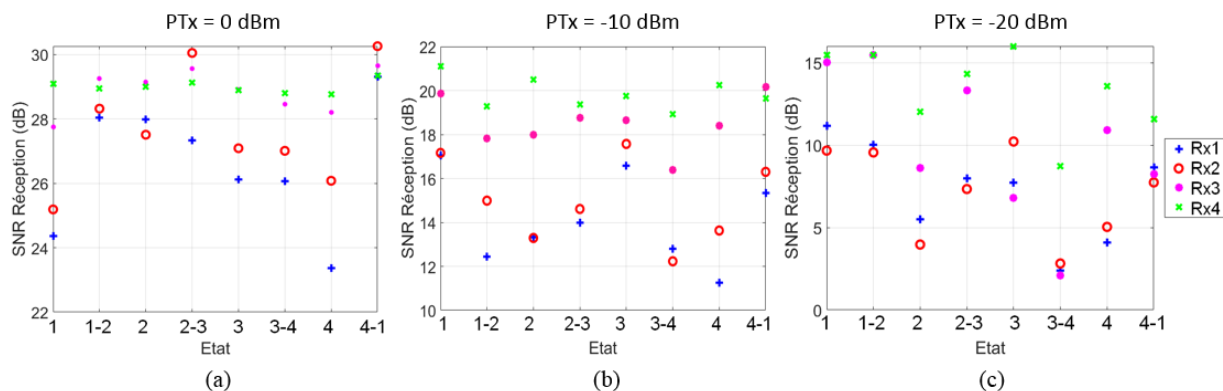


FIGURE 4.3.4 – Rapport Signal sur Bruit estimé par chacun des monopoles en fonction de l'état de l'antenne SRR reconfigurable.

figurable envoie ses 8 différents diagrammes. Au cours de ces mesures, l'antenne reconfigurable émet 3333 symboles. Étant donné que chaque diagramme code pour 3 bits ($8 = 2^3$), le nombre total de bits transmis vers le réseau de récepteurs est alors de 9999. Les symboles sont détectés à l'aide d'un détecteur de maximum de vraisemblance. Ces mesures permettent d'estimer un BER avec une précision de l'ordre de 1 point. Le Tableau 4.2 donne le BER en fonction de la puissance d'émission de l'antenne SRR reconfigurable. Nous voyons que plus la puissance d'émission de l'antenne SRR reconfigurable augmente, plus le BER diminue car alors le rapport Signal sur Bruit est suffisamment élevé pour que le réseau de récepteurs démodule les diagrammes émis au-dessus du bruit ambiant. Pour une puissance émise de 0dBm, le BER estimé vaut alors 0%. En revanche, pour un rapport Signal sur Bruit relativement faible généré par une puissance P_{Tx} de -20 dBm, la probabilité d'erreurs augmente considérablement et atteint 13.4%.

La mesure de la probabilité d'erreurs de transmission de l'antenne SRR reconfigurable a montré des résultats prometteurs dans l'implémentation d'une communication numérique en indoor fiable.

Puissance d'émission PTx(dBm)	BER (%)
0	0
-10	4.49
-20	13.4

TABLE 4.2 – BER en fonction de la puissance d'émission PTx de l'antenne SRR reconfigurable. Ces mesures ont été observées sur près de 10 000 bits ce qui permet d'avoir une précision de l'ordre de 10^{-2} du taux d'erreur binaire.

Résumé du Chapitre

Nous avons commencé ce chapitre en décrivant un modèle de propagation MIMO servant à estimer les performances de la communication numérique d'une antenne reconfigurable vers un réseau linéaire de récepteurs (configuration montante : Uplink) en termes de probabilité d'erreurs de transmission dans un milieu multi-diffusant. Les diffuseurs utilisés permettent de favoriser la diversité spatiale du canal de propagation. Le taux d'erreur binaire (BER) qui quantifie la probabilité d'erreurs de transmission est estimé en fonction du Rapport Signal-sur-Bruit (SNR).

Le BER a été simulé dans un premier temps à partir des diagrammes de rayonnement obtenus par simulation numérique des antennes reconfigurables. Le décodage des symboles repose sur une phase d'apprentissage des différents diagrammes de rayonnement dans le canal de propagation par le récepteur. Le récepteur compare ces signaux avec ceux émis dans le canal bruité et est alors en mesure d'évaluer le BER à partir d'un nombre suffisant de bits transmis dans ce canal. Pour atteindre BER inférieur à 1‰, à partir des 8 diagrammes de l'antenne à SRR, le SNR sur le réseau de récepteurs doit être suffisamment haut pour distinguer les différents états. Si la modulation spatiale se limite à 2 symboles, le BER est beaucoup plus petit du fait de la faible corrélation entre les signaux. Cette simulation a permis également de mettre en évidence le fort lien existant entre le BER et la corrélation des diagrammes de rayonnement par l'intermédiaire de l'analyse en valeurs propres de la matrice de corrélation entre les diagrammes.

Afin d'estimer la fiabilité de la transmission radio dans un environnement plus réaliste, mais contrôlé, des mesures de BER ont été effectuées en chambre réverbérante à l'IETR de Rennes. En particulier, on estime le BER en comparant une modulation conventionnelle et une modulation mixte mêlant modulation conventionnelle à faible nombre de symboles et modulation spatiale. L'étude a clairement

mis en évidence que la modulation spatiale est plus robuste que celle conventionnelle sur une large plage de SNR.

Pour terminer, nous avons réalisé des expériences préliminaires réalistes avec un dispositif intégrant la modulation spatiale dans un environnement type indoor. Nous avons obtenu un taux d'erreurs inférieur à 1% avec l'antenne à SRR pour une puissance d'émission de seulement 1 mW. Les études menées dans ce chapitre nous permettent d'affirmer que l'envoi de données numériques par modulation spatiale MIMO en condition indoor est réaliste et pleinement envisageable. Cette solution est prometteuse dans l'implémentation et le déploiement de cette technologie pour les objets connectés du quotidien.

**Partie II : Communications
Numériques à Rétrodiffuseurs et
Caractérisation Spatiale des
Interférences**

Chapitre 5

État de l'art des Systèmes de communications numériques par rétrodiffuseurs

Dans ce chapitre, nous étudions une nouvelle technique de communication numérique dédiée aux objets connectés ou IoT (*Internet-Of-Things en anglais*). Le développement des IoT fait face à 2 enjeux majeurs. Le premier est de trouver une place dans un spectre radiofréquence de plus en plus encombré par les transmissions sans fils à hauts débits. Le second est d'optimiser au maximum la consommation des IoT pour qu'ils puissent être autonomes en énergie. En effet, pour de nombreuses applications, les IoT ne sont pas connectés au réseau électrique et ne peuvent pas être rechargés.

Pour répondre à ces 2 aspects, il y a quelques années des chercheurs de l'université de Washington ont proposé de réaliser des communications par rétrodiffusion des champs électromagnétiques ambiants. Ces communications ne nécessitent pas de déploiement particulier de sources RF propres, elles se fondent sur l'exploitation du champ émis par les stations TV, les réseaux cellulaires (*3G, 4G, ...*), les réseaux sans fils (*Wi-Fi, WLAN,*) comme agissent ainsi comme des sources d'opportunité. Elles transmettent l'information à l'aide d'un rétrodiffuseur (appelé aussi *backscatter* ou *Tag*) qui module le champ ambiant grâce à un mécanisme de commutation qui modifie son pouvoir de diffusion. Schématiquement, selon que le rétrodiffuseur est dans un régime résonant ou non résonant, il diffuse ou est transparent aux ondes électromagnétiques. Le récepteur (*Reader*) capte les variations légères du canal de propagation dues au rétrodiffuseur et démodule l'information.

Ce chapitre débute par un bref historique des communications numériques par rétrodiffuseurs. Puis, nous abordons le problème des phénomènes d'interférences inhérents aux systèmes de communication numérique par rétrodiffuseur qui a été

étudié dans la littérature. La particularité des communications par rétrodiffuseur est que les phénomènes d'évanouissement de canal sont observables aussi bien en condition Line-Of-Sight (*LOS*) qu'évidemment en Non-Line-Of-Sight (*NLOS*). Le chapitre se termine par l'introduction d'un modèle simple pour prédire le champ rétro-diffusé sur le reader. Afin d'estimer les performances de la communication numérique entre un rétrodiffuseur et un récepteur, nous donnons également une expression analytique permettant d'estimer le taux d'erreur binaire (*BER*) par un récepteur.

5.1 Évolution des communications numériques par rétrodiffuseurs

Les communications numériques par rétrodiffuseurs ont été introduites pour la première fois en 1948 par Stockman [31]. À cette époque, il affirmait qu'une communication entre un émetteur et un récepteur en deux points différents de l'espace pouvait être remplacée par un système où une source et un récepteur sont colocalisés et un réflecteur modulant, placé à un autre point de l'espace, permet de rétrodiffuser l'onde émise par l'émetteur en direction du récepteur. Cela marque le début des technologies RFID (*Radio-Frequency Identification*). Cette méthode tire son origine des applications radars. Pour identifier une cible donnée, un rétrodiffuseur (avion militaire par exemple) renvoie soit « 0 » ou « 1 » en direction d'un récepteur. C'est le principe de la modulation « on-off ». Pendant la seconde guerre mondiale, il fallait être en mesure de distinguer l'avion « ennemi » de l'avion « ami ». La solution avait consisté à implémenter le système dit Identify Friend or Foe (*IFF*). Cette technique a ensuite été plus largement utilisée pour les communications sans fils à faible consommation d'énergie.

Plusieurs applications liées à la RFID utilisant ces systèmes ont émergé[23]. Les applications RFID sont davantage dédiées à l'émission-réception de courte portée. Dans les applications RFID, les deux éléments de base sont le rétrodiffuseur et l'émetteur-récepteur. L'émetteur-récepteur génère un signal sinusoïdal appelé CW (*Continuous Wave*). Le rétrodiffuseur rétro-diffuse une partie du signal qui lui est incident qui est ensuite captée par le récepteur. L'autre portion de l'énergie non rétro-diffusée est emmagasinée pour alimenter le circuit de modulation interne appelé « IC » (*pour Integrated Circuit*)[34, 62]. Globalement, on distingue trois grandes familles de systèmes de communications numériques à rétrodiffuseurs[13] comme montrées sur la Figure 5.1.1 : monostatique, bistatique, à rétrodiffusion des champs ambiants. Elles sont définies comme suivant :

- Monostatique : Ces systèmes sont composés d'un rétrodiffuseur et d'un récepteur. Au niveau du récepteur est aussi colocalisé le générateur de sources

d'ondes RF. Le récepteur active le rétrodiffuseur en émettant ces ondes. Ces ondes sont ensuite modulées et réfléchies vers le récepteur pour transmettre de l'information. Comme le récepteur et la source sont colocalisés en un même dispositif électronique, le signal rétro-diffusé par le Tag peut être sujet à des interférences parasites de couplage mutuel entre le récepteur et la source[67]. Ensuite, pour que cette liaison radio soit la plus efficace possible, le rétrodiffuseur et le récepteur doivent être près l'un de l'autre. Les réseaux monostatiques sont principalement utilisés dans des applications de courte portée.

- Bistatique : Contrairement au cas précédent, le récepteur et la source de signal RF ne sont pas colocalisés. Dans les réseaux bistatiques, la source RF est placée de manière optimale afin d'améliorer les performances de la communication entre le rétrodiffuseur et le récepteur. La source d'ondes RF est une source qui est dans ce cas pleinement contrôlée. Le rétrodiffuseur module le champ électromagnétique émis par la source RF et le rétro-diffuse en direction du récepteur.
- Rétrodiffusion des champs ambiants : Cette architecture repose sur l'utilisation des sources ambiantes émises par les stations de télévision (à partir de la Tour Eiffel, par exemple), des stations cellulaires (3G, 4G, ...) , des réseaux sans fils (Wi-Fi,WLAN,...) comme sources d'opportunité. La source d'ondes RF est donc dans ce cas une source non contrôlée contrairement au cas monostatique et bistatique[9, 22, 26]. Cette solution présente l'avantage de ne pas avoir recours à une source d'ondes additionnelle, réduisant ainsi le coût et la consommation en énergie du système global. Par ailleurs, il n'est pas nécessaire d'allouer de nouvelles bandes de fréquences pour cette technique, car seules les ondes ambiantes avec leurs propres fréquences de fonctionnement sont utilisées. Cependant, les sources ambiantes, parce que non contrôlées, peuvent avoir un comportement aléatoire. Les performances de la communication par rétrodiffuseurs peuvent être donc instables. La transmission radio risque de pâtir des effets de variations du canal et du comportement de la source.

Très récemment, la méthode de communication à rétrodiffusion a été testée avec succès dans [14]. La Figure 5.1.2(a) montre le prototype de rétrodiffuseur réalisé. Ce rétrodiffuseur possède un bloc de stockage d'énergie des ondes UHF (TV) permettant de fournir la puissance nécessaire à l'activation du circuit de commutation d'impédances de charge pour coder un message binaire. Il est capable de rétrodiffuser les ondes sur une bande de 50 MHz centrée autour de 539MHz. Un USRP (*Universal Software Radio Peripheral*), connecté à un récepteur, permet de traiter le signal rétro-diffusé. La Figure 5.1.2(b) montre le signal reçu par le récepteur avant la démodulation. Ce signal est l'addition des ondes incidentes TV

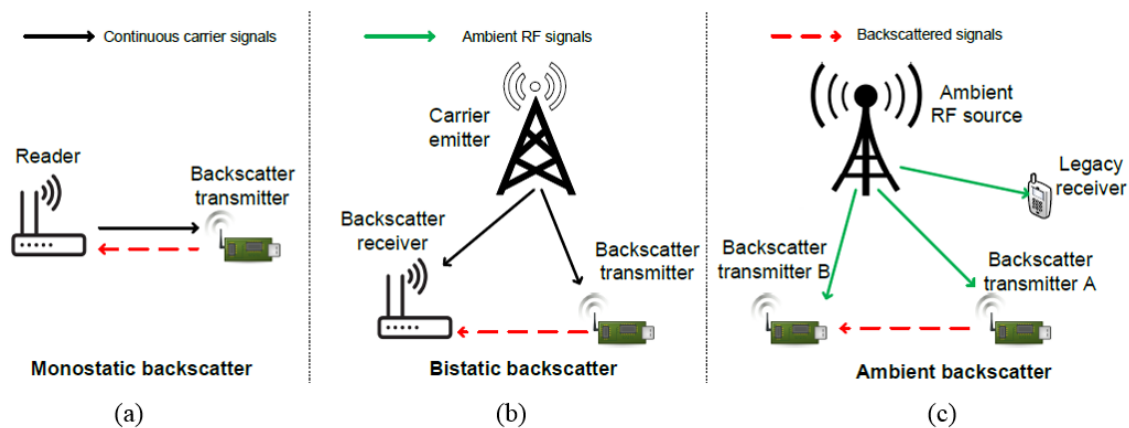


FIGURE 5.1.1 – Trois différents systèmes de communication numérique à rétrodiffuseurs. (a) Monostatique. (b) Bistatique. (c) À rétrodiffusion des champs ambiants. (Extrait de[13])

et des ondes rétro-diffusées. Après la démodulation puis un filtrage passe-bas du signal incident, le message codé par le rétrodiffuseur est retrouvé comme montré sur cette Figure. Les deux niveaux de puissance du signal carré obtenu traduisent la commutation d'impédance interne au rétrodiffuseur. Un schéma de circuit analogique assurant la démodulation est montré en (c) de la même Figure. Ce circuit se compose de deux blocs principaux :

1. Détecteur d'enveloppe permettant de s'affranchir des composantes UHF TV du signal reçu et un circuit passe bas qui moyenne le signal démodulé. En fonction de cette moyenne, le récepteur détecte l'état bas « Bit 0 » de l'état haut « Bit 1 ».
2. En bout de chaîne, un comparateur décode le message transmis en comparant la moyenne du signal lissé avec le signal démodulé. La trame encodée par le Tag est reconstituée.

Le signal rétro-diffusé peut interférer de manière destructive ou constructive avec les ondes TV ambiantes. Ainsi un bit « 1 » décodé peut s'apparenter à une diminution ou une augmentation locale de la puissance reçue par le récepteur. Afin de s'affranchir des interférences des sources ambiantes, le message rétro-diffusé est codé par une modulation de type FM0[24]. Cette modulation se caractérise par les phases de transitions dans les temps symboles. Un bit « 1 » est caractérisé par une transition au milieu du temps symbole alors qu'un bit « 0 » ne possède pas de telle transition.

Afin de quantifier la fiabilité de la transmission radio, des mesures de taux d'erreur binaire (BER) ont été effectuées dans la ville de Seattle (réseau urbain dense)

à différents endroits pour exploiter les atténuations et les trajets multiples du signal TV. La source utilisée est la source émise par un émetteur UHF diffusant entre 536 et 542 MHz (bande passante de 6 MHz). On présente ici le résultat en condition indoor où le récepteur et le rétrodiffuseur sont placés dans un appartement à 500 mètres de l'émetteur. Le BER est estimé en fonction de la distance entre ce récepteur et ce rétrodiffuseur (Figure 5.1.2(d)). Le rétrodiffuseur émet une trame de 10^4 bits pour chaque distance. Cette étude a été effectuée pour des débits de 100 bps (bits par seconde), 1 kbps et 10 kbps. Comme on peut le voir en (d) de la Figure 5.1.2, plus la distance entre le rétrodiffuseur et le récepteur augmente, plus le BER augmente, car l'intensité du signal rétrodiffusé décroît rapidement. De plus, plus le débit est important, plus le BER augmente. En condition outdoor où le récepteur et le rétrodiffuseur sont placés sur le toit de l'appartement, le BER est plus faible que dans le cas indoor (Figure 5.1.2(e)). Cela s'explique par le fait que l'intensité rétrodiffusé est plus importante en outdoor qu'en indoor.

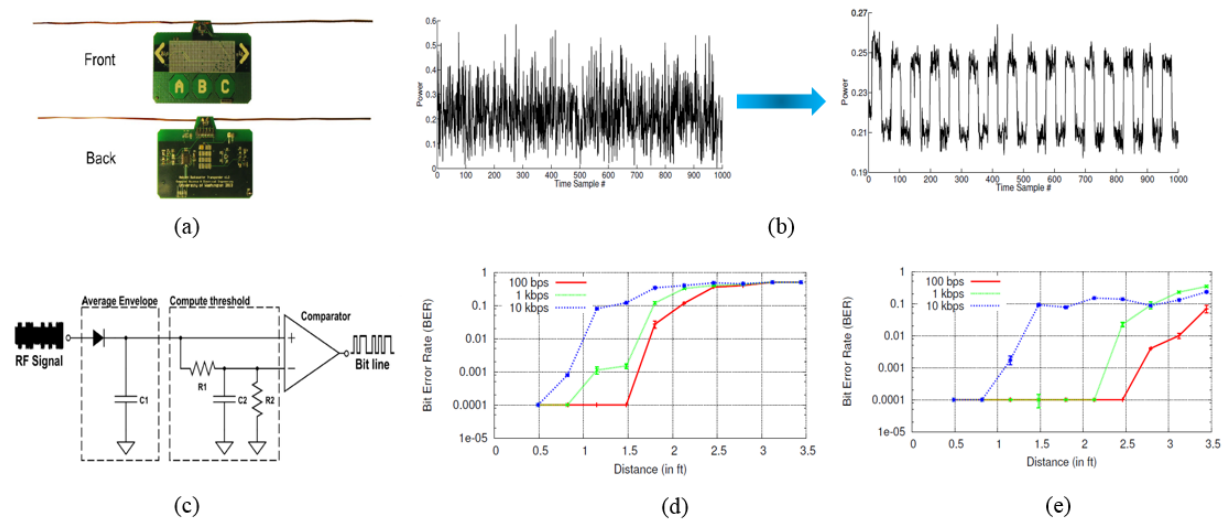


FIGURE 5.1.2 – (a) Prototype du rétrodiffuseur capable de stocker, recevoir et rétrodiffuser de l'énergie sans avoir besoin de batteries externes. (b) Signal reçu par le récepteur et après démodulation en amplitude et filtrage. (c) Illustration de principe du circuit électronique de démodulation. (d) Taux d'erreur binaire (BER) en fonction de la distance entre un récepteur et un rétrodiffuseur dans un appartement (indoor) pour différents débits de transmission. (e) Même mesure du BER en fonction de la distance entre le récepteur et le rétrodiffuseur mais en condition outdoor. (Extrait de [14])

Des applications utilisant les sources d'ondes ambiantes peuvent être utilisées

dans les villes intelligentes, les usines, les maisons..... Des exemples sont donnés par la Figure 5.1.3(a) et (b) dans les secteurs privés et publiques respectivement. Le but est d'assurer que l'utilisateur (qui possède un rétrodiffuseur : Tag) soit visible par des cibles mobiles (récepteurs) [71]. La sécurité des utilisateurs se retrouve ainsi renforcée. Par exemple, sur cette Figure, on peut voir que le tracteur est en communication avec un piéton (Tag) afin de ne pas l'écraser. Pour les personnes à mobilité réduite ou en situation de handicap, le piéton (Tag) peut communiquer avec les feux de signalisation afin qu'il puisse traverser la chaussée en toute quiétude. Enfin, nous pouvons aussi citer l'exemple de l'allumage des lampadaires publics. Au passage d'un piéton, il s'allume puis s'éteint afin d'économiser l'énergie électrique.

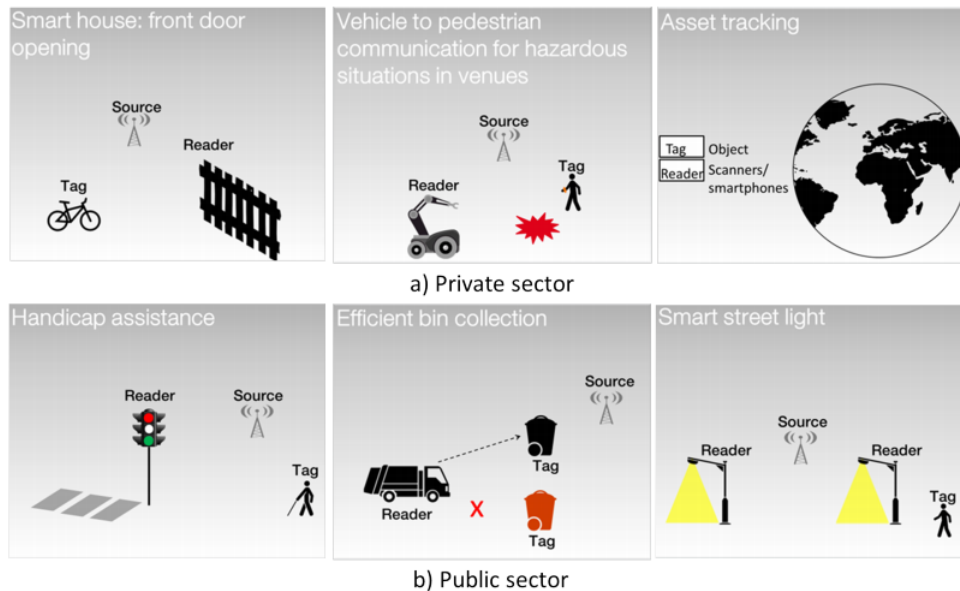


FIGURE 5.1.3 – Quelques exemples de cas d'utilisation de communications numériques par rétrodiffuseur déployés dans des villes intelligentes, des usines et des maisons. (Avec la permission de [71]).

La communication par rétrodiffuseur dépend directement des impédances de commutation. Un choix judicieux de ces impédances de charge doit être fait pour assurer la bonne performance de la communication numérique. Cependant, ce système de transmission de données est sujet à des interférences pouvant impacter négativement la fiabilité de la transmission radio.

5.2 Atténuation et évanouissements dans les systèmes à rétrodiffuseurs

De nombreuses études ont été menées autour des évanouissements dans les communications numériques par rétrodiffuseurs. Dans le cadre de travaux sur les rétrodiffuseurs en présence d'une source contrôlée, il a été montré[75] qu'un signal rétro-diffusé est sujet à davantage d'interférences et d'affaiblissements (*fadings* en anglais) qu'un signal directement transmis à un récepteur par un émetteur. Pour observer ce phénomène, le montage de la Figure 5.2.1(a) est considéré. Pour mesurer les petites variations du canal, un rétrodiffuseur placé sur un rail mobile (« *Modified EST* ») balaie une zone suivant les axes x et y . Sur cette même Figure 5.2.1 en (b) est présentée la puissance rétro-diffusée en fonction de la position du rétrodiffuseur. Le dispositif se trouve dans un environnement non contrôlé indoor. Les évanouissements peuvent atteindre près de 55 dB. Ils sont dus à des interférences destructives liées aux réflexions complexes dans la salle. Une autre série de mesure a consisté à faire varier la distance entre l'émetteur du récepteur et à estimer la valeur moyenne de l'atténuation par la suite (Figures 5.2.1 (c) et (d)). On constate que l'atténuation moyenne suit des lignes de contour données par la moyenne géométrique de $D = \sqrt{d_1 d_2}$ (d_1 et d_2 sont les distances renseignées en (a) de la même figure). Dans cette étude un phénomène d'évanouissement du signal rétro-diffusé est mis en évidence. Il peut être décrit par des distributions de Rician K , de Nakagami m ou de log-normal σ [75]. Une autre étude réalisée dans [82] a donné des pistes intéressantes afin de limiter les évanouissements multi-trajets du signal rétro-diffusé.

L'émetteur et le récepteur utilisés sont des antennes patchs polarisées linéairement et fonctionnant à la fréquence de 5.8GHz comme montrées sur la Figure 5.2.2(a). Deux types de rétrodiffuseurs dimensionnés à cette fréquence ont été fabriqués (voir Figure 5.2.2 (b) et (c)). Le premier est un simple résonateur possédant une fente gravée sur une surface métallique (STAG). Le deuxième est la combinaison de deux résonateurs fentes gravées de manière orthogonale (DTAG) pour limiter le couplage mutuel entre les deux. La configuration de mesure est donnée sur cette Figure en (d). L'émetteur Tx et le récepteur Rx sont espacés de 26cm et le rétrodiffuseur balaie la zone du plan xy . Les Figures 5.2.2(e)-(f) montrent la mesure de la puissance estimée par le récepteur (en dB) lorsque les rétrodiffuseurs STAG et DTAG évoluent sur cette zone de mesure respectivement. Dans les deux cas, on constate des évanouissements importants et rapides de l'ordre de 40 dB entre pixels de résolution. Dans [82], il est affirmé que ces fortes atténuations sont liées à la réverbération des signaux rétro-diffusés par les réflecteurs du canal de propagation. Cependant, les atténuations estimées par le récepteur sont amoindries lorsque le rétrodiffuseur est le DTAG (combinaison de deux rétrodif-

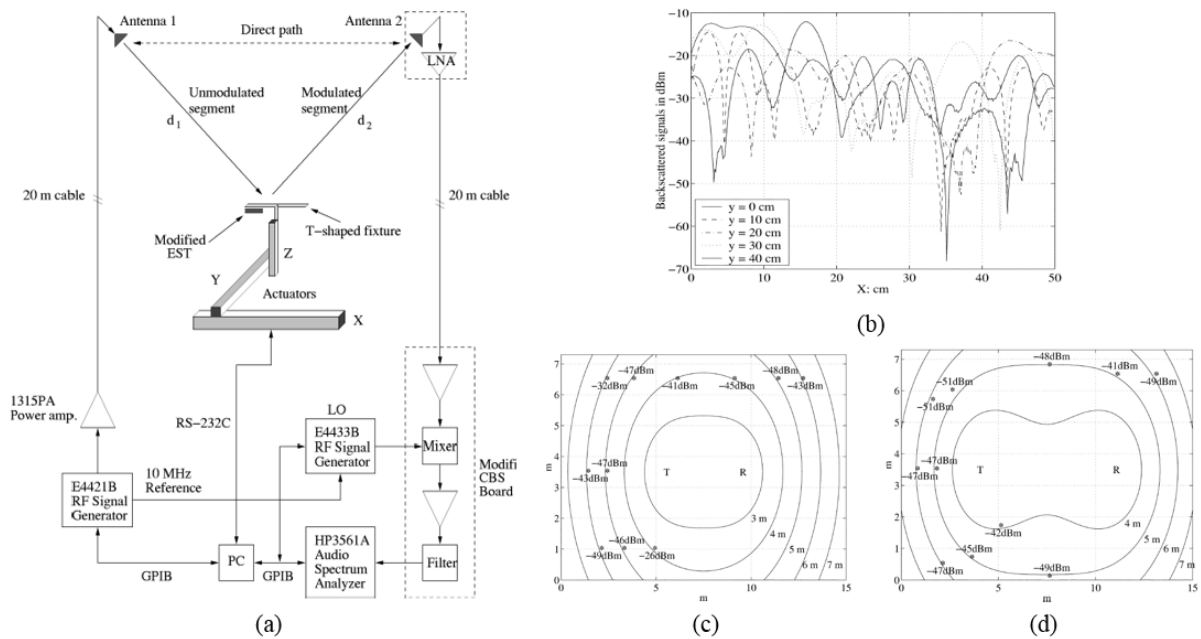


FIGURE 5.2.1 – (a) Montage expérimental permettant de mesurer les évanouissements du canal de propagation en fonction de la position du rétrodiffuseur. Ce dernier est signalé par la mention « *Modified EST* » sur cette figure. (b) Enveloppe mesurée du signal rétro-diffusé par l'EST pour différents points de l'axe des y . (c) Estimation de la valeur moyenne de l'atténuation du canal pour une distance émetteur-récepteur de 4m. (d) Estimation de la valeur moyenne de l'atténuation du canal pour une distance émetteur-récepteur de 7m. Dans les deux conditions expérimentales, le rétrodiffuseur EST balaie une zone de 7×15 m. (Extrait de [75])

fuseurs croisés). C'est ce que l'on observe sur la Figure 5.2.2(f). Il y a moins de forts évanouissements (de l'ordre de 40 dB) en utilisant un DTAG par rapport au STAG. Dans cette optique, on peut supposer qu'un rétrodiffuseur ayant plusieurs polarisations peut rétrodiffuser de manière plus efficace l'onde incidente.

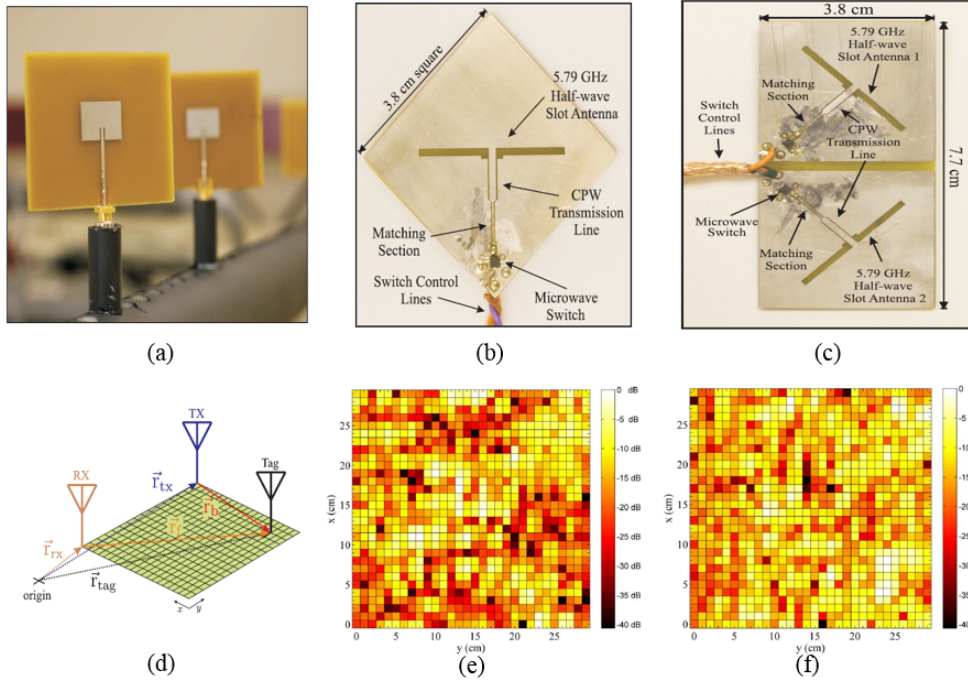


FIGURE 5.2.2 – (a) Antennes patchs utilisées comme émetteur et récepteur. (b) Rétrodiffuseur à fente fonctionnant à la fréquence de 5.8GHz. (STAG) (c) Rétrodiffuseur réalisé par la combinaison de deux fentes dimensionnées à la fréquence de 5.8GHz et gravées de manière orthogonale afin de limiter le couplage mutuel entre les deux. (DTAG) (d) Illustration de la mesure expérimentale. Le rétrodiffuseur balaie la zone de mesure xy . (e) Puissance mesurée par le récepteur lorsque le STAG balaie le plan xy . (f) Puissance mesurée par le récepteur lorsque le DTAG balaie le plan xy . On observe moins de fortes atténuations dans le cas de l'utilisation du DTAG qu'avec le STAG.(Extrait de [82])

De plus, dans [81], il est montré qu'une configuration bistatique de la communication entre un émetteur, un récepteur et un rétrodiffuseur apporte de meilleures performances qu'une configuration monostatique car la source et le récepteur sont séparés d'une distance suffisante pour limiter les interférences parasites liées aux couplages mutuels entre l'émetteur et le récepteur. Plus particulièrement, il est montré expérimentalement, dans cette publication, que les évanouissements sont

plus faibles en configuration bistatique qu'en configuration monostatique. Les différentes recherches autour des interférences en fonction de la position du rétrodiffuseur ont montré de fortes atténuations de la puissance mesurée par le récepteur en condition LOS et NLOS. Elles sont plus faibles en LOS. Les évanouissements suivent une distribution de Rician et de Rayleigh dans les conditions respectives de LOS et NLOS [81].

Dans la section suivante, nous donnons les expressions du champ électrique rétrodiffusé en fonction de deux états de commutation du rétrodiffuseur. En particulier, on s'intéresse à la section efficace de diffusion caractéristique du rétrodiffuseur en fonction de son impédance de charge. La section efficace d'un Tag est un élément clé de la communication numérique par rétrodiffuseur. Son optimisation permet d'en assurer la fiabilité.

5.3 Caractérisation des rétrodiffuseurs

Un rétrodiffuseur est dimensionné de manière à interagir ou pas avec les ondes électromagnétiques ambiantes. Des travaux des années 1920 de Carson et Sommerfeld ont mis en évidence une relation liant le comportement rayonnant d'une antenne et un résonateur qui rétrodiffuse un champ électrique [107]. Un rétrodiffuseur est caractérisé par son impédance caractéristique Z_A et son impédance de charge Z_L [19]. Nous donnons dans un premier temps les expressions des champs rétro-diffusés. Dans un second temps, nous analysons l'influence des impédances de charge sur la capacité d'un Tag à rétrodiffuser efficacement les ondes. Enfin, nous présentons une formule analytique permettant d'estimer le BER.

5.3.1 Analyse des champs électriques rétro-diffusés

La Figure 5.3.1(a) montre un rétrodiffuseur alternant entre deux impédances de charge Z_1 et Z_2 . Ces deux charges assurent la modulation *ON/OFF* d'un message binaire à transmettre. Sur cette Figure, le rétrodiffuseur est illuminé par une onde incidente notée ici E_{inc} . Une partie de cette onde est ensuite rétro-diffusée vers le récepteur (E_{scat}). La partie non rétro-diffusée est stockée par le rétrodiffuseur servant à alimenter le circuit de modulation par exemple. La Figure 5.3.1(b) montre le circuit équivalent de Thévenin d'un rétrodiffuseur. La tension V_{CW} est la tension (*Continuous Wave*) induite sur le rétrodiffuseur par la source d'ondes RF E_{inc} .

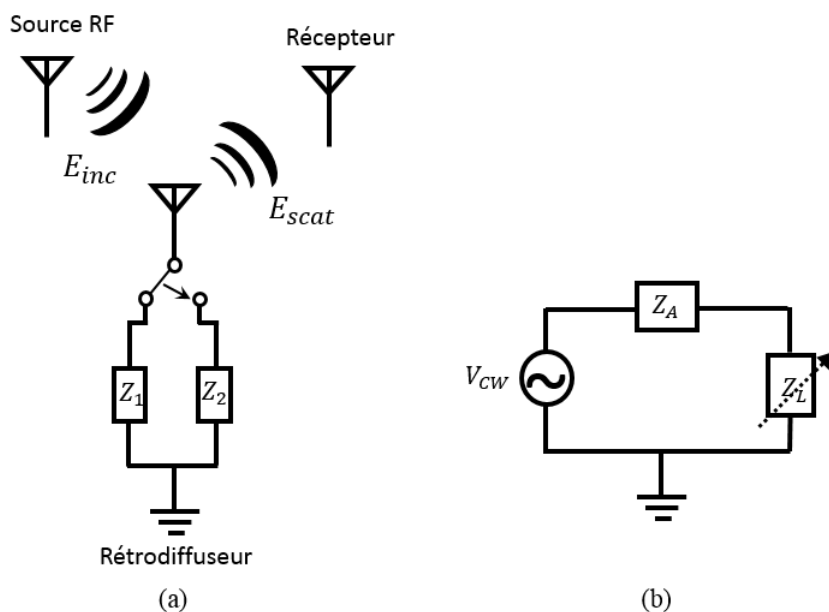


FIGURE 5.3.1 – (a) Schéma de la communication numérique par rétrodiffuseur. Le rétrodiffuseur a deux états d'impédance notés Z_1 et Z_2 . Le champ électrique E_{inc} est celui généré par la source. Le champ E_{scat} est celui rétro-diffusé vers le récepteur. (b) Schéma électrique équivalent d'un rétrodiffuseur. La tension V_{CW} est la tension induite par la source RF au niveau du rétrodiffuseur. Les impédances Z_A et Z_L désignent respectivement l'impédance caractéristique et l'impédance de modulation du rétrodiffuseur.

5.4 Paramètres fondamentaux de la communication numérique par rétrodiffuseur

Dans [65], le champ électrique rétro-diffusé par le Tag est décrit comme étant la superposition de 2 contributions : champ électrique en mode structurel et en mode de rétrodiffusion. Nous proposons de revisiter cette approche en se plaçant dans l'approximation de Born, c'est-à-dire, que le tag est en champ lointain de la source et du reader. Par souci de simplicité, la polarisation n'est pas prise en compte. Sa prise en compte ne changerait pas fondamentalement les résultats.

Dans l'approximation de Born, le champ total $E_t(\mathbf{r})$ à la position \mathbf{r} est donné par l'expression suivante :

$$E_t(\mathbf{r}) = E_{inc}(\mathbf{r}) - E_{inc}(\mathbf{r}_0) \frac{e^{ik_0 R}}{R} f(\Omega', \Omega) \quad (5.4.1)$$

où $E_{inc}(\mathbf{r})$ est le champ électrique incident. La seconde contribution est l'expression du champ rétro-diffusé. La position \mathbf{r}_0 est celle du tag et $R = \|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0\|$. La fonction f est la fonction de diffusion où Ω est l'angle d'incidence de l'onde localement plane et Ω' l'angle associé à la direction $\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0\| / R$.

La fonction de diffusion est la somme de 2 termes, un terme de structure indépendant de la charge du Tag et un autre qui dépend du courant qui circule dans la charge ajustable du tag. Cette fonction s'écrit alors comme suit :

$$f(\Omega', \Omega) = f_0(\Omega', \Omega) + \delta f(\Omega', \Omega). \quad (5.4.2)$$

La section de diffusion différentielle qui caractérise le pouvoir diffusant du Tag est alors simplement donnée par :

$$\sigma' = |f(\Omega', \Omega)|^2. \quad (5.4.3)$$

On rappelle que la section efficace différentielle est la quantité qui relie la puissance rayonnée dans un angle solide par un diffuseur éclairé à l'intensité de l'onde plane incidente. La section efficace différentielle représente la surface équivalente qui intercepte le flux incident pour la rétrodiffuser dans une direction donnée de l'espace. De la même manière, le terme de structure est caractérisé par sa section efficace comme :

$$\sigma'_0 = |f_0(\Omega', \Omega)|^2. \quad (5.4.4)$$

Le second terme $\delta f(\Omega', \Omega)$ est plus complexe à évaluer. Si on interprète le Tag comme une antenne chargée, le champ incident génère une tension sur le dipôle de charge Z_L (voir Figure 5.3.1). Pour calculer la force électromotrice e (FEM) du

circuit équivalent, on suppose que l'impédance de charge est adaptée à l'antenne. Dans ce cas la relation entre le champ incident et la FEM est donnée par :

$$\alpha(\Omega) \frac{E_{inc}(\mathbf{r}_0)}{\sqrt{2\eta}} \triangleq \frac{e}{2\sqrt{2R_a}}, \quad (5.4.5)$$

où R_a et η sont respectivement l'impédance de charge et du vide. Cette relation vient en réalité de la définition de la section efficace d'une antenne qui lie la puissance dissipée dans la charge adaptée et l'éclairement incident. Ainsi, la surface équivalente de l'antenne est simplement le module au carré de la quantité complexe $\alpha(\Omega)$ qui a de ce fait la dimension d'une longueur. Comme la FEM qui est indépendante de la charge, l'expression du courant pour une charge quelconque Z_L est :

$$I = \frac{e}{Z_a + Z_L}, \quad (5.4.6)$$

ou encore à partir de l'équation (5.4.5) :

$$I = \frac{2\alpha(\Omega)E_{inc}(\mathbf{r}_0)}{Z_a + Z_L} \sqrt{\frac{R_a}{\eta}}. \quad (5.4.7)$$

Ici Z_a est l'impédance complexe de l'antenne. La connaissance du courant dans l'antenne permet de calculer la puissance rayonnée par la même antenne. Pour cela nous introduisons la directivité complexe $d(\Omega')$ dans la direction Ω' telle que son module au carré soit égal à la directivité (au sens de la puissance). L'expression du champ E_d diffusé à la distance R est alors donnée par :

$$\frac{E_d}{\sqrt{2\eta}} = \sqrt{\frac{R_a}{8\pi}} \frac{d(\Omega') I e^{ikR}}{R}. \quad (5.4.8)$$

Cette expression portée au carré permet de retrouver l'expression classique qui lie puissance rayonnée et directivité. Les équations (5.4.7) et (5.4.8) permettent de lier le champ incident E_{inc} au champ rayonné E :

$$E = \frac{d(\Omega') R_a 2\alpha(\Omega)}{\sqrt{4\pi} (Z_a + Z_L)} \frac{e^{ikR}}{R} E_{inc}. \quad (5.4.9)$$

Ainsi en identifiant les équations (5.4.1) et (5.4.9), la section efficace variable est alors donnée par l'expression suivante :

$$\delta f(\Omega', \Omega) = \frac{g(\Omega') R_a \alpha(\Omega)}{\sqrt{\pi} (Z_a + Z_L)} \quad (5.4.10)$$

Et donc la section efficace différentielle :

$$\delta\sigma' = \frac{R_a^2 A(\Omega) G(\Omega')}{\pi |Z_a + Z_L|^2}.$$

Or puisque la section efficace de l'antenne s'exprime simplement en fonction du gain de cette dernière ($A(\Omega) = \frac{\lambda^2}{4\pi}G(\Omega)$), il vient :

$$\delta\sigma' = \frac{\lambda^2 G(\Omega)G(\Omega')R_a^2}{4\pi^2 |Z_a + Z_L|^2}.$$

Cette expression est en adéquation avec celle de la section efficace totale donnée par [40]. Lorsque l'antenne est adaptée $Z_L = Z_a^*$, la section efficace différentielle se simplifie ensuite par :

$$\delta\sigma'_a = \frac{\lambda^2 G(\Omega)G(\Omega')}{(4\pi)^2}.$$

Afin d'optimiser cette surface, on calcule la variation de section efficace ($\Delta\delta\sigma = |\delta\sigma'_1 - \delta\sigma'_2|$) en fonction des valeurs d'impédances de charge Z_{L1} et Z_{L2} (on néglige ici la section efficace de structure). Elles sont données sur le Tableau 5.1. Nous voyons que pour maximiser la capacité du Tag à rétrodiffuser les ondes incidentes, le mieux est que ce dernier commute entre une impédance de charge nulle et infinie. Le différentiel est alors maximum et vaut $4\delta\sigma'_a$. De manière plus précise pour

Z_{L1}	Z_{L2}	$\Delta\delta\sigma$
0	∞	$4\delta\sigma_a$
Z_A^*	0	$\delta\sigma_a$
∞	Z_A^*	$\delta\sigma_a$

TABLE 5.1 – Table des valeurs de la variation de la section efficace en fonction des impédances de charge Z_{L1} et Z_{L2} de commutation d'un Tag.

estimer la plage de valeurs d'impédances menant à une variation significative de la section efficace, la valeur normalisée de cette dernière a été calculée en fonction de la partie réelle et imaginaire de $Z_2(\Omega)$ lorsque Z_1 est nul ou très grand (tendant vers l'infini). Les calculs qui suivent considèrent un résonateur avec une impédance caractéristique Z_A de 50Ω .

Ces plages d'impédances sont données sur la Figure 5.4.1. Considérons le cas (a) où $Z_1 = 0 \Omega$, Z_2 doit avoir une partie réelle supérieure à 500Ω et une partie imaginaire supérieure à 300Ω en module pour que $\Delta\delta\sigma/\delta\sigma_a$ soit proche de 4. Dans le cas (b) où $Z_1 = \infty \Omega$, cette valeur est atteinte lorsque Z_2 est inférieure typiquement à 10Ω en partie réelle et inférieure à 20Ω en partie imaginaire environ.

Nous venons de voir la plage d'impédances optimale pour avoir une bonne capacité du Tag à rétrodiffuser les ondes incidentes. En fonction de l'état du rétrodiffuseur, les champs électriques ambiants se retrouvent perturbés. On se propose à

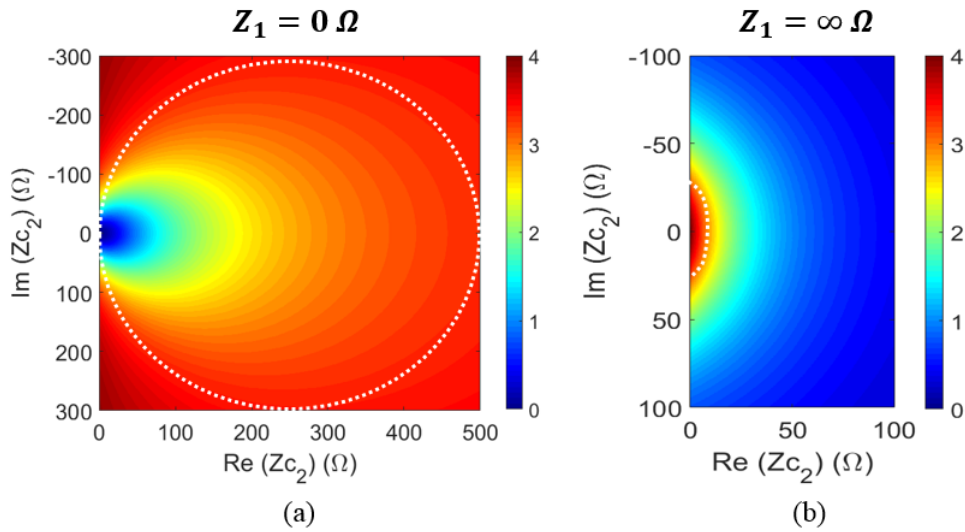


FIGURE 5.4.1 – Variation la section efficace $\Delta\delta\sigma$ en fonction de la partie réelle et imaginaire de $Z_2(\Omega)$. (a) Cas où $Z_1 = 0 \Omega$. (b) Cas où $Z_1 = \infty \Omega$. La ligne blanche en pointillée indique la limite de la plage d'impédances de Z_2 pour laquelle le rétrodiffuseur présente une bonne surface de réflexion.

présent de définir le constate de puissance qui traduit les variations de puissance dans le canal en présence d'un Tag.

5.4.1 Contraste de puissance (CP)

Dans un mode de fonctionnement simple, le récepteur détecte les variations de puissance engendrées par les changements d'états du rétrodiffuseur. Sur la Figure 5.4.2 est représenté de manière schématique le signal reçu par un récepteur quelconque. Ce dernier reçoit l'intensité du trajet direct issue de la source d'ondes RF et l'intensité du trajet rétro-diffusé par le Tag. Après un traitement adéquat du signal (démodulation plus filtrage), le récepteur est en mesure de quantifier les deux niveaux d'intensité I_1 et I_2 qui correspondent à l'intensité moyenne rétro-diffusée pour les 2 états du Tag. Le signal ainsi démodulé et filtré permet de reconstituer d'une part la trame de données encodée par le Tag et de rendre compte des disparités de puissance dans le canal de propagation.

Par analogie avec la modulation d'amplitude, nous introduisons ici le contraste de puissance encore dénommé index de modulation. Cet index qui représente la variation relative de l'enveloppe induit par le tag est donné par l'expression sui-

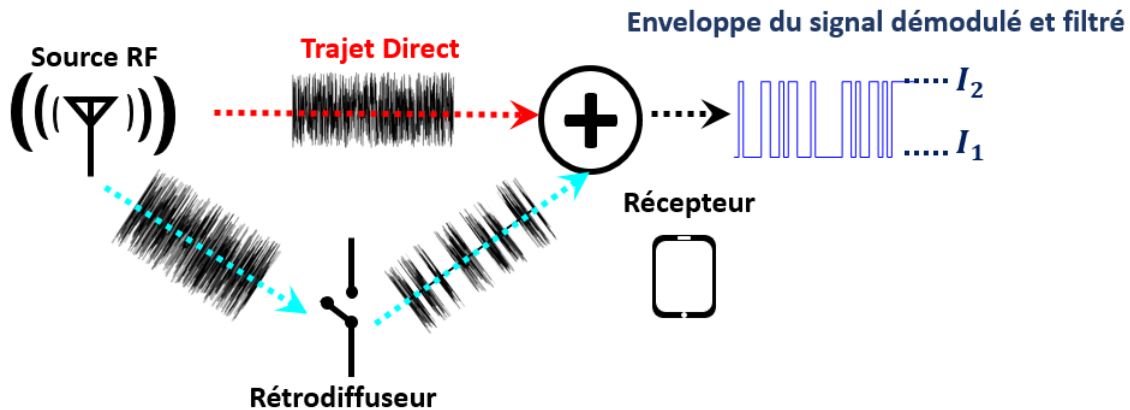


FIGURE 5.4.2 – Illustration de la réception du signal source et rétro-diffusé par le récepteur. Le rétrodiffuseur module le signal source incident à une certaine fréquence. Le récepteur est sensible à l'amplitude de la variation de puissance dans le canal liée à la commutation du rétrodiffuseur. En estimant les intensités I_1 et I_2 , le récepteur est alors capable d'évaluer le contraste de puissance.

vante :

$$PC = \frac{2|I_2 - I_1|}{(I_1 + I_2)} \quad (5.4.11)$$

Ici le contraste de puissance permet donc de quantifier la différence d'intensité dans le canal de propagation généré par le Tag par rapport à sa valeur moyenne.

5.4.2 BER de la communication numérique par rétrodiffuseur

Dans le cas de la modulation FM0 et en présence d'un bruit gaussien, on peut montrer que le Bit Error Rate (BER) est donné par la relation suivante [19] :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{PC}{2\xi} \right) \quad (5.4.12)$$

où ξ est l'index du bruit de modulation.

Il est à noter que ce bruit a 2 origines. La première a pour origine le bruit conventionnel (électronique, sources extérieures). La seconde est liée à la méthode de modulation par rétrodiffusion qui se fonde sur le recyclage d'une communication existante. En effet, cette communication induit elle-même une modulation de la porteuse qui se comporte alors comme du bruit pour le reader. Au vu de cette expression, on remarque que le BER dépend fortement du contraste de puissance.

5.4 Paramètres fondamentaux de la communication numérique par rétrodiffuseur

Celui va être d'autant plus important que la variation de section efficace $\Delta\delta\sigma$ est importante. Au vu de l'expression 5.4.12, on remarque que pour avoir une bonne fiabilité de la transmission radio et donc d'avoir un BER le plus faible possible, il faut que le contraste de puissance PC soit le plus élevé possible par rapport au niveau de bruit ambiant.

Résumé du Chapitre

Des recherches portant sur l'implémentation de nouveaux réseaux de communications numériques à faibles empreintes carbone ont permis l'émergence des systèmes à rétrodiffuseurs.

Ces réseaux sont issus des applications radar pendant la seconde guerre mondiale et ont donné les premières applications de la RFID. Ces premiers réseaux sont fondés sur une modulation binaire ON/OFF permettant à une cible d'être identifiée (ami ou ennemi). Dans les réseaux RFID, la source et le récepteur sont colocalisés. Il s'agit d'une configuration monostatique. Mais il y a un risque élevé d'interférences entre la source et le récepteur. Pour y remédier, les réseaux bistatiques où la source et le récepteur sont placés à différents endroits de l'espace sont apparus. Cette source est une source pleinement contrôlée. Mais ces systèmes ont besoin de générer une nouvelle source d'ondes ce qui ne réduit pas la consommation en énergie du système global.

Pour répondre à cette limitation, un rétrodiffuseur utilise les ondes électromagnétiques émises par les stations de télévision (*TV Broadcast*), par les réseaux de télécommunication numérique (3G, 4G, ...) ou par les réseaux sans fils (Wi-Fi, WLAN, ...) comme sources d'opportunité et les module par un mécanisme de commutation interne d'impédances de charge. Dans cette nouvelle configuration, aucune source additionnelle n'est générée ce qui réduit le bilan énergétique global. De plus, aucune nouvelle bande de fréquence n'est allouée. Seules celles des sources radiofréquences ambiantes sont utilisées. Dans ce chapitre, un exemple de communication numérique par rétrodiffusion des ondes émises par une station TV à Seattle est donné. L'étude a été réalisée en condition indoor et outdoor. Il a été démontré que la liaison radio est plus fiable en outdoor qu'en indoor, car le signal émis par la Tour TV subit plus d'évanouissements et d'atténuations en indoor. Nous avons aussi vu que des phénomènes d'évanouissements du canal de propagation sont observés en condition LOS et NLOS. Afin de s'affranchir de ces effets souvent gênants pour la communication numérique, plusieurs solutions sont proposées. L'une d'elles repose sur l'utilisation d'un prototype de rétrodiffuseurs croisés. L'implémentation d'un détecteur de type MRC du côté du récepteur en condition NLOS permet d'avoir une meilleure performance de la communication numérique par rétrodiffuseur.

Dans les réseaux à rétrodiffusion des champs ambiants, le rétrodiffuseur est la brique de base. Une analogie de son fonctionnement peut être faite sous certaines conditions avec le comportement d'une antenne rayonnante. Nous avons vu que le champ électrique rétro-diffusé dépend fortement des impédances de charge de commutation. Pour un couple d'impédances $(0, \infty)$, le rétrodiffuseur maximise sa surface de réflexion. En conséquence, le BER estimé par un récepteur décroît for-

5.4 Paramètres fondamentaux de la communication numérique par rétrodiffuseur

tement augmentant ainsi la fiabilité de la transmission radio entre une source ambiante, un rétrodiffuseur et le récepteur. Dans le chapitre suivant, nous étudions un cas concret d'implémentation d'une communication numérique par rétrodiffuseur réalisée dans le cadre de la thèse en se concentrant sur les effets d'évanouissements dans en condition LOS.

Chapitre 6

Caractérisation spatiale de la communication numérique en présence du rétrodiffuseur

Le chapitre précédent a mis en lumière le principe de fonctionnement des communications numériques par rétrodiffuseurs. Dans ce chapitre, nous nous intéressons plus spécifiquement à l'impact des diagrammes d'interférences engendrés par la présence du rétrodiffuseur sur la transmission radio.

La première partie du chapitre consiste à calculer de manière analytique la variation du contraste de puissance induit par ces diagrammes d'interférences. Afin de valider expérimentalement ces résultats, nous avons développé notre propre plateforme de transmission de données par rétrodiffusion des champs ambiants fonctionnant à 2.4, 3.5 et 5.2 GHz. On constatera que même en condition LOS (*LOS : trajet direct sans obstacle entre la source, le récepteur et le rétrodiffuseur*), le contraste de puissance est sujet à des évanouissements importants. Dans cette configuration particulière, nous estimons la probabilité d'erreurs de transmission (*BER*) en fonction de la position du rétrodiffuseur dans le milieu. Par la suite, on considère l'influence de multiples sources d'ondes non contrôlées afin de simuler un environnement réel. On montre dans ce cas que le diagramme d'interférences devient complexe et difficile à prédire. À la fin de ce chapitre, nous donnons des axes de recherche possibles dans le but d'améliorer la sensibilité du récepteur et de s'affranchir du trajet direct de la source d'une part et d'augmenter le débit de transmission d'autre part.

6.1 Contraste de puissance en présence d'un rétrodiffuseur en condition Line-Of-Sight (LOS)

En se fondant sur l'approximation de diffusion simple, nous analysons la distribution du contraste de puissance en fonction des positions du trio source-rétrodiffuseur-récepteur.

6.1.1 Modèle Analytique du Contraste de Puissance en condition LOS

6.1.1.1 Rétrodiffuseur mobile

On considère la configuration simple LOS présentée sur la Figure 6.1.1. Sur cette Figure, les distances suivantes sont introduites :

- d_0 : Distance entre la source et le récepteur (trajet direct).
- d_1 : Distance entre la source et le rétrodiffuseur (Tag).
- d_2 : Distance entre le rétrodiffuseur et le récepteur.

La source d'ondes RF et le récepteur sont placés de part et d'autre d'une zone de mesure de dimension 30×30 cm. Cette zone est parcouru par un rétrodiffuseur (balayage suivant x et y). Pour chacune de ses positions, le récepteur estime le contraste de puissance.

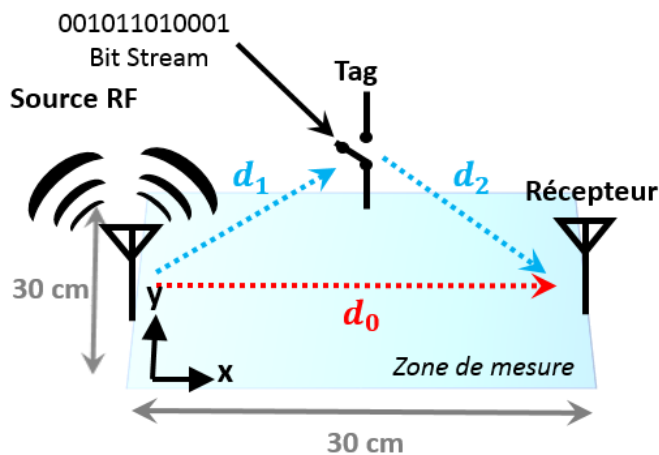


FIGURE 6.1.1 – Configuration considérée pour calculer l'intensité rétro-diffusée. Le rétrodiffuseur (Tag) évolue sur une zone de mesure analytique de 30×30 cm.

Pour le modèle analytique, on se fonde sur une approche proche de celle présen-

tée dans le chapitre 5 précédent. En approximation de champ lointain, le champ électrique rayonné E_S par la source s'écrit comme :

$$\frac{E_S}{\sqrt{P_t/2\eta}} = \frac{g_0(\Omega_{LOS})}{\sqrt{4\pi d_0}} e^{ik_0 d_0} \quad (6.1.1)$$

ou P_t est la puissance transmise, g_0 le gain complexe (en amplitude) de la source et Ω_{LOS} la direction entre l'antenne source et de réception.

De la même manière, l'amplitude du champ incident sur le diffuseur est donnée par :

$$\frac{E_S}{\sqrt{P_t/2\eta}} = \frac{g_0(\Omega_{BS}^1)}{\sqrt{4\pi d_1}} e^{ik_0 d_1},$$

où maintenant Ω_{BS}^1 est la direction du diffuseur. Dans l'approximation de Born (voir le chapitre précédent), le champ rayonnée par le diffuseur pour l'état 0 ou 1 vers le récepteur est donc donné par la relation suivante :

$$\frac{E_d^{0,1}}{\sqrt{P_t/2\eta}} = -\frac{g_0(\Omega_{BS}^1)}{\sqrt{4\pi d_1}} \frac{f'_{0,1}(\Omega_{BS}^2)}{d_2} e^{ik_0(d_1+d_2)}$$

où $f'_{0,1}$ est la fonction de diffusion pour les états d'impédance 0 ou 1 du diffuseur, Ω_{BS}^1 est l'angle entre le diffuseur et le récepteur. Ainsi le champ total au niveau du récepteur est donné par :

$$\frac{E_r^{0,1}}{\sqrt{P_t/2\eta}} = \frac{g_0(\Omega_{LOS})}{\sqrt{4\pi d_0}} e^{ik_0 d_0} - \frac{g_0(\Omega_{BS}^1)}{\sqrt{4\pi d_1}} \frac{f'_{0,1}(\Omega_{BS}^2)}{d_2} e^{ik_0(d_1+d_2)}.$$

En faisant l'hypothèse que l'antenne de la source, le diffuseur et le récepteur sont émettent ou rétro-diffusent de manière isotrope, l'intensité incidente $I_r^{0,1}$ pour les états 0 ou 1 sur l'antenne de réception est donnée par :

$$\frac{I_r^{0,1}}{P_t} = \frac{G_0}{4\pi d_0^2} \left(1 - 2 \frac{d_0 |f_{0,1}|}{d_1 d_2} \cos(k_0(d_1 + d_2 - d_0) + \phi_{0,1}) + \frac{d_0^2 |f_{0,1}|^2}{d_1^2 d_2^2} \right)$$

où $f_{0,1} = |f_{0,1}| e^{i\phi_{0,1}}$. Le dernier terme de l'expression précédente est négligeable, car $|f_{0,1}|^2$ qui est la section efficace différentielle est généralement comparable à la surface équivalente du diffuseur qui est beaucoup plus petite que d_0^2 , d_1^2 et d_2^2 . Le contraste de puissance s'écrit alors comme :

$$PC = 2 \frac{d_0 |f_1 \cos(k_0(d_1 + d_2 - d_0) + \phi_1) - f_0 \cos(k_0(d_1 + d_2 - d_0) + \phi_0)|}{d_1 d_2}$$

Les contrastes de puissance déduits de la formule précédente sont représentés sur les Figures 6.1.2(a), (b) et (c) pour les fréquences respectives de 2.4, 3.5 et 5.2GHz.

Les termes en $\cos(k(d_1 + d_2 - d_0) + \phi_{0,1})$ sont représentatifs des effets d'interférences entre le trajet direct entre la source et le récepteur et le trajet diffusé. En conséquence, les courbes de niveau du contraste de puissance en fonction de la position du rétrodiffuseur sont des ellipses dont les 2 foyers sont les positions de la source et du récepteur. C'est bien ce que l'on observe sur ces figures. Suivant l'axe transverse, les maxima (et minima) sont approximativement positionnés en $y_n = \sqrt{n^2\lambda^2/16 + n\lambda d_0/4}$ où n est un entier positif. Lorsque $n\lambda > d_0$, ils sont espacés d'une demi longueur d'onde. Dans la sous-section suivante, on simule le

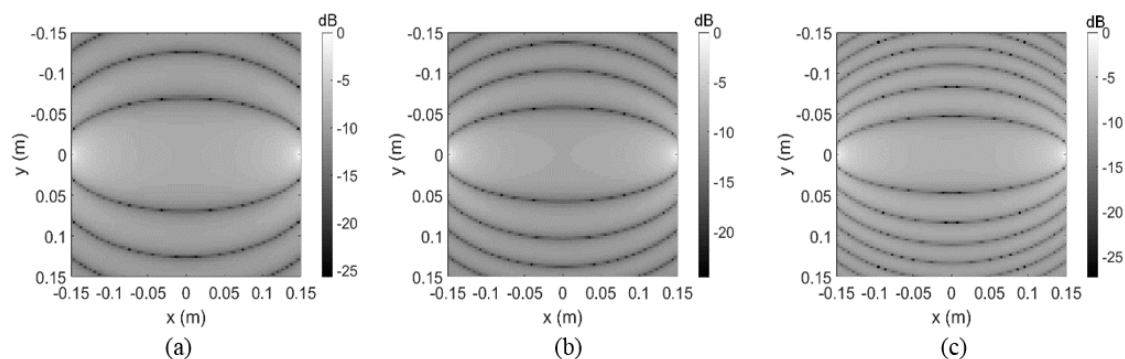


FIGURE 6.1.2 – Diagramme d'interférences du contraste de puissance simulé analytiquement lorsque la source et le récepteur sont aux foyers des ellipses à différentes fréquences. (a) 2.4GHz. (b) 3.5 GHz. (c) 5.2GHz.

contraste de puissance lorsque le récepteur est mobile dans la zone de mesure et la source et le rétrodiffuseur sont à des positions fixes.

6.1.1.2 Récepteur mobile

Nous considérons maintenant le cas où le récepteur évolue dans la zone de mesure et le rétrodiffuseur ainsi que la source sont à des positions bien déterminées comme montré sur la Figure 6.1.3(a). Le récepteur balaie la zone de mesure du plan xy . Sur cette Figure en (b) est représenté le contraste de puissance estimé par le récepteur pour chacune de ses positions. Les courbes de niveau correspondent maintenant à des hyperboles, car le contraste de puissance constant est obtenu lorsque $d_2 - d_0$ est lui-même constant. La source et le rétrodiffuseur sont les foyers des hyperboles. Nous venons de visualiser, par un modèle analytique simple reposant sur les équations de propagation des champs électriques en champ lointain, les interférences en condition de LOS en fonction de la localisation de la source, du récepteur et du rétrodiffuseur. On se propose, à présent, à valider expérimentalement ces figures d'interférences.

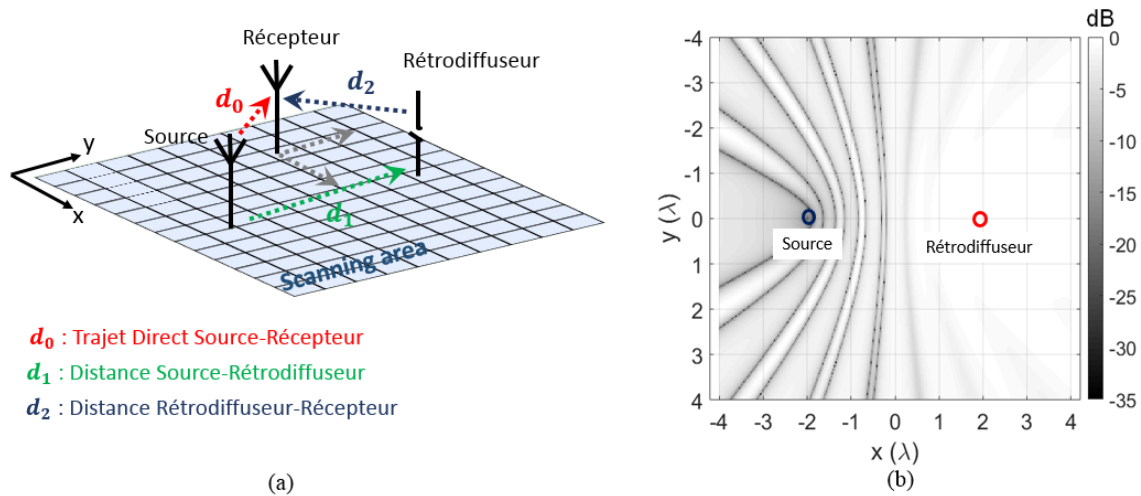


FIGURE 6.1.3 – (a) Zone de mesure du contraste de puissance lorsque le récepteur balaie le plan xy . La source et le rétrodiffuseur sont placés à des positions bien déterminées de cette zone. Les différentes distances sont renseignées sur cette figure. (b) Contraste de puissance estimé par le récepteur. Des hyperboles régulières sont ainsi mises en évidence.

6.2 Visualisation expérimentale des interférences en LOS et Fiabilité de la transmission radio

Afin d'estimer expérimentalement le diagramme d'interférences, nous nous plaçons dans une chambre semi-anéchoïque pour être en condition LOS sans réflexions et pour éviter les interférences extérieures.

6.2.1 Montage expérimental

Des mesures de contraste de puissance en présence d'un rétrodiffuseur ont été menées sur le site d'Orange Labs Networks à Châtillon en coordination étroite avec Mme Dinh-Thuy Phan-Huy.

Le dispositif expérimental est montré sur la Figure 6.2.1(a). L'émetteur consiste en une voie Tx d'un module radio logiciel (*USRP*, *i.e.*, *Universal Software Radio Peripheral*) qui est connecté à l'un des dipôles présentés sur la Figure 6.2.1(b). Dans nos mesures, nous utilisons un USRP B210 dont son fonctionnement est décrit en Annexe 6.4.3 à la fin de ce manuscrit de thèse. La source de test émet un bruit constant d'une largeur de bande de l'ordre de 1MHz. De la même manière, le

récepteur est composé d'une antenne identique à celle de la source qui est connectée à une voie Rx du même module. Les dipôles sont dimensionnés pour fonctionner aux fréquences de 2.4, 3.5 et 5.2GHz. Le rétrodiffuseur a été dimensionné comme un dipôle pour résonner à la fréquence d'opération. Une diode PIN, pilotée par le module Arduino, permet de commander l'impédance de commutation (Figure 6.2.1(c)) du rétrodiffuseur. Le Tag génère une séquence aléatoire de données binaires. Le rétrodiffuseur avec son bloc de contrôle (Arduino) est fixé sur un banc motorisé 2 axes.

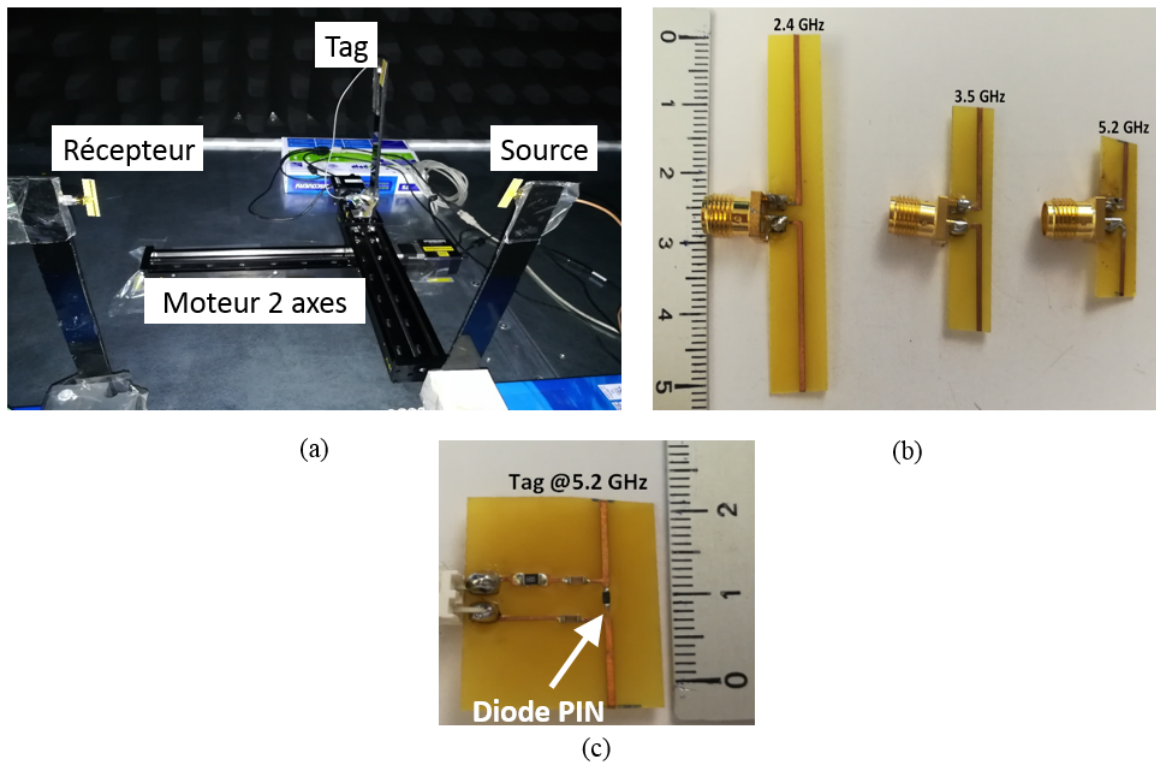


FIGURE 6.2.1 – (a) Montage expérimental. Un rétrodiffuseur monté sur un moteur 2-axes permet la mesure du contraste de puissance pour chacune des positions de la zone de mesure. (b) Dipôles utilisés comme source et récepteur aux fréquences de 2.4, 3.5 et 5.2 GHz. (c) Rétrodiffuseur dimensionné à la fréquence de 5.2 GHz. Une diode PIN insérée entre les deux brins permet de moduler l'information à transmettre en direction d'un récepteur.

Avant d'être rétro-diffusé, chaque bit est encodé par modulation FM0 (principe décrit brièvement dans le chapitre 5 précédent). Le débit binaire de test pour nos mesures est de l'ordre de 88 bits/s.

6.2.2 Chaîne de démodulation et estimation du contraste de puissance

Pour estimer les bits transmis et le contraste de puissance, nous avons développé une chaîne de traitement du signal en temps réel. Une capture d'écran de l'interface utilisateur que nous avons développée sous GNU RADIO est montrée sur la Figure 6.2.2(a). Sur cette même Figure, en (b), est présentée la chaîne de traitement permettant d'estimer d'une part le contraste de puissance et de retrouver d'autre part les bits encodés par modulation FM0.

Dans un premier temps, le signal reçu par le récepteur est démodulé en bande de base. Comme nous nous intéressons à la puissance, le module au carré du signal en bande de base est calculé. Un filtre passe-bas permet de s'affranchir de la majorité des effets de fluctuations de l'enveloppe induites par la modulation (ex, OFDM, FM) utilisée par le transmetteur conventionnel. Dans un second temps, un filtre passe-haut permet de ne conserver que la modulation d'amplitude qui est centrée autour de la fréquence de fonctionnement du FM0. Un module a été développé pour décoder la modulation FM0 à partir de ce signal et estimer le flux de bits. De manière à calculer en temps réel le contraste de puissance, le signal filtré passe-haut est redressé et une moyenne glissante est calculée sur un temps suffisamment important. Pour finir, la puissance moyenne est déduite en appliquant un filtre passe-bas (branche du bas). Le rapport des deux précédentes quantités permet d'estimer le contraste de puissance en temps réel. Nous utilisons cette méthode pour caractériser expérimentalement la distribution des interférences aux différentes fréquences de fonctionnement.

6.2.3 Validation expérimentale des interférences

Les Figures 6.2.3(a), (b) et (c) donnent les contrastes de puissance en fonction de la position du rétrodiffuseur aux fréquences respectives de 2.4, 3.5 et 5.2 GHz mesurés expérimentalement suivant le montage donné sur la Figure 6.2.1(a). Dans les trois conditions, le rétrodiffuseur balaie une zone de mesure de 30×30 cm. Il émet 4 images successives de 88 bits chacune. Ces images représentent des « space invaders » de dimension 8×11 pixels. On constate sur chacune des figures que l'on obtient une distribution spatiale des interférences avec des lignes de contour correspondant à des ellipses régulièrement espacées. Les courbes rouges représentent les maxima de contraste de puissance du modèle analytique présenté en début de ce chapitre. On observe ainsi un bon accord entre ce modèle et les résultats expérimentaux acquis.

Le modèle analytique des interférences, validé par les mesures expérimentales, permet d'appréhender au mieux les phénomènes d'évanouissements du canal en présence du rétrodiffuseur en condition de Line-Of-Sight. Cependant, d'un point

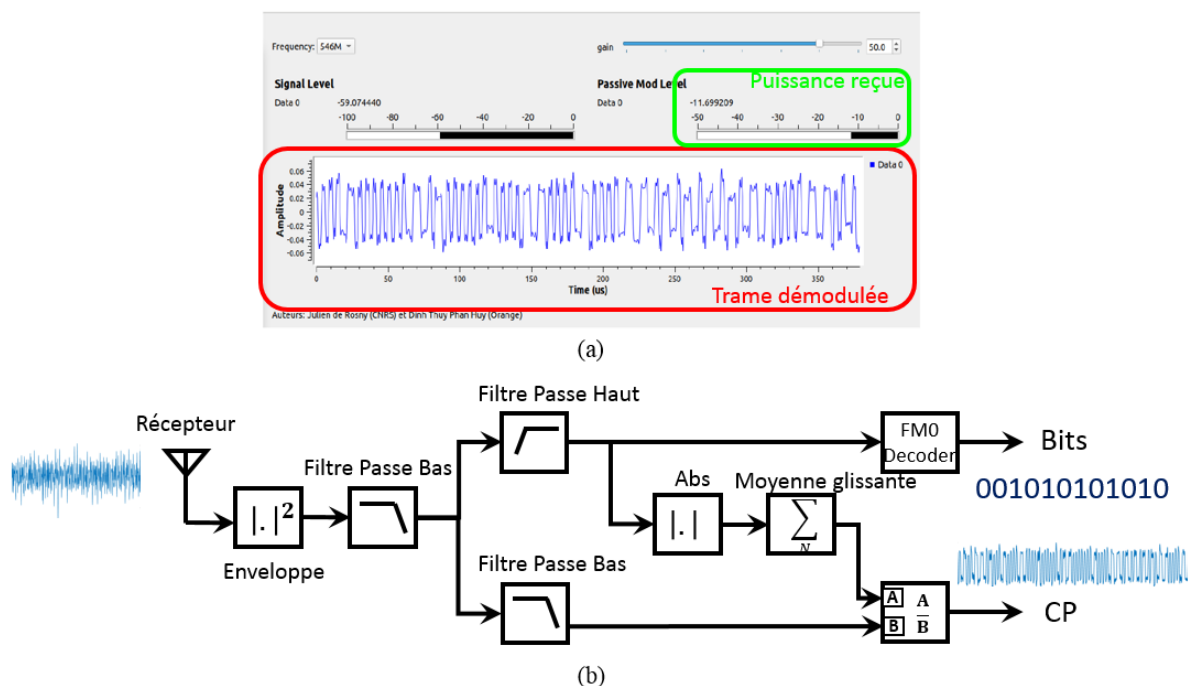


FIGURE 6.2.2 – (a) Interface graphique GNU RADIO permettant d'estimer le contraste de puissance au niveau du récepteur. (b) Schéma simplifié de la chaîne de traitement numérique permettant de démoduler le signal sous cette interface.

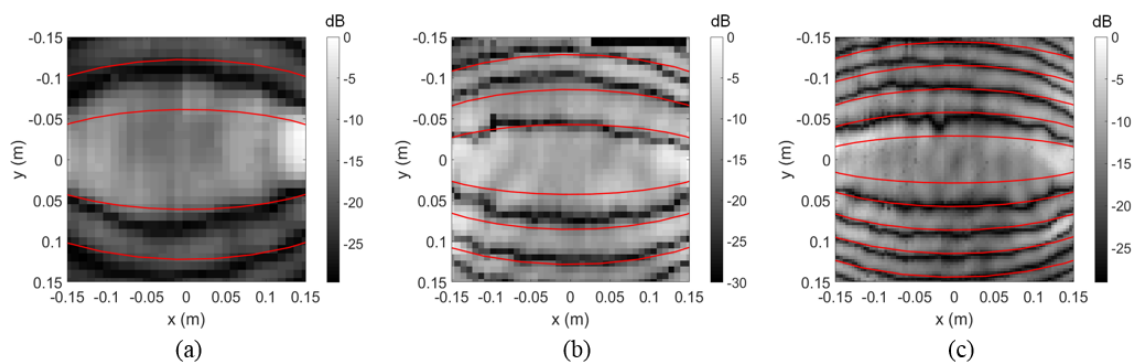


FIGURE 6.2.3 – Mesure expérimentale du contraste de puissance estimée par le récepteur en condition LOS dans la chambre anéchoïque à (a) 2.4 GHz, (b) 3.5 GHz et (c) 5.2 GHz. Les lignes rouges décrivent lignes de contours déduits du calcul analytique.

de vue des télécommunications numériques, il est préférable de mesurer le BER afin de quantifier la fiabilité de la transmission radio entre le rétrodiffuseur et le récepteur.

6.2.4 Estimation du BER

On évalue la fiabilité de la transmission radio du montage expérimental donné par la Figure 6.2.1(a) en calculant le BER sur la trame décodée par le récepteur par rapport à la trame encodée originellement par le rétrodiffuseur. Trois étapes sont nécessaires pour estimer le BER pour des positions données du rétrodiffuseur :

1. Un flot de 1000 bits de synchronisation est émis par le rétrodiffuseur afin de se centrer sur la fréquence d'horloge du microcontrôleur Arduino. Puis, le rétrodiffuseur génère une trame originale de 2000 bits pseudo-aléatoires pour chacune de ses positions sur le rail mobile.
2. En post-traitement, nous générons la même séquence que la trame originale.
3. Une corrélation est faite entre la trame générée et la trame décodée par le récepteur.

Le BER se déduit alors comme :

$$\text{BER} = \frac{\text{Nombre de bits erronés de la trame décodée}}{\text{Nombre de bits de la trame originale}}(\%) \quad (6.2.1)$$

La mesure du BER étant relativement longue, nous la restreignons à une ligne de mesure parcourue par le Tag comme montrée sur la Figure 6.2.4(a). Le récepteur et la source sont placés de part et d'autre de la ligne de mesure parcourue par le rétrodiffuseur. Sur cette Figure en (b), le BER simulé analytiquement par la formule 5.4.12 du chapitre 5 (courbe bleue) et mesuré (courbe noire) ainsi que le contraste de puissance (courbe rouge) sont tracés. On constate un bon accord entre les BER théoriques et expérimentaux. Ces courbes montrent des oscillations régulières se produisant tous les $\lambda/2$ à la fréquence de 5.2 GHz. Nous voyons que lorsque le BER est élevé, le contraste de puissance est bas comme attendu. Sur les oscillations mesurées, le BER peut atteindre près de 50% avec un niveau de contraste de puissance de l'ordre de 0.020 en linéaire, soit -33 dB sur l'échelle logarithmique. Des niveaux relativement faibles de contraste de puissance ne concourent pas à la fiabilité de la transmission radio entre le Tag et le récepteur. Ces niveaux peuvent être augmentés en s'affranchissant le plus possible des phénomènes d'évanouissement du canal (*fadings*) liés au trajet direct de la source. Il existe un fort lien entre le contraste de puissance et le BER. Pour avoir un BER le plus faible possible, il faut que le contraste de puissance soit le plus élevé possible. Les mesures effectuées jusqu'ici ont été réalisées en ne considérant qu'une seule source, un récepteur et un rétrodiffuseur. Dans un canal indoor, plusieurs réflexions peuvent impacter le lien radio entre le Tag et le récepteur. Nous étudions ce cas dans la section suivante.

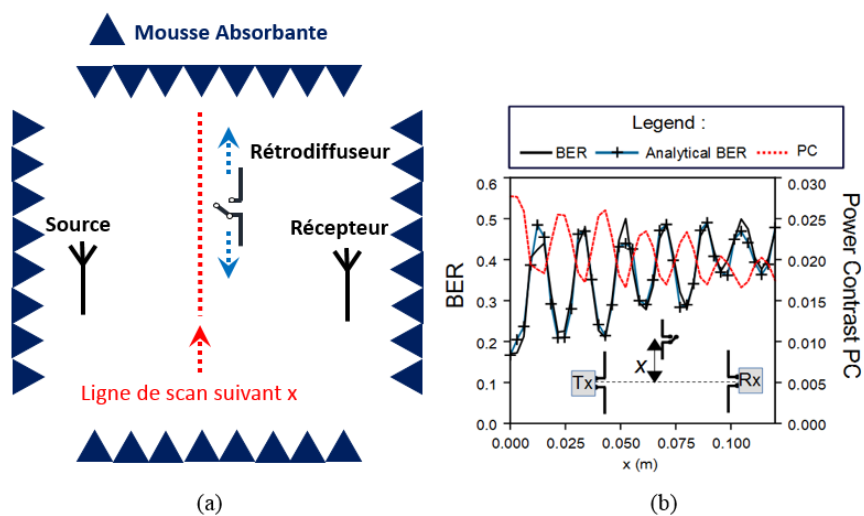


FIGURE 6.2.4 – (a) Montage expérimental permettant la mesure du BER en fonction de la position du rétrodiffuseur le long de l'axe des x dans la chambre anéchoïque. (b) Courbes expérimentales du BER (noire) et analytique (bleue) et du contraste de puissance (rouge) en fonction de la position du rétrodiffuseur. Des oscillations régulières sont observées.

6.3 Diagramme d'interférences en milieu multi-diffusants et à plusieurs sources coexistantes

Dans cette section, on se propose d'analyser l'influence d'un milieu multi-diffusants sur le contraste de puissance estimé par un reader. Dans le cadre d'une communication numérique réel, plusieurs sources, réflexions, et chemins multiples peuvent intervenir et impacter la transmission radio entre un rétrodiffuseur et un récepteur. Pour mettre en lumière ce phénomène, on simule dans un premier temps, un cas avec un rétrodiffuseur mobile et un autre fixe dans une zone de mesure donnée. Puis, on valide expérimentalement ce cas en milieu multi-diffusants en chambre anéchoïque. Enfin, nous simulons de manière analytique, le contraste de puissance en ajoutant une source supplémentaire simulant ainsi un environnement multi-sources.

6.3.1 Modèle analytique

On considère ici un milieu analogue au précédent (Figure 6.1.1), mais en présence d'un diffuseur fixe. Le schéma de cette configuration est donné sur la Figure 6.3.1(a). Dans cette configuration, la source et le récepteur sont placés à des positions fixes. Un rétrodiffuseur mobile signalé par T_M balaie la zone de mesure. Un diffuseur fixe T_F est quant à lui placé à une position donnée de la zone de mesure. On considère toujours que la source et le récepteur émettent de manière isotrope. Il est en de même pour la rétrodiffusion des ondes par les Tags fixe et mobile. La Figure 6.3.1(b) montre le contraste de puissance simulé analytiquement. Il présente une répartition aléatoire des interférences. L'ajout d'un diffuseur dans le milieu par rapport à la configuration précédente a pour conséquence de faire disparaître les minimas et maximas de contraste de puissance observables par les ellipses régulièrement espacées.

Jusqu'à présent, les mesures ont été réalisées en chambre anéchoïque en espace libre. Ce milieu est affranchi de toutes les réflexions multiples et interférences extérieures. Afin de se rapprocher d'une configuration de test en indoor, on ajoute des éléments métalliques qui vont générer de la réflexion supplémentaire dans le canal de propagation de test.

6.3.2 Validation expérimentale dans un milieu multi-diffusant

Pour visualiser le contraste de puissance dans une simulation de communication en indoor, des objets métalliques sont ajoutés dans la chambre anéchoïque comme montré sur la Figure 6.3.2(a). Dans cette configuration, le rétrodiffuseur placé sur

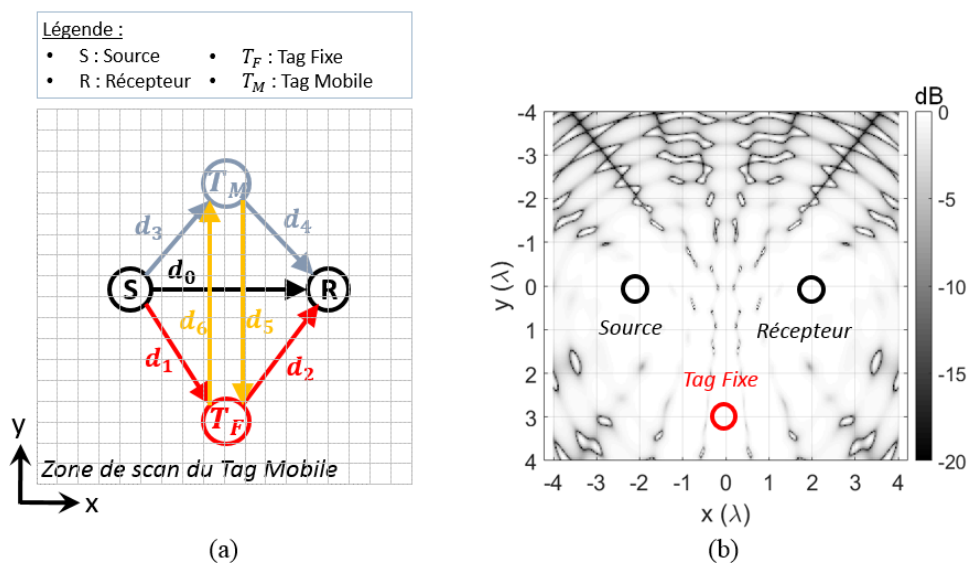


FIGURE 6.3.1 – (a) Configuration étudiée en présence d’un diffuseur fixe (Tag) et d’un rétrodiffuseur balayant la zone de mesure. (b) Contraste de puissance déduit des expressions analytiques.

le moteur 2-axes balaie une zone équivalente à $6\lambda \times 6\lambda$ à la fréquence de 5.2GHz. Le but des mesures est de démontrer que le diagramme d’interférences dépend fortement du milieu de propagation dans lequel la communication numérique s’opère. Dans un milieu complexe, le diagramme d’interférences ne présente plus d’ellipses, mais montre une répartition du contraste de puissance difficilement prédictible comme montré sur cette même Figure en (b).

Nous venons de valider expérimentalement le fait que le contraste de puissance soit directement lié aux conditions de mesure. Dans un schéma de communication réelle, plusieurs sources d’ondes peuvent coexister. On se propose de simuler une telle configuration de manière analytique en ajoutant une nouvelle source d’ondes dans le canal de mesure.

6.3.3 Coexistence de plusieurs sources d’ondes

Dans un canal réel de communication numérique sans fils, plusieurs sources RF peuvent cohabiter et influencer la liaison radio préalablement établie entre un rétrodiffuseur et un récepteur donnés. Dans cette partie, on analyse l’influence d’une source RF additionnelle sur le contraste de puissance. La Figure 6.3.3(a) montre le schéma de principe étudié. La source ajoutée dans le milieu est mentionnée par S_A. Sur cette Figure en (b) est montrée la répartition du contraste de puissance lorsque le rétrodiffuseur mobile T_M balaie la zone de mesure. Comme dans le cas

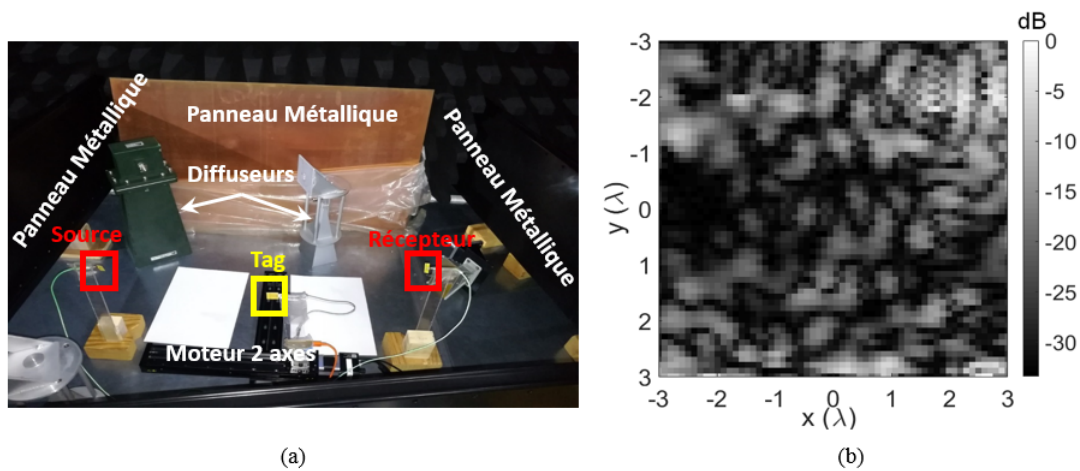


FIGURE 6.3.2 – (a) Montage expérimental de l'estimation du contraste de puissance à 5.2 GHz dans la chambre anéchoïque en présence d'objets réfléchissants. (b) Contraste de puissance mesuré à 5.2 GHz lorsque le rétrodiffuseur balaie la zone de mesure du moteur 2-axes équivalente à $6\lambda \times 6\lambda$.

multi-diffusant, on voit que les ellipses régulières disparaissent et le diagramme d'interférences est considérablement impacté par la source d'ondes additionnelle. En ajoutant d'autres sources dans le milieu, le diagramme des interférences se complexifie davantage affectant la fiabilité de la transmission radio entre un rétrodiffuseur et un récepteur. Dans la section suivante, nous proposons plusieurs approches possibles permettant d'améliorer la sensibilité du récepteur vis-à-vis du rétrodiffuseur.

6.4 Améliorations de la communication par rétrodiffuseur

Dans cette section, nous présentons plusieurs solutions possibles pour d'une part limiter les phénomènes d'évanouissements et augmenter ainsi la sensibilité de récepteur et d'autre part pour augmenter le débit de transmission de la communication numérique par rétrodiffuseur.

6.4.1 Choix du récepteur

Jusqu'à présent, nous avons effectué nos mesures de contraste de puissance en utilisant un dipôle comme récepteur. Ce dernier rayonne de manière isotrope. Il

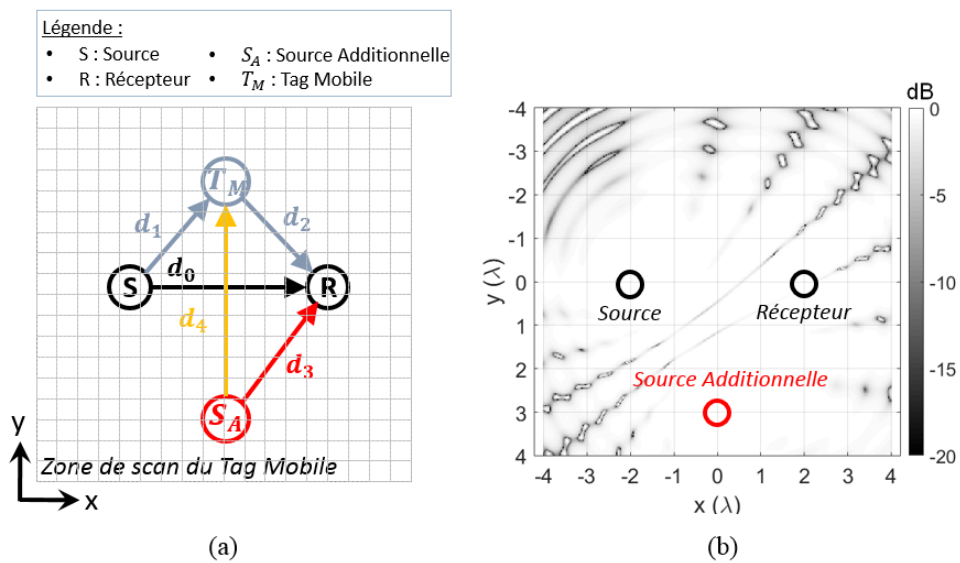


FIGURE 6.3.3 – (a) Configuration étudiée en présence d’une source d’ondes RF notée S_A additionnelle et du rétrodiffuseur T_M balayant la zone de mesure. (b) Contraste de puissance associé simulé analytiquement. Comme dans un milieu à multiples réflexions, l’ajout d’une source dans le canal de propagation rend la prédiction des interférences particulièrement difficile.

ne focalise donc pas toute son énergie vers le rétrodiffuseur perdant de ce fait une partie de sa sensibilité par rapport au signal rétro-diffusé par le Tag. L'idée consiste à rendre le récepteur plus sensible au Tag qu'au trajet direct de la source. Dans ce contexte, il est possible d'utiliser une antenne directive comme récepteur qui va focaliser son lobe principal de rayonnement dans la direction du Tag.

Pour montrer la viabilité de cette approche, nous considérons les configurations de mesure 1 et 2 de la Figure 6.4.1(a) et (b) respectivement. Dans ces configurations, la source et le récepteur sont placés à 20 cm de la zone de mesure de dimension $2\lambda \times 2\lambda$ balayée par le Tag. La source et le récepteur sont distants de 50 cm. Pour la configuration 1, le récepteur est un dipôle qui rayonne donc de manière omnidirectionnelle. Dans la configuration 2, le récepteur est une antenne cornet directive. La mesure est effectuée dans la chambre anéchoïque. Le montage expéri-

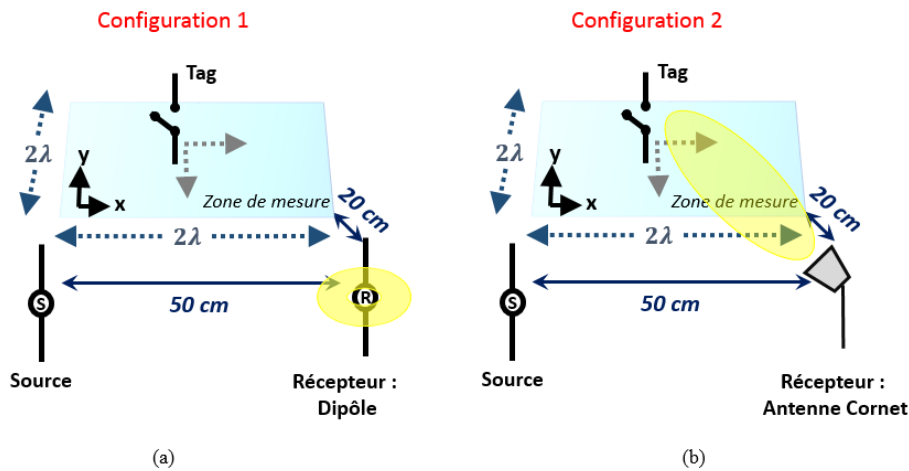


FIGURE 6.4.1 – Configurations de mesure suivant le type d'antenne utilisée comme récepteur. (a) Récepteur : dipôle. (b) Récepteur : antenne cornet directive.

mental est présenté en Annexe 6.4.3 en fin de ce manuscrit. Les Figure 6.4.2(a) et (b) montrent respectivement le contraste de puissance estimé expérimentalement à 5.2 GHz pour les 2 types d'antennes. Dans la configuration 1 où le récepteur est un dipôle, les maxima de contraste de puissance oscillent autour de -29dB pour une amplitude maximale de l'ordre de 6dB crête à crête. De plus dans cette configuration, on retrouve les franges d'interférences régulièrement espacées. Dans la configuration 2 où le récepteur est une antenne cornet directive, les maxima de contraste de puissance varient autour de -4 dB ce qui est largement supérieur à la configuration 1. La dynamique du contraste de puissance est de l'ordre de 30 dB ce qui améliore significativement la sensibilité du récepteur. Par ailleurs, on constate moins d'oscillations régulières du diagramme d'interférences. Les faibles

évanouissements encore constatés avec le récepteur directif sont probablement liés à des réflexions parasites liées soit au bâti du moteur 2-axes, soit au fait que le récepteur cornet capte une légère portion du trajet direct de la source ou bien que le Tag rétrodiffuse une infime partie de l'onde incidente en mode transparent. Afin

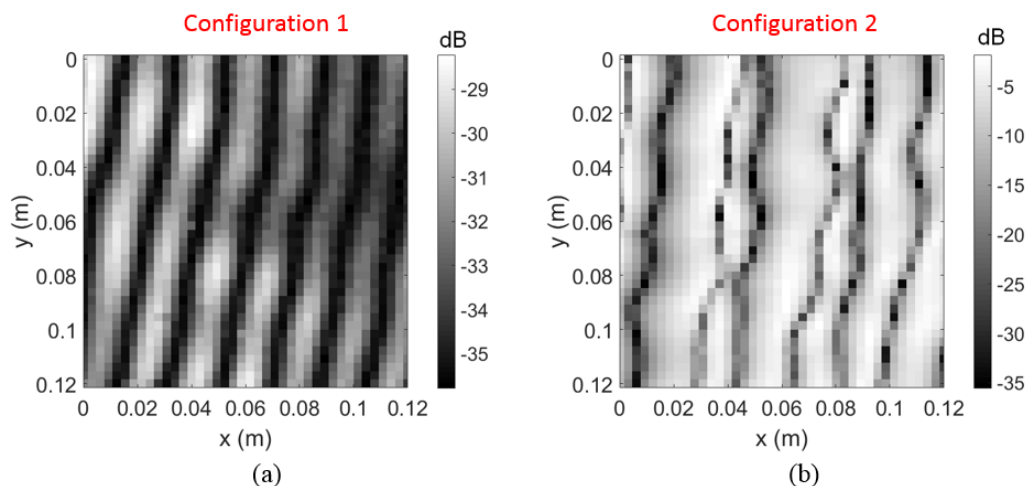


FIGURE 6.4.2 – Contraste de puissance estimé expérimentalement dans la chambre anéchoïque à 5.2 GHz. (a) Récepteur : Dipôle rayonnant. (b) Récepteur : Antenne cornet.

d'évaluer la fiabilité de la transmission radio de notre chaîne de transmission par rétrodiffuseur, on estime expérimentalement le BER dans les deux configurations données par la Figure 6.4.3(a) et (b) pour un récepteur dipôle et cornet respectivement. La mesure du BER étant relativement longue pour chacune des positions du Tag, on se propose de limiter ici cette évaluation pour un Tag parcourant une ligne de mesure de longueur équivalente à 2λ à la fréquence de 5.2 GHz.

Le long de cette ligne de mesure, le BER ainsi que le contraste de puissance sont évalués (voir les Figures 6.4.4(a) et (b)) dans les cas respectifs 1 et 2. Pour la configuration 1, on observe que le BER et le contraste de puissance estimés par un dipôle sont sujets à des oscillations régulières comme montrées précédemment sur la Figure 6.2.4(b). Le BER atteint des valeurs maximales de l'ordre de 50% avec de faibles niveaux de contraste de puissance (de l'ordre de -30 dB pour les maximas de puissance). Si on utilise l'antenne cornet comme récepteur, alors le BER devient relativement faible de l'ordre de quelques pourcents avec de rares pics observés. Sur certaines positions du Tag le long de l'axe des x , le BER devient parfois nul (à la précision de l'estimation du BER obtenu à partir de la transmission de 2000 bits). Le contraste de puissance atteint des valeurs maximales proches de -7dB et se stabilise autour de -13dB ce qui est largement supérieur au cas du récepteur

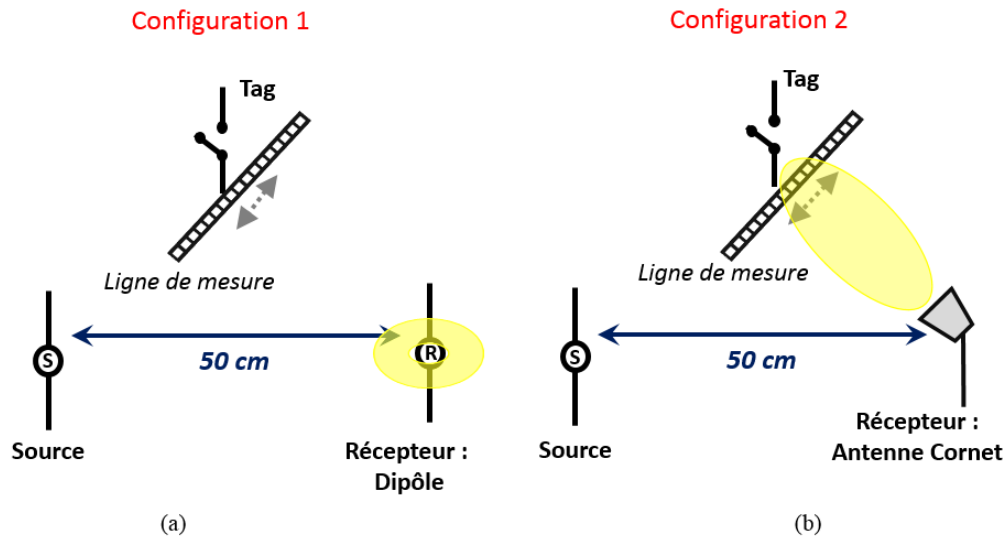


FIGURE 6.4.3 – Configurations de mesure du BER avec un Tag parcourant une ligne de mesure. (a) Récepteur : Dipôle. (b) Récepteur : Antenne cornet.

omnidirectionnel. Pour cette configuration particulière, le taux d'erreur binaire (BER) présente beaucoup moins d'oscillations régulières liées à l'évanouissement dans le canal de propagation. Au vu de cette étude comparative, on constate qu'en considérant une antenne directive comme récepteur, que le BER est beaucoup plus faible et que le contraste de puissance est plus élevé. Un BER faible et un contraste de puissance élevé concourent à la fiabilité de la transmission radio. Nous avons vu que, suivant la position de la source, du récepteur et du Tag dans le canal, le diagramme du contraste de puissance présentait un diagramme à ventres et nœuds d'interférences. Les ventres d'interférences sont liés à l'interaction directe de la source. Pour rendre le récepteur plus sensible au Tag, il peut être possible d'exploiter certaines positions de la zone de mesure où la source n'a qu'un faible impact sur le récepteur.

6.4.2 Annulation du trajet direct de la source

Généralement, dans les systèmes de communication numérique par rétrodiffuseurs, la puissance du signal émis par la source est plus forte que celle rétro-diffusée. On peut alors envisager de placer le récepteur dans un lieu de la zone de mesure où la puissance émise par la source est faible. Par ce biais, le récepteur serait davantage sensible aux signaux issus du Tag.

Pour simuler un canal réel à plusieurs sources d'ondes, on considère la configuration donnée sur la Figure 6.4.5(a) avec deux sources RF. Le récepteur balaie

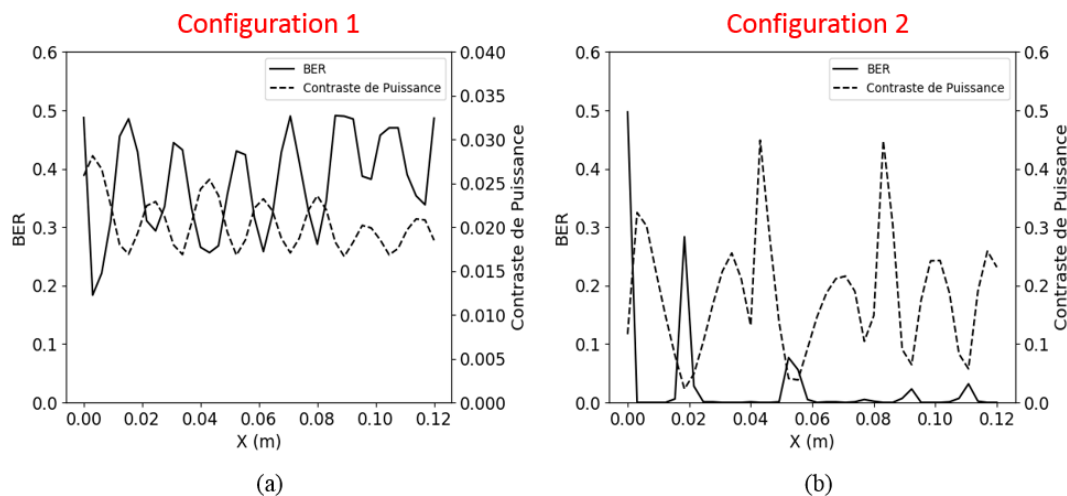


FIGURE 6.4.4 – BER et Contraste de puissance estimés expérimentalement lorsque le rétrodiffuseur parcourt la ligne de mesure 2λ en fonction du type de récepteur. (a) Récepteur : Dipôle rayonnant. (b) Récepteur : Antenne cornet.

la zone de mesure de dimension $8\lambda \times 8\lambda$ et estime la puissance reçue émanant de la contribution des deux sources. Une cartographie de cette puissance pour chaque position du récepteur est donnée sur cette même Figure en (b). Elle met en évidence les nœuds et les ventres d'interférences. Les nœuds sont les zones où le récepteur reçoit une très faible puissance des deux sources. Les ventres sont les zones de mesure où le récepteur détecte de fortes puissances émanantes des deux sources. Pour une communication par rétrodiffusion des champs ambiants, un Tag balayant la zone de mesure de la configuration de la Figure 6.4.5(a) est ajouté. Puis on place le récepteur dans un nœud et dans un ventre d'interférences dont le contraste de puissance est montré respectivement sur la Figure 6.4.6(a) et (b).

Dans le cas où le récepteur est placé dans un nœud d'interférences, le contraste de puissance est quasi constant proche de 0dB sur l'ensemble de la zone de mesure. Aucun phénomène d'évanouissements (*fadings*) n'est observé. Pour cette configuration particulière, le fort niveau de contraste de puissance sur l'ensemble de la zone de mesure parcourue par le Tag permet d'avoir une communication numérique optimale. Si le récepteur est placé dans un ventre d'interférences, alors le contraste de puissance montre clairement des évanouissements avec des minimas et maximas. Ces évanouissements sont liés aux influences directes des deux sources du milieu de propagation comme énoncé précédemment. Nous venons de voir qu'en plaçant le récepteur dans un lieu optimal de la zone de mesure, il est possible d'augmenter considérablement le contraste de puissance et de s'affranchir ainsi des évanouisse-

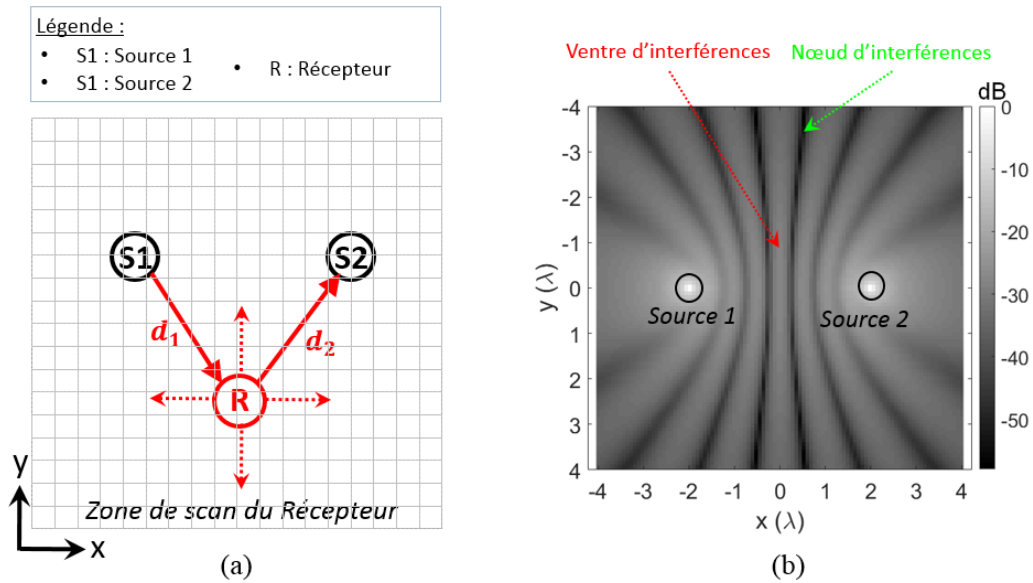


FIGURE 6.4.5 – (a) Schéma de la configuration à deux sources RF. Le récepteur scanne la zone de mesure. (b) Cartographie de la puissance reçue pour chaque position du récepteur dans la zone de mesure.

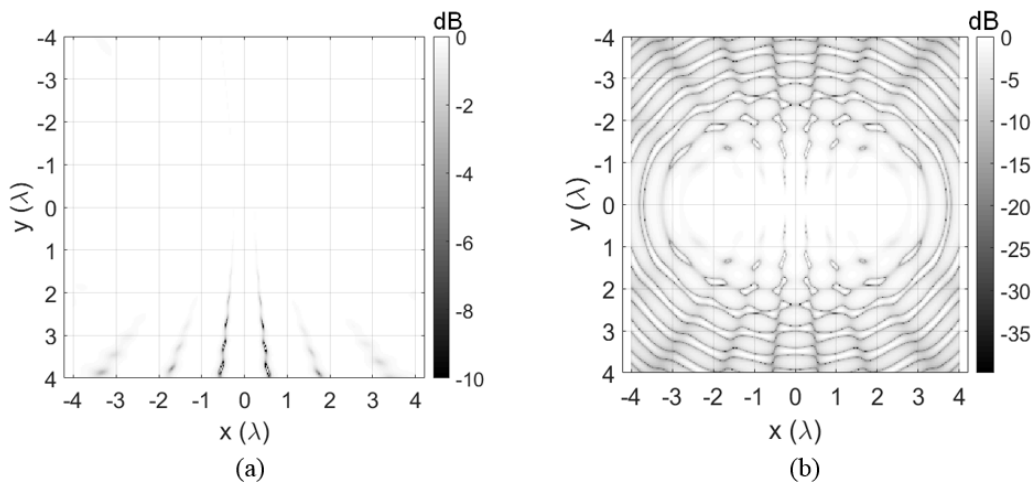


FIGURE 6.4.6 – Contraste de puissance en présence de deux sources RF en fonction de la position du récepteur. Un Tag balaie la zone de mesure de dimension $8\lambda \times 8\lambda$. (a) Récepteur placé dans un nœud d'interférences. (b) Récepteur placé dans un ventre d'interférences.

ments du canal liés aux sources présentes dans le milieu. Un récepteur placé dans un nœud d'interférences entre sources est davantage sensible aux signaux rétro-diffusés par le Tag. Cette méthode peut également être appliquée si l'on considère plusieurs autres sources dans le canal. En Annexe 6.4.3 en fin de manuscrit, on considère le cas avec trois sources coexistantes. Des résultats similaires sont obtenus. L'enjeu est de trouver une solution technologique efficace permettant de placer le récepteur dans un nœud d'interférences entre plusieurs sources.

6.4.3 Tag à plusieurs états de commutation : Utilisation d'une Antenne Reconfigurable

Dans l'optique d'augmenter le débit binaire de transmission, il est possible d'envisager un Tag à plusieurs états de commutation (nombre d'états de commutation supérieur à 2). Suivant le diagramme activé du Tag, un récepteur reçoit le signal rétro-diffusé avec une puissance différente. Chaque puissance propre code pour un symbole binaire donné.

Pour les premières expériences menées au sein du site de Châtillon d'Orange Gardens, nous avons utilisé l'antenne reconfigurable à polarisation croisée présentée dans le chapitre 2. Le port RF est simplement connecté à une charge 50Ω . Une illustration du montage expérimental en chambre anéchoïque est donnée sur la Figure 6.4.7. Dans cette configuration de mesure, un antenne monopole Tx est utilisée comme source test. Trois autres antennes monopoles Rx permettent de décoder le message rétro-diffusé par le Tag en analysant non seulement la modulation temporelle, mais également la modulation spatiale induite par le tag. La finalité de ces premières mesures est d'estimer le BER.

La mesure est effectuée pour un Tag encodant une trame de 600 bits. Ce dernier active uniquement ses 4 meilleurs états les plus décorrélés spatialement entre eux (États 2 et 3 des deux ports RF selon le Chapitre 2). On estime le BER en utilisant une, puis deux et enfin toutes les trois antennes de réception. Les valeurs de BER estimées en fonction du nombre de récepteurs sont données par le Tableau 6.1. On constate que si l'on considère la mesure sur un des récepteurs alors le BER présente des valeurs élevées (10% pour Rx1, 9% pour Rx2 et 40% pour Rx3). En utilisant toutes les antennes de réception Rx1&Rx2&Rx3, alors le BER estimé devient nul (observé sur 600 bits pour rappel!).

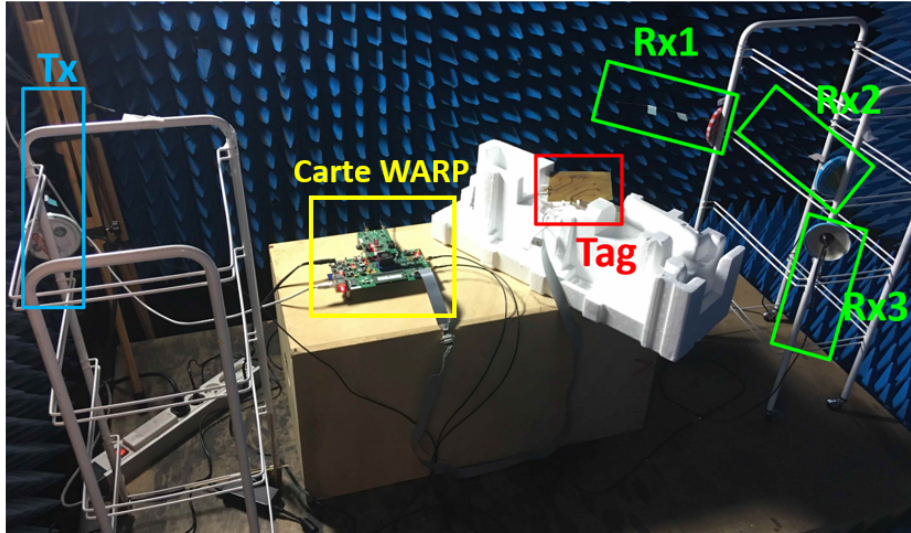


FIGURE 6.4.7 – Montage expérimental en chambre anéchoïque de la communication numérique en utilisant l’antenne à polarisation croisée comme Tag. Cette antenne n’est pas connectée à un port RF 50Ω . Le module GPIO de la carte WARP permet d’activer les différents états de l’antenne reconfigurable.

N° Rx	1	2	3	1&2	1&3	2&3	1&2&3
BER (%)	10	9	40	0	9	1	0

TABLE 6.1 – Estimation du BER en fonction du nombre de récepteurs. Ces valeurs sont observées sur 600 bits encodés par le Tag.

Résumé du Chapitre

Nous nous sommes intéressés aux phénomènes d'évanouissements (*fadings*) propres aux communications par rétrodiffuseurs. Un modèle analytique simple a permis de mettre en évidence que le contraste de puissance est sujet à des évanouissements en présence d'une source, d'un Tag et d'un rétrodiffuseur en condition de Line-Of-Sight (LOS). En particulier, le contraste de puissance décrit des ellipses régulièrement espacées lorsque la distance entre la source et le récepteur est fixe. Le diagramme d'interférences a été validé expérimentalement en chambre anéchoïque en LOS à différentes fréquences de fonctionnement. Nous avons également estimé la fiabilité la communication numérique par rétrodiffuseur en calculant le BER. On a montré qu'il dépendait fortement du contraste de puissance. Pour avoir un BER le plus faible possible, il faut que le contraste de puissance soit le plus élevé possible. Afin de se rapprocher d'un environnement indoor, des objets métalliques ont été ajoutés dans la chambre anéchoïque. Le contraste de puissance mesuré montre alors une répartition complètement aléatoire des interférences. Pour simuler un canal réel (comme dans un environnement urbain avec des stations de base, des réseaux sans fil) où plusieurs sources d'ondes coexistent, le diagramme d'interférences a été calculé à partir du modèle analytique. La répartition du contraste de puissance ainsi simulé devient complexe et le milieu se rapproche d'un canal de Rayleigh. Pour augmenter la fiabilité de la transmission radio par rétrodiffuseur, nous avons utilisé une antenne cornet directive. Cette antenne permet de rendre le récepteur plus sensible aux signaux rétro-diffusés par le Tag. Une étude comparative a été menée également en considérant un dipôle omnidirectionnel comme récepteur. Les résultats ont montré d'une part moins d'oscillations et d'évanouissements dans le canal de propagation avec un récepteur directif et d'autre part que le contraste de puissance est largement supérieur avec ce type de récepteur qu'un récepteur omnidirectionnel.

Le diagramme d'interférences dans un canal à plusieurs sources a été caractérisé analytiquement. En particulier, il présente des zones de faibles et fortes puissances perçues par un récepteur. En choisissant de placer le récepteur dans un nœud d'interférences, le contraste de puissance ne présente plus d'évanouissements et est constant sur l'ensemble de la zone de mesure parcourue par le Tag. Enfin, nous avons commencé à introduire les antennes reconfigurables en diagrammes de rayonnement pour ce type de communication numérique dans le but d'augmenter le débit binaire de transmission. En ôtant le port d'excitation radiofréquence d'une antenne reconfigurable et en contrôlant ses différents états, il est possible d'encoder une trame numérique. Chaque diagramme « émis » par le Tag est reçu par un récepteur avec une puissance particulière. Cette puissance code pour un symbole numérique donné. Des mesures en ce sens ont d'ores et déjà été menées en utilisant

l'antenne à polarisation croisée comme Tag en chambre anéchoïque. Les premiers résultats de BER semblent intéressants dans l'implémentation d'une telle architecture de communication numérique sans fils utilisant les ondes ambiantes comme seules sources d'opportunité.

Conclusion et Perspectives

Les travaux de cette thèse s'inscrivent dans le cadre du projet ANR Spatial Modulation. Ce projet a favorisé de multiples coopérations et échanges avec de nombreux partenaires tant industriels qu'académiques. Il vise à implémenter une nouvelle architecture de communication numérique pour les objets connectés (Internet des objets, IoT) et les réseaux sans fils aux horizons de 2020 (5G, Wi-Fi, ...). Dans les objectifs de projet, ce système doit être moins consommateur en énergie et doit supporter des débits de transmission plus élevés avec un grand nombre d'utilisateurs comparé aux solutions technologiques actuellement utilisées. Pour répondre à cette problématique, nous avons introduit et exploité les propriétés de la Modulation Spatiale MIMO. Dans nos travaux, nous avons allié cette technique de modulation spatiale avec l'utilisation d'antennes intelligentes, dites « re-configurables », dont le diagramme de rayonnement est contrôlable de manière électronique. L'élément clé de la modulation spatiale repose ici sur la capacité de l'antenne à générer de la diversité spatiale en rayonnement. En particulier, une antenne avec un grand nombre de diagrammes de rayonnement suffisamment décorrélés entre eux aura une bonne performance dans la transmission radio avec un récepteur et de nombreux symboles numériques pourront alors être codés.

De manière concrète, nous avons réalisé les premiers prototypes d'antennes re-configurables fondées sur une ligne méandre. Ces antennes ont généré une bonne diversité spatiale tant en simulation numérique qu'en mesure expérimentale. Elles ont servi de preuve de concept dans l'implémentation d'antennes reconfigurables appliquées à la modulation spatiale MIMO. Mais leurs dimensions ne concourent pas à leur intégration possible dans de petits objets connectés. Pour remédier à cette limitation, nous avons exploité les propriétés intéressantes des résonateurs sub-longueurs d'ondes à anneaux fendus. Nous avons modélisé et réalisé avec succès une antenne reconfigurable à anneaux fendus, appelée antenne SRR reconfigurable, ayant une très bonne diversité spatiale avec huit différents diagrammes de rayonnement, pointant dans toutes les directions de l'espace, avec de faibles valeurs de corrélations entre eux. De plus, nous avons simulé une communication numérique entre les différentes antennes reconfigurables et un réseau de récepteurs. Les résultats ont montré que le réseau de récepteurs est capable de distinguer les différents

diagrammes de rayonnement dans un milieu multi-diffusants d'une part et de valider expérimentalement la diversité spatiale dans tout l'espace. De plus, de faibles valeurs de taux d'erreur binaire ont été obtenues en transmettant les symboles par modulation spatiale. Nous avons ainsi démontré qu'une communication numérique par modulation spatiale présentait une meilleure performance qu'une modulation conventionnelle ayant la même efficacité spectrale. Pour se mettre en condition réelle d'utilisation en indoor, nous avons simulé une communication numérique en indoor entre l'antenne SRR reconfigurable et un réseau de récepteur. On a montré qu'à partir d'un certain niveau de bruit dans le canal que le récepteur est capable de décoder les symboles transmis sans aucune erreur pour un nombre donné de bits transmis. Une bonne fiabilité de la transmission radio à partir d'une antenne reconfigurable a ainsi pu être démontrée. Les résultats obtenus sont prometteurs dans le déploiement de ces antennes dans le cadre d'une utilisation en indoor.

Pour transmettre des données, nous avons fabriqué des antennes reconfigurables. Mais au cours de cette thèse, nous avons alors pensé à « recycler » les ondes électromagnétiques environnantes pour communiquer avec un récepteur. Dans la littérature internationale, ils existent de multiples recherches portant sur les communications numériques par rétrodiffuseurs. Cette nouvelle technique permet de ne pas générer d'ondes supplémentaires en n'utilisant que celles disponibles dans l'environnement. Pour se faire, un rétrodiffuseur module localement le champ électrique ambiant et le rétrodiffuse dans l'espace. Un récepteur détectant les variations lentes de puissance dans le canal permet de décoder l'information émise par le rétrodiffuseur. Dans cette thèse, nous avons caractérisé spatialement les interférences par un modèle analytique simple en présence d'une source, d'un rétrodiffuseur et d'un récepteur. Ces interférences, rendant compte du contraste de puissance estimé par un récepteur, ont été validées expérimentalement avec succès à différentes fréquences. A la fin du Chapitre 6, nous avons donné quelques axes de recherche possibles permettant d'augmenter la sensibilité du récepteur vis-à-vis du rétrodiffuseur et le débit binaire de la communication numérique par rétrodiffuseurs. Ces axes reposent d'une part sur l'utilisation d'une antenne directive comme récepteur, l'exploitation des nœuds d'interférences entre sources présentes en masse dans l'environnement et l'implémentation d'un rétrodiffuseur à plusieurs états de commutation possibles. Pour ces trois différents axes, des résultats intéressants ont été obtenus.

Au travers des résultats observés dans ce manuscrit de thèse, nous avons répondu aux objectifs du projet ANR Spatial Modulation. Nous avons réalisé plusieurs antennes compactes reconfigurables capable de coder un grand nombre de symboles numériques. Nous avons également implémenté une communication numérique par rétrodiffusion des champs électriques ambiants. Ces méthodes permettent de réduire considérablement le bilan énergétique global des systèmes de télécommuni-

cations actuels et peuvent être intégrées dans des objets connectés de type IoT.

De nombreuses suites possibles peuvent être apportées pour continuer ces travaux. Tout d'abord, de futures mesures de BER en environnement indoor et outdoor peuvent être réalisées pour estimer la robustesse des antennes reconfigurables dans différents canaux de propagation. Une étude approfondie de l'impact de canaux plus réalistes de propagation sur la modulation spatiale avec des antennes reconfigurables communications numériques serait intéressante. Afin d'améliorer la décorrélation entre les diagrammes de rayonnement, une étude en cours de réalisation par Orange Labs consiste à tirer profit de l'orthogonalité des différents diagrammes entre des modes propres caractéristiques d'antennes patches. A une fréquence donnée, par un placement minutieux du port d'excitation et de diodes PINs, il est alors possible de générer différents diagrammes de rayonnement orthogonaux. Ensuite, pour avoir un contrôle précis de la direction de pointage du diagramme de rayonnement, une antenne métasurface à éléments ajustables peut être réalisée.

En ce qui concernent les communications numériques par rétrodiffuseurs, un axe de recherche prometteur est de poursuivre les études déjà entamées dans le Chapitre 6 consistant à utiliser des rétrodiffuseurs compacts à antennes reconfigurables. Un rétrodiffuseur à plusieurs états de commutation a un impact plus important dans les variations de puissance du canal de propagation estimées par un récepteur. Chacune de ces puissances code pour un symbole binaire particulier. Une étude peut aussi être menée autour de la polarisation et de l'inclinaison du rétrodiffuseur par rapport à la source de test dans le but d'atténuer les phénomènes d'évanouissements observés. Enfin, pour rendre le rétrodiffuseur autonome, un dispositif permettant de stocker l'énergie ambiante (énergie solaire, par exemple) peut être conçu afin d'alimenter le circuit de modulation interne de commutation de charges du rétrodiffuseur.

Bibliographie

-
- [1] K. Saurav, D. Sarkar, and K. Vaibhav, "A dual-band reconfigurable Yagi – Uda antenna with diverse radiation patterns," *Applied Physics A*, pp. 1–8, 2017.
 - [2] Y. Yao, S. Member, C. Cui, J. Yu, and X. Chen, "A Meander Line UHF RFID Reader Antenna for Near-field Applications," *IEEE*, 2015.
 - [3] A. Kalis, G. K. Athanasios, and B. P. Constantinou, "A novel approach to MIMO Transmission using a single RF front end," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 6, pp. 972–979, 2008.
 - [4] F. Ferrero, C. Luxey, R. Staraj, G. Jacquemod, M. Yedlin, and V. Fusco, "A novel quad-polarization agile patch antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 5, pp. 1562–1566, 2009.
 - [5] P.-y. Qin, Y. J. Guo, S. Member, and A. R. Weily, "A Pattern Reconfigurable U-Slot Antenna and Its Applications in MIMO Systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 1, pp. 516–528, 2012.
 - [6] L. H. Trinh, N. L. Trong, R. Staraj, F. Ferrero, and L. Lizzi, "A Pattern-Reconfigurable Slot Antenna for IoT Network Concentrators," *Electronics*, vol. 6, no. 4, 2017.
 - [7] K. X. Wang, S. Member, H. Wong, and S. Member, "A Reconfigurable CP / LP Antenna with Cross - Probe Feed," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1225, no. 16, pp. 669–672, 2017.
 - [8] X. Chen, S. Zhang, and Q. Li, "A Review of Mutual Coupling in MIMO Systems," *IEEE Access*, vol. XX, no. c, 2017.
 - [9] G. Vannucci, S. Member, A. Bletsas, and D. Leigh, "A Software-Defined Radio System for Backscatter Sensor Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 6, pp. 2170–2179, 2008.
 - [10] S. Mattigiri and W. Chirag, "A Study of Fundamental Limitations of Small Antennas : MIMO Approach," *IEEE*, 2013.
 - [11] J. Joung, C. K. Ho, K. Adachi, and S. Sun, "A Survey on Power-Amplifier-Centric Techniques Wireless Communications," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 1, pp. 315–333, 2015.
 - [12] C. Jouvaud, J. De Rosny, and A. Ourir, "Adaptive metamaterial antenna using coupled tunable split-ring resonators," *Electronics Letters*, vol. 49, no. 8, pp. 518–519, 2013.
 - [13] N. Van Huynh, D. T. Hoang, X. Lu, D. Niyato, P. Wang, and D. I. Kim, "Ambient Backscatter Communications : A Contemporary Survey," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, pp. 1–32, 2017.

-
- [14] V.Liu, A.Parks, V.Talla, S.Gollakota, D.Wetherall, and J.R.Smith, "Ambient backscatter : wireless communication out of thin air," in *Proc. of ACM SIGCOMM 2013*, 2013, pp. 39–50.
- [15] M. Chiou and S.-y. Chen, "An electrically small planar antenna using complementary split-ring resonators," in *IEEE International Antennas Propagation Symposium*, no. 1, Nagoys, Japan, 2012, pp. 1313–1316.
- [16] A. Stavridis, S. Sinanovic, M. D. Renzo, H. Haas, and P. Grant, "An Energy Saving Base Station Employing Spatial Modulation," *IEEE Access*, pp. 231–235, 2012.
- [17] M. Z. Siam and M. Krunz, "An overview of MIMO-oriented channel access in wireless networks," *IEEE Wireless Communications*, vol. 08, no. 1536, pp. 63–69, 2008.
- [18] S. Zuffanelli, G. Zamora, P. Aguilà, F. Paredes, and F. Martín, "Analysis of the Split Ring Resonator (SRR) Antenna Applied to Passive UHF-RFID Tag Design," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 3, pp. 856–864, 2016.
- [19] F. Fuschini, C. Piersanti, S. Member, F. Paolazzi, and G. Falciasecca, "Analytical Approach to the Backscattering from UHF RFID Transponder," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 33–35, 2008.
- [20] R. Vaughan and J. Andersen, "Antenna Diversity in Mobile Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-36, no. 4, pp. 149–172, 1987.
- [21] S. Schelkunoff and H. Friis, *Antennas : Theory and Practice*, wiley ed., New York, 1952.
- [22] A. Bletsas, S. Siachalou, and J. N. Sahalos, "Anti-collision Tags for Backscatter Sensor Networks," *Proceedings of the 38th European Microwave Conference EuMC*, no. October, pp. 179–182, 2008.
- [23] C. Boyer and S. Roy, "Backscatter Communication and RFID : Coding, Energy and MIMO Analysis," *IEEE Transactions on Communications*, no. October, 2015.
- [24] M. L. Memon, N. Saxena, A. Roy, and D. R. Shin, "Backscatter Communications : Inception of the Battery-Free Era—A Comprehensive Survey," *Electronics Journal*, vol. 129, no. 8, pp. 1–73, 2019.
- [25] H. Yagi, "Beam Transmission of Ultra Short Waves," pp. 715–740, 1928.
- [26] J. Kimionis, S. Member, A. Bletsas, J. N. Sahalos, and L. Fellow, "Bistatic Backscatter Radio for Power-limited Sensor Networks," *Proceedings of IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 353–358, 2013.

-
- [27] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European transactions on telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999.
- [28] L. H. Brandenburg and A. D. Wyner, "Capacity of the Gaussian channel with memory : The multivariate case," *The Bell System Technical Journal*, vol. 53, no. 5, pp. 745 – 778, 1974.
- [29] C.-n. Chuah, S. Member, D. N. C. Tse, J. M. Kahn, and R. A. Valenzuela, "Capacity Scaling in MIMO Wireless Systems Under Correlated Fading," vol. 48, no. 3, pp. 637–650, 2002.
- [30] T. M. Duman and A. Grayeb, *Coding for MIMO Communication Systems*, wiley ed., 2007.
- [31] H. Stockman, "Communication by means of reflected power," *Proceedings of I.R.E.*, vol. 36, no. 10, pp. 1196–1204, 1948.
- [32] I. Ahamed and M. Vijay, "Comparison of different Diversity Techniques in MIMO Antennas," *Proceedings of the 2nd International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES 2017)*, pp. 47–50, 2017.
- [33] T. H. Hand, S. Member, S. A. Cummer, and S. Member, "Controllable Magnetic Metamaterial Using Digitally Addressable Split-Ring Resonators," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 262–265, 2009.
- [34] A. P. Sample, S. Member, D. J. Yeager, P. S. Powledge, and J. R. Smith, "Design of a Passively-Powered, Programmable Sensing Platform for UHF RFID Systems," in *Proceedings 2007 IEEE International Conference on RFID*, 2007, pp. 149–156.
- [35] K. Gyoda and T. Ohira, "Design of Electronically Steerable Passive Array Radiator {(ESPAR)} Antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 922–925, 2000.
- [36] J.-s. Row and M.-j. Hou, "Design of Polarization Diversity Patch Antenna Based on a Compact Reconfigurable Feeding Network," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 5349–5352, 2014.
- [37] J. Costantine, Y. Tawk, and C. G. Christodoulou, *Design of Reconfigurable Antennas Using Graph Models*. San Rafael, CA, USA : Morgan & Claypool, 2013.
- [38] D. Peroulis, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, "Design of Reconfigurable Slot Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 2, pp. 645–654, 2005.
- [39] J. Ma, X. Cao, and T. Liu, "Design the Size Reduction Patch Antenna Based on Complementary Split Ring Resonators," in *IEEE International Microw. Millimeter-Waves Technology Conf*, 2010, pp. 401–402.

-
- [40] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, and R. D. Martinez, "Differential RCS of RFID tag," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 8, pp. 5–6, 2007.
- [41] J. Salz, "Digital Transmission Over Cross-Coupled Linear Channels," *Technical Journal AT&T*, vol. 64, no. 6, pp. 1147–1159, 1985.
- [42] A. Adams, "Dipole plus parasitic element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-19, pp. 536–537, 1971.
- [43] M. Sedaghat, R. Mueller, G. Fischer, and A. Ali, "Discrete load modulated single rf mimo transmitters," in *International ITG Workshop on Smart Antennas*, P. W. 2016, Ed., Munich, 2016.
- [44] F. J. Herraiz-martínez, S. Member, L. E. García-muñoz, D. González-ovejero, V. González-posadas, and D. Segovia-vargas, "Dual-Frequency Printed Dipole Loaded With Split Ring Resonators," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 137–140, 2009.
- [45] C. L. Holloway, H. A. Shah, R. J. Pirkl, K. A. Remley, D. A. Hill, and J. Ladbury, "Early time behavior in reverberation chambers and its effect on the relationships between coherence bandwidth, chamber decay time, RMS delay spread, and the chamber buildup time," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 54, no. 4, pp. 714–725, 2012.
- [46] I. Sersic, M. Frimmer, E. Verhagen, and A. F. Koenderink, "Electric and magnetic dipole coupling in near-infrared split ring metamaterial arrays," *Physical Review Letters*, vol. 103, pp. 1–5, 2009.
- [47] K. Borotay Alici and E. Ozbay, "Electrically small split ring resonator antennas," *J. Applied Physics*, vol. 101, no. 8, 2007.
- [48] H. Kawakami and O. Takashi, "Electrically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 2, pp. 43–50, 2005.
- [49] D. A. Hill, *Electromagnetic Fields in Cavities : Deterministic and Statistical Theories*, wiley-ieee ed., 2009.
- [50] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, orfanidis, ed., NJ, 2016.
- [51] ———, *Electromagnetic Waves and Antennas*, sophocles ed. NJ : S.Orfanidis, 2002.
- [52] T. Ohira and K. Gyoda, "Electronically Steerable Passive Array Radiator Antennas for Low-Cost Analog Adaptive Beamforming," *IEEE*, pp. 101–104, 2000.
- [53] H. S. Kim and B. Daneshrad, "Energy-Constrained Link Adaptation for MIMO OFDM Wireless Communication Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 9, pp. 2820–2832, 2010.

-
- [54] C. Votis, G. Tatsis, and P. Kostarakis, "Envelope Correlation Parameter Measurements in a MIMO Antenna Array Configuration," *Int. J. Communications, Network and System Sciences*, no. 3, pp. 350–354, 2010.
- [55] C. Jouvaud, "Étude et Application en microondes de l'hybridation de modes dans des systèmes localement résonants," Ph.D. dissertation, Institut Langevin, ESPCI, 2013.
- [56] Y. Kokar, "Études de la mise en oeuvre matérielle d'une transmission sans fil combinant retournement temporel et OFDM," Ph.D. dissertation, INSA-IETR de Rennes, 2018.
- [57] S. Blanch, J. Romeu, and I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 9, pp. 705–707, 2003.
- [58] A. Ourir, G. Lerosey, J. De Rosny, M. Fink, and F. Lemoult, "Far field subwavelength imaging of magnetic patterns," *Applied Physics Letters*, vol. 101, no. 2012, 2015.
- [59] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya, and J. Y. C. Vardaxoglou, "Frequency and Beam Reconfigurable Antenna Using Photoconducting Switches," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 2, pp. 449–454, 2006.
- [60] D. Schaubert, "Frequency-agile polarization diversity microstrip antennas and frequency scanned arrays," 1980.
- [61] S. Oh, Y. Jung, Y. Ju, and H. Park, "Frequency-Tunable Open-Ring Microstrip Antenna using Varactor," in *Proc. Int. Conf. Electromagn Adv. Appl.*, 2010, pp. 624–626.
- [62] U. Karthaus and M. Fischer, "Fully Integrated Passive UHF RFID Transponder IC With 16 . 7- W Minimum RF Input Power," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 10, pp. 1602–1608, 2003.
- [63] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, 1999.
- [64] J. Klooster, *Icons of Invention, The makers of the modern world from Gutenberg to Gates*, greenwood ed., 2009.
- [65] A. Bletsas, A. G. Dimitriou, J. N. Sahalos, and L. Fellow, "Improving Backscatter Radio Tag Efficiency," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 6, pp. 1502–1509, 2010.
- [66] J. Xu, L. Qiu, and C. Yu, "Improving energy efficiency through multimode transmission in the downlink MIMO systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1–12, 2011.

-
- [67] J. Kimionis, A. Bletsas, and J. N. Sahalos, "Increased Range Bistatic Scatter Radio," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 3, pp. 1091–1104, 2014.
- [68] A. Paulraj and T. Kailath, "Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception (DTDR)," 1994.
- [69] G. H. Huff and J. T. Bernhard, "Integration of packaged RF MEMS switches with radiation pattern reconfigurable square spiral microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 2, pp. 464–469, 2006.
- [70] J. Hampton, *Introduction to MIMO Communications*. Cambridge university press, 2013.
- [71] A. Gati, F. E. Salem, A. M. G. Maria, D. Marquet, S. Le Masson, T. Rivera, Z. Altman, D. T. Phan Huy, J.-b. Landre, O. Simon, E. L. Rouzic, F. Bourgart, S. Gosselin, M. Vautier, E. Gourdin, T. En-Najjary, M. El-tabach, R.-m. Indre, G. Gerard, and G. Delsart, "Key Technologies to accelerate the ICT Green evolution –An operator 's point of view," *Submitted to IEEE Communications Surveys & Tutorials*, mar 2018.
- [72] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999.
- [73] W. V. A. N. Etten, "Maximum Likelihood Receiver for Multiple Channel Transmission Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 24, no. 2, 1976.
- [74] T. Edison, "Means for Transmitting Signals Electrically," 1891. [Online]. Available : <https://www.google.com/patents/US465971>
- [75] D. Kim, M. A. Ingram, and W. W. Smith, "Measurements of Small-Scale Fading and Path Loss for Long Range RF Tags," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 8, pp. 1740–1749, 2003.
"MIMO," 2019. [Online]. Available : <https://en.wikipedia.org/wiki/MIMO>
- [76] G. Tsoulos, *MIMO System Technology for Wireless Communications*, taylor & f ed., G. Tsoulos, Ed. New York : Taylor & Francis Group, 2006.
- [77] O. N. Alrabadi and J. Perruisseau-carrier, "MIMO Transmission Using a Single RF Source : Theory and Antenna Design," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 654–664, 2012.
- [78] W. Daniel, W. Keigh, and M. Amanda, "MIMO Wireless Communications," *Lincoln Laboratory Journal*, vol. 15, no. 1, 2005.
- [79] Y. Li, W. Li, and R. Mittra, "Miniaturization of ACS-Fed Dual-Band Antenna with Loaded Capacitance Terminations for WLAN Applications," *IEICE Electronics Express*, pp. 1–7, 2013.

-
- [80] A. A. Galadima, O. C. Ugweje, G. Koyunlu, and S. Adeshina, "Modelling of Reconfigurable Antenna using Graph Techniques," *IEEE Access*, vol. 31, pp. 0–5, 2017.
- [81] J. D. Griffin and G. D. Durgin, "Multipath Fading Measurements at 5.8 GHz for Backscatter Tags With Multiple Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 11, pp. 3693–3700, 2010.
- [82] —, "Multipath Fading Measurements for Multi-Antenna Backscatter RFID at 5.8 GHz," in *IEEE International Conference on RFID*, 2009, pp. 322–329.
- [83] K.-f. Tong and J. Huang, "New Proximity Coupled Feeding Method for Reconfigurable Circularly Polarized Microstrip," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 7, pp. 1860–1866, 2008.
- [84] J. Mispelter, M. Lupu, and A. Briguet, *NMR Probeheads For Biophysical and Biomedical Experiments*, imperial c ed., I. C. Press, Ed., London, 2015.
- [85] T. L. Marzetta, "Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, 2010.
- [86] S. Stein, "On cross coupling in multiple-beam antennas," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 10, no. 5, pp. 548–557, 1962.
- [87] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless personal communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
- [88] S. Zuffanelli, G. Zamora, P. Aguilà, F. Paredes, F. Martín, and J. Bonache, "On the Radiation Properties of Split-Ring Resonators (SRRs) at the Second Resonance," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 1–9, 2015.
- [89] J. Garcia-Garcia, F. Martin, J. Baena, R. Marques, and L. Jelinek, "On the resonances and polarizabilities of split ring resonators," *Applied Physics Letters*, vol. 98, no. 3, pp. 1–9, 2005.
- [90] K. Hirasawa, Y. Zhang, and K. Fujimoto, "Opened parasitic elements nearby a driven dipole," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, no. 5, pp. 711–713, 1986.
- [91] A. Lewis, G. Weis, M. Randall, A. Galehdar, and D. Thiel, "Optimising efficiency and gain of small meander line RFID antennas using ant colony system," in *IEEE Congress on Evolutionary Computation*, 2009, pp. 1486–1492.
- [92] S. C. Bucuci, L. Anchidin, A. Dumitrascu, A. Danisor, and S. Berescu, "Optimization of meander line antennas for RFID applications by using genetic

-
- algorithm,” in *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, no. December, 2014.
- [93] F. Ferrero, C. Luxey, R. Staraj, G. Jacquemod, M. Yedlin, and V. Fusco, “Patch antenna with linear polarisation tilt control,” *Electronics Letters*, vol. 45, no. 17, 2009.
- [94] J. Sarrazin, Y. Mahé, and S. Avrillon, “Pattern Reconfigurable Cubic Antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 2, pp. 310–317, 2009.
- [95] F. Farzami, S. Member, S. Khaledian, S. Member, B. Smida, and D. Erricolo, “Pattern Reconfigurable Printed Dipole Antenna Using Loaded Parasitic Elements,” *IEEE Antenna and Propagation Letters*, vol. 1225, no. iii, pp. 1–4, 2016.
- [96] M. Jusoh, S. Member, T. Aboufoul, S. Member, T. Sabapathy, S. Member, A. Alomainy, S. Member, M. R. Kamarudin, and S. Member, “Pattern-Reconfigurable Microstrip Patch Antenna With Multidirectional Beam for WiMAX Application,” *IEEE Antenna and Propagation Letters*, vol. 13, pp. 860–863, 2014.
- [97] W. E. I. Lin, S. Member, H. Wong, and S. Member, “Polarization Reconfigurable Aperture-Fed Patch Antenna and Array,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 1510–1517, 2016.
- [98] T. Ivrlae and J. A. Nossek, “Quantifying Diversity and Correlation in Rayleigh Fading MIMO Communication Systems,” *Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium*, vol. 3, no. 4, pp. 158–161, 2003.
- [99] L. Santamaria, F. Ferrero, and L. Lizzi, “Radiation Pattern Agile Antenna for Smart IoT Gateways,” in *IEEE- APSURSI 2018 - Proceedings*, IEEE, Ed., vol. 18. IEEE, 2018, pp. 977–978.
- [100] R. F. Harrington, “Reactively Controlled Directive Arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 3, pp. 390–395, 1978.
- [101] N. O. Parchin, H. J. Basherlou, and Y. I. A. Al-yasir, “Recent Developments of Reconfigurable Antennas for Current and Future Wireless Communication Systems,” *Electronics*, vol. 8, no. 128, pp. 1–17, 2019.
- [102] W. Lin, S.-l. Chen, R. W. Ziolkowski, and Y. J. Guo, “Reconfigurable , Wideband , Low-Profile , Circularly Polarized Antenna and Array Enabled by an Artificial Magnetic Conductor Ground,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, no. 66, pp. 1564–1569, 2018.
- [103] S. Shynu, M. Ammann, S. V. S. Nair, M. J. Ammann, and S. Member, “Reconfigurable Antenna with Elevation and Azimuth Beam Switching,” *IEEE Antenna and Propagation Letters*, vol. 9, pp. 367 – 370, 2010.

-
- [104] B. C. G. Christodoulou, F. Ieee, Y. Tawk, S. A. Lane, S. R. Erwin, and S. M. Ieee, "Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2250–2261, 2012.
- [105] J. Costantine, Y. Tawk, S. E. Barbin, and C. G. Christodoulou, "Reconfigurable antennas : Design and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 3, pp. 424–437, 2015.
- [106] B. Rembold, "Relation between diagram correlation factors and S - parameters of multiport antenna with arbitrary feeding network," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 1, pp. 2–4, 2008.
- [107] R. Hansen, "Relationships Between Antennas as Scatterers and Radiators," *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, no. 5, 1989.
- [108] A. Kaye and D. George, "Signals Over Multiple Channel and Diversity Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 18, no. 5, pp. 520–526, 1970.
- [109] A. Mohammadi and F. M. Ghannouchi, "Single RF Front-End MIMO Transceivers," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 12, pp. 104–109, 2011.
- [110] D. T. Phan Huy, Y. Kokar, K. Rachedi, P. Pajusco, A. Mokh, T. Magounaki, R. Masnood, C. Buey, P. Ratajczak, N. Malhouroux-Gaffet, J.-M. Conrat, J.-C. Prévotet, A. Ourir, J. D. Rosny, M. Crussière, M. Hélar, A. Gati, T. Sarrebourg, and M. Di Renzo, "Single-Carrier Spatial Modulation for the Internet of Things : Design and Performance Evaluation by Using Real Compact and Reconfigurable Antennas," *IEEE Access*, 2019.
- [111] M. D. Renzo, "Spatial Modulation Based on Reconfigurable Antennas – A New Air Interface for the IoT," in *IEEE Access*, 2017, pp. 495–500.
- [112] M. D. Renzo, H. Haas, A. Ghayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized MIMO : Challenges, opportunities, and implementation," in *Proceedings of the IEEE*, 2013, pp. 56–103.
- [113] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi, "Spatio-Temporal Coding for Wireless Communication," *IEEE Trans*, vol. 46, no. 3, pp. 357–366, 1998.
- [114] W. N. Hardy and L. A. Whitehead, "Split-ring resonator for use in magnetic resonance from 200 – 2000 MHz," *AIP Rev. Sci. Instrum.*, vol. 52, no. 2, pp. 213–216, 1981.
- [115] E. Purcell, "Spontaneous transition probabilities in radio-frequency spectroscopy," *Physical Review Letters*, vol. 69, p. 681, 1946.
- [116] C. Jouvaud, A. Ourir, and J. de Rosny, "Surface Waves Radiation by finite arrays of magnetoelectric resonators," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 132, no. July, pp. 177–198, 2012.

-
- [117] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 2, pp. 399–405, 1999.
- [118] G. Marrocco, "The Art of UHF RFID Antenna Design Impedance Matching and Size Reduction Techniques.pdf," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 1, pp. 66–79.
- [119] P. Zetterberg and B. Otersten, "The spectrum efficiency of a base station antenna array system for spatially selective transmission," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, no. 3, 1995.
- [120] P. Besnier, C. Lemoine, and J. Sol, "Various estimations of composite Q-factor with antennas in a reverberation chamber," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 2015-Septm, no. 2, pp. 1223–1227, 2015.

Liste des Figures et des Tableaux

Table des figures

1.1.1	Illustration du brevet de Thomas Edison montrant une communication entre un bateau et un poste d'observation sur le rivage. (Extrait de [74])	10
1.1.2	(a) Émetteur-Récepteur de Marconi. (b) Radiotélégraphe employé au début du 20 ^{ème} siècle. Un code Morse permettait alors de coder l'information. (Extrait de [64])	11
1.1.3	Schéma des systèmes de télécommunication numérique conventionnels. (a) SISO. (b) SIMO. (c) MISO. (d) MIMO.	12
1.2.1	Schéma de la modélisation du canal MIMO.	13
1.3.1	(a) Schéma du système de la modulation spatiale MIMO conventionnelle se fondant sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. (b) Schéma du système de la modulation spatiale MIMO caractérisée à l'émission par l'utilisation d'une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement. Cette dernière génère différents états de rayonnement. Un symbole binaire est codé par un diagramme particulier. Dans les deux cas, on schématise l'envoi de la transmission numérique de la donnée 01.	17
1.3.2	Schéma du système de transmission numérique par modulation spatiale couplée à une modulation numérique conventionnelle(QPSK,QAM,...). On considère ici l'exemple de l'envoi de la donnée numérique 1101. La première partie de cette trame de donnée est codée via une modulation classique sur la constellation IQ (en amplitude et en phase) alors que la deuxième partie est encodée par sélection d'un élément particulier du réseau d'émetteurs.	18
1.4.1	Différents groupes d'antennes reconfigurables. (Extrait de [37]) . . .	19

1.4.2	(a) Cas réflecteur où le brin parasite est plus long que le brin source. (b) Diagrammes de rayonnement dans le plan H et E de l'antenne globale. (c) Cas directeur où le brin parasite est plus court que le brin source. (d) Diagrammes de rayonnement dans le plan H et E de l'antenne globale. Dans les deux cas, le diagramme de rayonnement est orienté suivant l'axe x de l'antenne. (Extrait de [51])	21
1.4.3	Antenne ESPAR à 6 éléments parasites. Ici X désigne l'impédance de charge réactive des brins parasites. Une impédance réactive s'écrit sous la forme $Z_L = jX$. (Extrait de [100]).	22
1.4.4	(a) Brin conducteur + brin parasite. (b) Configuration symétrique d'un brin conducteur avec deux brins parasites dans son voisinage direct. (c) Diversité de diagrammes de rayonnement obtenue. (Extrait de [117])	23
1.4.5	Antenne ESPAR montée sur plan de masse. (Extrait de [52]) . . .	23
1.4.6	(a) Antenne planaire reconfigurable imprimée sur PCB à deux brins parasites. (b) Étude de l'influence des capacités équivalentes des deux varicaps sur l'efficacité de rayonnement de l'antenne. (c) Deux diagrammes de rayonnement opposés à la fréquence de 2.4GHz. (Extrait de [95])	25
1.4.7	(a) Réalisation de l'antenne cubique reconfigurable. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ pour les trois états de l'antenne. (c) 3 diagrammes de rayonnement décorrélés simulés à 5.2 GHz. (Extrait de [94])	26
1.4.8	(a) Géométrie de l'antenne proposée. (b) Réalisation de l'antenne. (c) Zoom sur une diode PIN particulière placée au centre de l'une des fentes de la structure avec le circuit de commutation. (d) 4 différents diagrammes de rayonnement simulés (courbe en rouge) et mesurés (courbe en vert) à la fréquence de 2.4GHz. (Extrait de [6]).	27
1.4.9	(a) Géométrie de l'antenne proposée. (b) 16 différents diagrammes de rayonnements en fonction de l'activation des 6 diodes PINs. (Extrait de [99])	28
1.4.10	(a) Antenne patch reconfigurable. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ pour les 9 états de rayonnement de l'antenne. (c) Simulation des courants surfaciques de l'antenne à 2.38GHz. Le diagramme de rayonnement est orienté suivant la distribution des courants surfaciques. (Extrait de [96])	29

1.4.11	(a) Schéma de simulation de l'antenne reconfigurable. (b) Modes de fonctionnement de l'antenne. (c) Diagrammes de rayonnement simulés numériquement à 2.05GHz. Les diagrammes de rayonnement sont orientés suivant $-x/+x$ et $-y/+y$. (Extrait de [103]) . . .	30
1.4.12	(a) Configuration de l'antenne à polarisation reconfigurable. (b) Distributions surfaciques des courants sur le patch rayonnant pour les 2 états ($\pm 45^\circ$). (Extrait de [97])	31
1.4.13	(a) Illustration de l'antenne à reconfiguration de polarisation. (b) Topologie bloc par bloc de l'antenne patch globale. (c) Illustration du coupleur hybride -3dB réalisé pour l'étude. Les varicaps soudées sur le circuit permettent d'avoir un contrôle sur la polarisation de l'antenne. (d) Coefficients de réflexion et de transmission $S_{ij}(dB)$ en fonction de la fréquence pour différentes tensions appliquées au coupleur hybride. (e) Diagrammes de rayonnement mesurés à la fréquence de 3.5GHz pour les différentes tensions DC appliquées. (Extrait de [93, 4])	32
1.4.14	Différentes familles de commutation servant à la reconfiguration d'une antenne. (Extrait de [104, 80])	33
2.1.1	(a) Illustration du couplage mutuel entre deux éléments rayonnants. (b) Impédance mutuelle Z_{21} entre 2 dipôles en fonction de leur espacement. (c) Coefficient de corrélation $\tilde{\rho}$ des diagrammes de rayonnement en fonction de l'espace entre les éléments.	41
2.1.2	(a) Schéma équivalent pour décrire le couplage mutuel entre un dipôle source et un élément parasite. (b) Diagrammes de rayonnement de l'antenne reconfigurable pour le cas d'une impédance de charge nulle et infinie sur l'élément parasite.	42
2.2.1	(a) Antenne méandre de référence. Les dimensions caractéristiques sont visibles sur l'agrandissement (a =12 mm, b = 12 mm et c = 5mm). (b) Schéma du banc de mesure de l'antenne sous test en chambre semi-anéchoïque.	43
2.2.2	(a) Photographie de l'antenne à méandre positionnée dans la chambre anéchoïque. (b) Coefficient de réflexion S_{11} simulé numériquement et mesuré expérimentalement. Inserts : Photographie de l'antenne et diagramme de rayonnement simulé. (c) Diagramme de rayonnement simulé et mesuré à 2.45 GHz dans le plan H.	44
2.2.3	(a) Schéma de simulation de l'antenne méandre reconfigurable. Les dimensions caractéristiques sont visibles sur l'agrandissement (a=22 mm, b = 25 mm, c = 12 mm & d = 12 mm).	45

2.2.4	Modèle avec impédances de charge Z_{c1} et Z_{c2} placées aux terminaisons des résonateurs parasites. Ce modèle permet de calculer analytiquement l'adaptation en impédance (coefficient de réflexion S_{11}) de l'antenne reconfigurable en fonction de ces impédances de charge.	46
2.2.5	Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ en fonction des charges Z_{C1} et Z_{C2} des brins parasites. (a) Charges purement réelles. (b) Charges purement imaginaires.	47
2.2.6	(a) Schéma équivalent de la diode PIN en mode ON et OFF où $L_{ON} = 0.6nH$, $R_{ON} = 2.1\Omega$ et $L_{OFF} = 0.6nH$, $C_{OFF} = 0.17pF$, $R_{OFF} = 3k\Omega$. Ces valeurs sont extraites de la fiche technique de la diode. (b) Circuit d'alimentation DC pour piloter la diode PIN avec $R = 180\Omega$, $C = 120pF$ et $L = 33nH$	48
2.2.7	(a) Photographie de l'antenne méandre reconfigurable réalisée. Un microcontrôleur Arduino est utilisé pour commander les diodes PINs de l'antenne reconfigurable. (b) Coefficient de réflexion S_{11} pour les 4 états de l'antenne méandre reconfigurable. Les résultats de simulation sont en traits continus et les mesures expérimentales sont en pointillées.	49
2.2.8	Simulation numérique des 4 diagrammes de rayonnement en gain à la fréquence de 2.45GHz.	50
2.2.9	Diagrammes de rayonnement, simulés et mesurés, tracés en représentation polaire, des 4 états de l'antenne reconfigurable. Les diagrammes de simulation numérique sont en traits pleins alors que ceux mesurés expérimentalement sont en pointillés.	51
2.2.10	Module du facteur de corrélation calculé numériquement (a) et expérimentalement (b). Par simulation, le calcul est effectué dans le domaine 3D alors que dans la mesure, il est intégré sur le plan 2D orthogonal au plan de l'antenne méandre reconfigurable.	53
2.3.1	Illustration de l'antenne à polarisation croisée de référence. Aux extrémités du plan de masse sont présentes des fentes qui permettent de diminuer le couplage mutuel entre les deux ports RF de l'antenne.	54
2.3.2	(a) Simulation des coefficients de réflexion S_{11}, S_{22} et de transmission S_{21} de l'antenne à polarisation croisée de référence. (b)-(c) Diagrammes de rayonnement simulés en gain de l'antenne à polarisation croisée de référence pour les ports 1 et 2 respectivement à 2.45 GHz.	55
2.3.3	(a) Illustration de l'antenne à polarisation croisée reconfigurable.	56

2.3.4	(a) Antenne reconfigurable à polarisation croisée réalisée. Un commutateur RF, non montré sur cette Figure, permet de commuter entre les ports. (b) Coefficient de réflexion S_{11} . (c) Coefficient de réflexion S_{22} . Les courbes issues de la simulation numérique sont en traits pleins alors que celles mesurées expérimentalement sont en lignes discontinues.	57
2.3.5	Les 8 diagrammes de rayonnement simulés à 2.45 GHz pour les 8 états de l'antenne méandre à polarisation croisée.	58
2.3.6	Diagrammes de rayonnement polaires simulés (traits pleins) et mesurés (pointillés) à 2.45GHz pour les quatre états de chacun des deux Ports RF.	59
2.3.7	Matrice des coefficients de corrélation entre les 8 états à 2.45 GHz de l'antenne reconfigurable à polarisation croisée : (a) et (b) sont obtenues à partir de la simulation numérique et l'intégration sur $4\pi sr$ et $2\pi rd$ des champs électriques, respectivement. (c) La matrice résulte de la mesure en chambre anéchoïque sur $2\pi rd$	61
2.3.8	(a) Montage expérimental en condition Line-Of-Sight (LOS). (b) Montage expérimental Non-Line-Of-Sight (NLOS). Un panneau métallique placé devant le monopole de réception empêche le trajet direct entre ce dernier et l'antenne reconfigurable. (c) Antenne à polarisation croisée avec son bloc de contrôle électronique. Le microcontrôleur Arduino est commandé par un programme informatique via un port USB et permet d'activer l'un des deux ports de l'antenne reconfigurable et de piloter les différentes diodes PINs.	63
2.3.9	Facteurs de corrélation entre les 8 différents diagrammes de l'antenne reconfigurable à polarisation estimés en chambre réverbérante à 2.45GHz. (a) Condition LOS avec 0 absorbant. (b) Condition LOS avec 5 absorbants. (c) Condition NLOS avec 0 absorbant. (d) Condition NLOS avec 5 absorbants.	64
3.1.1	(a) Antenne SRR à double anneaux fendus. Distribution et sens des courants surfaciques à la : fréquence fondamentale (b) et à la 2 ^{ème} fréquence de résonance (c). (d) Représentation polaire des diagrammes de rayonnement normalisés dans le plan H et E de l'antenne présentée en (a). (Extrait de [18])	71

3.1.2	(a) Structure planaire 4×4 SRRs. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ de cette structure. Le coefficient de réflexion de la boucle seule est en traits discontinus alors que celui de la structure globale excitée par la boucle de courant est en trait continu. (c) Simulation analytique des diagrammes de rayonnement de la structure planaire globale pour 4 différentes fréquences de résonance (4.47, 5.37, 5.49 & 5.62GHz). (Extrait de [12])	72
3.1.3	(a) Structure planaire de 4×4 SRRs excitée par une boucle de courant (non montrée). Chaque élément de cette structure est contrôlé électroniquement par une diode semi-conductrice varicap sur la face inférieure du réseau. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ pour les différentes tensions continues appliquées sur les varicaps (0, 10, 20 & 30V). (c) Représentation polaire de 4 diagrammes de rayonnement de la structure globale à la fréquence de 3.31GHz en fonction de ces différentes tensions. (Extrait de [116])	73
3.2.1	Illustrations géométriques des résonateurs boucles source et parasite avec le schéma électrique équivalent. (a) Résonateur Source. (b) Résonateur Parasite. (c) Schéma électrique RLC équivalent.	75
3.2.2	(a) Illustration géométrique du résonateur source. L'excitation RF est représentée par une forme triangulaire en rouge sur cette Figure. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ du résonateur source. (c) Diagramme de rayonnement à 2.4GHz.	77
3.2.3	(a) Couplage magnétoélectrique entre un résonateur source et un résonateur parasite. (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$. (c) Diagrammes de rayonnement à 2.4GHz et 4.0GHz. Les deux résonances sont liées aux deux structures.	78
3.2.4	Les figures (a) et (d) correspondent au résonateur source entouré de 2 puis 3 résonateurs parasites respectivement. Les figures (b) et (e) représentent les coefficients de réflexion $S_{11}(dB)$ pour les configurations données en (a) et (d). Les diagrammes de rayonnement à 2.4GHz (c) et (f) correspondent aux deux configurations (a) et (b) respectivement.	79
3.2.5	Illustration de l'antenne reconfigurable à résonateurs parasites contrôlés de manière individuelle à l'aide d'un commutateur en court-circuit et circuit ouvert.	80
3.2.6	8 différents diagrammes de rayonnement obtenus semi-analytiquement à la fréquence de 2.4GHz en fonction de l'état des commutateurs.	82

3.3.1	(a) Schéma de simulation de l'antenne de référence. (b) Courants surfaciques simulés numériquement à 2.55GHz. (c) Simulation et mesure expérimentale du coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$. (d) Représentation polaire des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne de référence à 2.55GHz.	84
3.3.2	Illustration de l'antenne SRR reconfigurable avec un zoom sur un des résonateurs parasites commandé par son circuit électronique de commutation.	85
3.3.3	(a) Antenne reconfigurable dans son dispositif de test en chambre anéchoïque. (b) Antenne SRR Reconfigurable réalisée. Sur les figures (c) et (d) sont représentées les coefficients de réflexion $S_{11}(dB)$ simulés et mesurés respectivement pour les 8 états de rayonnement.	87
3.3.4	Simulation numérique des 8 diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne SRR reconfigurable à la fréquence de 2.45GHz.	88
3.3.5	Diagrammes polaires à 2.45 GHz. (a)-(b) Simulés. (c)-(d) Mesurés pour les états {1,2,3, 4} et {1-2, 2-3, 3-4, 4-1} respectivement.	89
3.3.6	Facteurs de corrélation à 2.45 GHz de l'antenne SRR reconfigurable. (a) Calculés à partir des simulations sur $4\pi sr$. (b) Calculés à partir des simulations dans le plan de l'antenne. (c) Mesurés dans le plan de l'antenne.	90
3.3.7	Estimations des facteurs de corrélation à partir de : (a) l'intégration des champs sur une sphère ou un cercle. (b) de la corrélation dans une chambre réverbérante sur un réseau de récepteurs quelconque. On note que cette approche n'est valide que dans le cas d'un milieu à champs diffus.	92
3.3.8	(a) Banc de mesure expérimental en chambre réverbérante. (b) Récepteur de 8 éléments contrôlés par des commutateurs RF.	93
3.3.9	Moyenne des matrices des facteurs de corrélation entre les différents diagrammes de l'antenne SRR reconfigurable estimées en chambre réverbérante à 2.45GHz sur l'ensemble des éléments du réseau de récepteurs. Cette estimation a été réalisée dans le cas où aucun absorbant n'a été placé dans la cavité métallique.	94
4.1.1	Modèle 3GPP du canal de communication MIMO. (Extrait de [76])	100
4.2.1	(a) Convention adoptée pour l'angle de départ AoD (cas de l'antenne SRR reconfigurable). (b) Diagrammes polaires 2D (dans le plan de l'antenne) obtenus avec le logiciel commercial CST de l'antenne SRR reconfigurable utilisés pour la simulation numérique.	101

4.2.2	Illustration du modèle de simulation numérique de la communication numérique MIMO entre une antenne reconfigurable et un réseau linéaire de récepteur. La configuration est montante dans laquelle l'antenne reconfigurable représente l'objet connecté et le réseau de récepteurs est la station de base « Massive MIMO ».	103
4.3.1	(a) Simulation numérique du BER en fonction du SNR pour différents nombres de symboles envoyés dans le canal de propagation. (b) Distribution normalisée des valeurs propres de la matrice complexe des facteurs de corrélation. (En trait continu et en pointillés, celles calculées numériquement en 3D et 2D respectivement et en traits discontinus celle mesurée expérimentalement). Ces résultats numériques et de mesures expérimentales sont liés aux performances de l'antenne SRR reconfigurable.	106
4.3.2	(a) Diagramme de constellation IQ pour les modulations conventionnelles « <i>32QAM</i> » et spatiale « <i>SM8-QPSK</i> » en considérant que chaque symbole binaire est émis avec la même puissance moyenne. (b) Évaluation du BER en fonction du SNR de l'antenne SRR reconfigurable en chambre réverbérante pour chaque trame de donnée envoyée.	108
4.3.3	Protocole expérimental servant à estimer le BER pour différentes puissances d'émission de l'antenne SRR reconfigurable. (a) Montage expérimental dans un bureau de travail de l'IETR de Rennes. (b) Schéma de la transmission de données par l'antenne SRR reconfigurable. Une carte WARP contrôle l'antenne SRR reconfigurable et le réseau de récepteurs.	109
4.3.4	Rapport Signal sur Bruit estimé par chacun des monopoles en fonction de l'état de l'antenne SRR reconfigurable.	110
5.1.1	Trois différents systèmes de communication numérique à rétrodiffuseurs. (a) Monostatique. (b) Bistatique. (c) À rétrodiffusion des champs ambiants. (Extrait de [13])	118
5.1.2	(a) Prototype du rétrodiffuseur capable de stocker, recevoir et rétrodiffuser de l'énergie sans avoir besoin de batteries externes. (b) Signal reçu par le récepteur et après démodulation en amplitude et filtrage. (c) Illustration de principe du circuit électronique de démodulation. (d) Taux d'erreur binaire (BER) en fonction de la distance entre un récepteur et un rétrodiffuseur dans un appartement (indoor) pour différents débits de transmission. (e) Même mesure du BER en fonction de la distance entre le récepteur et le rétrodiffuseur mais en condition outdoor. (Extrait de [14])	119

5.1.3 Quelques exemples de cas d'utilisation de communications numériques par rétrodiffuseur déployés dans des villes intelligentes, des usines et des maisons. (Avec la permission de [71]). 120

5.2.1 (a) Montage expérimental permettant de mesurer les évanouissements du canal de propagation en fonction de la position du rétrodiffuseur. Ce dernier est signalé par la mention « *Modified EST* » sur cette figure. (b) Enveloppe mesurée du signal rétro-diffusé par l'EST pour différents points de l'axe des y . (c) Estimation de la valeur moyenne de l'atténuation du canal pour une distance émetteur-récepteur de 4m. (d) Estimation de la valeur moyenne de l'atténuation du canal pour une distance émetteur-récepteur de 7m. Dans les deux conditions expérimentales, le rétrodiffuseur EST balaie une zone de 7×15 m. (Extrait de [75]) 122

5.2.2 (a) Antennes patchs utilisées comme émetteur et récepteur. (b) Rétrodiffuseur à fente fonctionnant à la fréquence de 5.8GHz. (*STAG*) (c) Rétrodiffuseur réalisé par la combinaison de deux fentes dimensionnées à la fréquence de 5.8GHz et gravées de manière orthogonale afin de limiter le couplage mutuel entre les deux. (*DTAG*) (d) Illustration de la mesure expérimentale. Le rétrodiffuseur balaie la zone de mesure xy . (e) Puissance mesurée par le récepteur lorsque le *STAG* balaie le plan xy . (f) Puissance mesurée par le récepteur lorsque le *DTAG* balaie le plan xy . On observe moins de fortes atténuations dans le cas de l'utilisation du *DTAG* qu'avec le *STAG*.(Extrait de [82]) 123

5.3.1 (a) Schéma de la communication numérique par rétrodiffuseur. Le rétrodiffuseur a deux états d'impédance notés Z_1 et Z_2 . Le champ électrique E_{inc} est celui généré par la source. Le champ E_{scat} est celui rétro-diffusé vers le récepteur. (b) Schéma électrique équivalent d'un rétrodiffuseur. La tension V_{CW} est la tension induite par la source RF au niveau du rétrodiffuseur. Les impédances Z_A et Z_L désignent respectivement l'impédance caractéristique et l'impédance de modulation du rétrodiffuseur. 125

5.4.1 Variation la section efficace $\Delta\delta\sigma$ en fonction de la partie réelle et imaginaire de $Z_2(\Omega)$. (a) Cas où $Z_1 = 0 \Omega$. (b) Cas où $Z_1 = \infty \Omega$. La ligne blanche en pointillée indique la limite de la plage d'impédances de Z_2 pour laquelle le rétrodiffuseur présente une bonne surface de réflexion. 129

5.4.2	Illustration de la réception du signal source et rétro-diffusé par le récepteur. Le rétrodiffuseur module le signal source incident à une certaine fréquence. Le récepteur est sensible à l'amplitude de la variation de puissance dans le canal liée à la commutation du rétrodiffuseur. En estimant les intensités I_1 et I_2 , le récepteur est alors capable d'évaluer le contraste de puissance.	130
6.1.1	Configuration considérée pour calculer l'intensité rétro-diffusée. Le rétrodiffuseur (Tag) évolue sur une zone de mesure analytique de 30×30 cm.	136
6.1.2	Diagramme d'interférences du contraste de puissance simulé analytiquement lorsque la source et le récepteur sont aux foyers des ellipses à différentes fréquences. (a) 2.4GHz. (b) 3.5 GHz. (c) 5.2GHz.	138
6.1.3	(a) Zone de mesure du contraste de puissance lorsque le récepteur balaie le plan xy . La source et le rétrodiffuseur sont placés à des positions bien déterminées de cette zone. Les différentes distances sont renseignées sur cette figure. (b) Contraste de puissance estimé par le récepteur. Des hyperboles régulières sont ainsi mises en évidence.	139
6.2.1	(a) Montage expérimental. Un rétrodiffuseur monté sur un moteur 2-axes permet la mesure du contraste de puissance pour chacune des positions de la zone de mesure. (b) Dipôles utilisés comme source et récepteur aux fréquences de 2.4, 3.5 et 5.2 GHz. (c) Rétrodiffuseur dimensionné à la fréquence de 5.2 GHz. Une diode PIN insérée entre les deux brins permet de moduler l'information à transmettre en direction d'un récepteur.	140
6.2.2	(a) Interface graphique GNU RADIO permettant d'estimer le contraste de puissance au niveau du récepteur. (b) Schéma simplifié de la chaîne de traitement numérique permettant de démoduler le signal sous cette interface.	142
6.2.3	Mesure expérimentale du contraste de puissance estimée par le récepteur en condition LOS dans la chambre anéchoïque à (a) 2.4 GHz, (b) 3.5 GHz et (c) 5.2 GHz. Les lignes rouges décrivent lignes de contours déduits du calcul analytique.	142
6.2.4	(a) Montage expérimental permettant la mesure du BER en fonction de la position du rétrodiffuseur le long de l'axe des x dans la chambre anéchoïque. (b) Courbes expérimentales du BER (noire) et analytique (bleue) et du contraste de puissance (rouge) en fonction de la position du rétrodiffuseur. Des oscillations régulières sont observées.	144

6.3.1	(a) Configuration étudiée en présence d'un diffuseur fixe (Tag) et d'un rétrodiffuseur balayant la zone de mesure. (b) Contraste de puissance déduit des expressions analytiques.	146
6.3.2	(a) Montage expérimental de l'estimation du contraste de puissance à 5.2 GHz dans la chambre anéchoïque en présence d'objets réfléchissants. (b) Contraste de puissance mesuré à 5.2 GHz lorsque le rétrodiffuseur balaie la zone de mesure du moteur 2-axes équivalente à $6\lambda \times 6\lambda$	147
6.3.3	(a) Configuration étudiée en présence d'une source d'ondes RF notée S_A additionnelle et du rétrodiffuseur T_M balayant la zone de mesure. (b) Contraste de puissance associé simulé analytiquement. Comme dans un milieu à multiples réflexions, l'ajout d'une source dans le canal de propagation rend la prédiction des interférences particulièrement difficile.	148
6.4.1	Configurations de mesure suivant le type d'antenne utilisée comme récepteur. (a) Récepteur : dipôle. (b) Récepteur : antenne cornet directive.	149
6.4.2	Contraste de puissance estimé expérimentalement dans la chambre anéchoïque à 5.2 GHz. (a) Récepteur : Dipôle rayonnant. (b) Récepteur : Antenne cornet.	150
6.4.3	Configurations de mesure du BER avec un Tag parcourt une ligne de mesure. (a) Récepteur : Dipôle. (b) Récepteur : Antenne cornet.	151
6.4.4	BER et Contraste de puissance estimés expérimentalement lorsque le rétrodiffuseur parcourt la ligne de mesure 2λ en fonction du type de récepteur. (a) Récepteur : Dipôle rayonnant. (b) Récepteur : Antenne cornet.	152
6.4.5	(a) Schéma de la configuration à deux sources RF. Le récepteur scanne la zone de mesure. (b) Cartographie de la puissance reçue pour chaque position du récepteur dans la zone de mesure.	153
6.4.6	Contraste de puissance en présence de deux sources RF en fonction de la position du récepteur. Un Tag balaie la zone de mesure de dimension $8\lambda \times 8\lambda$. (a) Récepteur placé dans un nœud d'interférences. (b) Récepteur placé dans un ventre d'interférences.	153
6.4.7	Montage expérimental en chambre anéchoïque de la communication numérique en utilisant l'antenne à polarisation croisée comme Tag. Cette antenne n'est pas connectée à un port RF 50Ω . Le module GPIO de la carte WARP permet d'activer les différents états de l'antenne reconfigurable.	155

.0.1	(a) Champs Électromagnétique représenté par le volume V subdivisé en cellules de Yee. (b) Graphique Espace-Temps de l'algorithme de Yee pour une onde se propageant unidimensionnellement sur l'axe des x	196
.0.2	Estimation dans la chambre réverbérante, en fonction du nombre d'absorbants, de : (a) Facteur de qualité. (b) Power Delay Profile (PDP).	197
.0.3	Algorithme de télécommunication numérique MIMO développé par Orange Labs Networks. (Mme Dinh Thuy Phan Huy)	200
.0.4	(a) Simulation numérique du BER en fonction du SNR pour différents nombres de symboles envoyés dans le canal de propagation. (b) Distribution normalisée des valeurs propres de la matrice complexe des facteurs de corrélation. (En trait continu et en pointillés, celles calculées numériquement en 3D et 2D respectivement et en traits discontinus celle mesurée expérimentalement). Ces résultats numériques et de mesures expérimentales sont liés aux performances de l'antenne reconfigurable à polarisation croisée.	202
.0.5	Montage Expérimental de mesure du BER en fonction du SNR en chambre réverbérante de l'antenne SRR reconfigurable. Un réseau de 8 dipôles alignés est utilisé comme récepteur (station de base). Dans chaque configuration, le nombre d'absorbants dans la cavité varie. (a) 1 absorbant (b) 2 absorbants (c) 6 absorbants. Les mesures de BER sont données respectivement en (d),(e) et (f).	203
.0.6	(a) Carte WARP v3 utilisée pour commander l'antenne SRR reconfigurable et le réseau de récepteurs. (b) Représentation schématique de la chaîne d'émission-réception interne à la plateforme WARP. (Extrait de [56])	205
.0.7	Carte USRP B210 utilisée pour les mesures de contraste de puissance pour les communications numériques par rétrodiffuseur. (Extrait du Site Internet de : Etthus Research)	207
.0.8	Mesure du contraste de puissance à 5.2GHz en chambre anéchoïque (site Orange Gardens à Châtillon). (a) Récepteur : Dipôle. (b) Récepteur : Antenne Cornet Directive.	208

.0.9 (a) Estimation analytique de la puissance reçue par le récepteur parcourant la zone de mesure de dimension $8\lambda \times 8\lambda$ en présence de trois sources d'ondes RF. (b) Mesure du contraste de puissance par le récepteur placé dans un nœud d'interférences en présence d'un rétrodiffuseur parcourant la zone de mesure. (c) Mesure du contraste de puissance par le récepteur placé dans un ventre d'interférences en présence d'un rétrodiffuseur parcourant la zone de mesure. La sensibilité du récepteur est significativement améliorée lorsqu'il est placé dans un nœud d'interférences. 209

Liste des tableaux

1.1	Différences fondamentales entre une antenne multiport à N éléments rayonnants et une antenne de type ESPAR à N brins dont l'un est alimenté par une source radiofréquence.	24
1.2	Caractéristiques techniques de la varicap, de la diode PIN, du switch RF-MEMS & du switch optique.	35
2.1	Table des différents états de rayonnement de l'antenne reconfigurable en fonction de l'activation des deux diodes PINs 1 et 2 de la Figure 2.2.3(0 : Mode OFF, 1 : Mode ON).	48
2.2	Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$, gain et efficacité de rayonnement $\eta(dB)$ à 2.45 GHz pour chacun des 4 états de l'antenne à méandre reconfigurable. Ces valeurs ont été obtenues à partir de la simulation sous CST.	51
2.3	Coefficients de transmission $S_{21}(dB)$ donnés à 2.45GHz entre les deux ports RF de l'antenne avec et sans fentes.	54
2.4	Table de vérité des 8 différents états de l'antenne à polarisation croisée en fonction de l'activation du Port RF et des diodes PINs (0 = Mode OFF, 1 = Mode ON). À noter qu'un switch RF permet de commuter entre les deux ports RF de l'antenne à polarisation croisée.	56
2.5	Paramètres obtenus par simulation numérique de l'antenne reconfigurable à polarisation croisée à 2.45 GHz.	59
2.6	Paramètres expérimentaux d'estimation des facteurs de corrélation de l'antenne reconfigurable à polarisation croisée dans l'espace 3D en chambre réverbérante.	62
2.7	Valeurs minimales et maximales de corrélation entre les diagrammes de rayonnement de l'antenne à polarisation croisée en fonction des conditions expérimentales (LOS/NLOS et nombre d'absorbants dans la cavité réverbérante).	65

3.1	Valeurs des grandeurs électriques R, L & C des résonateurs source et parasite.	75
3.2	Différents états de l'antenne en fonction de l'impédance de charge Z_i des résonateurs parasites.	81
3.3	Valeurs des coefficients de réflexion $S_{11}(dB)$ du résonateur source et du résonateur parasite avec impédance de charge nulle et infinie. Ces valeurs calculées analytiquement sont accompagnées de leur fréquence de résonance.	81
3.4	Table des 8 différents états de l'antenne SRR reconfigurable en fonction de l'activation des diodes PINs D_i . (0 : Mode bloqué, 1 : Mode passant).	86
3.5	Paramètres fondamentaux numériques de l'antenne SRR reconfigurable à 2.45GHz en fonction de l'état de rayonnement.	90
3.6	Valeurs minimales et maximales de corrélation entre les diagrammes de rayonnement de l'antenne SRR reconfigurable calculées numériquement et estimées expérimentalement à la fréquence de 2.45GHz. Ce tableau donne également les états de rayonnement de l'antenne associés à ces valeurs.	91
3.7	Paramètres expérimentaux fixés lors de l'estimation des facteurs de corrélation de l'antenne SRR reconfigurable dans la cavité réverbérante.	95
4.1	Table d'association de symboles binaires $b_2b_3b_4$ avec l'état de l'antenne SRR reconfigurable correspondant. <i>Les états de cette antenne sont ceux définis dans le Chapitre 3.</i>	107
4.2	BER en fonction de la puissance d'émission P_{Tx} de l'antenne SRR reconfigurable. Ces mesures ont été observées sur près de 10 000 bits ce qui permet d'avoir une précision de l'ordre de 10^{-2} du taux d'erreur binaire.	111
5.1	Table des valeurs de la variation de la section efficace en fonction des impédances de charge Z_{L1} et Z_{L2} de commutation d'un Tag.	128
6.1	Estimation du BER en fonction du nombre de récepteurs. Ces valeurs sont observées sur 600 bits encodés par le Tag.	155

Annexes

Annexes Chapitre 2

Logiciel FDTD de simulation électromagnétique

Dans nos simulations numériques, nous avons utilisé le logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio®. En particulier, nous avons employé le solveur temporel fondé sur la FDTD (Finite Difference Time Domain). Elle se caractérise par la discrétisation des équations rotationnelles de Maxwell en temps et dans l'espace. On rappelle que ces expressions sont données par :

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \nabla \times \vec{H} &= \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} + \vec{J}\end{aligned}\quad (.0.1)$$

Ces équations sont ensuite résolues dans un volume V subdivisé en cellules unitaires appelées cellules de Yee [84] comme montré sur la Figure .0.1(a). Chaque cellule de Yee est caractérisée par les trois composantes électriques et magnétiques sur les arêtes et les faces. Les composantes électriques sont assignées aux arêtes de chaque face alors que les composantes magnétiques sont adressées aux centres de chacune d'elles. La discrétisation en espace et temps est notée par les grandeurs respectives $\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta t$. Sur ce volume, il y a une différence de $\Delta t/2$ entre les champs électrique E et magnétique H . Chaque composante E est entourée de 4 composantes H . La Figure .0.1(b) montre l'arrangement de ces composantes calculées à des temps divers et à des points discrets suivant l'axe unidimensionnel des x . Ainsi, chaque composante électrique E est calculée en fonction des composantes magnétiques H précédemment estimées. Le processus se termine lorsque le temps de simulation est écoulé.

Caractérisation de la chambre réverbérante utilisée

On caractérise la chambre réverbérante utilisée pour nos expérimentations. Tout d'abord, on définit le facteur de qualité de la cavité réverbérante comme étant la quantité d'énergie emmagasinée par la chambre sur la puissance total transmise

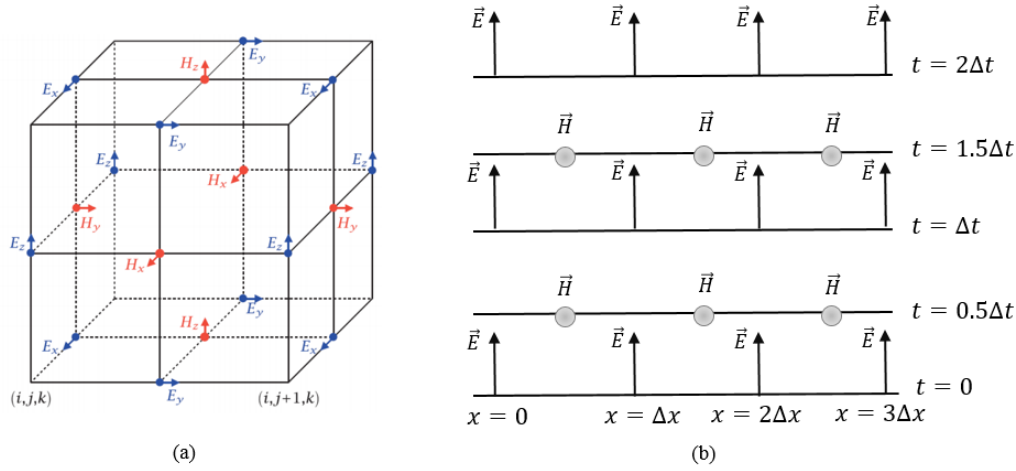


FIGURE .0.1 – (a) Champs Électromagnétique représenté par le volume V subdivisé en cellules de Yee. (b) Graphique Espace-Temps de l’algorithme de Yee pour une onde se propageant unidimensionnellement sur l’axe des x .

par l’antenne sous test. A partir du paramètres de transmission S_{21} entre l’antenne sous test (ici, l’antenne reconfigurable à polarisation croisée) et une antenne de réception (monopole large bande), la formule du facteur de qualité Q est donnée par l’expression suivante [120] :

$$Q = \frac{\langle |S_{21}|^2 \rangle Z_0 \omega \varepsilon V}{\left(\frac{\lambda}{8\pi}\right)^2 (1 - |\langle S_{11} \rangle|^2) (1 - |\langle S_{22} \rangle|^2) \eta_1 \eta_2} \quad (.0.2)$$

où :

- V est le volume de la cavité équivalent à $93m^3$.
- Z_0 est l’impédance caractéristique du vide. Elle vaut 377Ω .
- $\omega = 2\pi f$ est la fréquence de pulsation.
- ε est la permittivité du vide.
- λ est la longueur d’onde dans le vide.
- η_i désigne l’efficacité de rayonnement de l’antenne i avec $i \in [1, 2]$.
- L’opérateur $\langle \bullet \rangle$ représente une moyenne du coefficient de transmission S_{21} suivant les différentes positions du brasseur de modes pour un état donné de l’antenne reconfigurable.

Des absorbants coniques en mousse ont été placés dans la cavité afin d’influer sur la largeur de la réponse impulsionnelle du canal. La Figure .0.2(a) montre le facteur de qualité Q en fonction du nombre d’absorbants placés dans la cavité (0

à 5). On observe que le facteur de qualité est quasi-constant sur l'ensemble de l'échelle fréquentielle. On montre qu'il tend à diminuer à mesure que l'on ajoute des absorbants dans la cavité. En effet, pour 0 absorbant, ce facteur vaut 20000. Pour 5 absorbants dans la cavité, ce facteur estimé est de 1000. Cela s'explique par le fait que les absorbants atténuent fortement les réflexions multiples dans la cavité et donc l'énergie stockée dans la chambre tend à décroître.

La réponse impulsionnelle du canal de propagation dans la cavité est donnée par la transformée de Fourier inverse de la réponse impulsionnelle et s'écrit comme $h(t) = IFFT[S_{21}(f)]$. La cavité se caractérise également par son Power Delay Profile (PDP) qui représente l'intensité du signal reçu par un récepteur dans un milieu multi-trajets en fonction d'un temps de retard appelé « time delay ». Cette grandeur caractérise la différence temporelle entre deux temps d'arrivées de deux signaux différents dans le canal. On l'écrit comme $PDP(t) = \langle |h(t)|^2 \rangle$.

La Figure .0.2(b) montre le PDP estimé en fonction du temps et dépendant du nombre d'absorbants placés dans la cavité. Une régression linéaire permet de mettre en évidence la décroissance de la pente du PDP. En prenant l'inverse de cette pente, on peut retrouver le temps caractéristique τ_{RC} de la cavité qui directement proportionnel au facteur de qualité Q [49]. Sur cette Figure, on observe que la largeur de la réponse impulsionnelle du canal diminue comme énoncé dans [45] à mesure que l'on ajoute des absorbants dans la cavité réverbérante.

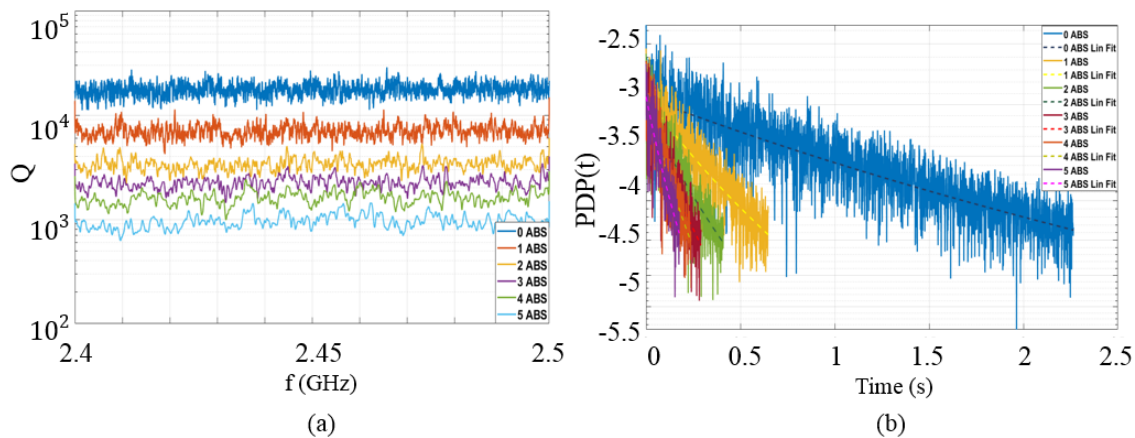


FIGURE .0.2 – Estimation dans la chambre réverbérante, en fonction du nombre d'absorbants, de : (a) Facteur de qualité. (b) Power Delay Profile (PDP).

Annexes Chapitre 4

Algorithme de simulation numérique du BER en fonction du SNR

L'algorithme de simulation numérique permettant de simuler le taux d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport Signal-à-Bruit (SNR) a été mis au point par Orange Labs Networks (Mme Dinh Thuy Phan Huy).

Il est détaillé dans ses grandes lignes sur la Figure .0.3. Cet algorithme se fonde sur les champs électriques complexes simulés numériquement des différents diagrammes de rayonnement de l'antenne reconfigurable. Plusieurs paramètres sont fixés :

- N_{DIAG} : Nombre de diagrammes de rayonnement de l'antenne reconfigurable sous test (Exemple : 8 pour l'antenne SRR reconfigurable).
- N_{RX} : Nombre d'éléments du réseau de récepteurs (Dans notre cas : 16 récepteurs).
- N_{DIFF} : Nombre de diffuseurs générant la diversité spatiale du canal de propagation (10 diffuseurs).
- $N_{\text{RANDCHANNEL}}$: Nombre de canaux aléatoires suffisants pour calculer un taux d'erreur binaire BER de 1%. (30000 symboles donc près de 100 000 bits envoyés pour une antenne à 8 différents diagrammes).
- N_{SNR} : Pas en dB du SNR (SNR pris entre -10 et 20 dB).

Pour chaque échantillon de canal aléatoire donné et pour chaque valeur de SNR, un canal aléatoire est généré. Ce dernier est caractérisé par des angles de départ et d'arrivée notés respectivement AoD et AoA entre chaque élément de l'émetteur et un diffuseur d'une part et entre chaque diffuseur et un élément du réseau de récepteurs d'autre part respectivement. Ces angles sont générés aléatoirement par les diffuseurs placés eux aussi de manière aléatoire dans le canal de propagation. Une matrice de transfert du canal \mathbf{H} est alors produite. Elle est de taille $N_{\text{DIAG}} \times N_{\text{RX}}$. Chaque élément de cette matrice est ensuite normalisé de manière à ce que la somme de la puissance totale reçue par le récepteur soit égale à 1. Un bruit aléatoire gaussien \mathbf{N}_0 est généré. Ainsi pour chaque matrice de transfert, les vecteurs

des signaux \mathbf{Y}^{ref} et \mathbf{Y} sont calculés. Ces derniers sont respectivement les signaux acquis par le récepteur lors de la séquence d'apprentissage et lors de l'émission des diagrammes de rayonnement avec le bruit aléatoire additionnel. Enfin, un algorithme de maximum de vraisemblance permet de calculer le BER en sommant les différences en valeur absolue entre les bits détectés par le récepteur et ceux appris lors de la phase d'apprentissage. En moyennant les BER par le nombre de bits envoyés par l'émetteur, il est alors possible de retrouver le BER pour une valeur particulière de SNR. Cette opération est répétée près de 30000 fois pour chaque valeur de SNR.

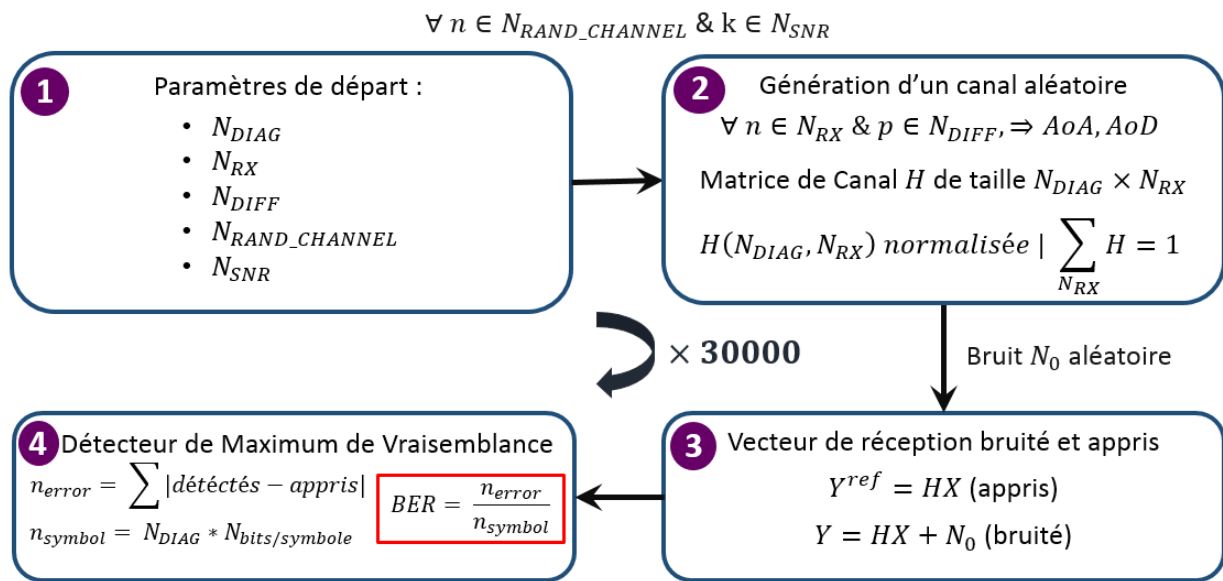


FIGURE .0.3 – Algorithme de télécommunication numérique MIMO développé par Orange Labs Networks. (Mme Dinh Thuy Phan Huy)

Probabilité d'erreurs de transmission BER et degrés de liberté de l'antenne 2 ports reconfigurable

Nous donnons ici le BER simulé de l'antenne 2 ports à polarisation croisée en fonction du SNR sur la Figure 6.4.3(a) pour 2, 4 et 8 différents symboles (diagrammes) utilisés. En (b) de cette Figure, nous donnons la distribution normalisée des valeurs propres des matrices complexes de corrélation simulées en 3D/2D et mesurée expérimentalement en 2D dans le plan de l'antenne. Comme affirmé dans le chapitre 4, l'objectif est d'avoir un BER maximal de 1%. Selon les explications

données dans ce chapitre, plus le nombre de symboles est faible, plus le BER décroît en conséquence. Mais cela a un impact direct sur le débit binaire qui se retrouve alors réduit. Pour un nombre important de symboles envoyés, le BER augmente car la corrélation entre les différents diagrammes croît également. Un BER de 1‰ est atteint pour un niveau de rapport Signal sur Bruit (SNR) de l'ordre de 20 dB avec l'émission de tous les diagrammes de l'antenne reconfigurable à polarisation croisée. En ne considérant que les deux plus décorrélés entre eux, alors le SNR diminue et vaut près de 13dB.

Un certain niveau de seuil d'amplitude de valeur propre normalisée de la matrice complexe de corrélation permet d'estimer le rang de cette matrice et donc de donner le nombre d'états indépendants de l'antenne reconfigurable. Selon la même métrique employée dans le Chapitre 4, pour un seuil $\tau = 20\%$, le rang des différentes matrices de corrélation simulées et mesurées oscille autour de 4. Cela est cohérent avec les attentes théoriques. En effet, pour un port d'excitation i (avec $i \in [1, 2]$) donné de l'antenne à polarisation croisée, le diagramme de l'état 3 (Figure 2.3.5 du Chapitre 2) peut être vu comme une combinaison linéaire entre les diagrammes de l'état 1 et 2. Le même raisonnement peut être fait pour l'autre port RF j (avec $i \neq j$). Chacun des ports possède deux états indépendants. Donc l'antenne à polarisation croisée a 4 états indépendants, donc 4 degrés de liberté.

Robustesse de la communication numérique de l'antenne SRR reconfigurable en chambre réverbérante

Afin d'estimer la fiabilité de la transmission radio entre l'antenne SRR reconfigurable et un réseau de récepteurs dans un milieu fortement réverbérant (milieu proche de la considération indoor), des estimations de BER en fonction du SNR ont également été menées avec 1, 2 et enfin 6 absorbants placés dans la cavité réverbérante comme montré sur la Figure .0.5(a), (b) et (c) respectivement en comparant une modulation conventionnelle « *32-QAM* » et une modulation spatiale « *QPSK & SM8* ». Les estimations de BER pour ces configurations sont données respectivement sur cette Figure en (d), (e) et (f). On constate sur ces différentes mesures que le BER estimé par modulation spatiale est plus faible que celui estimé par modulation conventionnelle pour un niveau de rapport Signal-sur-Bruit du récepteur inférieur à 20dB. La transmission radio entre l'antenne reconfigurable et le réseau de récepteurs est donc plus fiable et robuste en envoyant les symboles binaires par modulation spatiale. Ces constatations sont vérifiées quelque soit le nombre de mousses absorbantes placées dans la cavité réverbérante.

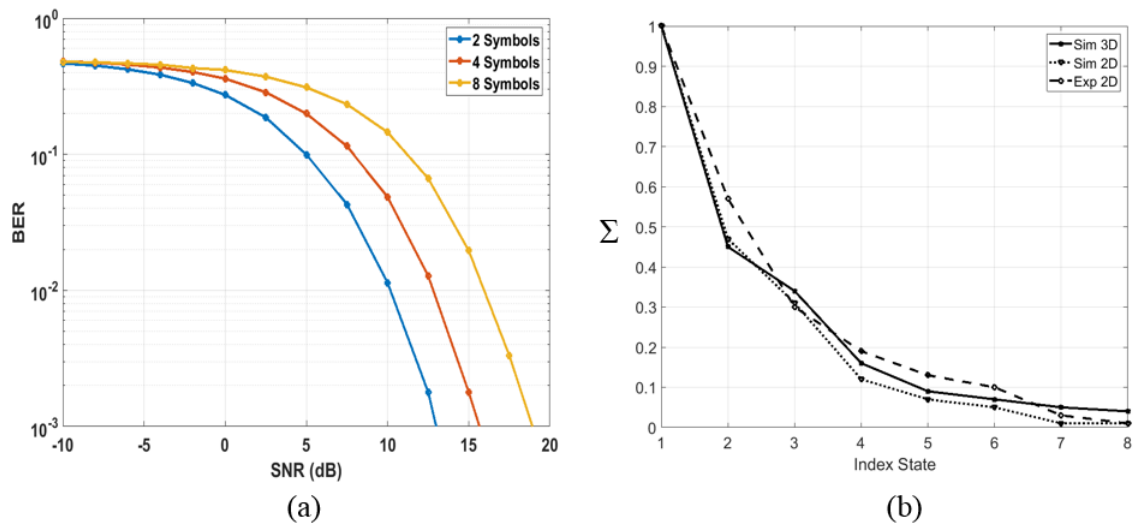


FIGURE .0.4 – (a) Simulation numérique du BER en fonction du SNR pour différents nombres de symboles envoyés dans le canal de propagation. (b) Distribution normalisée des valeurs propres de la matrice complexe des facteurs de corrélation. (En trait continu et en pointillés, celles calculées numériquement en 3D et 2D respectivement et en traits discontinus celle mesurée expérimentalement). Ces résultats numériques et de mesures expérimentales sont liés aux performances de l'antenne reconfigurable à polarisation croisée.

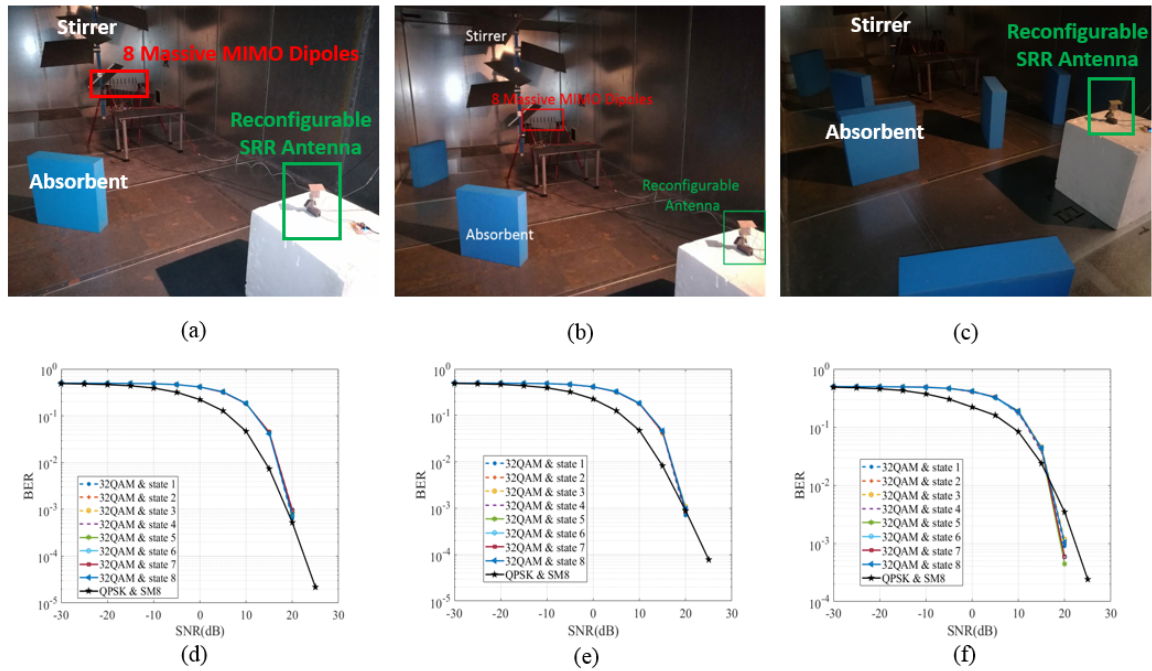


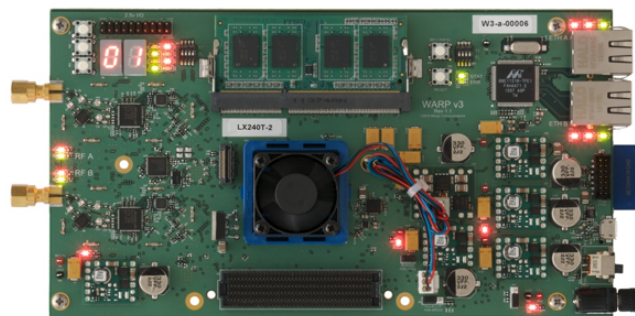
FIGURE .0.5 – Montage Expérimental de mesure du BER en fonction du SNR en chambre réverbérante de l'antenne SRR reconfigurable. Un réseau de 8 dipôles alignés est utilisé comme récepteur (station de base). Dans chaque configuration, le nombre d'absorbants dans la cavité varie. (a) 1 absorbant (b) 2 absorbants (c) 6 absorbants. Les mesures de BER sont données respectivement en (d),(e) et (f).

Présentation et Fonctionnement de la carte WARP

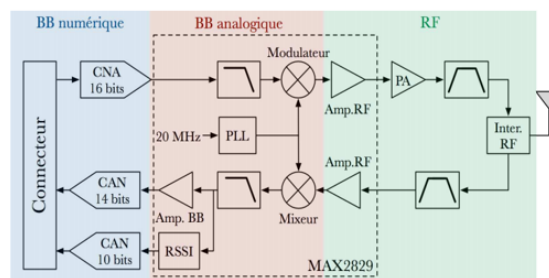
Pour contrôler l'antenne reconfigurable et le réseau de récepteurs, une plateforme de transmission sans fils appelée WARP est utilisée.

Elle repose essentiellement sur son microprocesseur FPGA Xilinx[56]. Cette carte possède de nombreuses sorties numériques et analogiques pour les communications externes. La carte utilisée pour nos mesures est dénommée WARP v3 et est montrée sur la Figure .0.6(a). Elle est équipée d'un bloc d'émission-réception RF qui permet à la fois de convertir un signal en bande de base vers un signal à haute fréquence. En ce qui concerne la chaîne d'émission, deux convertisseurs numériques analogiques (*CNA*) de 16 bits chacun assurent la conversion des signaux numériques de la constellation IQ issus du FPGA Xilinx. Ces signaux analogiques sont ensuite transposés vers une fréquence porteuse (la carte WARP est bi-bande $\{2.4-2.5\}$ GHz & $\{4.9-5.8\}$ GHz). La fréquence porteuse est générée au moyen d'une boucle à verrouillage de phase (PLL : *Phase Lock Loop*). Avant d'être envoyé à l'antenne de sortie, le signal RF est amplifié par un amplificateur de puissance puis filtré pour ne sélectionner que la bande de fréquence de fonctionnement de l'antenne. La Figure .0.6(b) montre la représentation schématique de l'émission-réception propre à la plateforme WARP.

En ce qui concerne la réception, le signal est amplifié par un amplificateur faible bruit à plusieurs étages. Puis il est démodulé, transposé en bande de base et enfin numérisé à l'aide d'un convertisseur analogique numérique qui possède une résolution de 14 bits. Ces signaux numériques sont ensuite traités par le microprocesseur Xilinx.



(a)



(b)

FIGURE .0.6 – (a) Carte WARP v3 utilisée pour commander l’antenne SRR reconfigurable et le réseau de récepteurs. (b) Représentation schématique de la chaîne d’émission-réception interne à la plateforme WARP. (Extrait de [56])

Annexes Chapitre 6

Plateforme de transmission-réception URSP B210

La plateforme de transmission-réception sans fils utilisée pour les mesures de contraste de puissance est montrée sur la Figure .0.7.



FIGURE .0.7 – Carte USRP B210 utilisée pour les mesures de contraste de puissance pour les communications numériques par rétrodiffuseur. (Extrait du Site Internet de : Etthus Research)

Ce module peut émettre un signal de fréquence comprise entre 70MHz et 6GHz avec une bande passante maximale de 56 MHz. Elle couvre donc une large bande de fréquences (Signal FM, TV Broadcast, réseaux cellulaires, Wi-Fi,). La carte URSPB210 possède deux ports Tx pour émettre et deux ports Rx pour recevoir. Elle fonctionne aussi bien en half duplex qu'en full duplex. On rappelle que la technique half-duplex repose sur le fait que le module émet et reçoit sur des intervalles de temps différents donc pas simultanément. Dans la technique full duplex, la communication dans les deux sens est simultanée. Dans les deux cas, des codes ASCII permettent à l'émetteur et au récepteur de savoir si l'information est correctement traitée et s'il y a nécessité à continuer à envoyer des données. La carte URSPB210 utilise un microprocesseur Xilinx Spartan FPGA pour le traitement numérique des signaux. Elle contient un module GPIO pour les communications externes. Le logiciel GNU RADIO permet d'afficher l'interface graphique et de commander cette carte.

Montage expérimental de caractérisation de contraste de puissance en chambre anéchoïque

Les montages expérimentaux des performances de la communication numérique par rétrodiffuseur lorsque le récepteur est soit un dipôle rayonnant ou soit une antenne cornet directive sont montrés sur la Figure .0.8(a) et (b) respectivement.

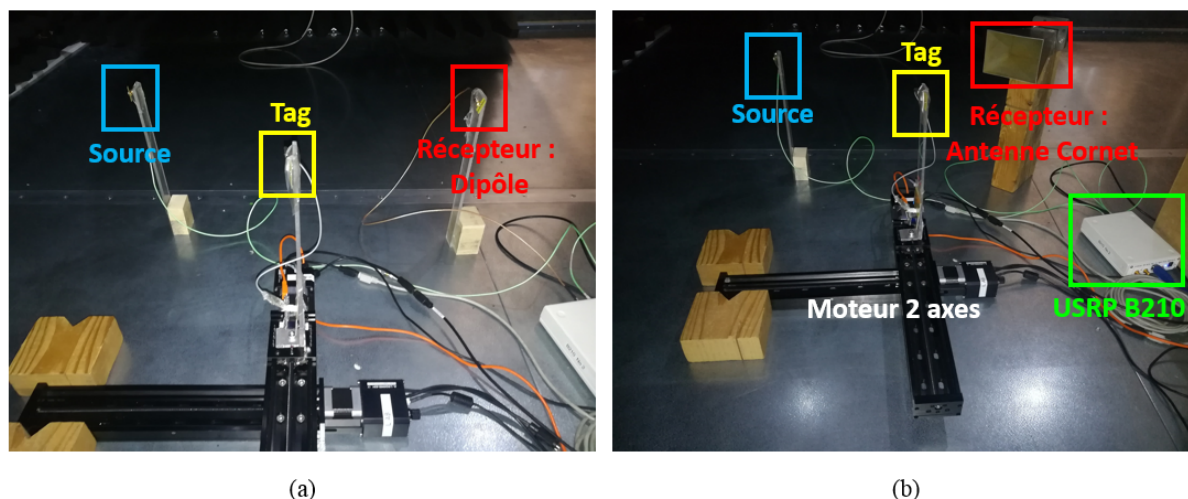


FIGURE .0.8 – Mesure du contraste de puissance à 5.2GHz en chambre anéchoïque (site Orange Gardens à Châtillon). (a) Récepteur : Dipôle. (b) Récepteur : Antenne Cornet Directive.

Simulation du contraste de puissance en présence de 3 sources RF dans le canal

Comme dans le Chapitre 6, nous tentons d'accroître la sensibilité du récepteur vis-à-vis du rétrodiffuseur dans un environnement multi-sources. La Figure .0.9(a) montre la répartition de la puissance électrique estimée par un récepteur omnidirectionnel en présence de trois sources. Ce dernier parcourt la zone de mesure de dimension $8\lambda \times 8\lambda$. Il montre des nœuds et des ventres d'interférences. Sur cette même Figure en (b), le récepteur est placé dans un nœud d'interférences. Un rétrodiffuseur parcourt l'étendue de la zone de mesure et le récepteur estime en chacun de ces points le diagramme d'interférences. Il montre que le contraste de puissance présente une distribution d'interférence quasiment uniforme avec un niveau de sensibilité proche de 0dB. Dans une telle configuration, le récepteur est

donc particulièrement sensible aux signaux rétro-diffusés par le rétrodiffuseur et quasi-insensible aux trajets directs des trois sources d'ondes. La communication numérique y est donc particulièrement optimale. A l'inverse, comme montré sur cette même Figure en (c), en plaçant le récepteur dans un ventre d'interférences, le contraste de puissance estimé montre des distributions d'interférences bien marquée avec de forts évanouissements de canal proches ici de 40dB. Dans une telle configuration, la communication n'est pas fiable.

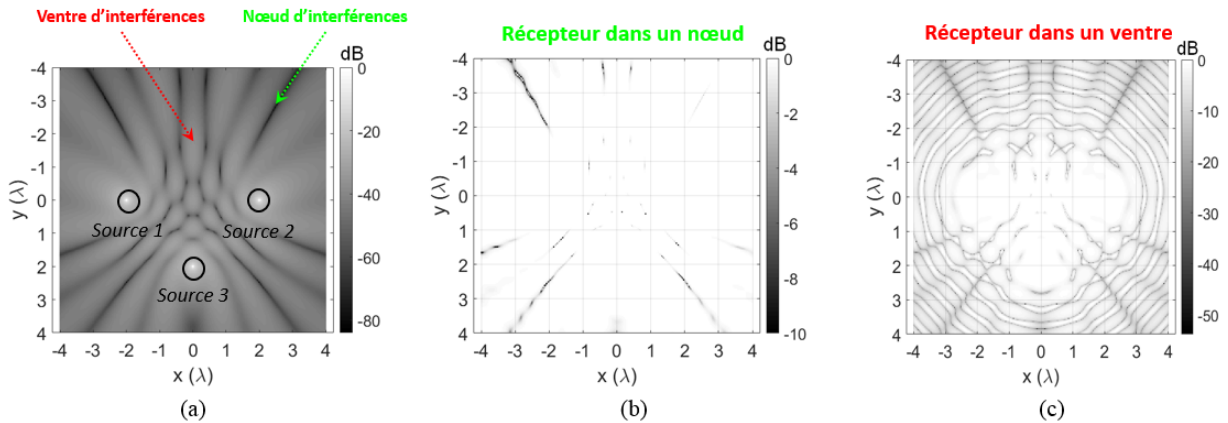


FIGURE .0.9 – (a) Estimation analytique de la puissance reçue par le récepteur parcourant la zone de mesure de dimension $8\lambda \times 8\lambda$ en présence de trois sources d'ondes RF. (b) Mesure du contraste de puissance par le récepteur placé dans un nœud d'interférences en présence d'un rétrodiffuseur parcourant la zone de mesure. (c) Mesure du contraste de puissance par le récepteur placé dans un ventre d'interférences en présence d'un rétrodiffuseur parcourant la zone de mesure. La sensibilité du récepteur est significativement améliorée lorsqu'il est placé dans un nœud d'interférences.

Nous pouvons généraliser cette méthode mais à N sources d'ondes RF distinctes. En plaçant toujours le récepteur dans un nœud d'interférences, le contraste de puissance ne peut être qu'amélioré et la communication numérique par rétrodiffuseur se retrouve renforcée. Ces études sont importantes au sens où dans un environnement réel cohabitent de multiples sources (stations cellulaires de base, réseaux sans fils,) et des réflexions multiples.

Liste et fac-similés des articles et actes publiés au cours de la thèse

Liste des Publications

L'ensemble des publications dans des revues scientifiques à comité de lecture et des articles présentés en conférences (avec et sans acte de publication) est donné dans ce chapitre.

Articles soumis à comité de lecture :

En cours de soumission [126] et d'édition [127] :

Articles présentés en conférence sans acte de publication :

Présentés en congrès sans acte de publication [123, 129, 122] :

Articles présentés en conférence avec acte de publication :

Présentés en congrès avec acte de publication [121, 128, 124, 125] :

- [121] Rachedi Kammel, Dinh Thuy Phan Huy, Nissem Selmene, Abdelwaheb Ourir, and Julien de Rosny. Spatial Characterization of the ambient backscatter communication performance in line-of-sight. In *IEEE APS Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, Atlanta, Etats-Unis, 2019.
- [122] Yvan Kokar, Dinh Thuy Phan Huy, Romain Fara, Kammel Rachedi, Abdelwaheb Ourir, Julien De Rosny, Marco Di Renzo, Jean-Christophe Prévotet, and Marilyne Hélard. First experimental ambient backscatter communication using a compact reconfigurable tag antenna. In *2019 IEEE Globecom*

- Workshops (GC Wkshps) : IEEE GLOBECOM 2019 Workshop on Emerging Technologies of Open Networks for 5G/B5G - IEEE GLOBECOM 2019 Workshop on Emerging Technologies of Open Networks for 5G/B5G*, Hawaiï, 2019. IEEE.
- [123] Yvan Kokar, Kammel Rachedi, Abdelwaheb Ourir, Julien de Rosny, and Dinh Thuy Phan Huy. Demo Abstract : Spatial Modulation based transmission using a reconfigurable antenna. In *IEEE INFOCOM'19 Demo Session*, Paris, France, 2019.
- [124] Abdelwaheb Ourir, Kammel Rachedi, Dinh Thuy Phan Huy, Christian Leray, and Julien de Rosny. Compact Reconfigurable Antenna with Radiation Pattern Diversity for Spatial Modulation. In *Proceedings of EUCAP*, Paris, France, 2019. IEEE.
- [125] Dinh Thuy Phan Huy, Yvan Kokar, Jean Rioult, Nadine Malhouroux-Gaffet, Jean-Christophe Prévotet, C Buey, Philippe Ratajczak, Marilyne Héland, Abdelwaheb Ourir, Kammel Rachedi, Christian Leray, Julien de Rosny, A Le Cornec, Azeddine Gati, Thierry Sarrebourg, Patrice Pajusco, and Marco Di Renzo. First Visual Demonstration of Receive Spatial Modulation Using the "Radio Wave Display". In *Proceedings 21st International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*, Berlin, Allemagne, 2017. IEEE.
- [126] Kammel Rachedi, Julien de Rosny, Yvan Kokar, Dinh Thuy Phan Huy, and Abdelwaheb Ourir. Spatial Diversity and Beam Steering of a Compact Reconfigurable Metamaterial-Based Antenna for Spatial Modulation MIMO Communications. *IEEE Access*, 2019.
- [127] Kammel Rachedi, Abdelwaheb Ourir, Dinh Thuy Phan Huy, and Julien de Rosny. Reconfigurable Compact Antenna for Spatial Modulation MIMO Communications. *International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP)*, 2019.
- [128] Kammel Rachedi, Dinh Thuy Phan Huy, Abdelwaheb Ourir, and Julien de Rosny. Reconfigurable Split Ring Resonators for Spatial Modulation Communications. In *EUCAP*, Krakow, Poland, 2019. IEEE.
- [129] Kammel Rachedi, Dinh Thuy Phan Huy, N Selmene, Abdelwaheb Ourir, M Gautier, Azeddine Gati, A Galindo-Serrano, Romain Fara, and Julien de Rosny. Demo abstract : Real-Time Ambient Backscatter Demonstration. In *IEEE INFOCOM'19 Demo Session*, Paris, France, 2019.

Reconfigurable Compact Antenna for Spatial Modulation MIMO Communications

Kammel Rachedi¹, Abdelwaheb Ourir¹, Dinh-Thuy Phan-Huy², Julien de Rosny¹

Abstract – Recently, a new wireless communication scheme called Spatial Modulation MIMO (SM-MIMO) has been introduced for Green wireless communications. Here, an application of a compact reconfigurable antenna working at 2.45 GHz to SM-MIMO is presented. The designed antenna can generate up to eight different radiation patterns. It is composed of two meanderlines radiating elements surrounded by parasitic electronically switchable resonators. The impedance matching has been optimized for six states of the reconfigurable antenna. The spatial diversity, which is a key parameter for SM-MIMO is estimated from the analysis of the complex inter-correlation matrix of the radiation patterns at the operating frequency. Finally, the performance of the designed reconfigurable antenna is assessed by computing the bit error rate (BER) in a Non-Line-of-Sight (NLOS) configuration. The proposed reconfigurable antennas are particularly suitable for indoor SM-MIMO applications that require low power and compact devices. **Copyright © 2019 Praise Worthy Prize S.r.l. – All rights reserved.**

Keywords: Reconfigurable Radiation Pattern Antennas, Spatial Diversity, Spatial Modulation, MIMO

Nomenclature

	Description	Unit of measure
MIMO	Multiple Input Multiple Output	
SE	Spectral Efficiency	
EE	Energy Efficiency	
SM	Spatial Modulation	
T _x	Transmit	
R _x	Received	
BER	Binary Error Rate	
SNR (S/N)	Signal-to-Noise Ratio	
Z _c	Load impedance	[Ω]
ε _r	Relative permittivity	
λ	Wavelength in air	
tanδ	Loss tangent	
S ₁₁	Reflection coefficient	
S ₂₁	Transmission coefficient	
ρ	Correlation matrix	
ρ _{i,j}	Correlation coefficient	
AoA _H	Angle of arrival	[°]
δ _D	Path of difference	[m]
g _H (AoA)	Complex antenna gain	
H	Propagation matrix	
X_p	Vectors of the activated patterns	
N₀	Noise vector	
C	Shannon capacity	[b/s/Hz]
λ _i	Eigenvalue of HH^H	
γ _H	Scattering Coefficient	[W]
α	Angle of contact	[°]
μ	Dynamic viscosity	[kg/m s]

K	Number of scatterers
L	Number of Rx antennas
k ∈ [1, K]	Scatterer
l ∈ [1, L]	Rx antenna
p ∈ [2, 4, 8]	Radiation pattern

I. Introduction

The increase of throughput is not the only aspect challenging the next generations of wireless networks.

Restrain energy consumption has become also a mandatory requirement in order to limit the carbon footprint of growing networks. However these two aims are contradictory because the larger the SE is, the smaller the EE is [1]. Over the last decade, the main purpose of research on green radio has been to find fundamental and practical solutions that provide a good tradeoff between SE and EE. From a fundamental point of view, MIMO systems provide a higher SE for an identical EE [2] because it takes benefit of spatial diversity. However, it is complex to implement because of the synchronization between the channels and it also requires complex signal processing algorithms that are also power consuming. In order to overcome this limitation, SM, which belongs to the single-carrier MIMO family, has been introduced [3].

The implementation complexity and the power consumption of SM-MIMO are low [4]. In classical SM-MIMO configuration, both the emitter (Tx) and the receiver (Rx) require antenna array. In typical SM-MIMO processing, the data stream is divided into two parts. The first one is encoded through a conventional

modulation (QPSK, QAM, ...) scheme while the second one is sent by commuting the emitter among the antennas of a Tx array. The demodulation of a SM symbol is performed by comparing the complex amplitudes on the Rx antennas to a set of reference signals recorded during a pilot sequence in order to detect the transmitting antenna. SM-MIMO is expected to be efficient for the fifth generation (5G) wireless networks [5], [6] or to add a physical level of security for transmission [7]-[9].

However, implementing several uncoupled antennas on a transmitter can be complex and most of all cumbersome. Therefore, this solution is not adapted for small IoT's. In order to overcome this issue, here, it is proposed to use a reconfigurable antenna that can be used to adjust frequency [10], [11], polarization [12]-[16] or both of them [17]. However, here, the focus is on antennas that are able to generate different radiation patterns at a given operating frequency. The underlying principle is to replace the set of Tx antennas as SM-symbols by a single antenna with reconfigurable radiation patterns. The last ones are obtained thanks to lumped elements (e.g., MEMS switches, ...) triggered by an external command signal that changes the current distribution on the antenna. This approach has been successfully applied with slot antenna [18]-[21], cubic antenna [22], [22], Bow-Tie antenna [23], patch antenna [24], [25], frequency selective surface[26], metamaterial [27]. Electrically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) antennas are another family of reconfigurable antenna where different radiation patterns are obtained by adjusting the impedance of the termination of parallel parasitic monopoles circularly distributed around a reference monopole antenna [28], [29], [30]. Classical ESPAR antenna allows steering the radiation patterns over 360° at the cost of a cumbersome design. A compact realization of such ESPAR has been proposed for 5G [31]. Based on the same idea of parasitic elements, recently, a reconfigurable printed dipole antenna efficiently generating a beam in two opposite directions has been obtained [32]. In this work, it is proposed to apply reconfigurable antennas to SM-MIMO Communications. To this purpose, a compact antenna working at 2.45 GHz and generating up to eight radiation patterns is developed. This 8-state antenna is built by combining two orthogonally polarized 4-state antennas.

The 4-state antenna is obtained by disturbing the reference radiation pattern of a squeezed meanderline-like structure thanks to driving parasitic elements placed around it. The efficiency of SM-MIMO with such compact antenna is quantified and closely related to their spatial diversity. The first part of the paper is devoted to the description of the 4 and 8-state antenna. In the second part, the antennas are characterized experimentally and numerically. In the third part, the correlation between the 8 radiation patterns to assess the spatial diversity is discussed. In the fourth part, the efficiency of the 8-state antenna is evaluated in a simulation of a complete SM-MIMO communication scheme based on a Rayleigh scattering channel model. Finally, the results regarding

the spatial diversity evaluated from the eigenvalue decomposition of the matrix of complex correlation coefficients are discussed.

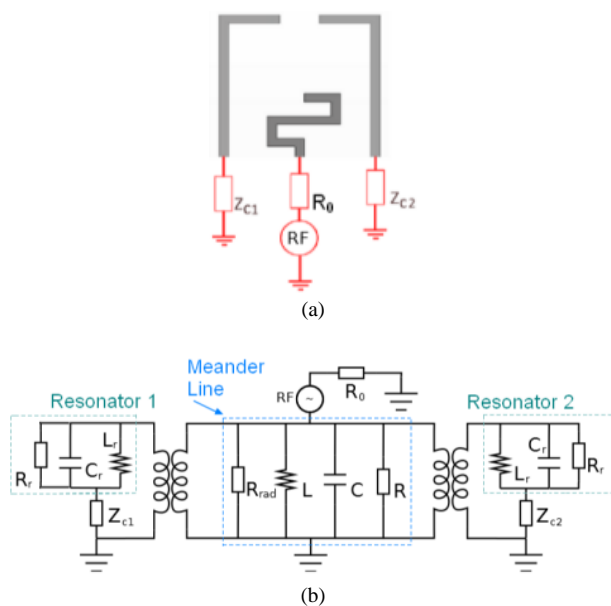
II. Compact Reconfigurable Antennas

II.1. Antenna Design

Meander-line structures are commonly considered when designing small size antennas. Here, it is proposed to use this kind of structure as the main radiating element of a reconfigurable antenna. Two L-shaped parasitic resonators are then placed near the meanderline element as illustrated in Fig. 1(a). In order to reshape electronically the radiation pattern of this antenna, two driving impedances, Z_{c1} and Z_{c2} , are respectively connected to the resonators 1 and 2. Fig. 1(b) shows the equivalent electrical model of the proposed antenna. In this model, R , L and C are respectively the resistance, the inductance and the capacitance of the meanderline radiating element, while R_{rad} is the radiating resistance of this element. The resonators are also represented by their equivalent inductances, capacitances and resistance (L_r , C_r and R_r , respectively). Finally, the coupling between the main radiating element and the resonators is represented using power transformers. The main idea here is to modify this coupling by adjusting the controllable impedances Z_{c1} and Z_{c2} in order to affect the overall radiation pattern.

II.2. Parasitic Element Driver

Several technological solutions can be used to make controllable impedance. Opto-electronical devices that become conductive when illuminated by a laser beam are used to switch microstrip radiators in [33].



Figs. 1. (a) Schematic view of the reconfigurable compact antenna; (b) Equivalent circuit of the antenna

Micro-electromechanical switches (MEMS) provide high isolation and low power consumption. Such switches have been integrated in a reconfigurable spiral microstrip antenna [34]. For some applications, varactors are well suited to continuously tune elements. Indeed, the RF capacitance of varactors is inversely proportional to the DC bias voltage applied. This property is mostly used to tune the resonant frequency of antennas such as in [35]. However, they present a poor dynamic in terms of frequency shifting because of the short scale of internal capacitance. PIN diodes are especially suited for fast switching purposes. Appropriate biasing circuits have to be employed in order to prevent non-linearity and interference from happening [33]. Their typical time switching can be as small as tens of nanoseconds. Besides, PIN diodes achieve a good compromise between power consumption, speed and ease of implementation. Recently, PIN diodes have been integrated to a cubic antenna to reconfigure the radiation pattern [36]. In order to control the impedances Z_{c1} and Z_{c2} (low and high impedances), the switching circuit shown on the Fig. 2(a) that is driven by a 0V or 5V voltage has been implemented. The choke self of 33 nH used here aims at preventing the radiated electromagnetic waves from flowing around the DC bias circuit. The switching time of the PIN diode used in this work is equal to 1.5 μ s. In the forward-bias mode, the equivalent impedance is low (2.1 Ω) while in the reverse one, it reaches 3 k Ω . The two equivalent circuits of the considered PIN diodes are presented in Fig. 2(b).

II.3. 4-State Antenna

From a practical point of view, the reconfigurable antenna is etched such a reconfigurable antenna on FR4 substrate ($\epsilon_r = 4.3$ and $\tan\delta = 0.02$ at 2.0 GHz) as depicted on Fig. 3(a). With the dimensions shown in Fig. 3(a), the meanderline is designed to radiate efficiently at 2.45GHz. Because of the use of the two PIN diode circuits, the antenna can generate up to four different radiation patterns. The patterns are listed according to the state of the PIN diodes shown in Table I. When a PIN diode is forward biased, the corresponding parasitic element is “connected” to the ground plane and it resonates at a frequency slightly lower than 2.45GHz.

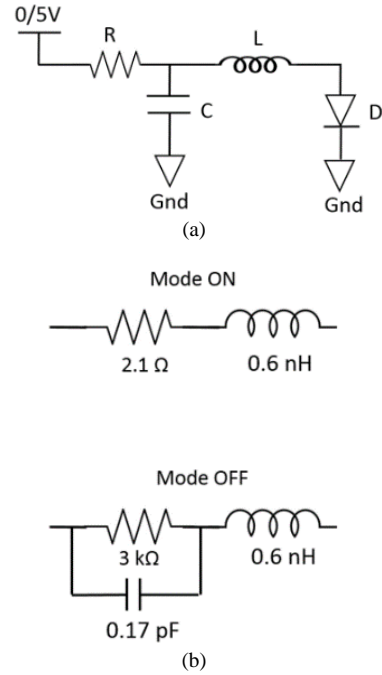
Then it acts like a reflector (as the principle of the Yagi-Uda antennas) and scatters the radiated field coming from the meanderline to its opposite direction.

On the contrary, when the PIN diode is reverse biased, the parasitic element is “disconnected” from the ground plane and weakly interacts with the radiofrequency (RF) field.

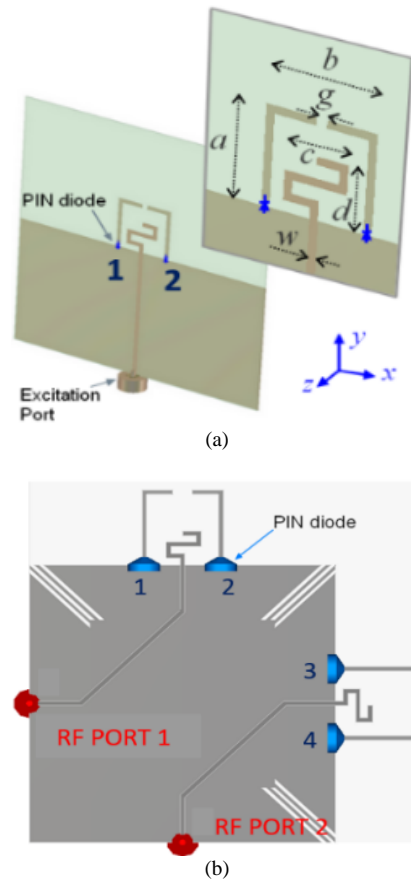
TABLE I

RECONFIGURABLE ANTENNA STATES ACCORDING TO THE STATE OF THE PIN DIODES (F = FORWARD, R = REVERSE) FOR THE 4-STATE ANTENNA SHOWN IN Fig. 3(a)

Radiation Pattern	1	2	3	4
PIN 1	R	R	F	F
PIN 2	R	F	R	F



Figs. 2. (a) Switching Circuit (R = 180 Ω , L = 33 nH, C = 120 pF) (b) Equivalent electric circuit of the PIN diode for the ON (forward-bias) /OFF (reverse-bias) mode



Figs. 3. (a) Schematic view of the 4-state antenna ($a = 2.5$ cm, $b = 2.55$ cm, $c = 1.21$ cm, $d = 1.2$ cm, $g = 6.5$ mm, $w = 1.5$ mm). (b) The 8-state reconfigurable antenna. The parasitic resonators on both antennas are etched on the lower face of the structure while the meander-lines are on the upper face

II.4. 8-State Antenna

An 8-state reconfigurable antenna has been designed based on the previous configuration. This antenna is a combination of two 4-state antenna (Fig. 3(b)) arranged such as they are cross-polarized. In order to improve the decoupling between the two ports, electromagnetic band gap (EBG) structure [37], which do not support propagating surface waves at a given frequency range depending on their geometry are used. This concept has been applied successfully in order to enhance the isolation between two closely radiating monopoles [38].

Here three corrugated structures are etched on 3 corners of the ground plane. Each structure is made up of three 28 mm-long slots. The transmission parameter between the ports 1 and 2 is minimal for this length which is about a quarter wavelength at 2.45GHz. The 8-state reconfigurable antenna provides 8 independent modes. Table II gives a summary of these modes depending on the states of the 2 PIN diodes for each excited RF port.

III. Validation

III.1. 4-State Antenna

Full wave numerical simulations (CST Microwave Studio temporal solver) have been performed in order to validate the design of all the presented antennas.

Thereafter, the prototype shown in Fig. 4 has been realized after an optimization of the fundamental parameters of the antenna. The designed antenna has been tested experimentally in a semi-anechoic chamber.

Fig. 4 shows the simulated and the measured reflection coefficients S_{11} obtained. A good agreement is observed between experimental and numerical results. The states 1, 2 and 3 are well impedance-matched ($S_{11} < -10$ dB) at 2.45 GHz whereas it is not the case for the last one ($S_{11} \sim -4$ dB). Indeed, in the state 4, the two PIN diodes are forwardly biased.

Therefore, the 2 L-shaped resonators are acting simultaneously like reflectors that prevent the electromagnetic field from radiating efficiently. In order to characterize the radiation patterns experimentally, the antenna is mounted horizontally on a rotative stepping motor. Due to the geometry, the electric field is mainly polarized over y-axis (Fig. 3(a)). The transmission coefficient S_{21} between the antenna under test and a horizontally polarized wideband horn antenna is recorded every degree. The setup allows recording the relative radiation pattern in E-plane (xy-plane in Fig. 3(a)).

TABLE II

8 MODES OF THE 8-STATE RECONFIGURABLE ANTENNA ACCORDING TO THE STATE OF THE PIN DIODES (F = FORWARD, R = REVERSE) FOR THE TWO RF PORTS

RF Port	PIN diode	Radiation Pattern			
		1	2	3	4
1	1	R	R	F	F
	2	R	F	R	F
2	3	R	R	F	F
	4	R	F	R	F

The measured and the simulated patterns for the four states are plotted in Figs. 5(a) and (b), respectively. A relative good agreement between simulation and experiment is obtained according to the shape and orientation of the radiation patterns. The maximum computed gain is about 3dB at 2.45 GHz for state 2. As expected, the radiation pattern associated with the state 1 presents an omnidirectional shape, similar to the reference radiation pattern (without parasitic elements). State 2 and 3 have opposite radiation beams because in these states only one of the two PIN diodes is activated.

The field is then oriented to the opposite direction of the activated resonator. The state 4 has a quasi-symmetrical shape because the two PIN diodes are simultaneously forwardly biased.

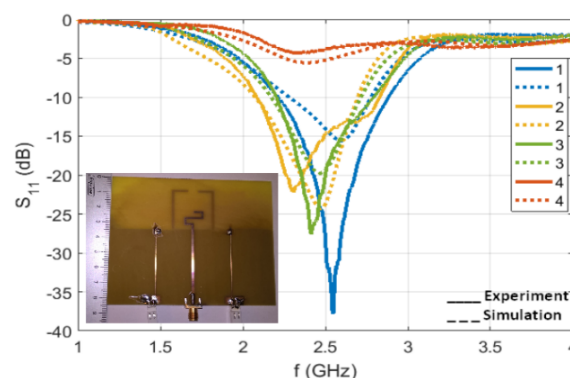
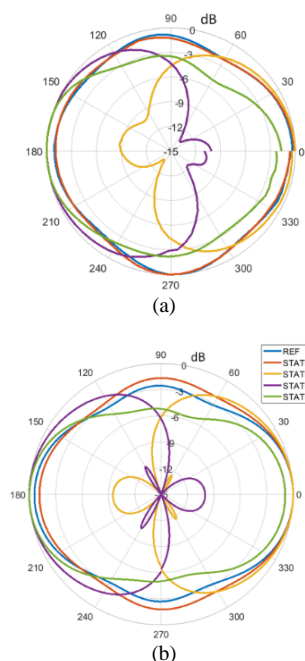


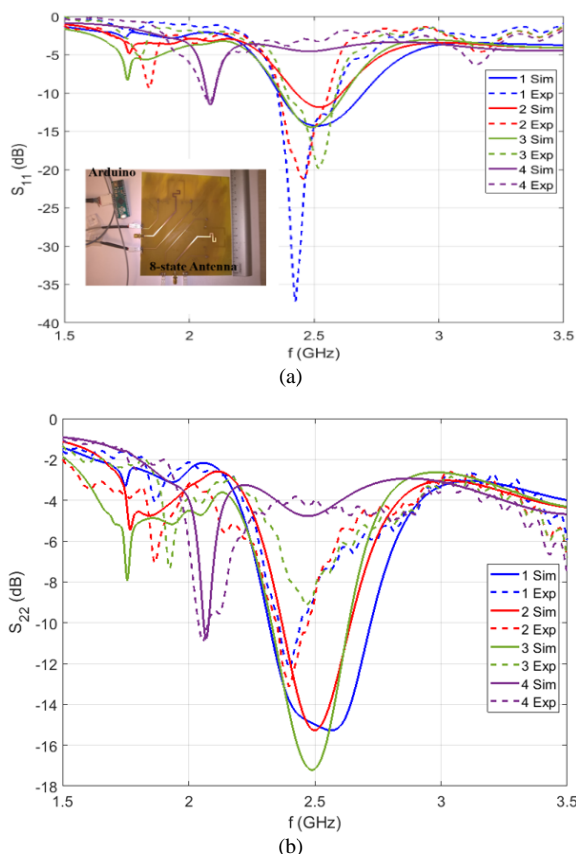
Fig. 4. Photography of the prototype of 4-state antenna and reflection coefficient S_{11} for the 4 states. The simulated curves are in dashed lines while the measured ones are in continuous lines



Figs. 5. Four radiation patterns at 2.45 GHz for the 4-state antenna in the xy-plane (Fig. 3). (a) Measured polar radiation patterns (Note that the jump observed at 0 degree is an artifact due to cables after a rotation of 360°). (b) Simulated polar radiation patterns. The reference (REF) polar pattern (blue curve) is related to the radiation of the reference antenna where only the meander-line is present without any parasitic element on the surface of the antenna

III.2. 8-State Antenna

In order to evaluate the efficiency of the EBG structure used in the 8-state antenna design (Fig. 3(b)), a numerical simulation with 2 meanderlines (without L-shaped parasitic elements) has been performed with and without the slits. In Table III, it can be seen that the isolation at 2.45 GHz is improved by more than 5 dB thanks to EBG without decreasing the antenna impedance-matching and the radiation efficiency. In good accordance with [39], in the next section, it can be seen that this good isolation ensures a good decorrelation, i.e., spatial diversity between the 4 radiated patterns associated with the port 1 and 2 respectively. Meantime, for both ports, it has been noticed that the gain at 2.45 GHz is increased by more than 1dB with the presence of the slits. The two ports of this antenna are connected to a solid-state RF switch. PIN diodes and this RF switch are directly driven by an Arduino microcontroller. The simulated and the experimental reflection coefficients S_{11} and S_{22} of the two ports of the 8-state reconfigurable antenna are respectively plotted on Figs. 6(a) and (b). For the reasons given earlier, almost all the 2×4 states present a good impedance-matching at the operating frequency except the 4th-one for the 2 ports. For the efficient states, the bandwidth is about 200MHz.



Figs. 6. (a)-(b) Simulated and Measured Reflection Coefficients of the states of port 1 and 2 respectively. The measured reflection coefficients are in dashed lines while the computed ones are in continuous lines. The inner picture in (a) is the photography of the prototype of reconfigurable 8-state antenna

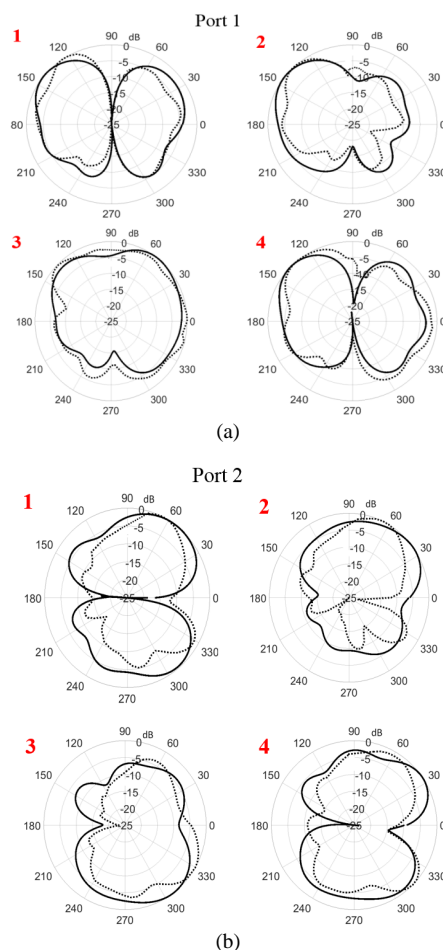
The radiation patterns are measured experimentally on the same setup as the one used for the 4-state antenna. In Figs. 7, a good agreement between the experimental and numerical radiation is observed. Some fundamental parameters of the antenna (reflection and transmission coefficient, gain and radiation efficiency) computed are presented in Table IV.

TABLE III
COMPARISON BETWEEN THE VALUES OF THE S_{21} (IN dB) WITH AND WITHOUT THE SLITS

@2.45 GHz	Without Slits	With Slits
S_{21} (dB)	-15.37	-20.90

TABLE IV
PARAMETERS OF THE 8-STATE RECONFIGURABLE ANTENNA AT 2.45 GHz DEDUCED FROM THE NUMERICAL SIMULATIONS. THE VALUES ARE GIVEN IN dB UNIT

@2.45GHZ	MODE OF THE ANTENNA				
	1	2	3	4	
P1	S_{11}	-13.47	-11.92	-10.14	-3.84
	S_{21}	-23.83	-26.73	-28.59	-28.91
	GAIN	2.9	3.51	1.9	1.04
	RAD. EFF.	-1.46	-1.61	-1.75	-3.29
P2	S_{22}	-17.18	-15.65	-12.06	-3.84
	S_{12}	-23.84	-26.74	-28.59	-28.90
	GAIN	2.19	3.13	2.72	0.24
	RAD. EFF.	-1.45	-1.65	-1.70	-3.45



Figs. 7. Polar representation of the radiation patterns at 2.45 GHz of the 8-state of the reconfigurable antenna for Ports 1 (a) and 2 (b). The computed curves are in continuous lines while the measured ones are in dotted lines

Six states present a good impedance adaptation as the reflection coefficient S_{11} and S_{22} are less than -10 dB. The last two (-3.84 dB) correspond to the state 4 for each excited port where the 2 L-shaped resonators prevent an efficient radiation. Besides, along the 8 states of the antenna, thanks to the slits previously described, a high isolation is obtained (the highest value is about -23 dB while the lowest is roughly equal to -28 dB in transmission). The gain varies from 0.24 dB (worst case because of the high level of reflection) to 3.51 dB at 2.45 GHz. The radiation efficiency is about -1.5 dB for the best cases. It could be improved if a low loss substrate is chosen.

IV. Assessment of the Spatial Diversity of the 8-State Reconfigurable Antenna

The spatial modulation MIMO efficiency is based on the ability of the transmitter to generate different radiation patterns that can be easily distinguished and therefore demodulated by an array of receivers. In order to assess the spatial diversity, first, the inter-correlation coefficients between the eight radiation patterns are computed. Secondly, from the complex inter-correlation coefficients arranged in a matrix, the distribution of eigenvalues is analyzed to quantify the diversity efficiency.

IV.1. Envelope Correlation Factor

The complex inter-correlation coefficient ρ_{ij}^{sim} between the radiation pattern i and j obtained numerically is given by:

$$\rho_{ij}^{sim} = \frac{\int (E_i^\theta \cdot E_j^{\theta*} + E_i^\phi \cdot E_j^{\phi*}) d\Omega}{\sqrt{\int |E_i|^2 d\Omega \cdot \int |E_j|^2 d\Omega}} \quad (1)$$

where E_i^θ, E_i^ϕ are the inclination and azimuth far field electric components when the antenna is switched on state $\#i$. The numerical integration is performed over 4π sr. It can be noted that the correlation coefficients depend strongly on the polarization, the directivity and the phase of the electric fields of the states of the antenna.

Experimentally, the complex correlation coefficients from the 70 measurements of S_{12} recorded with the same setup as the one used to measure the radiation patterns is computed. The complex correlation coefficient between the state i and j is then estimated from the following expression:

$$\rho_{ij}^{meas} = \frac{\sum_k S_{21}^i(\theta_k) \cdot S_{21}^{j*}(\theta_k)}{\sqrt{\sum_k |S_{21}^i(\theta_k)|^2 \sum_k |S_{21}^j(\theta_k)|^2}} \quad (2)$$

where $S_{21}^i(\theta_k)$ is the transmission coefficient between the horizontally polarized horn antenna and the reconfigurable antenna at state i and angle θ_k .

Consequently, instead of integrating the field over 4π sr, the calculation is carried out in E-plane over 2π rd.

The envelope correlation factor ECC that is simply given by $|\rho_{ij}|^2$ provides an indicator of the difference between the radiated patterns. For the 8-state antenna, a matrix of 8×8 ECC is obtained. The numerical and the experimental ECC matrix are shown in Figs. 8(a) and (b) respectively. Due to the symmetry between the Port 1 and 2, the ECC matrix is approximately symmetric. It is also observed that the coupling between the two ports is very weak (below 2%) whatever the states of the PIN diodes. Indeed, besides the fact that the diagram emitted by the port 1 and 2 are different, the patterns are mainly orthogonal in polarization each other. This trend is verified both on the simulated and on the measured ECC.

In [39], a direct relationship is provided between the ECC and the S-parameters. For the S_{12} value obtained by simulation in Table III and assuming a good matching of the 2 RF ports, the ECC between the 2 ports is below 4%, as observed in Figs. 8(a) and (b). The two diagonal sub-matrices (4×4 elements) related to port 1 and 2 are very similar. As for the 4-state antenna, inside these sub-matrices, the best decorrelation is obtained between the states 2 and 3 (19% for port 1 and 2 according to the computed ECC in Fig. 8(a)) because in such a case, the beams are oriented in opposite directions. As explained, the experimental ECC matrix shown in Fig. 8(c) are estimated from the radiated field in the antenna plane (integration over 2π rd) instead of from the field in every direction as it is required in (1). In order to quantify the impact of this integration domain difference, the correlation factors ρ_{ij}^{sim} are worked out from the simulations by limiting the integration in (1) over 2π , in the antenna plane. In Fig. 8(b), it can be seen that ECC increases a little. Indeed, the smaller the directions of integration are and the smaller the spatial diversity is.

V. Performance towards Spatial Modulation Communications

In this part, a wireless communication link between the reconfigurable 8-state antenna, which can be considered as a connected object for Internet-Of-Things (IoT) application for instance, and a base station (Massive MIMO antenna array) is considered. The configuration used here is the uplink direction (i.e., from the connected object to the base station). The aim is to simulate numerically the probability of errors transmitted by the reconfigurable antenna towards the array of receivers inside Rayleigh channels.

V.1. MIMO Channel Scheme

In order to assess the performances of the reconfigurable 8-state antenna, a 2D Rayleigh propagation channel with a horizontal polarization is considered to respect the polarization of the reconfigurable antenna under test. $L=16$ antennas are assumed at the base station spaced by half a wavelength

(Fig. 9(a)). $K=10$ scatterers are used to generate the scattering Rayleigh channel and enhance the spatial diversity. This media aims at spurring the multipath trajectories. $AoA_H^{(k)}$ is the random angle of arrival due to the k^{th} scatterer. A Non-Line-Of-Sight (NLOS) configuration can be seen. $p=2, 4$ and 8 different symbols, which are the best uncorrelated ones among the ones of the provided ones by the reconfigurable antenna in Figs. 7, are tested. On the l^{th} antenna of the base station, the signal is received with a path difference of:

$$\delta_D(l, k) = \frac{\lambda}{2}(l - 1) \cos(AoA_H^{(k)}) \quad (3)$$

Finally, due to the projection on the axis of the antenna array at the base station, the received signal at the l^{th} antenna can be expressed by:

$$R^{(l,k,p)} = g_H^{(p)}(AoD_H^{(k)})\gamma_H^{(k)} e^{\left(\frac{-j2\pi\delta_D(l,k)}{\lambda}\right)} \quad (4)$$

Complex matrix \mathbf{H} is the $L \times P$ element channel matrix between the reconfigurable antenna and the base station

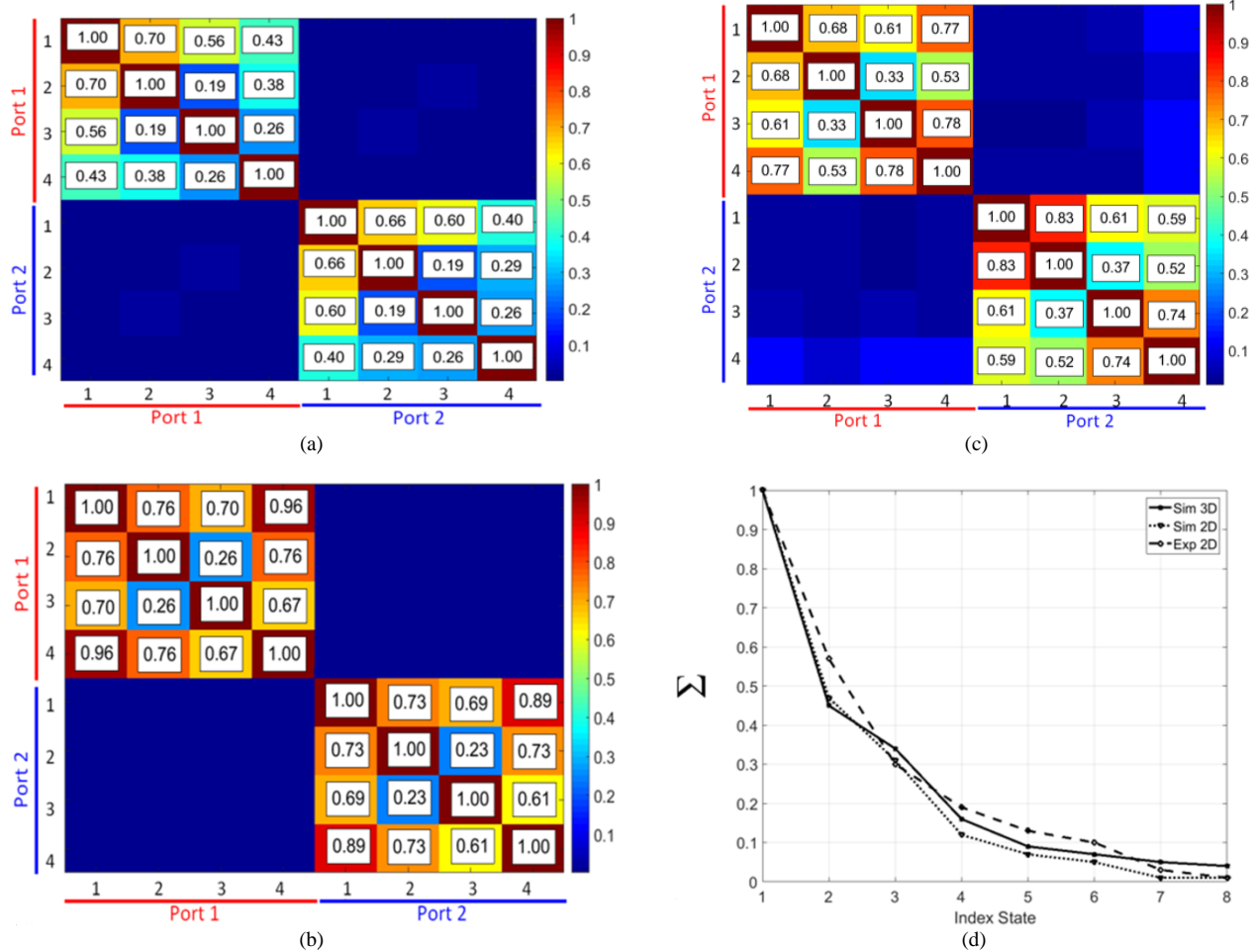
where $P=2, 4$ or 8 and $L = 16$. The expression of $H_{l,p}$ is given by:

$$H_{l,p} = \frac{1}{\gamma} \cdot \sum_{k=1}^K R^{(k,l,p)} \quad (5)$$

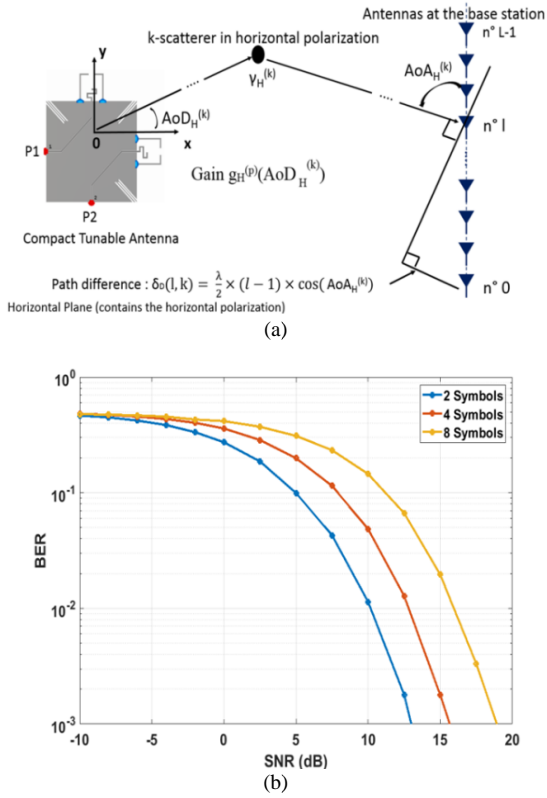
where γ is a normalizing factor. γ is chosen such that: $\frac{1}{PL} |H_{l,p}|^2 = 1$. In other words, the channel power per SISO antenna link is unitary, in average (when considering the average over all states). When the p^{th} pattern is active, the received signal is given by:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X}_p + \mathbf{N}_0 \quad (6)$$

where \mathbf{X}_p is a vector of 2, 4 or 8 elements where only one of its components is equal to 1 whereas the others are equal to 0. Minimum Mean Square Error (MMSE) detector is implemented. The term $\mathbf{N}_0 \in \mathbb{C}^L$ is the noise vector. At the base station, the Signal to Noise Ratio (SNR) is defined as the ratio of the total power received by the total power of noise at each array element.



Figs. 8. (a) Matrix ECC (8x8) estimated using (1) from the simulation results when the integration is performed over all directions. (b) Simulated ECC when the integration is done over the plane of the antenna (2π rd); (c) Measured ECC matrix (d) Normalized distribution of the eigenvalues of the complex ECC matrix corresponding to (a) (continuous line), (b) (dotted line) and (c) (dashed line)



Figs. 9. (a) Rayleigh propagation model used for Spatial Modulation tests. (b) Simulated BER versus the SNR for different number of symbols (radiation patterns) used

V.2. Simulated Binary Error Rate (BER) Versus Signal to Noise Ratio (SNR)

With a large number of samples (different random channels), the BER is assessed versus the SNR. The BER vs the SNR for 2, 4 and 8 different symbols are shown on Fig. 9(b). The objective is to achieve at least a BER of 1%. As expected, the lower the number of symbols is (the smaller the bit rate), the lower the BER is with respect of the SNR. With a SNR higher than 19 dB, the BER is below the threshold of 1‰ with 8 different symbols. The lowest value of the SNR to obtain this threshold of BER is roughly 13 dB for only two symbols (state 2 and 3 of port 1 and 2 respectively of Figs. 7). However, the bit rate is then four times smaller.

VI. Discussion

The degree of spatial diversity is a concept that appeared in conventional MIMO communication scheme from the analysis of the Shannon capacity. When the channel is unknown by the Tx-array, the channel capacity is given [40], [41]:

$$C = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I} + \frac{S}{N} \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger \right) \right) \quad (7)$$

where \mathbf{H} is the channel communication matrix between the Tx and Rx antenna, S/N is the signal to noise ratio

and \mathbf{I} the matrix identity. There is no analytical expression of the capacity in case of SM-MIMO communication [42]. Some lower bounds are proposed [43]. Nevertheless, as for MIMO, SM-MIMO is obviously strongly related to the number of independent vectors in $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$, i.e., the spatial diversity. Indeed, when this number is minimal, i.e., equals to 1, SM-MIMO cannot transmit information because all the channels are identical. On the contrary, in case of full rank matrix, it has then been demonstrated that the mutual information reaches its maximum, i.e., $\log_2(N_t)$ [43]. Hence, the spatial diversity degree is then the number of Tx antennas. In order to assess this spatial diversity, Ivrlac and Nossek have proposed to compute the K-diversity [44]. Here, it is preferred to analyze directly the distribution of the normalized eigenvalues λ_i of $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$.

The spatial diversity is maximum and most of all independent of the geometry and number of Rx antenna if an Rx array that probes the two polarizations of the radiated field over all directions in space is imagined. In such case, $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$ is proportional to ρ . Thus, the spatial diversity only related to the reconfigurable antenna is highlighted on the eigenvalue distribution of ρ . In Fig. 8(d) the normalized eigenvalues of the 8x8 matrix ρ are plotted in a decreasing order. The distribution of these values is very similar between the experiment and simulations. Therefore, it depends weakly on the domain of integration because an etched antenna can only generate spatial diversity in the antenna plane.

In telecommunication systems, depending on the signal to noise ratio, a certain value of threshold of the normalized amplitude of the eigenvalues can be fixed. For instance, if the relative threshold is set at 20%, then the number of independent states of the reconfigurable antenna would be 4. Actually, this low value highlights the fact that for instance state 3 (of port 1 or 2) can be partially described as the superposition of states 1 and 2. In other words, state 3 is a linear combination of state 1 and 2 and therefore does not contribute as an independent mode. It is also noted that the 7th and 8th normalized eigenvalues are smaller than 1% which is consistent with the fact that state 4 of port 1 and 2 are unmatched.

Consequently, it appears that the number of “independent” radiation patterns is smaller than the overall number of available modes of the reconfigurable antenna. This result confirms that when the two states, which have the lowest value of correlation factor, are chosen, a low value of BER can be seen. The higher the number of states used is, the higher the likelihood of error is because of higher correlations between the states.

Here, in order to improve the spectral efficiency and the performance of the wireless spatial modulation system, a reconfigurable antenna should be designed, whose correlations between its radiation patterns are as low as possible.

VII. Conclusion

Throughout this paper, a new concept of digital

communication based on spatial modulation and using reconfigurable antennas has been presented. It is a particular case of the conventional MIMO systems. The Spatial Modulation takes advantage from the spatial diversity provided by a reconfigurable radiation pattern antenna. Many technologies are available to reconfigure the radiation pattern of an antenna. For fast switching (which can bring about high data rates), the use of PIN diodes is well suited for this purpose. Here, it is emphasized that all these different radiation patterns should be sufficiently decorrelated each other in order to facilitate the demodulation at the receiver antenna. A simple compact reconfigurable antenna as a proof-of-concept of the feasibility of spatial modulation communications has been proposed. The 8-state antenna presented here has six different efficient radiation patterns at the 2.45GHz with reflection coefficient smaller than -10dB. Good agreement is achieved in numerical and experimental results regarding the reflection coefficient and the radiation pattern.

Correlation coefficient, as low as 20%, are observed between the patterns emitted by one meanderline. It is even smaller between the patterns emitted by the 2 different meanderlines because of the cross-polarization property. Based on a Rayleigh propagation model with a scattering media, a BER of 0.1% is obtained for a SNR of 13dB, 16dB and 19dB when two, four or eight patterns are used as SM symbols, respectively.

Consequently, a tradeoff should be found between the SNR and the number of symbols, i.e., the symbol rate.

By working out the distribution of the eigenvalues of the complex correlation matrix, it is possible to estimate the number of independent states according to a certain level of threshold. Despite the eight available radiation patterns, the computation of these eigenvalues has demonstrated that only four are independent with a given relative threshold of 20%. In order to improve the performance of the radiation efficiency of the antenna presented throughout this paper, one can choose a substrate with a lower loss. The reflection coefficient of the fourth state of both ports can be optimized by placing the parasitic resonators further than the radiating meander. Other reconfigurable antennas are of interest for SM-MIMO, such as patch or slot antennas. Authors are currently working on metamaterial-like structure based on reconfigurable split ring resonators so that the antenna can be embedded into a smart portable device.

The cost of the proposed antenna prototype is about 2 euros taking into account the FR4 material, the etching and the switching electronic. Of course, in case of mass production, the cost may be as low as a few cents. All these result seems promising for indoor low-power Internet-Of-Things (IoT) applications.

Acknowledgements

The authors are partially supported by the French Project ANR Spatial Modulation (ANR-15-CE25-0016). The work is also funded partially by the LABEX WIFI

(Laboratory of Excellence within the French Program “Investments for the Future”) under references ANR-10-LABX-24 and ANR-10-IDEX-0001-02 PSL*. We want to thank Christian Leray from ATOS-Bull who has contributed a lot at the beginning of this work.

References

- [1] Y. Chen, S. Zhang, S. Xu, G. Y. Li, Fundamental tradeoffs on green wireless networks, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, n° 6, p. 30–37, 2011.
- [2] G. J. Foschini, M. J. Gans, On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 6, n° 3, p. 311–335, 1998.
- [3] Y. A. Chau, S. H. Yu, Space modulation on wireless fading channels, in *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th*, 2001, vol. 3, p. 1668–1671.
- [4] M. D. Renzo, Spatial Modulation for Generalized MIMO: Challenges, Opportunities and Implementation, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 102, Issue 1, Jan. 2014.
- [5] P. Patcharamaneepakorn et al., Spectral, energy, and economic efficiency of 5G multicell massive MIMO systems with generalized spatial modulation, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, n° 12, p. 9715–9731, 2016.
- [6] A. Afana, E. Erdogan, S. Ikki, Quadrature spatial modulation for cooperative MIMO 5G wireless networks, in *2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2016, p. 1–5.
- [7] X.-Q. Jiang, M. Wen, H. Hai, J. Li, et S. Kim, Secrecy-enhancing scheme for spatial modulation, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, n° 3, p. 550–553, 2018.
- [8] C. Liu, L.-L. Yang, et W. Wang, Secure spatial modulation with a full-duplex receiver, *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 6, n° 6, p. 838–841, 2017.
- [9] X. Wang, X. Wang, L. Sun, Spatial modulation aided physical layer security enhancement for fading wiretap channels, in *2016 8th International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP)*, 2016, p. 1–5.
- [10] T. Ali, R. C. Biradar, A compact hexagonal slot dual band frequency reconfigurable antenna for WLAN applications, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 59, n° 4, p. 958–964, 2017.
- [11] H. Wang et al., Small-size reconfigurable loop antenna for mobile phone applications, *IEEE Access*, vol. 4, p. 5179–5186, 2016.
- [12] L.-Y. Ji, P.-Y. Qin, Y. J. Guo, C. Ding, G. Fu, S.-X. Gong, A wideband polarization reconfigurable antenna with partially reflective surface, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, n° 10, p. 4534–4538, 2016.
- [13] Y.-M. Cai, S. Gao, Y. Yin, W. Li, et Q. Luo, Compact-size low-profile wideband circularly polarized omnidirectional patch antenna with reconfigurable polarizations, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, n° 5, 2016.
- [14] H. Wong, W. Lin, L. Huitema, E. Arnaud, Multi-polarization reconfigurable antenna for wireless biomedical system, *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 11, n° 3, p. 652–660, 2017.
- [15] W. Lin, H. Wong, Polarization reconfigurable aperture-fed patch antenna and array, *IEEE Access*, vol. 4, p. 1510–1517, 2016.
- [16] R.-H. Chen et J.-S. Row, Single-Fed Microstrip Patch Antenna With Switchable Polarization, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, p. 922–926, 2008.
- [17] N. Nguyen-Trong, A. Piotrowski, L. Hall, C. Fumeaux, A frequency-and polarization-reconfigurable circular cavity antenna, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, p. 999–1002, 2017.
- [18] L. Ge, Y. Li, J. Wang, et al., A low-profile reconfigurable cavity-backed slot antenna with frequency, polarization, and radiation pattern agility, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, n° 5, p. 2182–2189, 2017.
- [19] P.-Y. Qin, Y. J. Guo, A. R. Weily, C.-H. Liang, A Pattern Reconfigurable U-Slot Antenna and Its Applications in MIMO Systems, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, p. 516–528, 2012.
- [20] S. M. Saeed, C. A. Balanis, C. R. Birtcher, Inkjet-printed flexible reconfigurable antenna for conformal WLAN/WiMAX wireless devices, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, p. 1979–

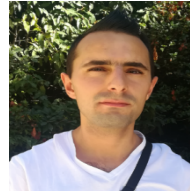
- 1982, 2016.
- [21] Gahgouh, S., Raggad, H., Gharsallah, A., Study and Design of a Hemispherical Reconfigurable Antenna, (2016) *International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP)*, 6 (4), pp. 222-225.
doi: <https://doi.org/10.15866/irecap.v6i4.9251>
- [22] J.-S. Row, C.-W. Tsai, Pattern reconfigurable antenna array with circular polarization, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, n° 4, p. 1525–1530, 2016.
- [23] S.-J. Wu et T.-G. Ma, A Wideband Slotted Bow-Tie Antenna With Reconfigurable CPW-to-Slotline Transition for Pattern Diversity, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, p. 327–334, 2008.
- [24] S.-H. Chen, J.-S. Row, K.-L. Wong, Reconfigurable Square-Ring Patch Antenna With Pattern Diversity, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, p. 472–475, 2007.
- [25] N. Nguyen-Trong, L. Hall, et C. Fumeaux, A frequency-and pattern-reconfigurable center-shortened microstrip antenna, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, p. 1955–1958, 2016.
- [26] M. Bouslama, M. Traii, T. A. Denidni, A. Gharsallah, Beam-switching antenna with a new reconfigurable frequency selective surface, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, p. 1159–1162, 2016.
- [27] S. Yan, G. A. Vandenbosch, Radiation pattern-reconfigurable wearable antenna based on metamaterial structure, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, p. 1715–1718, 2016.
- [28] R. Vaughan, Switched parasitic elements for antenna diversity, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, n° 2, p. 399–405, 1999.
- [29] H. Kawakami, O. Takashi, Electrically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas, *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 47, n° 2, p. 43–50, 2005.
- [30] K. Gyoda, T. Ohira, Design of Electronically Steerable Passive Array Radiator {(ESPAR)} Antennas, *Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, vol. 2, p. 922–925, 2000.
- [31] M. A. Hossain, I. Bahceci, et B. A. Cetiner, Parasitic layer-based radiation pattern reconfigurable antenna for 5G communications, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, n° 12, p. 6444–6452, 2017.
- [32] F. Farzami, S. Khaledian, B. Smida, et D. Erricolo, Pattern-Reconfigurable Printed Dipole Antenna Using Loaded Parasitic Elements, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, p. 1151–1154, 2017.
- [33] J. Costantine, Y. Tawk, S. E. Barbin, C. G. Christodoulou, Reconfigurable antennas: Design and applications, *Proc. IEEE*, vol. 103, n° 3, p. 424–437, 2015.
- [34] G. H. Huff, J. T. Bernhard, Integration of packaged RF MEMS switches with radiation pattern reconfigurable square spiral microstrip antennas, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, n° 2, p. 464–469, 2006.
- [35] C. Jouvaud, J. de Rosny, A. Ourir, Adaptive metamaterial antenna using coupled tunable split-ring resonators, *Electron. Lett.*, vol. 49, n° 8, p. 518–519, 2013.
- [36] J. Sarrazin, Y. Mahe, S. Avrillon, S. Toutain, Pattern Reconfigurable Cubic Antenna, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, p. 310–317, 2009.
- [37] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, N. G. Alexopolous, et E. Yablonovitch, High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, n° 11, p. 2059–2074, 1999.
- [38] G. Lerosey, C. Leray, F. Lemoult, J. de Rosny, et A. Tourin, Compact MIMO antenna arrays using metamaterial hybridization band gaps, in 2012 *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2012, p. 774–777.
- [39] S. Blanch, J. Romeu, I. Corbella, Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description, *Electron. Lett.*, vol. 39, n° 52, p. 705–707, 2003.
- [40] E. Telatar, Capacity of multi-antenna Gaussian channels, *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 10, n° 6, p. 585–595, 1999.
- [41] A. Paulraj, R. Nabar, D. Gore, *Introduction to space-time wireless communications*. Cambridge university press, 2003.
- [42] Y. Yang et B. Jiao, Information-guided channel-hopping for high data rate wireless communication, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, n° 4, 2008.
- [43] R. Rajashekar, K. V. S. Hari, L. Hanzo, Reduced-complexity ML

- detection and capacity-optimized training for spatial modulation systems, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, n° 1, p. 112–125, 2014.
- [44] M. T. Ivrlac, J. A. Nossek, Quantifying diversity and correlation in Rayleigh fading MIMO communication systems, in *Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, ISSPIT 2003*, vol. 21, p. 158–161.

Authors' information

¹Institut Langevin, ESPCI Paris, CNRS, PSL University, Sorbonne Université, 1 Rue Jussieu, 75005 Paris.

²Orange Gardens, 44 Avenue de la République, 92320 Châtillon, France.



Kammel Rachedi has received his Licence of Electronics from the University Pierre and Marie Curie UPMC (Paris, Jussieu) in 2014. He has been graduated with a Master of Radiofrequency and Electromagnetism from the same university. In 2016, he has started a PhD Thesis at the Institut Langevin (CNRS, ESPCI, Sorbonne Université). His works are related to reconfigurable radiation pattern antennas for spatial modulation MIMO communications. He is a PhD student working also on backscattering antennas for Internet-Of-Things (IoT) and 5G purposes.

E-mail: kammel.rachedi@espci.fr



Abdelwaheb Ourir received his engineering degree from ENIT (Tunis Tunisia) in 2003. He received his Ph.D. Degree in Physics from Paris Sud University (Orsay France) in 2007. Since 2008, he is a CNRS research engineer at the Institut Langevin (ESPCI), Paris, France. He has developed original devices based on passive and active metamaterials for antennas. His current research interests include metamaterial based antennas, electromagnetic subwavelength imaging and wave propagation in artificial materials. He is involved in the ANR Spatial Modulation Project led by Orange Labs Networks.



Dinh-Thuy Phan-Huy received her engineering degree from Supelec in 2001 and her Ph.D. Degree in electronics and telecommunications from the National Institute of Applied Sciences (INSA) of Rennes, France, in 2015. In 2001, she joined France Telecom R&D (now Orange Labs, Châtillon, France). She received the “Prix Impact Economique des Rencontres du Numérique 2016”. She is leading the ANR Spatial Modulation Project that aims at designing a new air interface for smart connected devices. Her research interests include wireless communications and beamforming.

E-mail: dinhthuy.phanhuy@orange.com



Julien de Rosny received the M.S. Degree and the Ph.D. degree from the University UPMC, Paris, France in 1996 and 2000, respectively, in wave physics. He was a postdoctoral at Scripps Research Institute, California, USA, in 2000–2001. In 2001, he joined CNRS at Laboratoire Ondes et Acoustique, France. Since 2014, he is a CNRS senior scientist at the Institut Langevin, Paris, France. His research interests include telecommunications in complex media, acoustic and electromagnetic waves based imaging.

Single-Carrier Spatial Modulation for the Internet of Things: Design and Performance Evaluation by Using Real Compact and Reconfigurable Antennas

D.-T. Phan-Huy¹, Member, IEEE, Y. Kokar², K. Rachedi³, P. Pajusco⁴, A. Mokh², T. Magounaki¹, R. Masood⁴, C. Buey¹, P. Ratajczak¹, N. Malhouroux-Gaffet¹, J.-M. Conrat¹, J.-C. Prévotet², A. Ourir³, J. de Rosny³, M. Crussière², M. Héliard², Member, IEEE, A. Gati¹, T. Sarrebourg¹, M. Di Renzo⁵, senior Member, IEEE

¹Orange Labs Networks, Châtillon, 92326 France

²INSA Rennes, CNRS, Institut d'Electronique et de Telecommunication de Rennes, UMR 6164, University of Rennes 1, 35000 Rennes, France

³Institut Langevin and Ecole Supérieure de Physique et de Chimie Industrielle, CNRS, 75005 Paris, France

⁴Institut Mines Telecom Atlantique, 29238, Brest, France

⁵Laboratoire des Signaux et Systèmes, CNRS, University of Paris-Saclay, CentraleSupélec, University of Paris-Sud, 91192 Gif-sur-Yvette, France

Corresponding author: D.-T. Phan-Huy (dinhthuy.phanhuy@orange.com)

This work was supported in part by SpatialModulation project under the French Research Agency Grant ANR-15-CE25-0016.

ABSTRACT In this paper, for the first time, we propose two new solutions to boost the data rate between small connected objects such as glasses and cams and the 5th generation (5G) mobile network, based on spatial modulation, single carrier waveform, compact reconfigurable antennas at the object side and massive multiple input multiple output (M-MIMO) at the network side. In the first new wireless communication system, a “transmitting object” uses transmit spatial modulation with a compact reconfigurable antenna and a constant envelop amplifier to transmit in high data rate with a low complexity and low power consumption. The space-time digital processing capability of the M-MIMO 5G base station is used to detect such signal. In the second new wireless communication system, a “receiving object” uses receive spatial modulation, a compact multiport antenna and a low complexity detection algorithm to receive in high data rate with a low complexity signal processing. The space-time beamforming capability of the M-MIMO 5G base stations is exploited to deliver a signal that is pre-equalized enough to be detected by the object. For the first time, we present experiments showing that M-MIMO allows for the re-introduction of single carrier modulation waveform. For the first time, we present performance results obtained with real existing compact antennas and compact reconfigurable antennas, showing that the two new communication systems outperform conventional modulation in terms of energy efficiency and complexity.

INDEX TERMS Spatial modulation (SM), receive antenna shift keying (RASK), beamforming, multiple input multiple output (MIMO), Reconfigurable Antennas, Compact Antennas.

I. INTRODUCTION

Future mobile networks of the 5th generation (5G) will provide a wireless connection to the Internet-of-Things (IoT) [1]. Among connected things, some, like connected glasses, connected cameras and connected watches, will need to transmit or receive video streams at a high data rate. The 3rd Generation Partnership Project (3GPP) has already started to lower down the cost and the power consumption of devices for connected objects by reducing the number of Radio

Frequency (RF) chains (for transmission) and reducing the number of RF amplifiers [2].

Recently, it has been shown that, for some high signal to noise ratios values, and still with a single RF chain at the transmitter side, by using transmit spatial modulation [3] with conventional arrays of antenna elements [4], one can achieve a higher spectral efficiency than by using a conventional modulation with the same single RF chain [5]. In transmit spatial modulation systems, in addition to the

data stream sent using a conventional Pulse shape Amplitude Modulation (PAM), an additional data stream is sent by switching the transmit antenna element, every symbol period. The index of the current transmit antenna element encodes binary information. Previous studies on transmit spatial modulation are focused on conventional arrays: [6] analyzes solutions based on spatial modulation that exploit the diversity gain of the conventional antenna array and [7]-[14] provide preliminary results on the performance of transmit spatial modulation based on experimental data obtained with conventional antenna arrays. For more information on transmit spatial modulation, please refer to the survey papers [15]-[19].

In receive spatial modulation systems such as the ones studied in [20], in addition to sending a conventional PAM, the transmitter sends an additional data stream by focusing towards one antenna of the receiver among several, every symbol period. The index of the target antenna encodes binary information. A simple receiver can be used to demodulate the two streams [21]-[23].

Other works on reconfigurable antennas [24]-[26] suggest that one can transport more bits than with a SISO system by using a reconfigurable antenna. In this case, instead of switching between antenna elements, the transmitter switches between radiation patterns. The advantage of these solutions is that they are more compact in size. The limitation of these techniques is the non-orthogonality of the radiation patterns, and up to now, no complete performance study with real and existing compact antennas has been performed to verify the advantage of such antennas.

In parallel, 5G envisions the development of massive arrays [28]-[30] at the network side, with hundreds of antenna elements. These Massive Multiple Input Multiple Output (M-MIMO) antennas benefit from higher beamforming and spatial multiplexing gains [28][29], or reduced complexity in the demodulation [30].

In this paper, for the first time, we introduce and make a complete performance evaluation of two new communication systems illustrated in Figure 1, for uplink and downlink communications, respectively, between objects with compact antennas and a base station with M-MIMO antenna array. In the uplink, transmit spatial modulation is used, and the object antenna is a compact reconfigurable antenna (either a multiport switchable antenna or a monoport reconfigurable antenna), whereas in the downlink, receive spatial modulation is used and the object antenna is still a compact antenna but multiport only in the current implementation. These two systems are compared to systems using conventional modulation schemes as well.

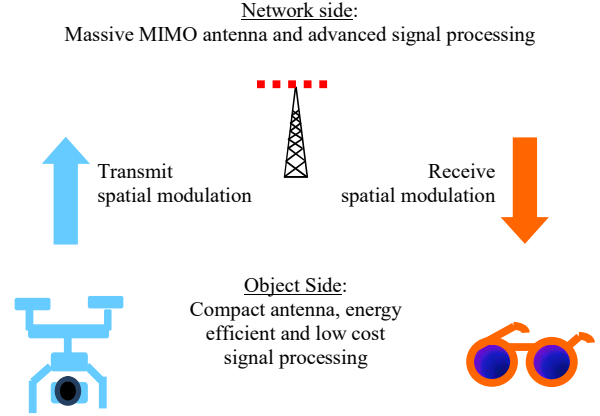


FIGURE 1. Transmit and receive spatial modulation for connected objects

The paper is organized as follows: Section II recalls the transmit and receive spatial modulation concepts and illustrates these concepts with visual experiments. Section III and IV present the performance evaluation study for transmit spatial modulation and receive spatial modulation, respectively.

The following notation is used throughout the paper. If $x \in \mathbb{C}$, then $|x|$ is its module, $\arg(x)$ is its phase in radians, x^* is its conjugate, $\text{Re}(x)$ is its real part and $\text{Im}(x)$ is its imaginary part. If $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times P}$, then \mathbf{H}^\dagger is the transpose-conjugate of \mathbf{H} and $\|\mathbf{H}\|^2 = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} |\mathbf{H}_{m,p}|^2$. If $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$, then $\|\mathbf{x}\|^2 = \sum_{p=0}^{P-1} |\mathbf{x}_p|^2$. $[n, p]$ is the set of integers between n and p , including n and p . $j^2 = -1$. We define the set $\mathcal{B}^{(P)}$, S^{QPSK} , S^{8PSK} and S^{16QAM} as follows:

- $\mathcal{B}^{(P)} = \{\mathbf{b}^{(l)} \in \{0,1\}^{K \times 1} | l \in [1, P]; K = \log_2(P); \sum_{k=1}^K \mathbf{b}_k^{(l)} 2^{k-1} = l\}$;
- $S^{QPSK} = \left\{ \frac{1+j}{\sqrt{2}}, \frac{1-j}{\sqrt{2}}, \frac{-1-j}{\sqrt{2}}, \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \right\}$;
- $S^{8PSK} = \left\{ e^{\frac{2j\pi(n-1)}{8}}, n \in [1, 8] \right\}$;
- $S^{16QAM} = \left\{ \frac{-3+2l+(-3+2k)j}{\sqrt{10}} | l \in [0, 3] \text{ and } k \in [0, 3] \right\}$.

II. TRANSMIT AND RECEIVE SPATIAL MODULATION CONCEPTS

A. TRANSMIT SPATIAL MODULATION

In this section, we recall the concept of transmit spatial modulation and illustrate this concept with a visual experiment illustrated in Figure 2.

During the communication, the transmitter activates one radiation pattern among $P = 2^K$ distinct ones. Each radiation pattern is associated with a distinct binary sequence of K bits, according to a pre-defined pattern-to-bit mapping rule. The rule is known at both the transmitter and the receiver sides. As in most wireless communication systems, the transmitter sends pilots to train the receiver. More precisely, the transmitter activates each of its radiation patterns

alternatively, so that the receiver can estimate and store the propagation channel associated with each pattern. Then, the transmitter performs an actual data transmission as follows. A long binary sequence is cut into sub-sequences of K bits. To transmit a particular sub-sequence, the transmitter activates the pattern that corresponds to the sub-sequence, using the pattern-to-bit mapping rule. The receiver detects the pattern that has been used by comparing the current received channel with the P stored channels. The receiver converts the detected pattern into a sub-sequence of K bits using the pattern-to-bit mapping rule. Note that, transmit spatial modulation can be combined with a conventional modulation.

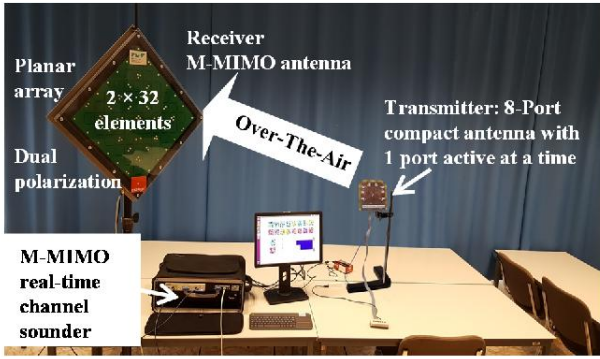


FIGURE 2. Experimental set-up

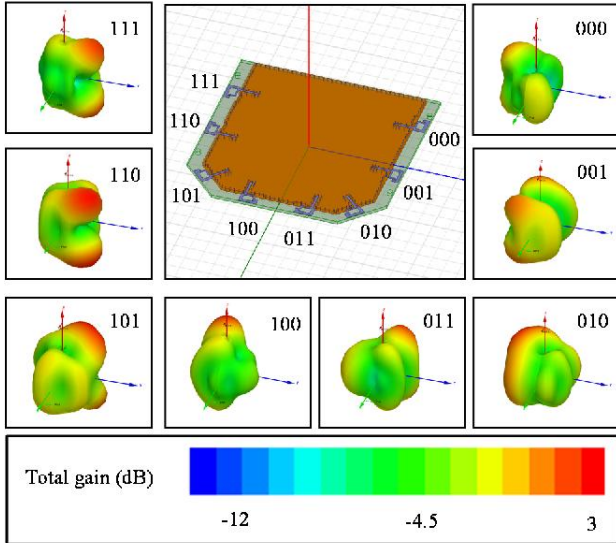


FIGURE 3. The 8 ports of the transmitter, their corresponding radiation patterns and their corresponding 3-bit sequences

As illustrated in Figure 2, our visual experiment involves an 8-port compact antenna at the transmission side and a 64-element M-MIMO antenna at the receiver side. The transmitter emits a signal with carrier frequency of 2.45 GHz with one antenna port among the $P = 8$ available, thanks to a switch. In this case, a pattern encodes $K = 3$ bits. As illustrated in Figure 3, the 8 radiation patterns

corresponding to the 8 ports of this antenna are distinct. Figure 3 also provides the mapping rule between patterns and 3-bit sequences.

As illustrated in Figure 2, the 64 elements of the M-MIMO antenna are positioned on a grid of 8 lines and 8 columns and connected to a real-time channel sounder. Figure 4 illustrates the graphical interface of the sounder. The top of Figure 4 illustrates the result of a previous channel training phase. For each of the 8 radiation patterns, the spatial signature (i.e., the matrix of 8 by 8 estimated channel amplitudes) is stored and displayed in color scale. Each spatial signature is associated with a pattern and a 3-bit sequence. The bottom of Figure 4 illustrates the data transmission. A 3-bit sequence is transmitted by activating one radiation pattern among the 8 available. The channel sounder displays the current spatial signature (i.e., the actual 8 by 8 matrix of amplitudes of the current channel) in a color scale, computes the correlation of this matrix with the 8 stored matrices, determines the pattern that maximizes the correlation, and converts it into the detected 3-bit sequence, using the pattern-to-bit mapping rule. As illustrated in a video [32], all these steps are done in real time. In [32], even though the channel training is done only once at the beginning of the video, the detection remains robust for a long time period. This is thanks to the large size of the 8 by 8 matrices on which the correlation is performed. This illustrates one of the advantages of using M-MIMO at the network side.

Note that the training phase of spatial modulation is equivalent to the channel estimation phase for a conventional single carrier modulation. Both modulations require the transmission of pilot symbols during these phases, with the same periodicity (enough to track the channel variation).

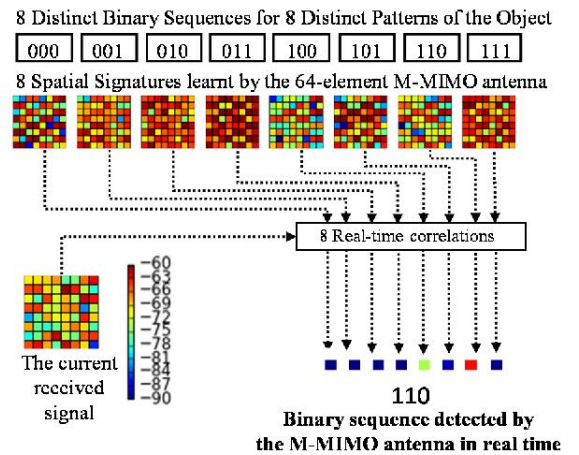


FIGURE 4. Graphical interface of the M-MIMO real time channel sounder

B. RECEIVE SPATIAL MODULATION

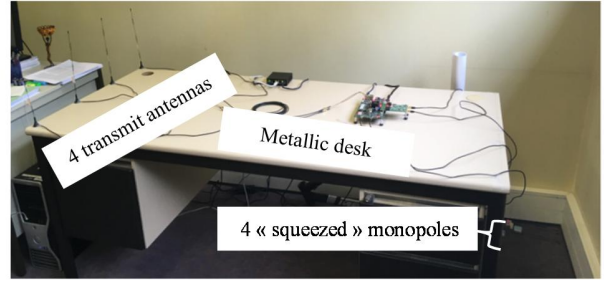
In this section, we recall the concept of receive spatial

modulation and illustrate this concept with a visual experiment depicted in Figure 5.

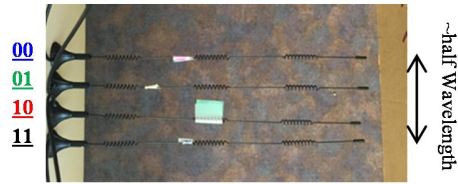
The receiver has $P = 2^K$ antenna ports with P distinct associated radiation patterns. Each radiation pattern is associated with a distinct binary sequence of K bits, according to a pre-defined pattern-to-bit mapping rule. The rule is known at both the transmitter and the receiver sides. Channel reciprocity based beamforming (BF) as implemented in time division duplex (TDD) mode systems is used in order to target one antenna of the receiver among P . As in any channel reciprocity based BF system, during the training phase the receiver sends distinct pilots from its distinct ports so that, for each port, the transmitter can: 1) estimate the channel, and 2) compute and store the precoder that enables to beamform towards this particular port. Then, the transmitter performs data transmission as follows. A long binary sequence is cut into sub-sequences of K bits. To transmit a particular sub-sequence, the transmitter uses the stored precoder that beamforms towards the pattern corresponding to the considered sub-sequence. Finally, after detecting the port that is the current target of the beamforming (for instance by identifying the port that receives the strongest power), the receiver converts the detected pattern into a sub-sequence of K bits using the pattern-to-bit mapping rule. Note that, this can be combined with a conventional modulation.

In our visual experiment, a transceiver and a receiver detailed in [33] are used with a carrier frequency of 2.48 GHz.

As illustrated in Figure 5, the transmitter is a uniform linear array (ULA) of 4 monopoles and the receiver is a ULA of $P = 4$ “squeezed monopoles”. These monopoles are “squeezed” in the sense that they are close to each other by much less than half a wavelength and subject to coupling. In this experiment, the transmitter uses maximum ratio transmission (MRT) beamforming [34], and switches at a maximum speed of 125 kHz between the four different stored precoders, each precoder targeting a distinct “squeezed monopole”. In this example, the identity of the target “squeezed monopole” encodes $K = \log_2(P) = 2$ bits. In parallel, the system transmits BPSK symbols.



a) Experimental set-up, non line-of-sight (NLOS)



b) Zoom on the 4 « squeezed » monopoles

FIGURE 5. Experimental set-up.

Figure 6 illustrates the resulting constellation of receive spatial modulation together with BPSK modulation. The positions of the two BPSK states in the complex I-Q domain are visualized by two drawings of targets. The I-Q symbol received by each of the $P = 4$ monopoles of the receiver is plot for different realizations of the propagation channel. The joint detection of BPSK and the spatial modulation consists in determining the monopole that is closest to one of the two BPSK states. Figure 6 illustrates experimental measurements of the received I-Q symbols. The measurements are classified into 8 different categories illustrated by 8 different figures. For each category, the same BPSK symbol and the same spatial modulation symbol are detected. One can note that spatial modulation works even with these “squeezed monopoles”. This is due to the fact that for one monopole the other monopoles act as parasitic scatterers. This is known to create decorrelation, and is exploited as a design principle for compact multiport antennas as the ones that were presented in [35][36], and that will be used in the current paper for performance evaluation.

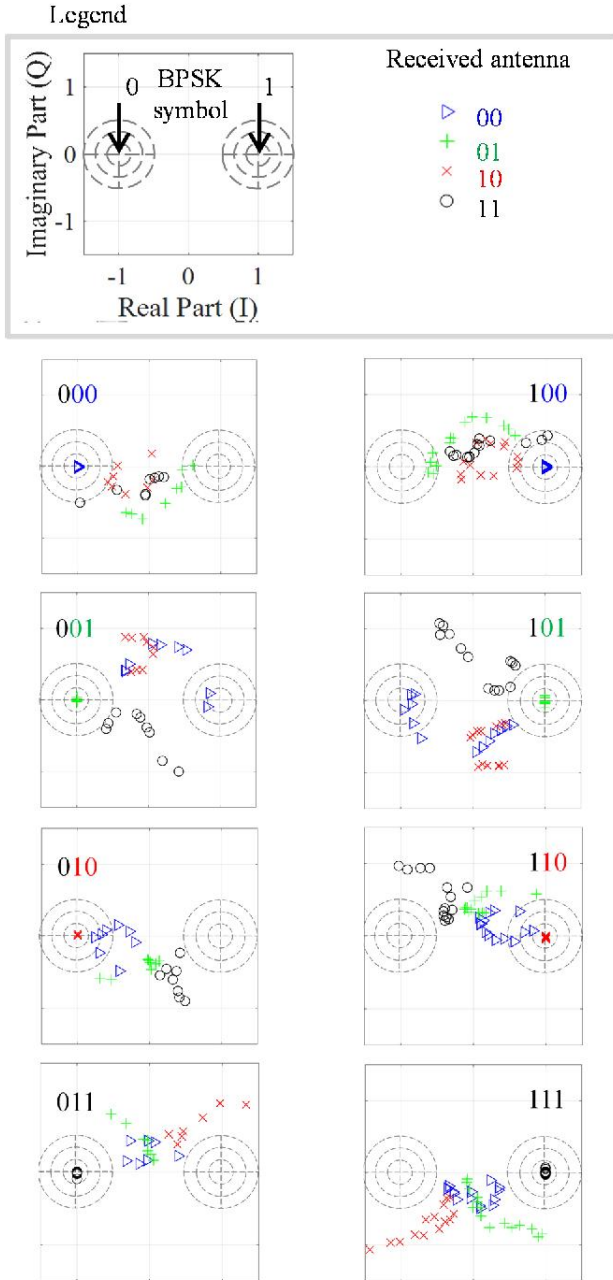


FIGURE 6. Experimental observations of the constellations for receive spatial modulation and BPSK modulation.

III. MASSIVE MIMO: AN ENABLER FOR SINGLE-CARRIER MODULATIONS

5G is based on multi-carrier modulation. Such modulation is not compatible with spatial modulation [17]. However, we believe that the introduction of M-MIMO antennas in 5G networks is an enabler for the re-introduction of single-carrier modulation in the future. In previous works [37][38], it has been shown that thanks to time reversal focusing with a large number of transmit antennas, the signal at the receiver is nearly echo-free. In [38], a single-tap receiver successfully demodulates a signal using a single carrier modulation,

within a 30MHz bandwidth centered at 1 GHz and using a 256 Quadrature Amplitude Modulation (QAM). However, this experiment was performed using an arbitrary waveform generator at the transmission side, and an oscilloscope at the reception side.

In this paper, we show recent experimental results obtained using the open-source hardware and software development platform Open Air Interface (OAI), and a rail moving with a Digital Servo Amplifier, SERVOSTAR 300, along with a Rosier servo motor controlling the movement. OAI is a wireless technology platform that offers an open-source software-based implementation of the Long Term Evolution (LTE) system spanning the full protocol stack of 3rd Generation Partnership Project (3GPP) standard both in Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) and Evolved Packet Core (EPC). The experiments were carried out using orthogonal frequency division multiplex (OFDM) frames at the carrier frequency of 2.68 GHz. Each OFDM symbol consists of 512 carriers, out of which 300 are filled with random QPSK symbols and the rest are set to zero. An extended cyclic prefix (ECP) of 128 samples is added to each OFDM symbol after the 512-point Inverse Fast Fourier Transform (IFFT). The sampling rate is 7.68 mega symbols per second, resulting in an effective bandwidth of 4.5 MHz. Ten subframes each with 12 ECP-OFDM symbols compose the TDD OFDM frame.

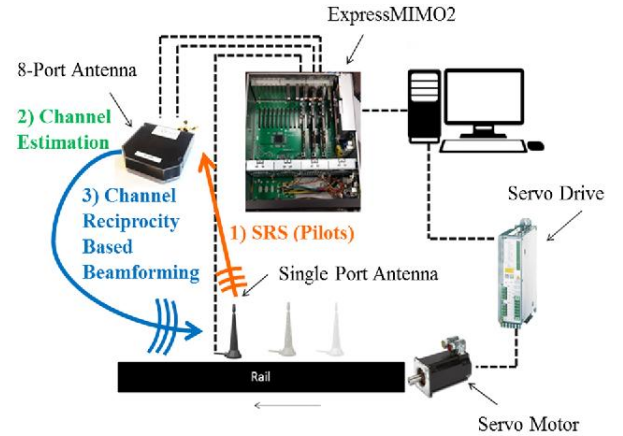


FIGURE 7. Experimental set-up, in NLOS.

In the experiment, the receiver sends pilots called sounding reference signals (SRS) in the uplink direction. The transmitter uses these pilots to estimate the uplink channel. Channel reciprocity is exploited to deduce the downlink channel. The transmitter precodes its downlink data and pilots with a maximum ratio transmission (MRT) precoder to beamform the signal towards the receiver. Note that MRT is equivalent to time reversal or the transmit matched filter pre-filtering applied to OFDM instead of a single-carrier modulation [33]. During the experiment, 15 different positions of the receiver are tested, along a rail,

and all in NLOS of the transmitter. For each position, the receiver measures the frequency response of the received beamformed channel thanks to the downlink precoded pilots. The measurements were carried out inside a controlled laboratory environment. Figure 7 illustrates the measurement setup.

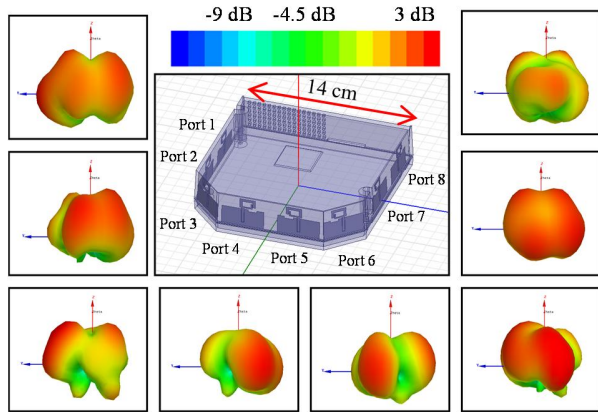


FIGURE 8. 8-port transmit antenna.

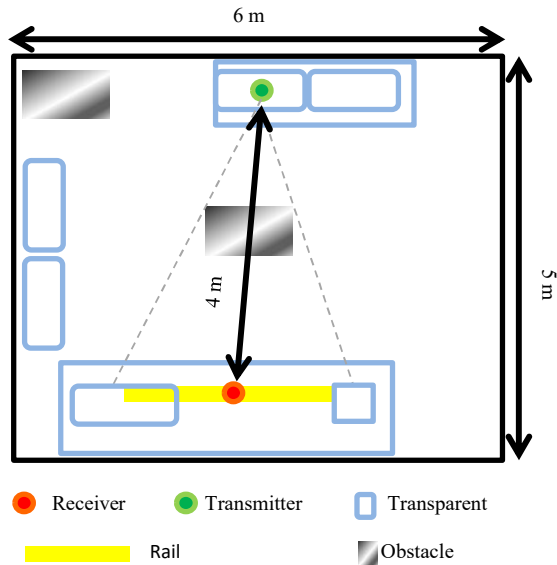


FIGURE 9. NLOS propagation.

Figure 8 illustrates the radiation patterns of the 8 ports of the transmitter. Although, the antenna is compact, it exhibits patterns that are diverse. This antenna is therefore equivalent to an array of 8 low-correlated antennas.

Figure 9 illustrates the propagation environment during the experiments. Non-line-of sight propagation is chosen to create multi-path propagation. In such environment, the channel impulse response has several delayed taps. Hence, a single tap receiver trying to demodulate a single carrier modulation would suffer from inter-symbol interference. Finally, we apply an IFFT to the frequency response of the

received beamformed channel, to obtain the corresponding filter in the time domain.

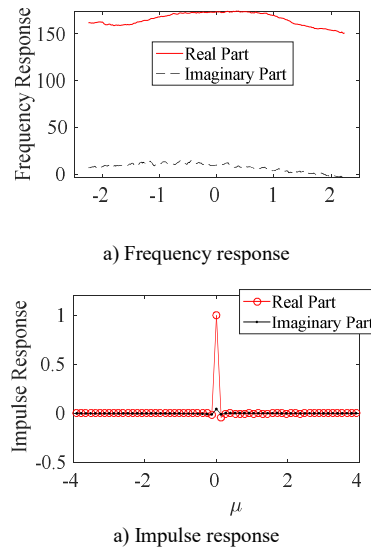


FIGURE 10. Received beamformed channel for the 15th position of the UE.

Figure 10 illustrates the measured frequency response and the corresponding impulse response, for the received beamformed channel measured at the 15th position. We observe that the beamformed channel is nearly a single tap channel. We also evaluate the ratio between the useful signal and the inter-symbol interference (SIR) that would be undergone by a single tap-receiver demodulating a single carrier modulation at 5 MHz. As illustrated in Figure 11, for all tested positions, this value exceeds 20 dB. This is largely sufficient to support a single carrier modulation with 16 QAM. More precisely, for the worst case position (position number 3), we simulate the transmission of 1,500,000 random bits over a single carrier modulation transmission with a Raised Root Cosine (RRC) filter, 16 QAM, and a single tap receiver. For this simulation we chose an extreme value of Roll Off factor (0.001), to test the worst case scenario. We use the same simulation methodology detailed in [38], except that we use the current measured beamformed channel impulse response. The resulting measured bit error rate over 1,500,000 bits is zero. This means that the attainable BER, in this case, is estimated to be lower than 10^{-5} .

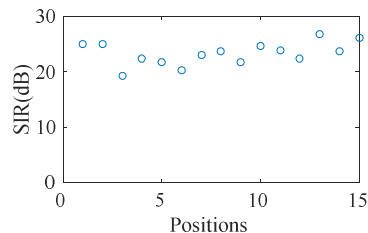


FIGURE 11. SIR with single carrier modulation.

This confirms that current standards for mobile networks have the potential to support single carrier modulations, with bandwidths as large as several MHz. Note that, by applying maximum ratio combining (MRC) at the receiver side (instead of MRT at the transmitter side), in an uplink transmission (instead of a downlink transmission) we would have obtained the same result: the channel after equalization would have been single tap. This means that after a receive matched filter, the channel is single tap and compatible with a single carrier modulation and a single-tap detector.

In the next sections, M-MIMO is used with much more antenna elements than in the current sub-section. It is therefore a reasonable assumption to consider that the beamformed or equalized channel (using transmit matched filtering or received matched filtering) will be single tap, i.e., not frequency selective. As a consequence, to derive the beamformed channel, one just needs to study the frequency-flat channel over the carrier frequency. Therefore, in the next sections, we will directly use a frequency-flat channel model for our performance studies and assume that the equalized or pre-equalized channel does not introduce interference between successive symbols in the time domain.

IV. UPLINK TRANSMISSION: FIRST PERFORMANCE EVALUATION OF TRANSMIT SPATIAL MODULATION WITH REAL COMPACT RECONFIGURABLE ANTENNAS

In this section, for the first time, we present a complete performance evaluation of a wireless communication system using transmit spatial modulation with a real and existing compact reconfigurable antenna at the transmitter side and an M-MIMO antenna at the receiver side. The considered carrier frequency in this section is 2.45 GHz.

A. MODELS OF REAL COMPACT RECONFIGURABLE ANTENNAS AND THE PROPAGATION CHANNEL

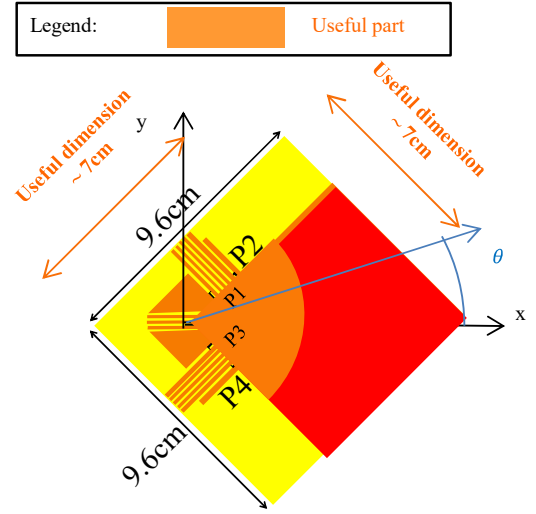
At the base station side, we consider a ULA of $M = 64$ elements spaced by half a wavelength as an example of M-MIMO antenna.

As for the object, two different real and existing compact reconfigurable antennas are considered and compared:

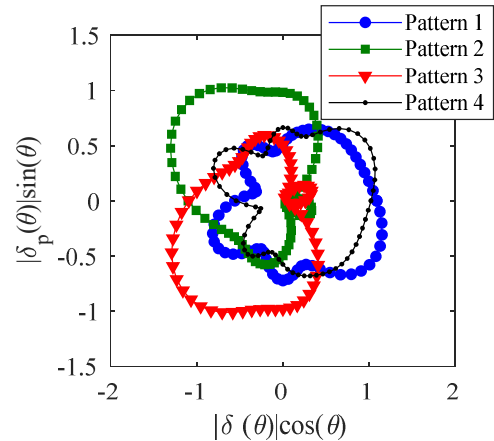
- A multiport switchable antenna [36] illustrated in Figure 12-a) that can generate $P = 4$ different radiation patterns, and that can therefore transmit $K = \log_2(P) = 2$ bits by using spatial modulation;
- A monoport reconfigurable antenna [40] illustrated in Figure 13-a) that can generate $P = 2$ different radiation patterns, and that can therefore transmit $K = \log_2(P) = 1$ bit by using spatial modulation.

The first one is half of the wavelength in size, whereas the second one only occupies one third. For both antennas, only one radiation pattern is activated at a time, either thanks to a

RF switch connected to the multiport antenna or by commuting the diodes of the reconfigurable antenna [40].



a) Antenna dimensions and convention for θ



b) 2-D radiation patterns, where θ is the angle of arrival or departure and $\delta_p(\theta)$ is the antenna gain in the direction of θ for port p

FIGURE 12. Compact multiport switchable antenna model.

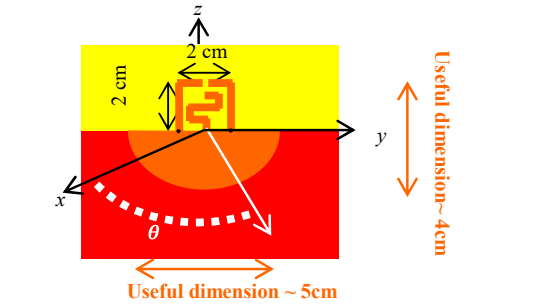
The two-dimensional (2D) propagation models, for the multiport switchable antenna and the monoport reconfigurable antenna are illustrated in Figure 14 and Figure 15, respectively. For the two compact reconfigurable antennas, the complex gain function $\delta_p(\theta)$ ($\delta_p: R \rightarrow C$) of each pattern p in direction angle θ is numerically characterized by using Finite Difference Time Domain (FDTD) full wave simulation. The moduli of the radiation patterns are illustrated in Figure 12-b) and Figure 13-b), for the multiport switchable antenna and the monoport reconfigurable antenna, respectively.

The spatial correlation between two radiation patterns p and q of the same antenna is a key parameter in spatial

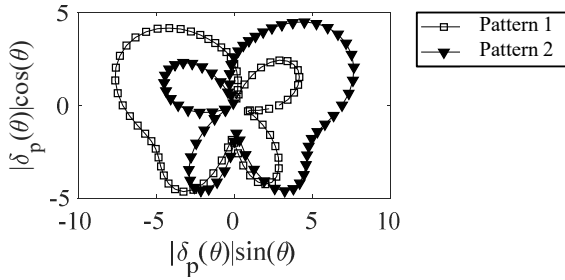
modulation systems. The less correlated the patterns are, the more robust spatial modulation to noise is. The correlation is given by:

$$\psi^{p,q} = \frac{\left| \int_{\theta=0}^{2\pi} \delta_p(\theta) \delta_q^*(\theta) d\theta \right|^2}{\left(\int_{\theta=0}^{2\pi} |\delta_p(\theta)|^2 d\theta \right) \times \left(\int_{\theta=0}^{2\pi} |\delta_q(\theta)|^2 d\theta \right)}$$

Table I and Table II provide the correlations for the multiport switchable antenna and the monoport reconfigurable antenna, respectively.



a) Antenna dimensions and convention for θ



b) 2-D radiation patterns, where θ is the angle of arrival or departure and $\delta_p(\theta)$ is the antenna gain in the direction of θ for radiation pattern p

FIGURE 13. Compact monoport reconfigurable antenna model.

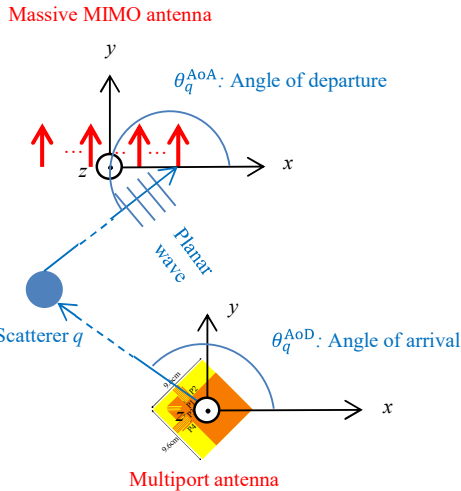


FIGURE 14. Propagation model for the multiport switchable antenna.

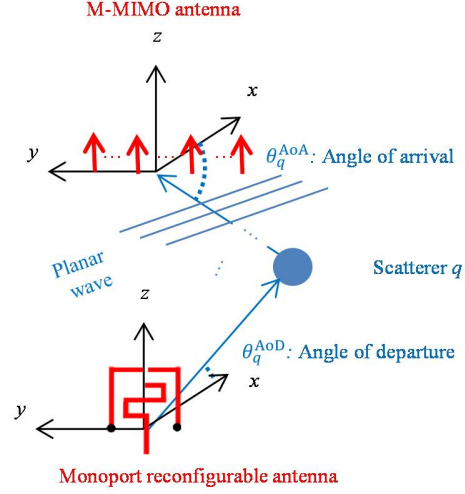


FIGURE 15. Propagation model for the monoport reconfigurable antenna.

TABLE I
CORRELATIONS $\psi^{p,q}$ BETWEEN ANTENNA PORTS P AND Q FOR THE MULTIPORT SWITCHABLE ANTENNA

$p \setminus q$	1	2	3	4
1	1	0.0722	0.0593	0.0007
2	0.0772	1	0.0158	0.0522
3	0.0593	0.0158	1	0.0688
4	0.007	0.0522	0.0688	1

TABLE II
CORRELATIONS $\psi^{p,q}$ BETWEEN ANTENNA PORTS P AND Q FOR THE MONOPORT RECONFIGURABLE ANTENNA

$p \setminus q$	1	2
1	1	0.3190
2	0.3190	1

We consider a single carrier modulation communication. As explained in section III, thanks to the M-MIMO antenna and assuming that a matched filter is used at the receiver, we can limit the study to a frequency-flat channel and assume that the channel does not introduce interference between successive symbols in the time domain. The wireless propagation channel between one antenna port of the transmitter and one antenna element of the receiver can be modeled by a complex gain.

We define $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times P}$ as the channel between the object and the base station. More precisely, let $\mathbf{H}_{m,p}$ be the channel coefficient between the receive antenna $m \in [1, M]$ of the base station and the object when it is using the radiation pattern number $p \in [1, P]$. $\mathbf{H}_{m,p}$ includes both the wireless propagation and the radiation pattern p .

Regarding the model used for multi-path propagation, we consider a 2D wireless propagation model, with Q random scatterers creating angular diversity in the channel. The

elements of the M-MIMO antenna are spatially correlated. The path $q \in [1, Q]$ between the receive antenna m of the base station and the connected object has a random complex gain $\Gamma_q \in \mathbb{C}$, a random angle of departure $\theta_q^{\text{AoD}} \in [0, 2\pi[$ and a random angle of arrival $\theta_q^{\text{AoA}} \in [0, 2\pi[$. Γ_q is a Rayleigh fader with $E[|\Gamma_q|^2] = 1/Q$ and θ_q^{AoD} and θ_q^{AoA} are uniformly distributed over $[0, 2\pi[$. With these notations, the channel coefficient $\mathbf{H}_{m,p}$ is given by:

$$\mathbf{H}_{m,p} = \rho \sum_{q=1}^Q \Gamma_q \delta_p(\theta_q^{\text{AoD}}) e^{j\pi \sin(\theta_q^{\text{AoA}})(m-1)}, \quad (1)$$

where ρ is a normalizing factor. We choose ρ such that:

$$\frac{\|\mathbf{H}\|^2}{PM} = 1.$$

In other terms, the average channel power per SISO antenna link is unitary.

B SYSTEM MODEL

For the compact multiport switchable antenna, we compare five different schemes to send a sequence \mathbf{b} of r bits, where, $\mathbf{b} = \mathbf{b}_1 \dots \mathbf{b}_r \in \mathcal{B}^{(r)}$, and $r = 4$:

- “16QAM & Pattern $p = 1$ ”;
- “16QAM & Pattern $p = 2$ ”;
- “16QAM & Pattern $p = 3$ ”;
- “16QAM & Pattern $p = 4$ ”;
- “QPSK & SM4”.

For the compact monoport reconfigurable antenna, we compare three different schemes to send a sequence \mathbf{b} of r bits, where $\mathbf{b} = \mathbf{b}_1 \dots \mathbf{b}_r \in \mathcal{B}^{(r)}$, with $r = 4$:

- “8PSK & Pattern $p = 1$ ”;
- “8PSK & Pattern $p = 2$ ”;
- “QPSK & SM2”.

For all schemes, for each symbol period, the object sends a sequence of r bits $\mathbf{b} \in \mathcal{B}^{(r)}$ with a radiation pattern p . Among these $r > 0$ bits, $u > 0$ bits are sent using a complex modulation symbol $s \in S$, where S is the pre-defined set of complex modulation symbols. $K \geq 0$ bits are sent using spatial modulation. So, the following holds:

$$r = u + K.$$

The definition of S , the values of p , u and K are scheme-specific and provided in Table III and Table IV for the schemes with the multiport switchable antenna and the monoport reconfigurable antenna, respectively. Note that, for “16QAM & Pattern p ” and “8PSK & Pattern p ”, the radiation pattern p is fixed, and spatial modulation is unused ($K = 0$). On the contrary, for “QPSK & SM4” and “QPSK & SM2” schemes, the pattern p is variable and spatial modulation is used ($K > 0$).

TABLE III

SPECTRAL EFFICIENCY R FOR THE COMPACT MULTIPORT SWITCHABLE ANTENNA (WITH $P=4$ STATES), IN NUMBER OF BITS PER SYMBOL PERIOD

Scheme	p	S	$u+K=r$
16 QAM with Pattern 1	1	$S^{16\text{QAM}}$	$4 + 0 = 4$
16 QAM with Pattern 2	2		
16 QAM with Pattern 3	3		
16 QAM with Pattern 4	4		
QPSM & SM4	1 to 4	S^{QPSK}	$2 + 2 = 4$

TABLE IV

SPECTRAL EFFICIENCY R FOR THE COMPACT MONOPORT RECONFIGURABLE ANTENNA (WITH $P=2$ STATES), IN NUMBER OF BITS PER SYMBOL PERIOD

Scheme	p	S	$u+K=r$
16 QAM with Pattern 1	1	$S^{16\text{QAM}}$	$4 + 0 = 4$
16 QAM with Pattern 2	2		
16 QAM with Pattern 3	3		
16 QAM with Pattern 4	4		
QPSM & SM4	1 to 4	S^{QPSK}	$2 + 2 = 4$

More precisely, in the “QPSK & SM4” scheme, as illustrated in Figure 16, during each symbol period, $\mathbf{b}_1 \mathbf{b}_2$ is sent using QPSK. Simultaneously, $\mathbf{b}_3 \mathbf{b}_4$ is sent using the corresponding pattern number p (based on Table V).

TABLE V
PATTERN-TO-BIT MAPPING RULE

$\mathbf{b}_3 \mathbf{b}_4$	00	10	01	11
p	1	2	3	4

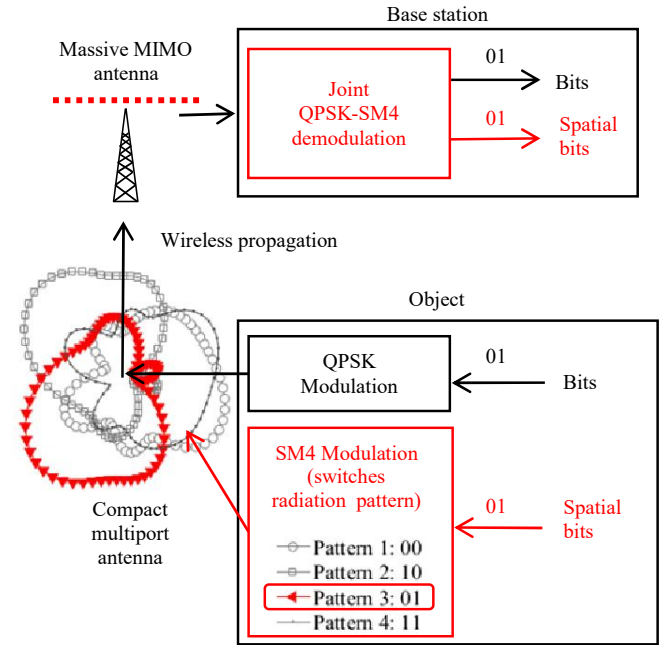


FIGURE 16. “QPSK & SM2” system model for the monoport compact antenna

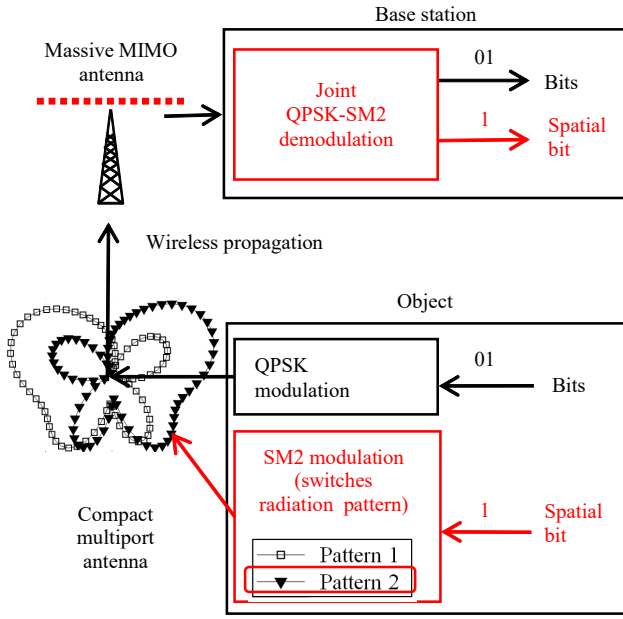


FIGURE 17. "QPSK & SM2" system model for the monoport compact antenna.

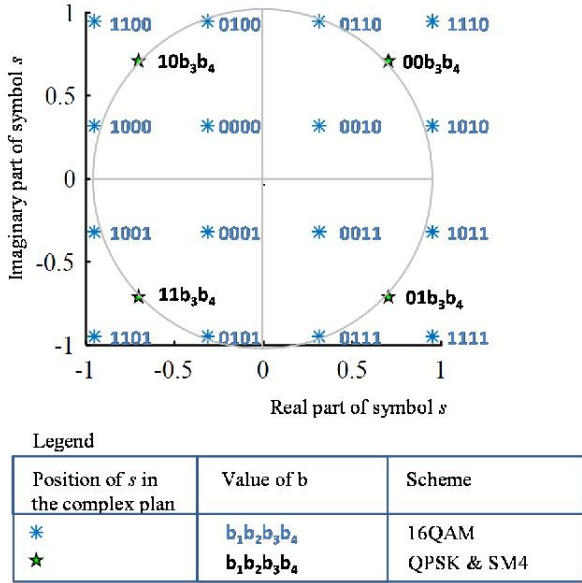


FIGURE 18. Constellations for 16QAM, "QPSK & SM4", with same average radiated power

In the "QPSK & SM2" scheme, as illustrated in Figure 17, during each symbol period, $\mathbf{b}_1\mathbf{b}_2$ is sent using QPSK modulation. Simultaneously, \mathbf{b}_3 is sent using the corresponding pattern number p (pattern $p = 1$ corresponding to Bit "0" and $p = 2$ corresponding to Bit "1").

Figure 18 and Figure 19 illustrate the mapping between bits and symbols for the schemes with the multipoint antenna and the reconfigurable antenna, respectively. Note that with

the chosen definitions, $E[|s|^2] = 1$ for all schemes. In other terms, all schemes radiate the same transmit power per symbol, on average.

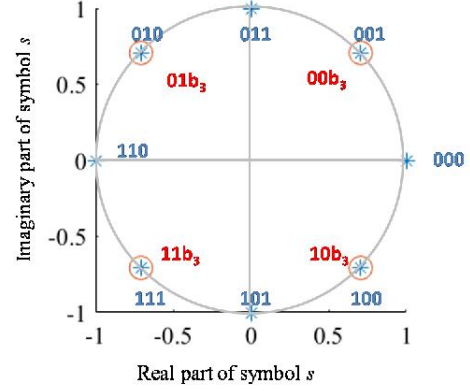


FIGURE 19. Constellations for 8PSK, "QPSK & SM2", with same average radiated power

For any scheme, we define X as follows:

$$X = \{\mathbf{x}^{(l)} \in \{0,1\}^{P \times 1} | 1 \leq l \leq r, \mathbf{x}_l^{(l)} = 1 \text{ \& } \mathbf{x}_{p \neq l}^{(l)} = 0\}.$$

Let $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ be the signal received over the M elements of the M-MIMO antenna, \mathbf{y} is given by:

$$\mathbf{y} = \Gamma(\mathbf{H}\mathbf{x}s\sqrt{P_U} + \mathbf{v}),$$

where $\mathbf{x} \in X$, $s \in S$, P_U is the transmit power, $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ is the vector of noise samples over the M receiver chains of the base station, and $\Gamma \in \mathbb{C}^{P \times M}$ accounts for the MRC receiver. More precisely, for $1 \leq p \leq P$ and $1 \leq n \leq M$, $\Gamma_{p,n}$ is given by:

$$\Gamma_{p,n} = \frac{\mathbf{H}_{n,p}^*}{\sum_{m=1}^M |\mathbf{H}_{p,m}|^2}.$$

We denote $P_{\text{NOISE}} = \frac{E[\|\mathbf{v}\|^2]}{M}$, as the average receiver noise power per antenna element at the base station side. We define an arbitrary signal to noise ratio metric SNR that is common to all schemes:

$$SNR = \frac{P_U}{P_{\text{NOISE}}}.$$

We also assume that the receiver has a perfect estimate of \mathbf{H} thanks to a previous training phase based on pilots. We assume that the receiver has computed and stored the following set of variables:

$$Y^{ref} = \{y = \Gamma \mathbf{H} \mathbf{x}_s \sqrt{P_u} \mid \mathbf{x} \in X \text{ \& } s \in S\}.$$

Upon the reception of a new signal \mathbf{y} , the receiver compares it to the variables of Y^{ref} and determines the signal $\hat{\mathbf{y}}$ that minimizes the Mean Square Error:

$$\hat{\mathbf{y}} = \min_z \left\{ \frac{\|z - \mathbf{y}\|^2}{M} \mid z \in Y^{ref} \right\}.$$

Then, the detected binary sequence $\hat{\mathbf{b}} = \hat{\mathbf{b}}_1 \dots \hat{\mathbf{b}}_r$ is deduced from $\hat{\mathbf{y}}$ by using the mapping rules illustrated in Figure 18 and Figure 19. The bit-error-rate (BER) can then be computed as follows:

$$BER = \frac{\sum_{k=1}^r |\hat{\mathbf{b}}_k - \mathbf{b}_k|}{r}.$$

We perform 250,000 simulation runs. For each simulation run:

- The parameter SNR and the number of scatterers $Q = 10$ are fixed.
- We compute a random channel sample \mathbf{H} based on randomly and independently generated parameters $\Gamma_q, \theta_q^{AoD}, \theta_q^{AoA}, \varphi_{m,q}^{AoD}, A_{m,q}$ and \mathbf{v} .
- We generate a random sample of noise \mathbf{v} .
- For each possible values of the sent sequence \mathbf{b} , i.e. for all $\mathbf{b} \in \mathcal{B}^{(16)}$, we compute \mathbf{y} , $\hat{\mathbf{y}}$ and $\hat{\mathbf{b}}$ and the BER.

We average these BER values over all sent sequences, during a simulation run, and over all runs (i.e. over 1 million of bits). We then plot the result as a function of SNR in Figure 20 and Figure 21, for the multiport antenna, and the monoport reconfigurable antenna, respectively.

C. SIMULATION RESULTS AND CONCLUSIONS

Figure 20 shows that the compact monoport reconfigurable antenna with “QPSK & SM2” modulation is a solution to provide 3 bits/s/Hz, that is as efficient and as compact in size as another solution using a compact antenna of the same size with a conventional 8PSK modulation. However, the monoport reconfigurable antenna with “QPSK & SM2” is more energy efficient than 8PSK, as it advantageously uses constant envelop power amplifiers [41][42].

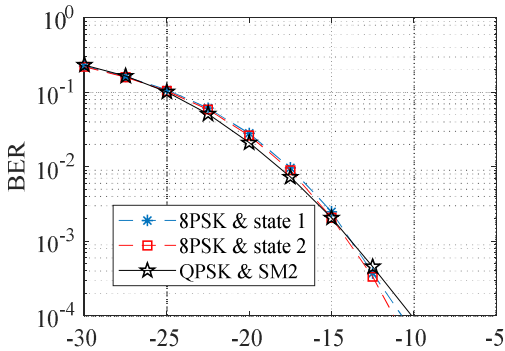


FIGURE 20. Performance with the monoport reconfigurable Antenna

Figure 21 shows that “QPSK & SM4” outperforms all other “16QAM & Pattern p” schemes. As for the previous antenna, “QPSK & SM4” is also more energy efficient than 16QAM, as it uses constant envelop amplifiers. Therefore, there is still room for improvement of the compactness of the antenna before the same BER vs SNR performance as 16QAM is attained.

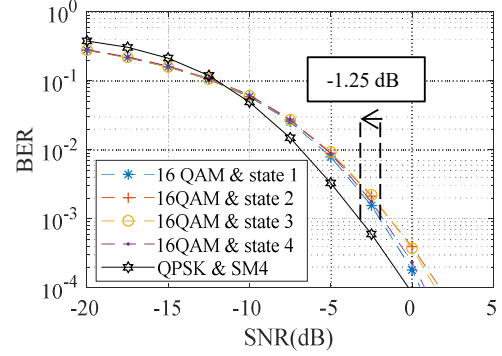


FIGURE 21. Performance with the multiport antenna

Based on these current results, as illustrated in Figure 22, one path for future improvements is to build a new monoport reconfigurable antenna, that is more compact than the current multiport antenna, and to deliver 4 bits/s/Hz with a constant envelop modulation (the same “QPSK & SM4” scheme for instance).

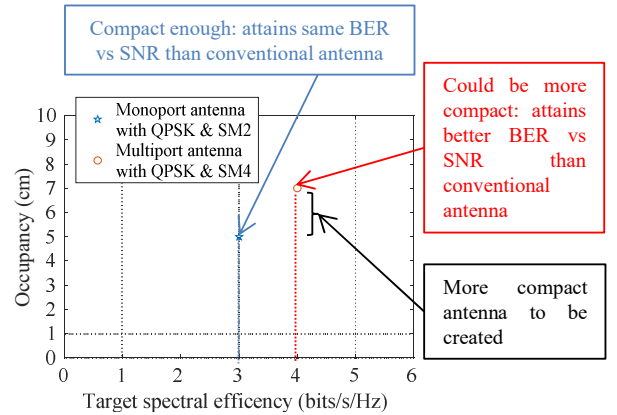


FIGURE 22. Path for improvement of the antenna for 4 bits/s/Hz

V. DOWNLINK TRANSMISSION: FIRST PERFORMANCE EVALUATION OF TRANSMIT SPATIAL MODULATION WITH REAL COMPACT ANTENNAS

In this section, for the first time, we present a complete performance evaluation of a wireless communication system using receive spatial modulation with a real and existing compact antenna at the object side and an M-MIMO antenna at the network side. The considered carrier frequency in this section is 2.43 GHz.

A. REAL COMPACT MULTIPOINT ANTENNA

At the base station side, we consider a ULA of $M = 64$ elements spaced by half a wavelength as an example of M-MIMO antenna.

The same real and existing compact multipoint antenna [36] as the one used in Section III, and illustrated in Figure 12 is used. However, this time, there is no switch, and all the ports are used simultaneously. A similar 2D channel model as the one used in section III-A is used. This time, we define $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{P \times M}$ as the channel from the base station to the object, including wireless propagation and antenna radiation patterns. More precisely, let $\mathbf{H}_{p,m}$ be the channel coefficient between the transmit antenna $m \in [1, M]$ of the base station and the antenna port $p \in [1, 4]$ of the object. $\mathbf{H}_{p,m}$ includes both the wireless propagation and the radiation pattern of the port p .

As in Section III-A and as illustrated in Figure 23, we consider a 2D wireless multipath propagation model, with R random scatterers creating angular diversity in the channel. The antenna elements of the M-MIMO are spatially correlated. The path number $q \in [1, Q]$ between the transmit antenna m of the base station and the connected object has a random complex path gain $\Gamma_q \in \mathbb{C}$, a random angle of departure $\theta_q^{\text{AoD}} \in [0, 2\pi]$ and a random angle of arrival $\theta_q^{\text{AoA}} \in [0, 2\pi]$. Γ_q is Rayleigh distributed with $E[|\Gamma_q|^2] = 1/Q$ and θ_q^{AoD} and θ_q^{AoA} are uniformly distributed over $[0, 2\pi]$. With this notation, the channel coefficient $\mathbf{H}_{p,m}$ is given by:

$$\mathbf{H}_{p,m} = \rho \sum_{q=1}^Q \Gamma_q \delta_p(\theta_q^{\text{AoA}}) e^{jn \sin(\theta_q^{\text{AoD}})(m-1)}, \quad (2)$$

where ρ is a normalizing factor. We choose ρ such that:

$$\frac{\|\mathbf{H}\|^2}{PM} = 1.$$

The average channel power per single antenna link is unitary.

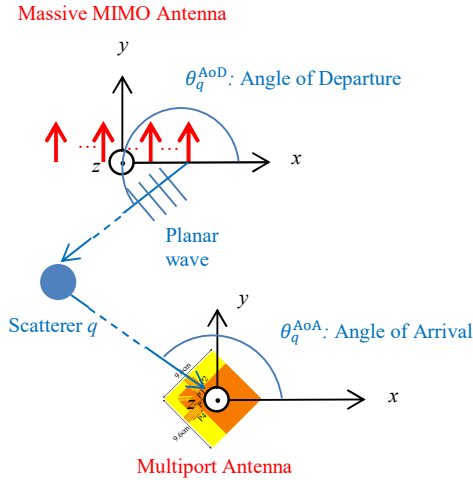


FIGURE 23. Propagation model for the multipoint antenna

B. SYSTEM MODEL

We compare the following five different schemes:

- “16QAM & Pattern $p = 1$ ”;
- “16QAM & Pattern $p = 2$ ”;
- “16QAM & Pattern $p = 3$ ”;
- “16QAM & Pattern $p = 4$ ”;
- “QPSK & SM4”.

For all schemes, for each symbol period, the base station sends a sequence of 4 bits $\mathbf{b} = \mathbf{b}_1 \mathbf{b}_2 \mathbf{b}_3 \mathbf{b}_4 \in \mathcal{B}^{(16)}$ using a complex modulation symbol s and a precoder $\Gamma^{(p)}$, with $p \in [1, 4]$, picked among 4 stored precoders. The precoder $\Gamma^{(p)} \in \mathbb{C}^{M \times P}$ is based on the MRT precoder and is defined as follows:

$$\Gamma_{m,p}^{(p)} = \alpha^{(p)} (\mathbf{H}_{p,m})^*, \quad (3)$$

where, $\alpha^{(p)}$ is chosen so that:

$$\sum_{m=1}^M |\Gamma_{m,p}^{(p)}|^2 = 1.$$

We denote by S the set of complex modulation symbols. The definition of S and the choice of p are scheme-specific and provided hereafter for each scheme.

In “16QAM & Pattern p ”, the precoder $\Gamma^{(p)}$ is fixed, and 16QAM modulation is used, hence:

$$S = S^{16\text{QAM}}.$$

The pattern-to-bit mapping in Table III is used.

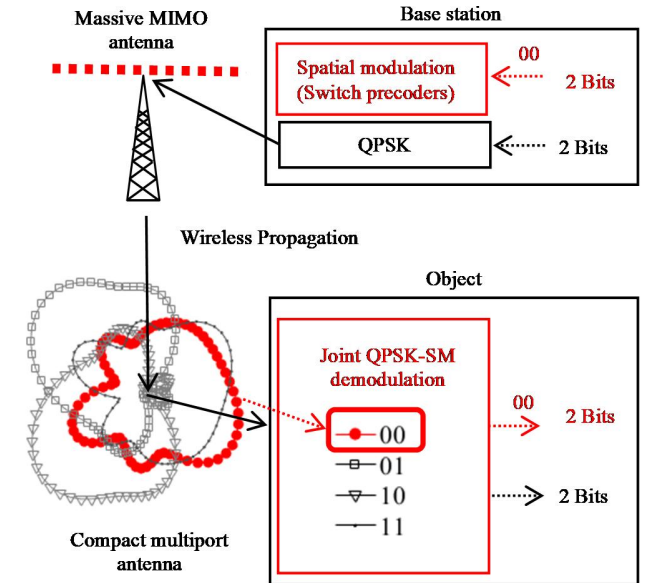


FIGURE 24. “QPSK & SM4” system model

In the “QPSK & SM4” scheme, as illustrated in Figure 24, during each symbol period, $\mathbf{b}_1 \mathbf{b}_2$ is sent using QPSK modulation. Simultaneously, $\mathbf{b}_3 \mathbf{b}_4$ is sent using the corresponding precoder $\Gamma^{(p)}$ (using the pattern-to-bit mapping rule of Table III), hence:

$$S = S^{\text{QPSK}}.$$

The illustration of the mapping between bits and symbols in Figure 18 and the spectral efficiency given in Table III is still valid for the considered scheme. Note that with the chosen definitions, $E[|s|^2] = 1$ for all schemes. In other terms, all schemes require the same transmit power per symbol, in average.

We use the same notation X as for section III:

$$X = \{\mathbf{x}^{(l)} \in \{0,1\}^{K \times 1} | 1 \leq l \leq 4, \mathbf{x}_l^{(l)} = 1 \ \& \ \mathbf{x}_{p \neq l}^{(l)} = 0\}.$$

Let $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ be the signal received over the $P = 4$ ports of the object. With this notation, we obtain the following expression of \mathbf{y} :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\Gamma^{(p)}\mathbf{x}s\sqrt{P_u} + \mathbf{v},$$

where $\mathbf{x} \in X$, $s \in S$, P_u is the transmit power and $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ is the vector of noise samples over the P ports of the object. We denote $P_{\text{NOISE}} = E[\|\mathbf{v}\|^2]/P$, as the average receiver noise power at the object side per port. We define an arbitrary signal to noise ratio metric SNR that is at least common to all schemes, as follows:

$$SNR = \frac{P_u}{P_{\text{NOISE}}}.$$

We assume that the receiver has perfect estimates of \mathbf{H} and $\Gamma^{(p)}$ thanks to a previous training phase based on pilots. We assume that the receiver has computed and stored the variables:

$$Y^{ref} = \{y = \Gamma^{(p)}\mathbf{H}\mathbf{x}^{(p)}s\sqrt{P_u} | p \in [1,4] \ \& \ s \in S\}.$$

Upon the reception of a new signal \mathbf{y} , the receiver compares it to the set of variables Y^{ref} and determines the signal $\hat{\mathbf{y}}$ that minimizes the Mean Square Error:

$$\hat{\mathbf{y}} = \min_z \left\{ \frac{\|z - \mathbf{y}\|^2}{M} \mid z \in Y^{ref} \right\}.$$

Then, the detected binary sequence $\hat{\mathbf{b}} = \hat{\mathbf{b}}_1\hat{\mathbf{b}}_2\hat{\mathbf{b}}_3\hat{\mathbf{b}}_4$ is deduced from $\hat{\mathbf{y}}$ by using the mapping rule illustrated in Figure 18.

We perform a large number of simulation runs (100,000 runs) and use the same simulation methodology as in Section IV-B) to derive the average the BER versus SNR curves of Figure 25.

C. SIMULATION RESULTS

Figure 25 shows that “16QAM & SM4” outperforms all other schemes for the considered range of SNR and BER values. This is due to the combination of two effects. On the one hand, “16QAM & SM4” is less dense in the complex domain than the “16QAM & Pattern p ” modulations, as illustrated in Figure 18. On the other hand, the patterns of the 4-Port compact antenna are low correlated, as shown by Table I.

We also observe that the BER performance of “QPSK & SM4” will be worse than that of 16 QAM modulation for higher SNR values. This is consistent with earlier studies on spatial modulation with conventional antenna arrays, led

by at least two different independent teams in [43] (Fig. 5, Fig. 6 and Fig. 9) and in [44] (Fig. 9). These studies show that spatial modulation is outperformed by conventional modulations at high SNR .

To summarize the results, “QPSK & SM4” is a new modulation which, compared to 16QAM, is more energy efficient, in the considered ranges of SNR and BER values (larger than 10^{-4}).

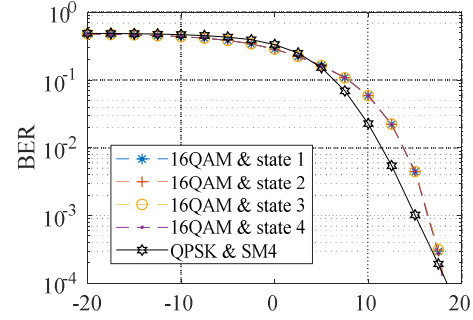


FIGURE 25. Simulation results

VI. CONCLUSIONS AND FUTURE PERSPECTIVES

In this paper, for the first time, we have presented a complete performance evaluation results of two new wireless communication systems for small connected objects, both based on spatial modulation and real existing compact antennas at the object side, and M-MIMO antennas at the base station side. Based on experimental results, we have shown that introducing M-MIMO in 5G networks enables the potential re-introduction of single carrier modulation based on spatial modulation. Our simulations take into account precise models of several real and existing compact antennas (obtained from actual prototypes designed and implemented for special application to single-carrier spatial modulation systems) at the object side: a compact monoport reconfigurable antenna with two states and a multiport switchable antenna with four states. We have compared the proposed spatial modulation systems with conventional modulations of the same spectral efficiency. Our results show that transmit spatial modulation with the monoport antenna attains the same BER versus SNR performance as 8PSK, but it allows one to use constant envelop amplifiers, which are less complex and more energy efficient. Transmit spatial modulation with the multiport antenna attains a better BER versus SNR than 16QAM, and still with constant envelop power amplifiers. For this higher spectral efficiency, a more compact antenna could still be designed. Our simulations also show that receive spatial modulation with the multiport antenna outperforms 16QAM. Future investigations will focus on the design of antennas providing optimum performance and compactness, for a given target spectral efficiency.

REFERENCES

- [1] A. Ijaz, L. Zhang, M. Grau, A. Mohamed, S. Vural, A. U. Quddus, M. A. Imran, C. H. Foh, R. Tafazolli "Enabling Massive IoT in 5G and Beyond Systems: PHY Radio Frame Design Considerations," in *IEEE Access*, vol. 4, pp. 3322-3339, 2016.
- [2] 3GPP TR 45.820 V13.1.0 (2015-11) Technical Report 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network; Cellular system support for ultra-low complexity and low throughput Internet of Things (CIoT) (Release 13).
- [3] R. Mesleh, H. Haas, S. Sinanovic, C. W. Ahn, S. Yun "Spatial Modulation," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 57, No. 4, July 2008.
- [4] M. D. Renzo, H. Haas and P. M. Grant, "Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: a survey," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 12, pp. 182-191, December 2011.
- [5] A. Stavridis, S. Sinanovic, M. Di Renzo and H. Haas, "Energy Evaluation of Spatial Modulation at a Multi-Antenna Base Station," in *Proc. 2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, Las Vegas, NV, 2013, pp. 1-5.
- [6] M. Di Renzo and H. Haas, "On Transmit Diversity for Spatial Modulation MIMO: Impact of Spatial Constellation Diagram and Shaping Filters at the Transmitter," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 6, pp. 2507-2531, July 2013.
- [7] A. Younis, W. Thompson, M. Di Renzo, C.-X. Wang, M. A. Beach, H. Haas, and P. M. Grant, "Performance of Spatial Modulation Using Measured Real-World Channels," in *Proc. 2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, Las Vegas, NV, 2013, pp. 1-5.
- [8] N. Serafimovski, A. Younis, R. Mesleh, P. Chambers, M. Di Renzo, C.-X. Wang, P. M. Grant, M. A. Beach, H. Haas "Practical Implementation of Spatial Modulation," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 9, pp. 4511-4523, Nov. 2013.
- [9] J. Zhang, Y. Wang, L. Ding and N. Zhang, "Bit Error Probability of Spatial Modulation over Measured Indoor Channels," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 3, pp. 1380-1387, March 2014.
- [10] S. Gokceli, E. Basar, M. Wen, G. Karabulut Kurt, "Practical Implementation of Index Modulation-Based Waveforms", in *IEEE Access*, vol. 5, no. 1, pp. 25463-25473, Dec. 2017.
- [11] E. Soujeri and G. Kaddoum, "The Impact of Antenna Switching Time on Spatial Modulation," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 5, no. 3, pp. 256-259, June 2016.
- [12] R. Mesleh, O. Hiari, A. Younis and S. Alounch, "Transmitter Design and Hardware Considerations for Different Space Modulation Techniques," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 11, pp. 7512-7522, Nov. 2017.
- [13] O. Hiari and R. Mesleh, "A Reconfigurable SDR Transmitter Platform Architecture for Space Modulation MIMO Techniques," in *IEEE Access*, vol. 5, pp. 24214-24228, 2017.
- [14] J. Verhaevert and P. Van Torre, "Realization and MIMO-link measurements of a transmit module for spatial modulation," *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, 2015, pp. 1-5.
- [15] M. D. Renzo, H. Haas, A. Ghayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation," in *Proc. of the IEEE*, vol. 102, pp. 56-103, Jan. 2014.
- [16] P. Yang, M. Di Renzo, Y. Xiao, S. Li and L. Hanzo, "Design Guidelines for Spatial Modulation," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 1, pp. 6-26, Firstquarter 2015.
- [17] P. Yang, Y. Xiao, Y. L. Guan, K. V. S. Hari, A. Chockalingam, S. Sugiura, H. Haas, M. Di Renzo, C. Masouros, Z. Liu, L. Xiao, S. Li, L. Hanzo "Single-Carrier SM-MIMO: A Promising Design for Broadband Large-Scale Antenna Systems," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 3, pp. 1687-1716, thirdquarter 2016.
- [18] E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao, H. Haas, "Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks", in *IEEE Access*, vol. 5, no. 1, pp. 16693-16746, Sep. 2017.
- [19] P. Liu, J. Blumenstein, N. S. Perovic, M. Di Renzo, A. Springer "Performance of Generalized Spatial Modulation MIMO Over Measured 60GHz Indoor Channels," in *IEEE Trans. Communications* 66(1): 133-148 (2018).
- [20] D. T. Phan-Huy and M. H elard, "Receive antenna shift keying for time reversal wireless communications," in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC)*, pp. 4852-4856, June 2012.
- [21] A. Mokh, M. Cruss iere and M. H elard, "Performance analysis of the maximum ratio transmission preprocessing for extended receive antenna shift keying," in *Proc. 2017 20th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Bali, 2017, pp. 271-275.
- [22] A. Mokh, M. H elard and M. Cruss iere, "Space Shift Keying Modulations for Low Complexity Internet-of-Things Devices," in *Proc. GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference*, Singapore, 2017, pp. 1-7.
- [23] A. Mokh, Y. Kokar, M. H elard and M. Cruss iere, "Time reversal receive antenna shift keying on MIMO LOS channel," in *Proc. 2017 Sensors Networks Smart and Emerging Technologies (SENSET)*, Beirut, 2017, pp. 1-4.
- [24] O. N. Alrabadi, J. Perruisseau-Carrier and A. Kalis, "MIMO Transmission Using a Single RF Source: Theory and Antenna Design," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 654-664, Feb. 2012.
- [25] M. A. Sedaghat, R. R. Mueller, G. Fischer and A. Ali, "Discrete Load-Modulated Single-RF MIMO Transmitters," in *Proc. WSA 2016; 20th International ITG Workshop on Smart Antennas*, Munich, Germany, 2016, pp. 1-7.
- [26] Di Renzo, M., "Spatial Modulation Based on Reconfigurable Antennas – A New Air Interface for the IoT," in *Proc. MILCOM 2017*, Apr. 2017.
- [27] H. Yu, G. Yang, F. Meng and Y. Li "Performance Analysis of MIMO System with Single RF Link Based on Switched Parasitic Antenna" in *Symmetry; Basel* Vol. 9, N o 12, (2017).
- [28] H. Yang and T. L. Marzetta, "Performance of conjugate and zero-forcing beamforming in large-scale antenna systems," in *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 31, no. 2, pp. 172-179, Feb. 2013.
- [29] V. Jungnickel, K. Manolakis, W. Zirwas, B. Panzner, V. Braun, M. Lossow, M. Sternad, R. Apelfrojd, and T. Svensson, "The role of small cells, coordinated multipoint, and massive MIMO in 5G," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 44-51, May 2014.
- [30] T. Dubois, M. H elard, M. Cruss iere and I. Maaz, "Time reversal applied to large MISO-OFDM systems," in *Proc. 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, London, 2013, pp. 896-901.
- [31] P. Pajusco, F. Gall e, N. Malhouroux and R. Burghel ea, "Massive antenna array for space-time channel sounding," in *Proc. 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Paris, 2017, pp. 865-868.
- [32] <https://www.youtube.com/watch?v=L7xAeU2jh5s>
- [33] Y. Kokar; J.-C. Prévotet; M. H elard, "Receive antenna shift keying modulation tesbed for wireless communication systems," in *Proc. IEEE Globecom 2016*, Washington D.C., Dec. 2016.
- [34] T. K. Y. Lo, "Maximum ratio transmission," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 10, pp. 1458-1461, Oct 1999.
- [35] G. Lerosey, C. Leray, F. Lemoult, J. de Rosny, A. Tourin and M. Fink, "Hybridization band gap based smart antennas: Deep subwavelength yet directional and strongly decoupled MIMO antennas," in *Proc. 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Prague, 2012, pp. 2697-2701.
- [36] N. Malhouroux-Gaffet, P. Pajusco, R. Burghel ea, C. Leray, "Capacity Gain of MIMO Systems with Microstructured Antenna Arrays," in *Proc European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, The Hague, 2014.

-
- [37] D. T. Phan-Huy, T. Sarrebourg, A. Gati, J. Wiart and M. H elard, "Characterization of the confidentiality of a green time reversal communication system: Experimental measurement of the spy BER sink," in *Proc. 2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Shanghai, 2013, pp. 4783-4788.
- [38] D. T. Phan-Huy, S. Ben Halima and M. H elard, "Dumb-to-perfect receiver throughput ratio maps of a time reversal wireless indoor system," in *Proc. ICT 2013*, Casablanca, 2013, pp. 1-5.
- [39] www.openairinterface.org/
- [40] A. Ourir, K. Rachedi, D.-T. Phan-Huy, C. Leray, J. de Rosny, "Compact Reconfigurable Antenna with Radiation Pattern Diversity for Spatial Modulation," in *Proc. EuCAP 2017*.
- [41] J. Joung, C. K. Ho, K. Adachi, S. Sun, "A Survey on Power-Amplifier-Centric Techniques for Spectrum- and Energy-Efficient Wireless Communications", in *Communications Surveys & Tutorials IEEE*, vol. 17, pp. 315-333, 2015.
- [42] P. E. Chadwick et al. "Constant Envelop Modulation", *IEEE 802.11 Wireless Access Method And Physical Specification*, IEEE P802.11-93/80, May 1993. Available at: http://www.ieee802.org/11/Documents/DocumentArchives/1993_docs/1193080_scan.pdf.
- [43] J. Jeganathan, A. Ghayeb, L. Szczecinski and A. Ceron, "Space shift keying modulation for MIMO channels," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 7, pp. 3692-3703, July 2009.
- [44] M. Di Renzo and H. Haas, "Bit Error Probability of SM-MIMO Over Generalized Fading Channels," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 3, pp. 1124-1144, March 2012.

Demo Abstract: Spatial modulation based transmission using a reconfigurable antenna

Y. Kokar¹, K. Rachedi², A. Ourir², J. de Rosny², D.-T. Phan-Huy³, J.-C. Prévotet¹, M. H elard¹

¹ Univ. Rennes, INSA Rennes, IETR, CNRS, UMR 6164, Rennes, France

² ESPCI Paris, PSL University, CNRS, Institut Langevin, Sorbonne Université, Paris, France

³ Orange Labs, Châtillon, France

Abstract—This demonstration presents a spatial modulation based scheme between a transmitter connected to a compact reconfigurable antenna and a receiver connected to 4 omnidirectional antennas. The reconfigurable antenna used to perform spatial modulation is able to generate 8 uniformly distributed radiation patterns. First, a Radio Wave Display will show the 8 radiation patterns of the reconfigurable antenna. In a next step, the BER will be displayed after spatial demodulation at the receiver side to evaluate the communication performance.

Index Terms—5G, spatial modulation, Internet of Things

I. INTRODUCTION

The fifth generation of mobile network (5G) will become the backbone of the Internet of Things (IoT). Among the different studied technologies for IoT, Spatial Modulation (SM) MIMO appears as a good candidate for a transmission from a connected object to an access point. Indeed, by taking benefit from spatial diversity, SM-MIMO provides a high data rate while leading to low complexity and low power connected objects.

SM-MIMO may transmit two distinct data bit streams per symbol. The first is transmitted through a conventional modulation, while the second bit stream is sent by selecting one antenna among the N_t antennas of the transmitter, at each symbol period. Each transmit antenna is thus associated to a bit sequence value of length $\log_2(N_t)$.

Increasing N_t leads to improve the data rate of the SM stream. Unfortunately, a large number of antennas cannot be easily implemented in small connected objects. To circumvent this issue, the use of a compact reconfigurable antenna has been proposed in [1]. A reconfigurable antenna is capable of selecting one Radiation Pattern (RP) among N_t available. Thus, each RP may now be associated to a different bits sequence.

In [2], a SM-MIMO 2x2 testbed, which uses a RF chain per transmit antenna (2 RF in total), has been presented. In this demonstration, we present a SM-MIMO testbed with only one RF chain at the transmitter side. The unique RF chain feeds a reconfigurable antenna which is capable of generating 8 distinct RP.

II. TESTBED DESCRIPTION

As illustrated in Fig. 1, the proposed testbed is composed of two WARP v3 boards and a reconfigurable antenna. One

The authors would like to thank the SPATIAL MODULATION project funded by the French National Research Agency (ANR).

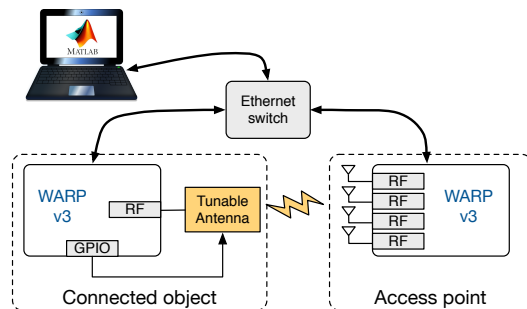


Fig. 1. Testbed description

WARP board acts as a Tx transmitter (representing the connected object) and feeds the reconfigurable antenna which is controlled by the GPIO pins of the WARP board. The other WARP board acts as a Rx receiver (representing the access point) and is connected to four omnidirectional antennas. Both WARP boards are connected to an external workstation via an Ethernet switch. Tx and Rx baseband processing is performed in software, on the workstation.

A. The reconfigurable split ring antenna

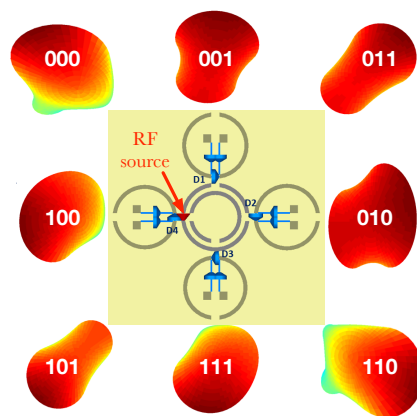


Fig. 2. The SRR antenna and its 8 radiation patterns

The main element of the reconfigurable SRR antenna shown in Fig. 2 is a double closed rings. In order to deliver different RP, the double closed rings is surrounded by four parasitic

loops whose resonant frequency is controlled by a pin diode (in blue) placed in the gap of the loop. By controlling the modes of the 4 pin diodes (ON or OFF), the SRR antenna is able to steer in 8 uniformly distributed directions as depicted in Fig. 2. Each RP is associated to 3 bits values which will be transmitted by the SM. The RP mapping is done such that only one bit differs for 2 adjacent RP.

B. Baseband processing

As shown in Fig. 3, the structure of the transmitted frame is composed of 4 parts which correspond to the 4 phases required for SM based transmission. The first phase is to

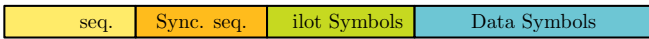


Fig. 3. Structure of transmitted frame

determine, thanks to a transmitted Automatic Gain Control (AGC) sequence, the appropriate gain at the receiver which suits for all SRR antenna RP. The next phase is to accurately evaluate the beginning of the pilot and data symbols. To that end, a synchronization sequence is inserted in the transmitted frame before the pilot symbols and a cross-correlation is performed at the receiver between the received signal and the synchronization sequence. Pilot symbols are then used in order to estimate the channels between each SRR antenna RP and the receiver antennas. Data symbols are generated through a conventional modulation, and SM is performed by selecting the RP (via GPIO pins) corresponding to the 3 SM bits value that have to be transmit on the current sent symbol. At the receiver side, spatial demodulation consists in detecting, for each received symbol, which RP has sent the current symbol in order to retrieve the SM bits. To that end, we use the maximum likelihood detector as described in [2].

III. DEMONSTRATION

In this demonstration, we will present a transmit SM based wireless transmission. The setup of our demonstration is depicted in Fig. 4. The carrier frequency and the bandwidth

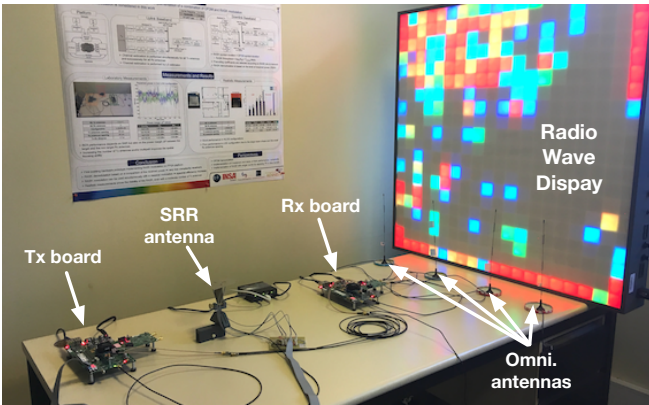


Fig. 4. Demonstration setup

of the transmission are respectively set to 2.45 GHz and 40 MHz.

The demonstration is conducted in two steps. In a first step, we show to participants how it is possible to visually distinguish the 8 different RP of the SRR antenna. For this purpose, we use the Radio Wave Display (RWD) [3] as a real time receiver which allows to display the radiation of a transmitting antenna that is placed in front of it. The RWD comprises 400 (20 by 20) power sensors operating between 50 MHz and 3 GHz. The power measured by each sensor is then converted into a gradient of colors following a thermal color scale. Fig. 5 provides pictures of the RWD for the 8 RP of the SRR antenna corresponding to the bits transmitted using SM. We can clearly observe that the 8 patterns of the SRR antenna are visually distinct.

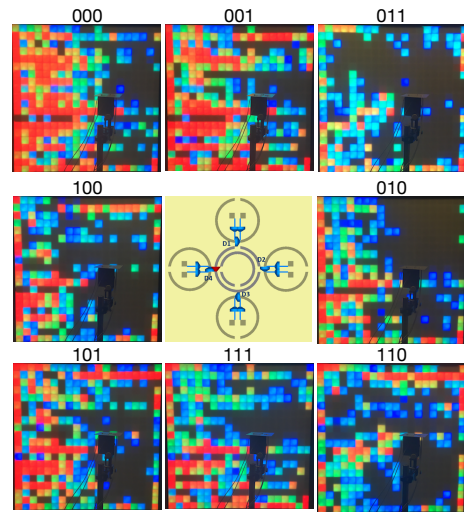


Fig. 5. Visualisation of the SRR antenna radiation patterns on the RWD

In a second step of the demonstration, we will perform a transmission of 900 data bits using SM between the transmitter board (acting as the connected object) and the receiver board (representing the access point). After the demodulation of the received frame, the Bit Error Rate (BER) of the transmission is displayed on the workstation. Participants are then be able to observe the effect of changing the SRR antenna and/or receiving antennas positions (few centimetres to few meters) on the quality of the communication (BER). A demonstration video is available online in [4].

REFERENCES

- [1] A. Ourir, K. Rachedi, D. Phan-Huy, C. Leray, and J. de Rosny, "Compact reconfigurable antenna with radiation pattern diversity for spatial modulation," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, March 2017, pp. 3038–3043.
- [2] N. Serafimovski, A. Younis, R. Mesleh, P. Chambers, M. D. Renzo, C. Wang, P. M. Grant, M. A. Beach, and H. Haas, "Practical implementation of spatial modulation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 9, pp. 4511–4523, Nov 2013.
- [3] http://www.luxondes.com/en/an_produits_dalle400/.
- [4] https://youtu.be/L4-_UonrHGU.

Demo Abstract : Real-Time Ambient Backscatter Demonstration

K. Rachedi*, D.-T. Phan-Huy[†], N. Selmene[†], A. Ourir*, M. Gautier[‡], A. Gati[†], A. Galindo-Serrano[†], R. Fara[†],
 J. de Rosny*
 *ESPCI Paris, PSL University, CNRS, Institut Langevin, Sorbonne Université,[†]Orange Labs, France,[‡]Univ Rennes, CNRS, IRISA
 kammel.rachedi@espci.fr

Abstract—To lower power consumption and spectral congestion, it has been proposed to transmit digital informations by modulating the ambient electromagnetic waves emitted by different RF sources such as TV broadcast, Wifi. We have recently developed prototypes of backscatter tags and readers operating in real-time recycling DVB-T and 4G RF fields. They are small, flexible and for some of them autonomous in energy. Thanks to these devices, we show how the Binary Error Rate is correlated to the Power Contrast due to the backscatter modulation. Moreover, even in Line-Of-Sight configuration, the modulation efficiency strongly depends on the relative placement of the RF Source, Reader and the RF-Tag.

I. INTRODUCTION

The population of connected objects or Internet-of-Things (IoT) is dramatically expanding and raises several challenges. First, a large number of connected objects must be self-powered. Secondly, though connected objects use very low data rate they still need to be spectral efficient as the spectrum resource is scarce. To overcome these two issues, a few years ago, Liu *et al.* [1] proposed a new communication system, called ambient backscatter, inspired by Stockman in 1948 [2] and Radio Frequency Identification (RFID) systems. In a classical communication, the transmitter emits and modulates an RF wave that is detected by a receiver. In the system proposed by Liu *et al.* [1], the transmitter (called tag) communicates with the receiver (called reader) without emitting any RF wave. An RF source of waves (such as TV broadcast) illuminates both the tag and the reader. The tag transmits information to the reader by electronically changing its own reflectivity at the symbol rate. In practice, it switches a metallic wire to make it resonating (or not) at the frequency of the source. By doing so, the tag modifies the level of scattering in the radio propagation channel between the reader and the source. To recover the transmitted message, the reader detects these fluctuations in the channel power. The RF tag communication circuit is ultra low power and can be powered by an RF energy harvesting circuit. In order to assess the performance of this system in terms of Bit Error Rate (BER), as a function of time, relative locations of the three elements, types of sources (TV, Wi-Fi and 4G) or propagation, we have developed small and flexible prototypes of tags and readers, communicating in real time.

Thanks to this versatile material setup, we show and demonstrate experimentally, in real time, that even when the tag, the source and the reader are in Line of Sight (LoS), the performance fades for some spatial relative configurations of

the three elements. We also make real-time demonstrations with various sources.

II. BACKSCATTER AND READER PROTOTYPES

We have developed versatile prototypes of backscatter communication. For the purpose of live demonstrations, a tag based on MSP430 micro-controller either powered by a lithium battery or more by a solar cell (see Fig. 1a and [3]) has been built. The tag switches every 2.7 ms and sends a Frequency Modulation 0 (FM0) symbol every 5.4 ms (with a data rate of 185 bits/s). The tag loop-transmits 4 successive images of 88 bits encoded in FM0 (11x8 black and white pixels) of sprites (space invaders) and a 8-bit synchronisation sequence. The reader consists of a NooElec NESDR mini connected to a laptop or a Raspberry PI3, that runs an energy level comparator implemented under GNU Radio [4] (see Fig. 2), an open-source software defined radio (SDR). Thanks to this transportable set-up (not connected to the electric network), the backscatter communication has been tested in various environments such as high speed train (see Fig. 1c and [5]), underground, or indoor [6] (with TV tag-reader distance of around 5 meters) and for different sources, such as TV (500-700 MHz), Wi-Fi (2.4 GHz) and 4G downlink bands (778-788, 791-801, 801-811 and 811-820 MHz) (see Fig. 1b and [7]).

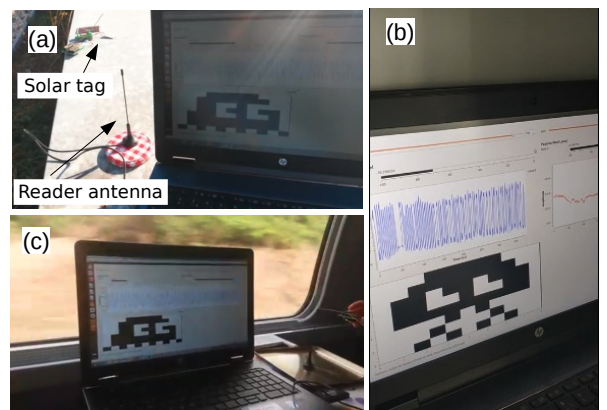


Figure 1. Photos of (a) Sun-powered TV backscatter (b) 4G backscatter (c) TV backscatter on board of a Paris-to-Lyon high speed train,

To study the performance of the backscatter communication system with respect to the relative positions of the three elements, we have developed another tag with an ATmega328 - Arduino, and another reader consisting of an USRP-B210 connected to a laptop, still using the energy detector.

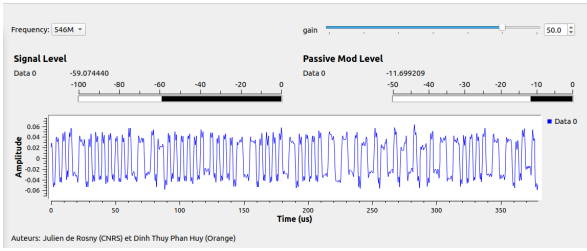


Figure 2. GnuRadio graphical user interface.

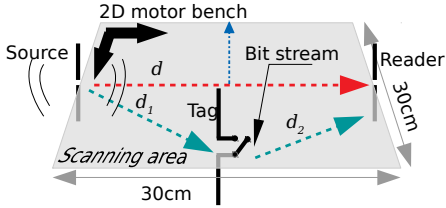


Figure 3. Configuration to measure the spatial dependency of PC and BER with respect to the relative position of the source, reader and tag. The BER and PC shown in Fig. 4a have been measured on the blue dash-dotted line. The PC shown in Figs. 4b-d have been recorded in the 30cmx30cm squared area.

III. SPATIAL PERFORMANCE

As metrics, we use the BER and we introduce the relative power contrast (PC) that is equivalent to the modulation index for classical amplitude modulation. The PC directly impact the BER. Indeed, $BER = 0.5\text{erfc}(\eta/\zeta)$ where η is the PC and ζ the signal to noise ratio. To scan both BER and PC, the tag is mounted on two translation stepping motors (see Fig. 3). Moreover, to control the position of the source, the ambient source is replaced by a controlled dipole generating RF noise connected to a USRP-B210. To study a configuration near to line-of-sight, some absorbing elements can be placed around the setup in order to mitigate reflections. In Fig. 4a the distribution of BER is plotted for different positions of the tag. The BER is assessed from the transmission of 2000 bits. Despite this LoS configuration, we observe strong fluctuations and fades of the BER. Note that the simple BER model based on PC fits very well the experimental BER (see inner plot in Fig. 4a). In order to have a better knowledge of the BER fading patterns, three 2D-scans of PC have been performed at 3 different working frequencies (see Figs. 4b-d): corresponding to Wi-Fi (2.4 GHz and 5.2 GHz) and future 5G (3.5 GHz). To interpret this results, we propose a simple scattering model. The field recorded by the reader is the superposition of the direct wave between the source and the reader and the wave that is backscattered. The complex field amplitude V_r^i is given by

$$V_r^i \propto \frac{1}{d} e^{jk_0 d} + \frac{f_i}{d_1 d_2} e^{jk_0 (d_1 + d_2)},$$

where i is either equal to 0 or 1 depending on the switch state. Distances d , d_1 , d_2 are defined on Fig. 3. The complex numbers f_0 and f_1 are the scattering amplitudes of the resonator for the 2 states of the tag. For a resonant scatterer that is switched on (1) or off (0), $|f_0| < |f_1|$. From the

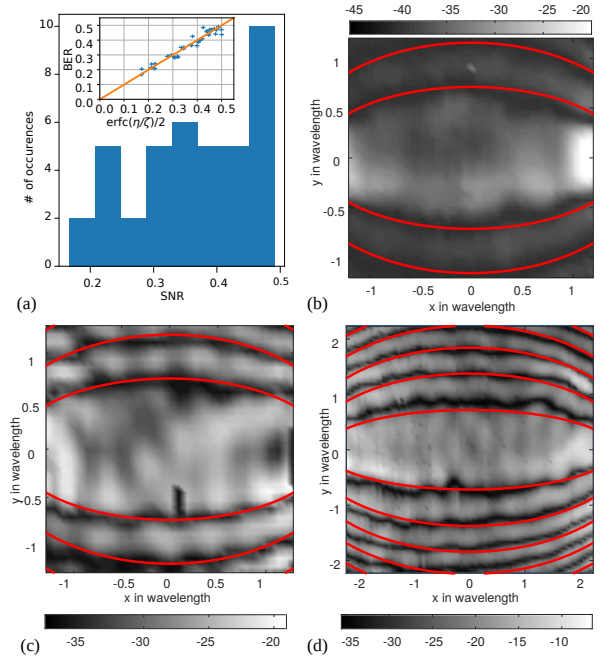


Figure 4. (a) Distribution of BER at 5.2 GHz when the tag is moved on a linear trajectory perpendicular to the line connecting the emitter and reader (see Fig. 3). Inner plot is the BER vs $BER = 0.5\text{erfc}(\eta/\zeta)$ (see text). Two dimensional scans of PC (dB scale) at 2.4 GHz (b), 3.5 GHz(c) and 5.2 GHz(d). The scanned squared area is shown on Fig. 3. The red lines are ellipsis where the foci are the locations of the emitter and reader.

previous equation, we note that the field at the reader location is constant when $d_1 + d_2$ is constant. As a consequence, PC patterns describes ellipsis where the foci are the positions of the source and the reader. We observe on Figs. 4b-d that the maxima and minima of PC are very well described by these ellipses. To overcome this strong fading effect, we are currently developing more advanced detection algorithms.

IV. LIVE DEMONSTRATIONS

We perform two live demonstrations using the versatile prototypes described in Sections II and III: 1) a real-time loop-transmission of 8 sprites with different sources (in TV or 4G bands) and a real-time spatial evaluation of the BER and PC metrics, with a tag moving along one axis.

V. ACKNOWLEDGMENT

We warmly thank T. Sarrebourg and W. Diego for their help. This work is partially supported by the French project SpatialModulation under grant number ANR-15-CE25-0016.

REFERENCES

- [1] V. Liu, A. Parks, V. Talla, S. Gollakota, D. Wetherall, and J. R. Smith, "Ambient backscatter: wireless communication out of thin air," in *Proc. of ACM SIGCOMM 2013*, 2013, pp. 39–50.
- [2] H. Stockman, "Communication by Means of Reflected Power," *Proceedings of the IRE*, vol. 36, no. 10, pp. 1196–1204, 1948.
- [3] <https://www.dailymotion.com/video/x6vbs5m>.
- [4] E. Blossom, "Gnu radio: tools for exploring the radio frequency spectrum," *Linux journal*, vol. 2004, no. 122, p. 4, 2004.
- [5] <https://www.dailymotion.com/video/x6k8sge>.
- [6] <https://www.dailymotion.com/video/x6urgup>.
- [7] <https://www.dailymotion.com/video/x6yvxhe>.

First experimental ambient backscatter communication using a compact reconfigurable tag antenna

Y. Kokar¹, D.-T. Phan-Huy², R. Fara², K. Rachedi³, A. Ourir³,
J. de Rosny³, M. Di Renzo⁴, J.-C. Prévotet¹, M. H elard¹

¹ Univ. Rennes, INSA Rennes, IETR, CNRS, UMR 6164, Rennes, France

² Orange Labs, Châtillon, France

³ ESPCI Paris, PSL University, CNRS, Institut Langevin, Sorbonne Université, Paris, France

⁴ Laboratory of Signals and Systems, CNRS, University of Paris-Sud XI, Gif-sur-Yvette, France

Abstract—Ambient backscatter communications have emerged as a promising technology for a sustainable development of the Internet of Things (IoT). In such system, a radio frequency (RF) tag can transmit data to a receiver without battery and without generating any new RF wave, just by backscattering the incident RF wave originated by an ambient RF source. The simplest tag is a dipole that is either in an absorbing mode or in reflecting mode to send "0" or "1", and thus leads to a modulation order of 2. Previous solutions to reach higher modulation order, so as to achieve higher data rate, are based on antenna arrays. However, such solutions are not suitable for connected objects, due to their sizes. In this paper, for the first time, we propose a new tag that uses a compact antenna with reconfigurable radiation patterns to provide a high modulation order. We present experimental bit error rate measurements obtained with an experimental test-bed and two tag antennas, both providing 4 states and thus being able to convey 2 bits per symbol. These measurements show that the performance improves with increasing number of receive antennas, and lead to the conclusion that a tag antenna with low cross-correlations between reconfigurable radiation patterns is suitable for backscattering applications in IoT.

Index Terms—Ambient backscatter, Internet of Things, bit error rate, reconfigurable antennas, software-defined radio, green communications.

I. INTRODUCTION

The growing number of devices and objects that wireless network operators have to connect leads to an increase in global energy consumption. Indeed, even though each new generation of mobile network is better in terms of energy and spectral efficiency than the previous one, the power consumption and the emission of radio waves continue to increase [1]. In [1], the concept of "energy-free communicating" (EFC) tags that can communicate with smartphones or the wireless network access points, without battery and without generating any new radio waves, is introduced as a candidate solution for a sustainable development of the internet-of-thing (IoT). The EFC tag harvests energy from ambient sources (such as sunlight, motion and heat) to power its circuit and backscatters radio frequency (RF) waves from ambient source such as Wi-Fi access points, mobile devices or network base stations, for instance. Such EFC tags exploit the "ambient backscatter"

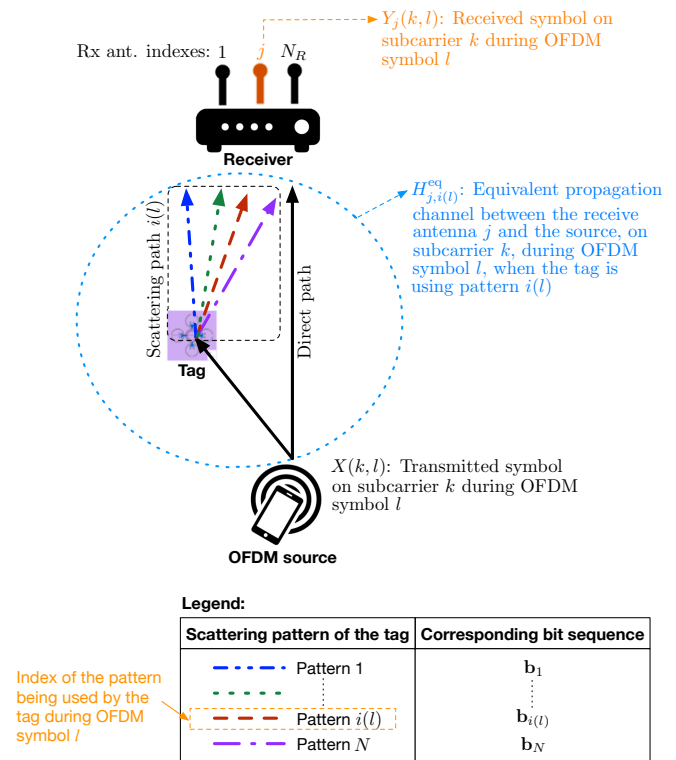


Fig. 1: Proposed system model

concept that was first introduced in 2013, by the University of Washington [2] with TV towers as sources, and then studied for various systems [3]. The tag does not generate any RF wave, it backscatters the incident RF wave coming from the source. The most basic tag consists of a dipole antenna (two metallic lines) designed to resonate at the carrier frequency of the source, that is either set in short circuit or open circuit, to send "0" or "1" [2]. In one state, the dipole is "reflecting" or backscattering waves, whereas in the other state it is "transparent" to RF waves. The receiver detects two different levels of received RF waves and deduces the message sent by

the tag. Such a system is capable of transmitting 1 bit per symbol and then leads to a modulation order of 2.

To send data with a higher modulation order, it has been later proposed in [4] to use an array of multiple antennas, spaced by at least half a wavelength (to avoid coupling), instead of 1 antenna. The receiver analyses the wave scattered by the entire array. Therefore, if the antenna array has M dipole antennas, it can provide $N = 2^M$ distinct scattering patterns and thus it allows to send $\log_2(N) = M$ bits per symbol. The limitation of this system is its size, which might not be appropriate for small objects. In parallel, recently [5] has shown that a compact antenna with reconfigurable radiation patterns such as the one proposed in [6], [7], can be used to replace an antenna array (to perform spatial modulation data transmission for instance) in a connected object, for the purpose of internet-of-things (IoT) applications.

In this paper, for the first time, we propose to use these compact antennas with reconfigurable radiation patterns as tags, as illustrated in Fig. 1 and evaluate their Bit Error Rate (BER) performance with an experimental test-bed.

The paper is organized as follows: Section II presents our system model, Section III describes our experimental set-up and the tested antennas, Section IV presents our experimental results and Section V concludes our paper.

II. SYSTEM MODEL

We consider the communication system depicted in Fig. 1, where a tag transmits a binary sequence \mathbf{b} to a receiver by backscattering the incident RF wave originally generated by an ambient source. The considered ambient source is a Wi-Fi or mobile device, therefore, generating a signal with an Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) waveform, and having only one antenna. The considered receiver is a Wi-Fi access point or a mobile network base station. We therefore assume that it has $N_R > 1$ receive antennas. The tag is assumed to use a compact reconfigurable antenna with N distinct scattering patterns, therefore it is able to convey $\log_2(N)$ bits per symbol. A mapping rule links each scattering pattern i with a distinct binary sequence \mathbf{b}_i , with $i = 1, \dots, N$.

The source is assuming to be active and sending data and pilots. To simplify the study, we assume that the tag is synchronized with the source (by design for instance) and that it is sending a data symbol during each OFDM symbol period of the source. During OFDM symbol l , the OFDM source is sending symbol $X(k, l)$ over sub-carrier k , where $k = 1, \dots, N_{SC}$, and N_{SC} denotes the number of active subcarriers. During the same OFDM symbol period l , the tag uses the scattering pattern $i(l)$ to send the binary sequence $\mathbf{b}_i(l)$ of length $\log_2(N)$. Thus, the bit rate achieved by the tag transmission is given by :

$$D = \frac{\log_2(N)}{T_{\text{OFDM}}} \text{ [bit/s]}, \quad (1)$$

where T_{OFDM} represents the OFDM symbol duration.

As described in Fig. 1, we denote $H_{j,i}^{\text{eq}}(k)$ as the equivalent propagation channel between the OFDM source and the receive antenna j when the tag is using the scattering pattern i .

We assume that the propagation channel is constant during the data communication. Therefore, the equivalent channel temporal variation is only due to the tag antenna pattern index. Thus, during OFDM symbol l , the equivalent channel between the OFDM source and the receive antenna j is given by $H_{j,i(l)}^{\text{eq}}(k)$. With these notations, and by considering a flat fading channel per subcarrier, the received symbol by the receive antenna j on subcarrier k , during OFDM symbol l , is given by :

$$Y_j(k, l) = X(k, l)H_{j,i(l)}^{\text{eq}}(k) + N_j(k, l) \quad (2)$$

where $N_j(k, l)$ is the receiver noise on sub-carrier k , during OFDM symbol l , on receive antenna j . We assume that the considered $X(k, l)$ symbols are pilot symbols. The receiver can therefore estimate the channel coefficient $H_{j,i(l)}^{\text{eq}}(k)$. The channel estimate $\hat{H}_{j,i(l)}^{\text{eq}}(k)$ is computed as follows:

$$\hat{H}_{j,i(l)}^{\text{eq}}(k) = \frac{Y_j(k, l)}{X(k, l)} \quad (3)$$

We assume that during OFDM symbols $l = 1$ to N , the tag activates each of its N scattering pattern, in increasing index order, to enable the receiver to acquire an estimate of all the $\hat{H}_{j,i(l)}^{\text{eq}}(k)$ channels, for $i(l) = 1$ to N . We assume that during OFDM symbols $l > N$, the tag is sending data bits $\mathbf{b}(l)$. The receiver determines the current scattering pattern $\hat{i}(l)$ being used by the tag with the following detector:

$$\hat{i}(l) = \arg \min_{i \in \{1, \dots, N\}} \left\{ \sum_{j=1}^{N_R} \sum_{k=1}^{N_{SC}} \left\| Y_j(k, l) - \hat{H}_{j,i}^{\text{eq}}(k) X(k, l) \right\|^2 \right\} \quad (4)$$

Finally, the receiver performs demapping in order to obtain the bits $\mathbf{b}(l)$. The performance of this system is therefore limited by the cross-correlations between the equivalent channels with distinct scattering patterns. The lower is the cross-correlation the better is the expected performance. The performance is also expected to improve with increasing number of receive antennas N_R .

III. EXPERIMENTAL SETUP

A. Prototyping platform

The experimental test-bed used for performance measurements of the communication system described in Section II, is based on the WARP board v3 [8]. This board is articulated around a Xilinx Virtex 6 FPGA and provides up to 4 RF interfaces which can operate in a half-duplex mode. Thus, each RF port of the board can be used as transmitter or as receiver. The baseband processing can be either implemented directly into the FPGA or executed in Matlab running on a external workstation connected to the WARP Board via an Ethernet link. This last operating mode was used for the experimental measurements. For this setup, the FPGA is only used as data buffers to store digital samples coming from/to the workstation. The WARP Board provides also several inputs/outputs including 16 General Purpose Input/Output (GPIO) pins. In order to alleviate synchronization issues between the three

elements of the system (source, tag and receiver), all of them are implemented in the same board. As one RF port is reserved for the RF source, up to $N_R = 3$ antennas can be used for the receiver.

B. Signal processing blocks

In this experimental test-bed, the OFDM source continuously transmits frames composed of a synchronization sequence followed by OFDM data symbols, as depicted in Fig. 2. The OFDM signal parameters are summarized in table I. At

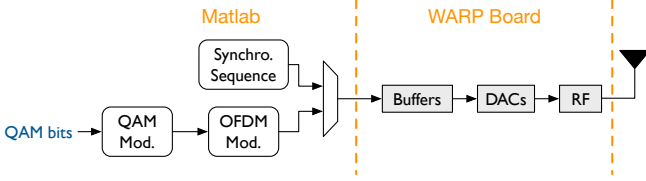


Fig. 2: OFDM source processing

TABLE I: OFDM source parameters

Carrier frequency	2.4 GHz
Sampling frequency	40 MHz
Signal bandwidth	24 MHz
Total nb of subcarriers	256
Subcarrier spacing	156 kHz
Nb of active subcarriers N_{SC}	154
Cyclic prefix length	64
OFDM symbol duration T_{OFDM}	8 μ s
Transmit power	-10 dBm

the tag side, as illustrated in Fig. 3, the signal processing is very simple. The reconfigurable antenna state of the tag $i(l)$ is set via the configuration of GPIO pins accordingly to the bits $\mathbf{b}_{i(l)}$ to transmit. Note that the tag antenna is not fed by an RF signal, and is therefore not generating any new radio wave.

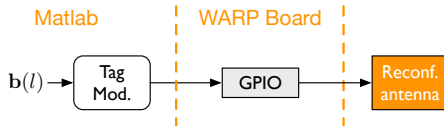


Fig. 3: Tag processing

At the receiver side, three steps are implemented in the test-bed. The first step consists in performing a frame detection in order to determine the beginning of the OFDM symbols. To this aim, a cross-correlation is carried out between the received samples and the synchronization sequence. The second step, consists in acquiring the N channels $\hat{H}_{j,i(l)}^{eq}(k)$ ($i(l) = 1, \dots, N$), as described in Section II. The last step, consists in detecting and demodulating the data transmitted bits, by first estimating the pattern index $\hat{i}(l)$ according to (4) and then applying a simple demapping according to table II. Fig. 4 illustrates the implemented blocks.

For the OFDM source as well as for the receiver, omnidirectional monopole antennas with gain of 6 dBi are used.

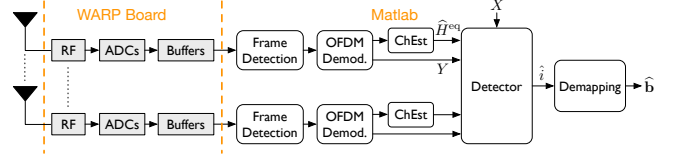


Fig. 4: Data demodulation processing

C. Tag antennas with reconfigurable radiation patterns

In these experiments, the cross-polar antenna presented in [7] and the Split Ring Resonators (SRR) antenna presented in [6] are used and compared. These antennas were initially designed in order to create a large number of tunable radiation patterns with low cross-correlation, at the carrier frequency 2.4 GHz. For both of them, 8 distinct radiation patterns are available, and the cross-correlation values for the cross-polar antenna are larger than for the SRR antenna [6], [7]. We assume that as the radiation patterns are well uncorrelated, the scattering patterns will also be. Thus, on the 8 available states of both antennas, we have selected $N = 4$ uncorrelated scattering patterns. Therefore, with the 2 tested antennas, $\log_2(N) = 2$ bits per OFDM symbol can be transmitted by using the ambient backscatter modulation. In the following, the antennas structure and the 4 selected configurations are presented.

The cross-polar antenna, depicted in Fig. 5, is based on two cross-polarization radiating meanderlines which are not fed by RF signals for these experiments. On each side of the

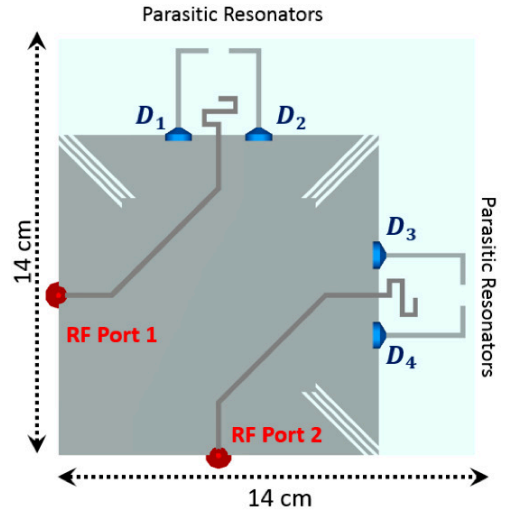


Fig. 5: The reconfigurable cross-polar antenna

meanderlines, there are 4 parasitic resonators which can be connected or disconnected from the ground plane by using a PIN diode for each resonator. Thus, the tunable radiation patterns are obtained by individually controlling the mode of the 4 pin diode. As presented in table II, the 4 states of the cross-polar antenna used as scattering patterns are set with only one pin diode on ON while the others are on OFF. Table II also provides values of the 2 bits sequence \mathbf{b}_i that

TABLE II: The 4 states cross-polar configuration and the corresponding mapping

State index i	D1	D2	D3	D4	Bits seq. \mathbf{b}_i
1	ON	OFF	OFF	OFF	[00]
2	OFF	ON	OFF	OFF	[01]
3	OFF	OFF	ON	OFF	[10]
4	OFF	OFF	OFF	ON	[11]

is transmitted by the tag for each state i of the cross-polar antenna. The radiation patterns corresponding to the 4 states of the cross-polar antenna are depicted in Fig. 6.

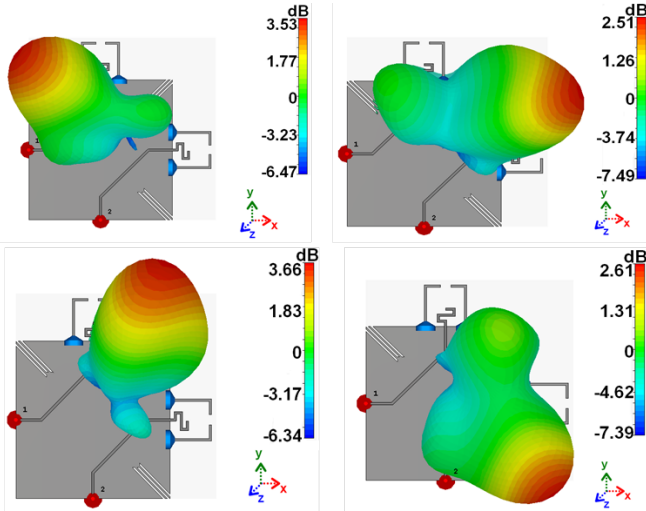


Fig. 6: Cross Polar antenna radiation patterns

The SRR antenna, depicted in Fig. 7, is based on a double closed rings which is the radiating element of the antenna (also not fed by an RF signal). The double closed rings is

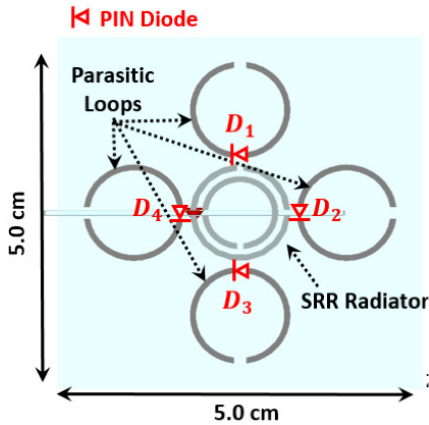


Fig. 7: The split ring resonator antenna

surrounded by four parasitic loops whose resonant frequency is controlled by a pin diode (in red) placed in the gap of the loop. By configuring the mode of the 4 pin diodes, the SRR antenna is able to generate $N = 8$ uncorrelated states, among which the 4 selected scattering patterns are resumed in table III. The 8 available radiation patterns of the SRR antenna are

TABLE III: The 4 states SRR configuration and the corresponding mapping

State index i	D1	D2	D3	D4	Bits seq. \mathbf{b}_i
1	ON	OFF	OFF	OFF	[00]
2	OFF	ON	OFF	OFF	[01]
3	OFF	OFF	ON	OFF	[10]
4	OFF	OFF	OFF	ON	[11]

depicted in Fig. 8. The corresponding configurations used for these experiments are denoted by *State i*.

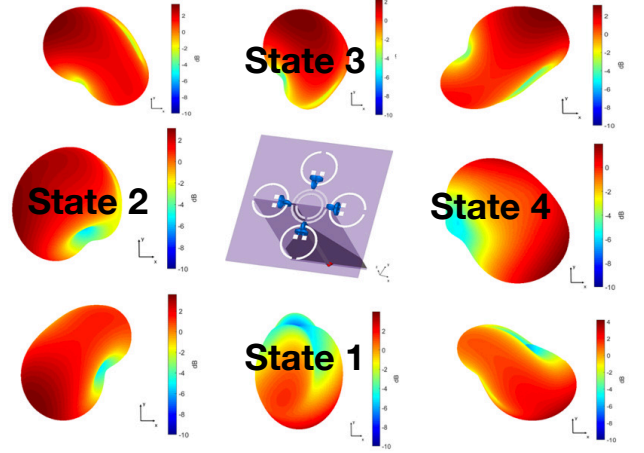


Fig. 8: SRR antenna radiation patterns

D. Measurements environment

All following measurements were performed in the reverberation chamber of IETR laboratory at INSA Rennes in France. Besides providing several multipath, the reverberation chamber has the advantage to provide a time invariant environment when its door is closed. Therefore by doing an ambient backscatter experiment inside it, the observed variation on the equivalent channel $H_{j,i}^{eq}(l)$ will be only related to the state of the tag antenna. Furthermore, the amount of multi-path can be reduced by adding some absorbers into the chamber. For these experiments, 5 absorbers are placed in the chamber. This allows to obtain a flat channel per OFDM subcarrier. Indeed, with 5 absorbers, the 70% coherence bandwidth at 2.4 GHz is above 650 kHz [9], while the subcarrier spacing is about 150 kHz.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

In this section, we present experimental results obtained with the set-ups detailed in section III. The experimental setups of data transmission using the cross-polar and the SRR antenna are illustrated in Fig. 9 and 10, respectively. In both configurations, the source antenna and the $N_R = 3$ receiver antennas are spaced by 1 m, and the tag antenna is positioned between them at a distance of 40 cm from the receiver antennas. According to (1), a bit rate of 250 kbit/s is achieved by using the ambient backscatter transmission. In order to evaluate the BER of the tag transmission at the receiver side,

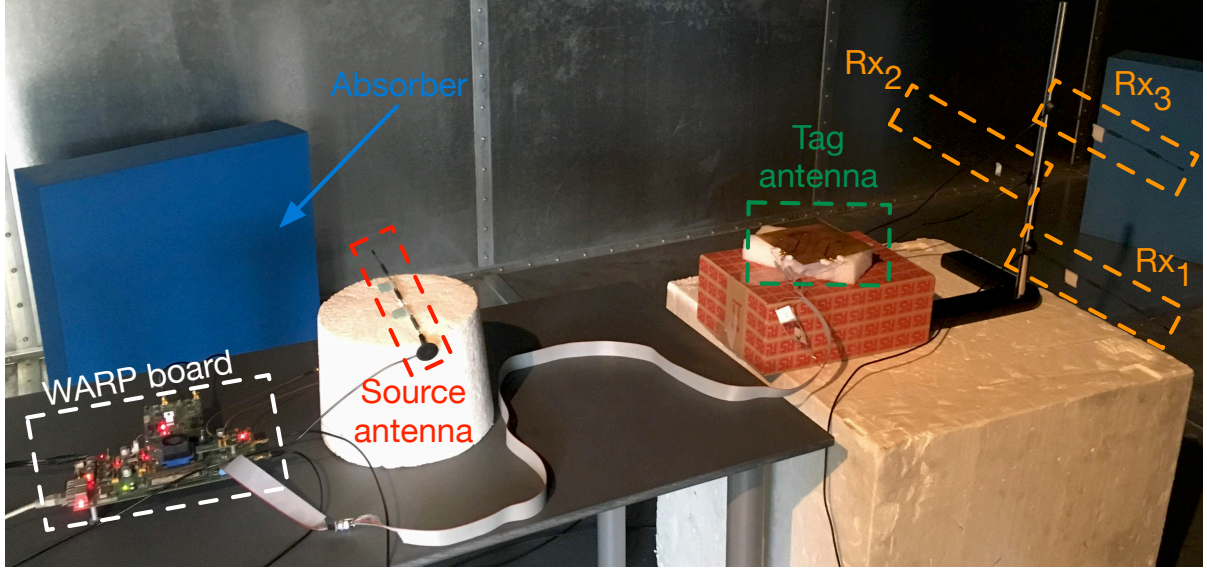


Fig. 9: Experimental setup for the Cross-Polar antenna

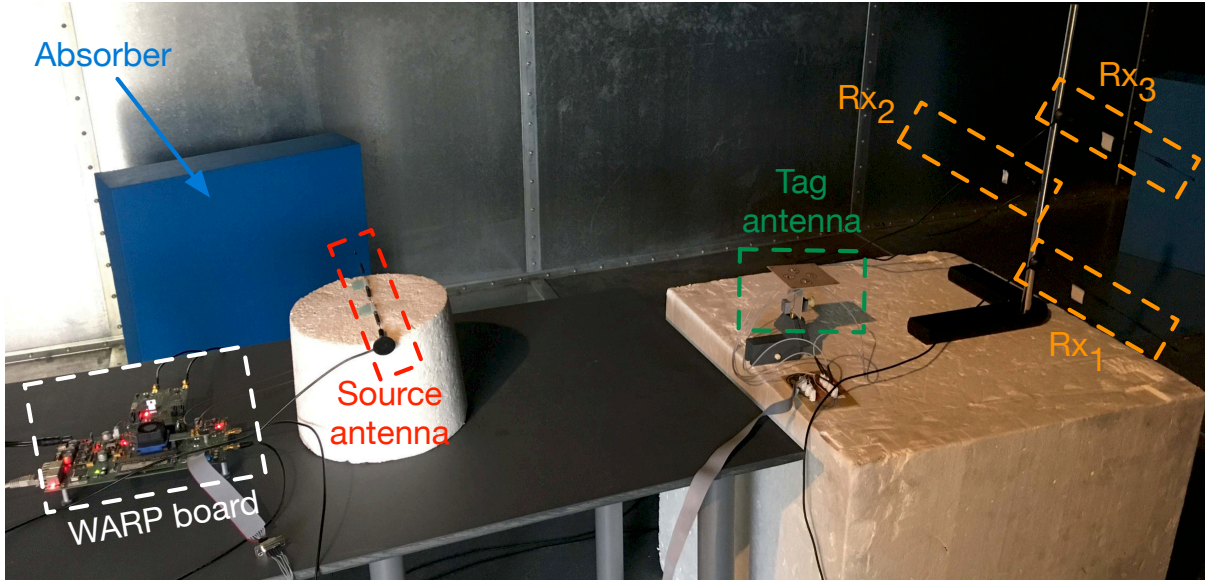


Fig. 10: Experimental setup for the SRR antenna

5000 OFDM symbols are transmitted per measurement leading to 10^4 bits transmitted using ambient backscatter modulation. Due to these number of bits, only BER greater than 10^{-2} can be measured with precision. Therefore, when we observe no error during one measurement, we can only deduce that the actual BER is less than 10^{-2} . For each tag antenna, BER measurement is performed for N_R going from 1 to 3. For both configurations, the average signal-to-noise ratio (SNR) at the receiver side was measured and is equal to 28 dB. Under high SNR condition, the system performance is therefore mainly limited by the equivalent propagation channels cross-correlations as explained in Section II. An example of the equivalent channels $\hat{H}_{1,i}^{eq}$ ($i = 1, \dots, 4$) estimated during

measurement using the SRR antenna is presented in Fig. 11a for the module and Fig. 11b for the phase. As we can observe, the estimated channels corresponding to the 4 states of the SRR antenna present almost similar frequency response. This is due to the fact that the reconfigurable scattering paths are weak compared to main paths and others reflections in the chamber. However, on both module and phase zoom, we can see that there is a slight difference between the estimated channels. As we can see in table IV, which presents the experimentally BER for the 2 antennas with respect to N_R , this little difference is sufficient to demodulate the backscatter symbols. Indeed, a BER under 10^{-2} is measured for $N_R = 3$ using the SRR as tag antenna. For both antennas we observe

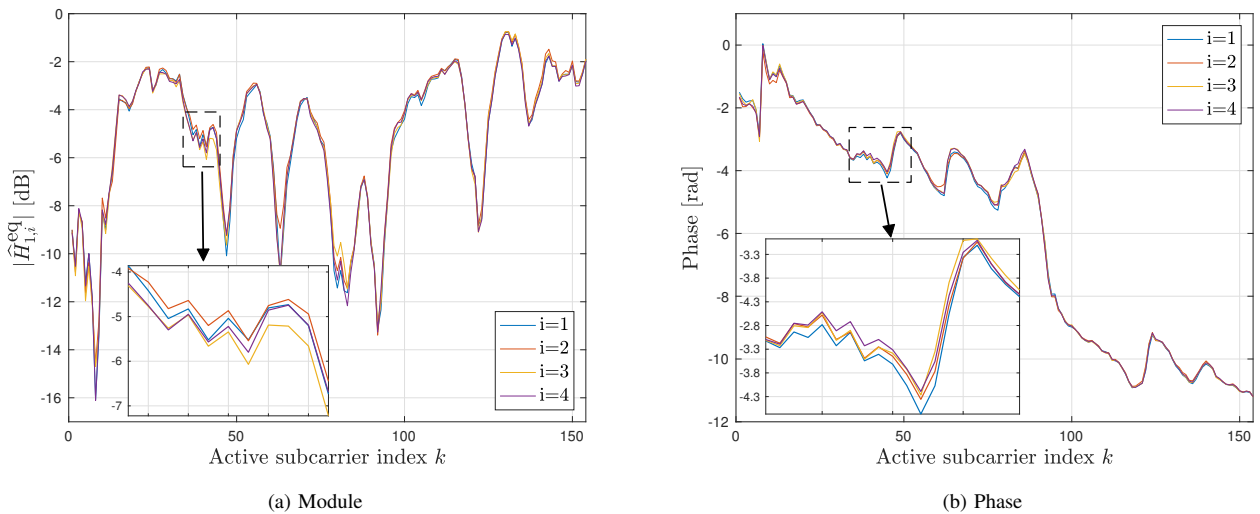


Fig. 11: Frequency response of the estimated channels $\hat{H}_{j,i}^{\text{eq}}$ using the SRR antenna with $i = 1, \dots, 4$ and $j = 1$

TABLE IV: BER measurements results

Tag antenna	N_R	Nb of erroneous bits	BER
Cross-Polar	1	1562	$1.6 \cdot 10^{-1}$
	2	1245	$1.3 \cdot 10^{-1}$
	3	352	$3.5 \cdot 10^{-2}$
SRR	1	891	$8.9 \cdot 10^{-2}$
	2	0	$< 10^{-2}$
	3	0	$< 10^{-2}$

that increasing the number of receive antennas improves the performance, as expected. We can also notice that the SRR antenna, which has lower cross-correlations than the cross-polar antenna, outperforms this latter. This result confirms our assumption that the scattering patterns correlation is related to the radiation patterns correlation.

V. CONCLUSION

In this paper, for the first time, we present a practical ambient backscatter communication with tags using compact antennas with reconfigurable radiation patterns to increase the bit rate. We experimentally test two different reconfigurable antennas: the so-called 4-states cross-polar antenna and the split ring resonator antenna that enable to achieve a modulation order of 4. Our measurement results show that the number of receive antennas improves the detection performance and that the split ring resonator antenna outperforms the cross-polar antenna. This latter result can be explained by the lower cross-correlation between radiation patterns observed for the SRR antenna than for the cross-polar antenna. Next studies will verify the link between antennas radiation patterns and scattering patterns, and their impacts on such system performance.

VI. ACKNOWLEDGEMENT

This work has been performed in the framework of the SpatialModulation project funded by the French National

Research Agency (ANR) under grant NR-15-CE25-0016.

REFERENCES

- [1] A. Gati and et. al., "Key technologies to accelerate the ict green evolution: An operators point of view," in *Submitted to IEEE Communications Surveys & Tutorials*, available at <https://arxiv.org/abs/1903.09627>, 2019.
- [2] V. Liu, A. Parks., V. Talla, S. Gollakota, D. Wetherall, and J. R. Smith, "Ambient backscatter: Wireless communication out of thin air," in *SIGCOMM 2013*, 2013.
- [3] G. Yang and Y. Liang, "Backscatter communications over ambient ofdm signals: Transceiver design and performance analysis," in *2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Dec 2016, pp. 1–6.
- [4] C. Kang, W. Lee, Y. You, and H. Song, "Signal detection scheme in ambient backscatter system with multiple antennas," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 14 543–14 547, 2017.
- [5] D.-T. Phan-Huy, Y. Kokar, K. Rachedi, P. Pajusco, A. Mokh, T. Magounaki, R. Masood, C. Buey, P. Ratajczak, N. Malhouroux-Gaffet, J.-M. Conrat, J.-C. Prvotet, A. Ourir, J. De Rosny, M. Crussiere, M. Helard, A. Gati, T. Sarrebourg, and M. Di Renzo, "Single-carrier spatial modulation for the internet of things: Design and performance evaluation by using real compact and reconfigurable antennas," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 18 978–18 993, 2019.
- [6] K. Rachedi, D.-T. Phan-Huy, A. Ourir, and J. De Rosny, "Reconfigurable split ring resonators for spatial modulation communications," in *EUCAAP 2019 - European Conference on Antenna and Propagation*, April 2019, pp. 1–2.
- [7] A. Ourir, K. Rachedi, D.-T. Phan-Huy, C. Leray, and J. de Rosny, "Compact reconfigurable antenna with radiation pattern diversity for spatial modulation," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAAP)*, March 2017, pp. 3038–3043.
- [8] "Warp project," <http://warpproject.org>.
- [9] M. Andriés, P. Besnier, and C. Lemoine, "On the prediction of the average absorbing cross section of materials from coherence bandwidth measurements in reverberation chamber," *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, pp. 1–6, 2012.

Reconfigurable Split Ring Resonators for Spatial Modulation Communications

Kammel Rachedi¹, Dinh Thuy Phan Huy², Abdelwaheb Ourir¹, Julien de Rosny¹

¹ ESPCI Paris, PSL University, CNRS, Institut Langevin, Sorbonne Université; 1 rue Jussieu, 75005, Paris, kammel.rachedi@espci.fr

² Orange Gardens, 44 Avenue de la République, 92320 Châtillon, France

Abstract—Very recently, a new concept of low-power consumption and high data rate wireless communication systems appeared. The so-called Spatial Modulation MIMO (SM-MIMO) is based on the ability of the emitter to generate several radiation patterns. We develop a small reconfigurable antenna based on split ring resonators for SM-MIMO. This antenna is able to deliver 8 different radiation patterns at 2.45 GHz. For all of them, a good impedance matching ($S_{11} < -10$ dB) is obtained. The spatial diversity is a key point of SM-MIMO. For this purpose, the complex inter-correlation matrix between the 8 states is computed and analyzed. Regarding the SM-MIMO, the bit error rate is assessed versus the Signal to Noise Ratio in a Non-Line-Of-Sight (NLOS) configuration.

Index Terms—Tunable antenna, Split Ring Resonator, Spatial Diversity, Spatial Modulation, Correlation Factor, BER

I. INTRODUCTION

Moderate the power consumption of wireless system while keeping sufficiently high data rate is a challenging issue. From a theoretical point of view, MIMO (Multiple Input Multiple Output) systems take benefit of high level spatial diversity with the use of several antennas at the transmitter and receiver part[1]. However optimal MIMO systems require complex signal processing and present power consuming issues.

Spatial Modulation that belongs to single-carrier MIMO systems is a good trade-off[2]. In SM-MIMO, the stream is divided into two parts. The first part is sent through a conventional modulation scheme (QAM, QPSK, etc...) while the other part is encoded by changing the transmit antenna among all of the Tx-array. As a consequence, one antenna is associated to one SM-symbol. At the receiver side, the signal is demodulated conventionally for the first stream. The second stream is decoded by the Rx-array that identify the transmit antenna and therefore the symbol.

However this SM-MIMO approach requires a large array of antenna that cannot be implemented in small devices. Recently we have proposed to use re-configurable antenna instead antenna array[3]. Now the SM-MIMO symbol is related to the state of the re-configurable antenna. This solution is much easier to implement. The drawback is the limited number of SM-MIMO symbols. Indeed, the smaller

the antenna, the smaller the number of independent radiation patterns.

Here, we present a simple compact antenna based on split ring resonators (SRR) working at 2.45 GHz. Such structures have the property of low profile. The emitting antenna is simply a double SRR [2]. Four tunable parasitic SRR have been added around the double split ring. After validating the antenna design, the spatial diversity of the 8 state antenna is evaluated. Finally, the efficiency of the antenna is tested within a SM-MIMO configuration.

II. DESIGN OF THE ANTENNA

For the design of the reconfigurable antenna, we propose to use split ring resonators etched on a low loss substrate (NELCO). All the structures are tested with the full-wave Finite Difference Time Domain (FDTD) CST Microwave Studio software.

A. Reference Antenna

The reference antenna shown on Fig. 1 is made up with a double closed rings. The external diameter of the antenna is 1.7 cm.

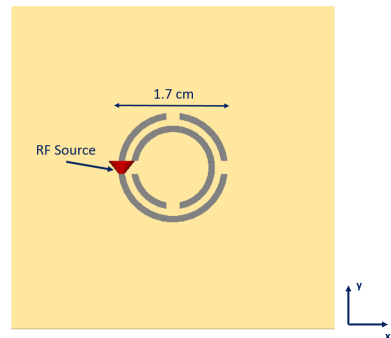


Fig. 1: Reference Antenna

According to the shape of the double ring structure, it mainly acts as a magnetic dipole close to the operating frequency. Here the reflection coefficient S_{11} of the reference antenna is plotted on the Fig. 2. The resonant frequency is 2.58 GHz. A high level of reflection is obtained at this frequency ($S_{11} = -2.18$ dB). The radiation pattern at the frequency of 2.58 GHz is presented on the Fig. 3.

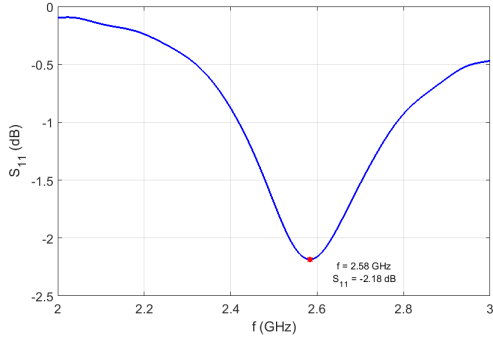


Fig. 2: Reflection Coefficient S_{11} of the reference antenna

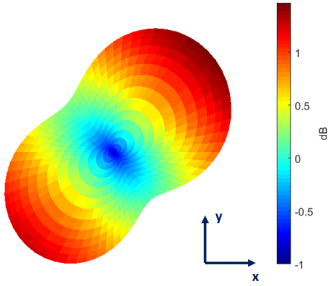


Fig. 3: Radiation Pattern at 2.58 GHz of the reference antenna

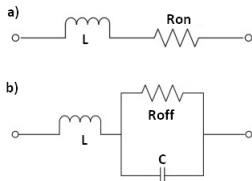


Fig. 4: Equivalent circuit models for Pin diode (a) ON and (b) OFF $L = 0.6$ nH, $C = 1$ pF, $R_{on} = 0.45\Omega$, $R_{off} = 100k\Omega$

The presented reference antenna is not well matched. We propose to take advantage of coupling effects between resonators in order to simultaneously enhance the matching of the antenna and modify the radiation pattern.

B. Re-configurable Antenna

One can take advantage of the couplings between the double SRR and parasitic loops to tune the radiation pattern at a given frequency. Here, the study has been done at 2.45 GHz. The basic idea is to use resonators which the resonant frequency can be driven by a pin diode. The pin diode is placed in the gap of the parasitic loops.

The Pin diode has two modes (ON/OFF). According to the voltage bias applied, the equivalent circuit of the pin diode changes. One can thus change here the resonant frequency of the loop connected to the diode. Figs. 4(a) and (b) present the equivalent circuit of the Pin diode for both modes (ON/OFF).

State	D_1	D_2	D_3	D_4
1	1	0	0	0
1-2	1	1	0	0
2	0	1	0	0
2-3	0	1	1	0
3	0	0	1	0
3-4	0	0	1	1
4	0	0	0	1
4-1	1	0	0	1

TABLE I: Configuration of the Pin diodes

The four parasitic loops around the reference antenna with the 4 pin diodes are shown on Fig. 5.

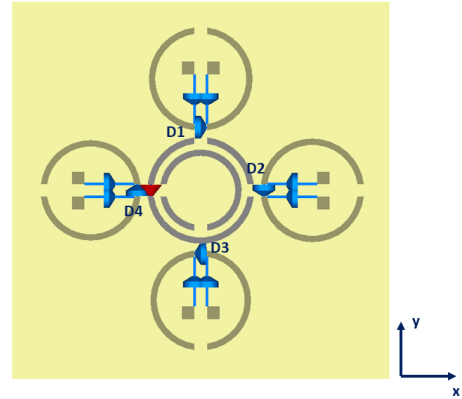


Fig. 5: Tunable Split Ring Antenna with the 4 Pin diodes

III. SPATIAL DIVERSITY

We take benefit of 8 different states of the reconfigurable antenna. Thus 8 different radiation patterns at 2.45 GHz are obtained. Table I recaps the 8 configurations according to the states of the pin diodes D_1, D_2, D_3 and D_4 shown on the Fig. 5. The computed reflection coefficient S_{11} for all the configurations provided by the antenna are plotted on the Fig. 6. A relative good impedance matching is obtained for all the states because the reflection coefficient is below -10dB. The 8 radiation patterns at 2.45 GHz are presented on the Fig.7. It clearly appears that the reconfigurable antenna is able to steer in 8 uniformly distributed directions. Some fundamental parameters of the antenna (S_{11} parameter, gain and radiation efficiency) are listed on Table II. The values of the gain at 2.45 GHz oscillate around 3dB (up to 3.62 dB). The antenna presents a good radiation efficiency (around -0.2 dB) for the 8 states. The radiation efficiency has been optimized by choosing an appropriate substrate NELCO (low loss). The next section deals with the performance of the antenna.

IV. PERFORMANCE OF THE ANTENNA

The SM-MIMO efficiency is based on the ability of the transmitter to generate distinguishable radiation patterns. The more decorrelated they are each other, the better would be the robustness of the radio link. These different

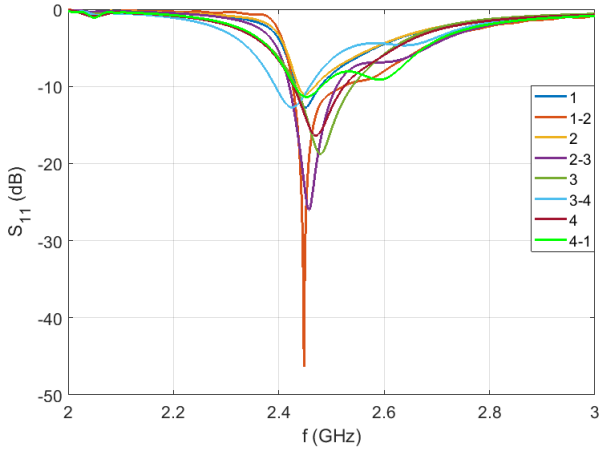


Fig. 6: Reflection Coefficient S_{11} of the tunable SRR antenna

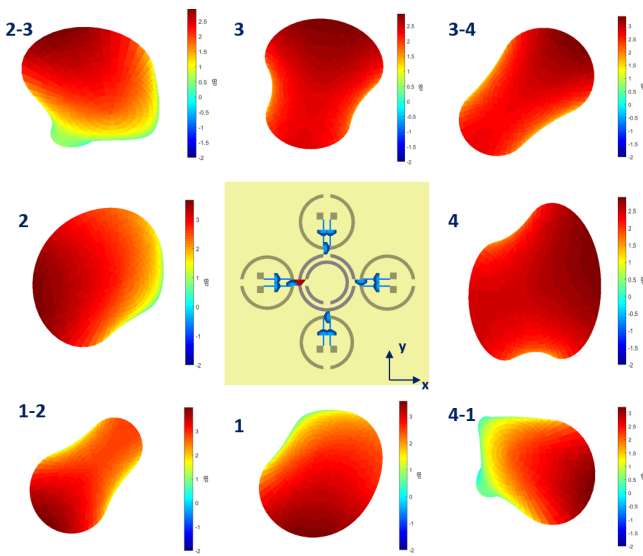


Fig. 7: 8 Radiation Patterns in gain at 2.45 GHz at 2.45 GHz

State	S_{11} (dB)	Gain (dB)	Rad. Eff (dB)
1	-8.96	3.03	-0.23
1-2	-21.65	3.62	-0.29
2	-8.10	3.06	-0.22
2-3	-13.51	3.22	-0.26
3	-15.96	2.87	-0.25
3-4	-9.54	3.5	-0.26
4	-15.67	2.85	-0.27
4-1	-11.27	3.25	-0.30

TABLE II: Parameters of the tunable SRR antenna at 2.45 GHz

radiation patterns are then decoded by the receiver as digital symbols in the IQ constellation.

First to assess the spatial diversity, we compute the envelope correlation coefficient. However this approach is not sufficient to assess the spatial diversity. For this reason

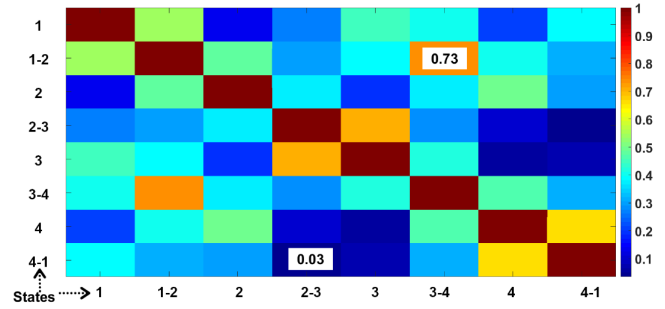


Fig. 8: Envelope correlation coefficient(ECC) at 2.45 GHz between the 8 states of the reconfigurable antenna.

we also analyze the eigenvalues distribution of the complex correlation matrix (or covariance matrix).

A. Envelope correlation coefficient

One way to evaluate the spatial modulation MIMO performance consists in estimating the envelope correlation coefficient ECC [4]. It gives a relative reliable indicator of the antenna diversity performance. The lower is the ECC, the better would be the spatial diversity in terms of uncorrelated radiation patterns. One has to notice that the correlation coefficients depend on the directivity, the phase and the polarization of a given radiation pattern. Here, we assume two different modes i and j at 2.45 GHz. We compute the correlation factor between the mode i and j from the two component far field complex electric fields E_ϕ and E_θ in all the directions in space. The expression of the ECC ρ_{ij}^{th} is given by

$$\rho_{ij}^{th} = \frac{|\int (E_i^\theta \cdot E_j^{\theta*} + E_i^\phi \cdot E_j^{\phi*}) d\Omega|^2}{\int |E_i|^2 d\Omega \cdot \int |E_j|^2 d\Omega}. \quad (1)$$

The integration is performed over 4π st. The ECC matrix is presented on Fig. 8. It shows low values of correlation. The highest value is like 73% while the lowest is about 3%. The other values varie from 10% to 50%.

B. Eigenvalue of the decomposition of the complex matrix based on the 8 electric fields

The cornerstone of MIMO communications is the spatial diversity. Indeed, the dramatic increase of data rate is only due to this last. Spatial diversity ingredient implicitly appears in the MIMO Shannon capacity formula[5]. One way to asses the spatial diversity of an antenna is to compute the diversity measure of a Rayleigh fading MIMO system[6]. This analysis is based on the assumption that the probability distribution of the Frobenius norm of the channel matrix obeys to a Nakagami distribution. One can easily show that the diversity order of the distribution is directly related to the eigenvalue distribution of the complex correlation matrix. For this reason, here we chose

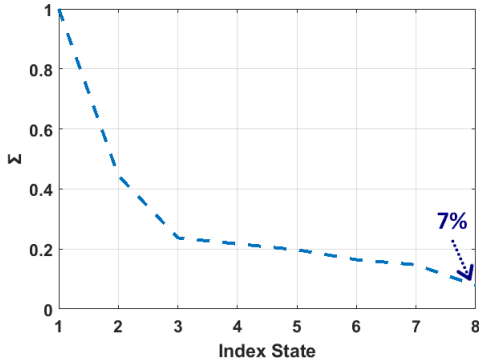


Fig. 9: Eigenvalues of the tunable antenna versus the number of states

to directly analyze the eigen value decomposition. The complex correlation matrix is computed from

$$C_{ij} = \frac{\int (E_i^\theta \cdot E_j^{\theta*} + E_i^\phi \cdot E_j^{\phi*}) d\Omega}{\sqrt{\int |E_i|^2 d\Omega \cdot \int |E_j|^2 d\Omega}}. \quad (2)$$

Matrix C is a semipositive complex matrix. As a consequence, it can be diagonalized and all eigenvalue are positive. The decomposition of the matrix C can be written as

$$C = U \Sigma U^\dagger \quad (3)$$

where U is a unitary matrix that contains the eigenvectors and Σ is a matrix with the eigenvalue on its diagonal. One can arrange the eigenvalues in decreasing order. We normalize these values by the maximum eigenvalue (the first one). By fixing a certain threshold τ , one can easily find effective "rank" r of the C . The rank r could be interpreted as the number of independent states. By construction this number is of course smaller or equal to the number of reconfigurable states. In telecommunication, the threshold could be the relative level of accepted noise. At the threshold τ , the receiver can potentially demodulate r SM symbols. We observe on Fig. 9 that if the $\tau = 50\%$ then the spatial diversity of the reconfigurable antenna is 2. However it reaches its maximum, i.e., 8, as soon as $\tau < 7\%$.

V. TOWARDS SPATIAL MODULATION STANDARDS

In this part, we consider a wireless communication between the tunable SRR antenna (which can be assimilated as the connected object) with the base station (massive MIMO antenna array). The propagation environment is assumed as strongly scattering, i.e., only Non-Line-Of-Sight (NLOS) configuration is surveyed.

To assess the performances of the 8-states antenna, we consider a 2D Rayleigh propagating channel with a horizontal polarization H . We assume $L = 16$ antennas at the base station spaced by half a wavelength (see Fig.10). We use $K = 10$ scatterers to generate this Rayleigh channel and then to create the NLOS condition.

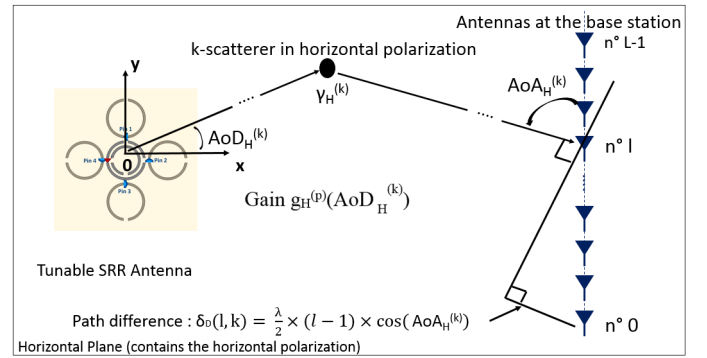


Fig. 10: Rayleigh propagation model used. $AoA_H^{(k)}$ is the random angle of arrival due to the k -th scatterer. $g_H^{(p)}(AoD_H^{(k)})$ is the complex gain of the antenna with $p \in [2, 4, 8]$

As usual in telecommunication, the signal receiver on the 16-antenna array is written as

$$Y = H X_p + N_o, \quad (4)$$

where X_p is a vector of 2, 4 or 8 elements where only one of its components is equal to 1 whereas the others are equal to 0. Matrix H is provided by the propagation model (see Fig 10). Finally the noise vector represented by N_o is assumed to be zero-mean, Gaussian and decorrelated from one antenna to another one. The SM symbols are detected by a simple Mean Square Error detector is implemented. Bit Error Rate (BER) is assessed versus SNR (Signal to Noise Ratio). This last is defined as the ratio of the total power received by the total power of noise at each array element. On Fig.11 is presented the results for SM-MIMO transmission with 2, 4 and 8 different symbols. For each modulation, the most decorrelated patterns are chosen. As expected, the lower is the number of symbols, the lower is the BER with respect of SNR but at the cost of a lower bit rate.

With a SNR less than 19 dB, the BER is below the threshold of 1% with 8 different symbols. The lowest value of the SNR to obtain this threshold of BER is roughly 7 dB for only 2 symbols.

VI. CONCLUSION

Throughout this work we have presented a reconfigurable antenna based on split ring resonators devoted for SM-MIMO communications. The proposed antenna is able to deliver 8 different radiation patterns. Such structures can be used to make compact antennas that would be integrated inside a connected object.

ACKNOWLEDGMENT

The authors are partially supported by the French Project ANR Spatial Modulation (ANR-15-CE25-0016). This work is also funded partially by the LABEX WIFI (Laboratory of Excellence within the French Program

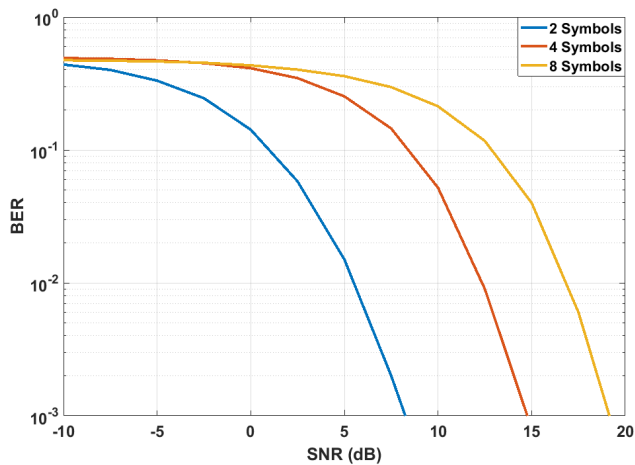


Fig. 11: Computed BER vs SNR for 2, 4 and 8 symbols

"Investments for the Future") under references ANR-10-LABX-24 and ANR-10-IDEX-0001-02 PSL*.

BIBLIOGRAPHY

REFERENCES

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless personal communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
- [2] M. D. Renzo, H. Haas, A. Ghayeb, S. Sugiura and L. Hanzo, "No Title," in *Spatial modulation for generalized MIMO : Challenges, opportunities, and implementation*, pp. 56–103. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6678765/>
- [3] A. Ourir, K. Rachedi, C. Leray, and J. D. Rosny, "Compact Reconfigurable Antenna with Radiation Pattern Diversity for Spatial Modulation," vol. 2, pp. 3049–3054, 2017.
- [4] P.-Y. Qin, Y. J. Guo, A. R. Weily, and C.-H. Liang, "A Pattern Reconfigurable U-Slot Antenna and Its Applications in MIMO Systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 516–528, 2012. [Online]. Available: <http://adsabs.harvard.edu/abs/2012ITAP..60..516Q>
- [5] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European transactions on telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999.
- [6] M. Ivrlac and J. Nосsek, "Quantifying diversity and correlation in rayleigh fading mimo communication systems," in *Signal Processing and Information Technology, 2003. ISSPIT 2003. Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on*. IEEE, 2003, pp. 158–161.

Spatial characterization of the ambient backscatter communication performance in line-of-sight

Kammel Rachedi*, D.T. Phan Huy†, N. Selmene†, A. Ourir*, J. de Rosny*

* ESPCI Paris, PSL University, CNRS, Institut Langevin, Sorbonne Université; *kammel.rachedi@espci.fr*

† Orange Gardens, 44 Avenue de la République, 92320 Châtillon, France

Abstract—An ambient backscatter device, or Radio Frequency (RF) tag, transmits information to an RF reader simply by modulating the propagation channel between an ambient RF source such as TV broadcast and a reader. Here, the tag switches between two scattering states (e.g., scattering or transparency to RF waves) and influences the reader received power. A basic power-detector is sufficient, as long as the contrast between the two levels of received power is sufficiently large compared to the noise floor. This low complexity communication technology is therefore promising for Internet-Of-Things (IoT) applications. We characterize theoretically, numerically and experimentally, the power contrast (PC) and the bit error rate, as a function of the relative positions of the source, reader and tag. Surprisingly, even in line-of-sight, PC is subject to deep fades. Indeed, the scattered path added by the tag does not always modify the reader received power. Our experiments and simulations at 2.4, 3.5 and 5.2 GHz, show that the tag is indeed well detected on regularly spaced ellipses with the source and the reader at foci locations.

I. INTRODUCTION

The concept of backscatter communications has been first investigated by Stockman in 1948[1]. Basically, a backscatter tag modulates the propagation channel between a radio frequency (RF) source and an RF reader. For instance, the tag can toggle between two states (scattering or transparency to RF waves) and influence the reader received power. In this case, the RF reader can be a simple two-levels power detector, as long as the power contrast (PC), i.e. the contrast between the received levels of power is large enough. Up to recently, radio-frequency identification (RFID) is the main application of this concept where the source and the reader are co-located. The role of the source is also to power the RFID wirelessly. However due to electromagnetic compatibility standard limiting RF level, the RFID should be sufficiently close to the source/reader device to be active. Recently, a team has been successful in replacing the controlled source by a source of opportunity (broadcast emitter, local wireless network, cellular phone network, ...) [2] to perform ambient backscatter communication. The interest of this low carbon-footprint communication system is growing for IoT (Internet of Things) applications. However several issues have still to be addressed. One of them is related to the PC and the bit error rate, as a function of the relative positions of the source, reader and tag. Indeed, in [3], even in Line-Of-Sight (LOS) conditions, the power backscattered by the tag and received by the reader is subject to small-scale fading. When additional scatterers are present inside the media, the multipath interferences affect the power contrast. In a strong multipath environ-

ment, a Rayleigh fading is observed [4] as the interferences are randomly distributed.

II. BACKSCATTER COMMUNICATION FADING

On Fig. 1(a) is shown the principle of ambient backscatter communication. To transmit data to a reader, the tag toggles the state of a ON/OFF switching component such as pin diode or transistor to make resonating (or not) a parasitic element (e.g., a dipole) at the working frequency and therefore to backscatter efficiently (or not) the ambient field.

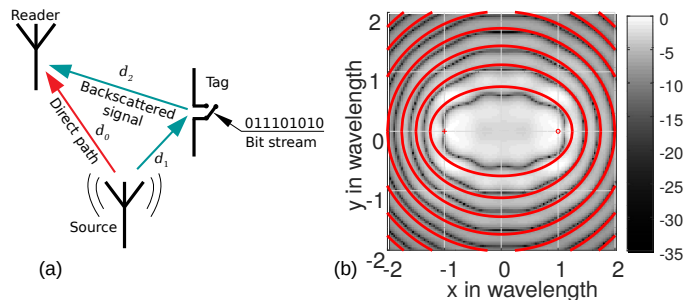


Fig. 1. (a) Schematic representation of the backscatter communication. (b) Power contrast computed based on the modeling of mutual impedance coupling between one dipole source, one dipole reader and one dipole tag. The two foci of the red ellipses are the source and the reader positions and their eccentricities are given by $2d_0/(2d_0 + n)$ where n is a positive integer.

The most simple reader is an energy detector (amplitude demodulation) that is sensitive to the small power variations of the backscattered signal. One can show that in case of omni-directional source/reader/tag vertically polarized, the relative power contrast (PC) η (i.e., the power variation due to the modulation over the mean power) at the reader is given by

$$\eta = \frac{2\sqrt{\frac{d\sigma}{d\Omega}}d_0}{d_1d_2} |\cos(k_0[d_1 + d_2 - d_0])|,$$

where $d\sigma/d\Omega$ is the differential cross-section of the tag when resonating, k_0 is the wavenumber and distances d_0 , d_1 , d_2 are defined on Fig. 1(a). From the previous formula, one can see that the contour lines of η are ellipses ($d_1 + d_2$ is constant). This is confirmed numerically on Fig. 1b using mutual impedance matrix formalism where the tag is modeled as a dipole antenna with a load impedance switched between a low and a high values.

III. EXPERIMENTAL SET-UP

The experimental setup is shown on the Fig. 2(a). The source and the reader are connected to dipole antennas.

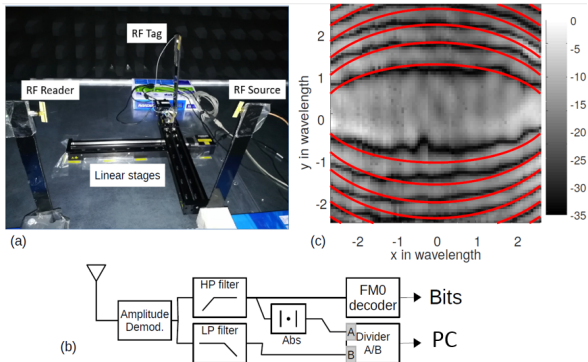


Fig. 2. (a) Photo of the experimental setup. (b) Simplified signal processing scheme implemented under GNU Radio. (c) Power Contrast (PC) measured at 5.2 GHz. The red curves are the elliptical contour lines.

The tag is a dipole with a PIN diode inserted in the middle. The driver of the diode is controlled by an Arduino microcontroller. Before being transmitted, each bit of the stream is encoded using FM0 that is widely used in RFID technology. The default bit rate is 88 bits/s. The tag is attached at the top of a dielectric cleat. This last is fixed on a XY linear motor stage that covers a 30cmx30cm square. Such as in [5], the source and reader antennas are connected to a SDR (USRP B210) that can be programmed with GNU Radio [6]. The source emits a random noise at 5.2 GHz (or 2.4 and 3.5 GHz) with a 1 MHz bandwidth. The tag demodulation is performed in real time with the signal processing blocks shown on Fig. 2(b). From the squared envelope of the received signal, the PC is directly estimated and the bits are probed by an energy detector. If the number of transmitted bits is sufficiently large then we can estimate the Bit Error Rate (BER).

IV. RESULTS

With this set-up, we first probe the PC over the 30cmx30cm square. The result of the scan is presented in Fig. 2(c). As expected, the power fading is governed by ellipses. We also performed the scan at 2.4 GHz and 3.5 GHz. To check the link between PC and BER, we record these two quantities for tag positions lying on a segment perpendicular to the axis between the reader and the source (see Fig. 3). The segment length equals 2λ . To determine experimentally the BER, 2000 pseudo-random bytes are sent for each tag position. Because of the internal micro-controller clock is not precise enough, a synchronization frame is added. We clearly observe on 3 the strong correlation between the power contrast ripples and the BER. Indeed, neglecting the FM0 coding, BER is simply given by

$$P_e = 0.5\text{erfc}\left(\frac{\eta}{\zeta}\right),$$

where ζ is the normalized standard deviation of the squared envelope fluctuations that are here supposed to be Gaussian. Assuming that the lowest value of the recorded PC is due to that noise, we observe that the BER model fits very well the experimental results.

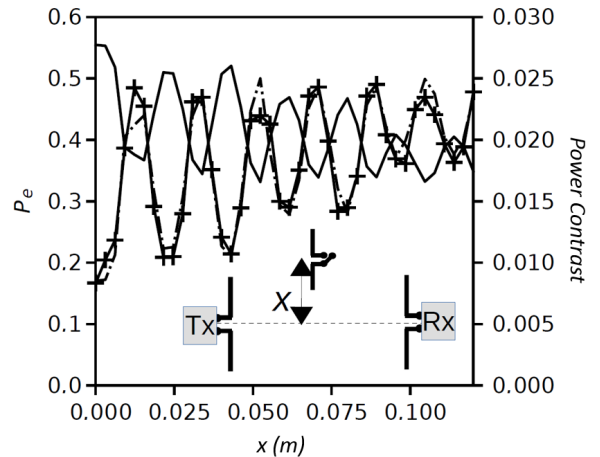


Fig. 3. BER (P_e) and PC (Power Contrast) recorded with respect to the tag from the source-emitter axis.

V. CONCLUSION

In this paper, we have seen that even in LoS configuration, ambient backscatter communication is very sensitive to power fading. The tag is best detected when located on ellipses with the source and reader as foci. Another experiment has been conducted with random scatterers inside the media. It has shown that the power contrast changes dramatically due to the effect of multiple reflections. Using antenna array or directive antennas as readers can mitigate this effect.

ACKNOWLEDGMENT

This work is partially supported by the French Project ANR Spatial Modulation (ANR-15-CE25-0016) and LABEX WIFI (Laboratory of Excellence within the French Program "Investments for the Future") under references ANR-10-LABX-24 and ANR-10-IDEX-0001-02 PSL*.

REFERENCES

- [1] H. Stockman, "Communication by Means of Reflected Power," *Proceedings of the IRE*, vol. 36, no. 10, pp. 1196–1204, 1948.
- [2] V. Liu, A. Parks, V. Talla, S. Gollakota, D. Wetherall, and J. R. Smith, "Ambient backscatter: wireless communication out of thin air," in *Proc. of ACM SIGCOMM 2013*, 2013, pp. 39–50.
- [3] J. D. Griffin and G. D. Durgin, "Complete link budgets for backscatter-radio and RFID systems," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 2, pp. 11–25, 2009.
- [4] —, "Multipath fading measurements at 5.8 GHz for backscatter tags with multiple antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 11, pp. 3693–3700, 2010.
- [5] G. Vannucci, A. Bletsas, and D. Leigh, "A software-defined radio system for backscatter sensor networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 6, pp. 2170–2179, 2008.
- [6] E. Blossom, "Gnu radio: tools for exploring the radio frequency spectrum," *Linux journal*, vol. 2004, no. 122, p. 4, 2004.

Compact Reconfigurable Antenna with Radiation Pattern Diversity for Spatial Modulation

A. Ourir^{*1}, K. Rachedi¹, D.-T. Phan-Huy², C. Leray³, J. de Rosny¹

¹Institut Langevin, CNRS UMR 7587, ESPCI Paris, PSL, 1 rue Jussieu, Paris France, a.ourir@espci.fr*

²Orange Labs, Châtillon, France

³ATOS, 10 av. de l'entreprise, Cergy, France

Abstract—We design a compact reconfigurable antenna suitable for integrable communication systems based on spatial modulation. This recent technique is a simple implementation of multiple-input multiple-output communication scheme. The reconfigurable antenna is based on a meander line radiating element surrounded by two L-shaped wire resonators connected to a metallic ground plane with two PIN diodes. By switching these lasts, this subwavelength ($\lambda/5$) printed antenna can generate four different radiation patterns. The cross-correlations between the different patterns range between 11% to 95% that match the requirements of spatial modulation. To increase the number of patterns, two other geometries are proposed.

Index Terms—reconfigurable antenna, spatial modulation, spatial diversity.

I. INTRODUCTION

Spatial Modulation Multiple Input and Multiple Output (SM-MIMO) is a promising signal processing technique to boost wireless communications [1]. Similarly to conventional MIMO, SM-MIMO achieves higher spectral efficiency than Single Input Single Output (SISO) by exploiting multiple transmit (Tx) and receive (Rx) antennas. In the last few years, it has been proposed as a good trade-off between energy consumption and data rate. Indeed, compared to MIMO, SM-MIMO only requires a single RF front-end at the transmitter side[2].

SM-MIMO requires a Tx array of 2^N antennas where N is an integer. A stream of bits is segmented into a stream of N -bit integers. Each integer symbol successively activates one antenna. Simultaneously, a Rx array detects which antenna has emitted using for instance beamforming processing. Knowing the Tx antennas for each integer symbol allows to recover the stream. The more the spatial signatures of the Tx-Rx link are different and the better is the transmission. The SM-MIMO concept can be transposed for the receiver side: the transmitter focuses towards one Rx antenna among several, and the index of this antenna is used to encode bits. This Receive Spatial Modulation reduces the receiver complexity[3].

However, an array of antennas is not adapted to be integrated into small devices. For this reason, here, we propose to replace the antenna array transmitter by a compact reconfigurable antenna. The basic idea is to modify the radiation pattern of an antenna by adding parasitic elements that can be switched. For instance, in [4], the radiation pattern of a monopole is adjusted by commuting up parasitic monopoles. Since then, the design of electronically steerable passive array

radiator (ESPAR) antennas has become an important topic [5], [6], [7]. Studies have also concerned the application of this concept with tunable patch resonators [8], [9].

Parallel to these works on ESPAR, the concept of metamaterial appeared. Soon after the development of the first metamaterials, several authors showed the interest of this new concept for single port small antennas [10], [11], [12] or multiport antennas [13], [14]. The fabrication of tunable metamaterial has been demonstrated by placing varactor diodes[15] or photosensitive semiconductor[16] within the gap of the resonators. The diode allows the SRR element to be tuned by an applied dc voltage or by a high-power signal. Not only can the magnetic resonance be tuned, but also the electric one [17]. A metamaterial-based active radome has been proposed for beam steering [18]. Tunable metasurfaces can also adjust the radiated pattern of an antenna either by modifying a Fabry-Perot cavity [19] or the surface wave dispersion [20].

Here, we show numerically and experimentally that 2 L-shaped switchable resonators efficiently tune a meander line antenna. The spatial diversity of this small printed antenna is investigated by evaluating the correlation factor of the complex radiation patterns. It is observed that the diversity of this structure is suitable for SM-MIMO. Finally we propose two others geometries to increase the number of patterns.

II. ANTENNA DESIGN

A schematic view of the proposed compact reconfigurable antenna is shown in Fig. 1. It consists of a meander line monopole antenna etched on 1 mm thick Epoxy dielectric substrate. A 50Ω microstrip line etched on the same face of the substrate over a metallic ground plane is used to feed the meander line with radiofrequency signal. Two L-shaped resonators are etched on the other side of the substrate as shown in fig. 1. These resonators are connected to the ground plane using PIN diodes in order to tune the radiation pattern of the antenna. The PIN diodes used here are able to guaranty a modulation with a high speed that can reach hundreds of MHz.

The meander line antenna is designed to operate at 2.45 GHz. Finite Difference Time Domain (FDTD) numerical simulations (CST software) have been performed to characterize this antenna. The reflection coefficient of the meander line antenna alone is shown in Fig. 2(a). A good matching over a frequency band of about 500 Mhz is obtained. Experimental

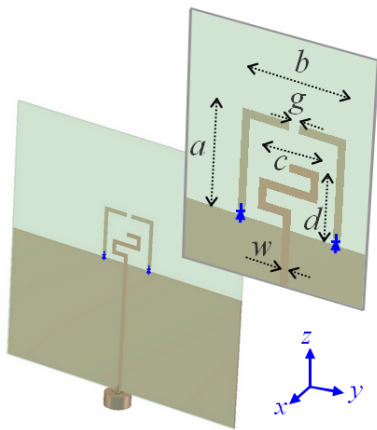


Fig. 1. Schematic view of the compact reconfigurable antenna ($a = 25$ mm, $b = 25$ mm, $c = 13$ mm, $d = 13$ mm, $g = 6.5$ mm and $w = 1.5$ mm).

characterizations of the realized structures have been performed in an anechoic chamber using a vectorial network analyser. The measured reflection coefficient of the antenna is presented in Fig. 2(a). A good agreement with the numerical results is obtained.

The radiation pattern of the meander line antenna alone, calculated at 2.45 GHz, is presented in Fig. 2(b). Two ears-like radiation patterns are observed. Each lobe shows a maximum gain G_{max} of about 2.9 dBi in the plane of the antenna.

By adding the reconfigurable two L-shaped resonators, we are able to modify and control the radiation pattern of the antenna. Four configurations are provided by the two PIN diode states (see table I). When the diode is on, a low impedance is observed at the junction and on the contrary when the PIN diode is off, an high impedance is reached. In other words, because the diode is connected between the ground and the L-shaped resonators, depending on the diode state, the L-shaped resonator is either connected or disconnected from the ground.

TABLE I
THE FOUR STATES PROVIDED BY THE TWO PIN DIODES.

PIN 1	off	on	off	on
PIN 2	off	off	on	on
Configuration	I	II	III	IV

III. ACTIVE RADIATION PATTERN DIVERSITY

We move now to the investigation of the 4-configuration antenna. The calculated reflection coefficients corresponding to the states given in table I are shown in Fig. 3(a). The measured reflection coefficients of the reconfigurable antenna are presented in Fig. 3(b). A good agreement with the numerical results is obtained. While a good matching is provided by the three first configurations around the operating frequency, a high reflection is observed in the last one. A specific matching technique should be performed to make the antenna exploitable in this configuration.

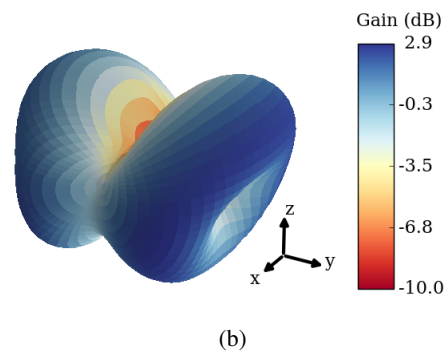
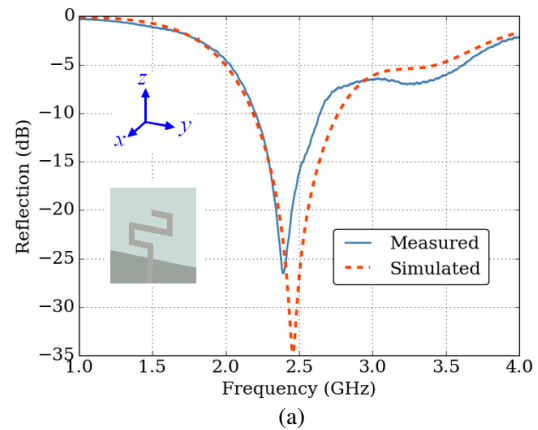


Fig. 2. (a) Calculated reflection coefficient of the designed meander line antenna. (b) Three dimensional radiation pattern (IEEE Gain) of the antenna.

The possible radiation patterns that can be obtained with our re-configurable antenna are shown in Fig. 3(c). When both diodes are off (case I), the radiation pattern of the structure is similar to the one of the meander line antenna alone. Two ears-like pattern with two main lobes is observed. A higher maximum gain of about 4.2 dBi is obtained in this configuration compared to the 2.9 dBi of gain provided by the meander-line antenna alone. The two resonators are acting like two radiating directors that produce a more directive pattern with higher gain.

In the second and third configurations, a main directive lobe is obtained in the direction of the disconnected resonator. In these configurations, the connected resonator acts as a reflector and the disconnected one operates as a director. The structure is similar to the directive Yagi antenna usually realized using $\lambda/2$ -long dipoles and resonators, where λ is the corresponding wavelength. This behavior is responsible of 4.2 dB of gain and of the 60-deg beamwidth observed in these configurations.

In the last configuration, both diodes are on. Both resonators are then connected to the ground plane and behave as reflectors. The generated near field is trapped and mainly reflected back to the line. The structure should not be able to radiate efficiently. We were surprised to observe a maximum gain of 3.2 dB but we have noticed that this value corresponds to a focusing of the radiation in some particular directions. Otherwise, the radiation pattern shows a mean gain of 1 dB

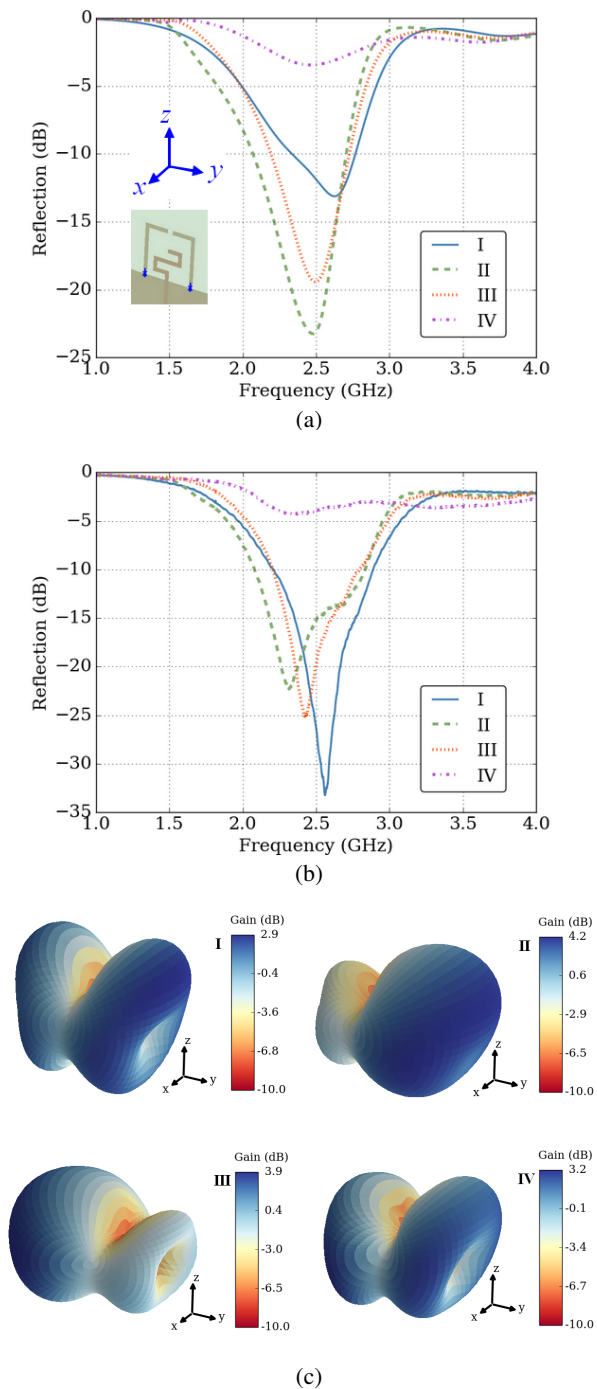


Fig. 3. Simulated (a) and measured (b) reflection coefficients of the reconfigurable antenna. (c) Three dimensional radiation patterns of the antenna in the four possible configurations.

in this configuration.

IV. EXPERIMENTAL MEASUREMENTS

An equivalent electric circuit has been used for the modeling of the PIN diodes in the simulations. Four passive structures that correspond to the four possible configurations have been manufactured in order to realize the experimental validation.

The realization of these passive structures constitutes a transitional step that avoids possible undesirable effect of the PIN-diodes control circuit.

Radiation pattern measurements have been performed in an anechoic chamber in order to validate the functioning of our structure. A wide band horn antenna (2-12 GHz), placed at a distance of about 1m30, is used to measure the radiated far field of the designed antenna. Fig. 4 shows the simulated and the measured polar radiation pattern (at $\theta = 90$) of the proposed structure for the four configurations. A qualitative agreement is obtained between the simulations and the experimental results. The four different radiation patterns are easily identifiable.

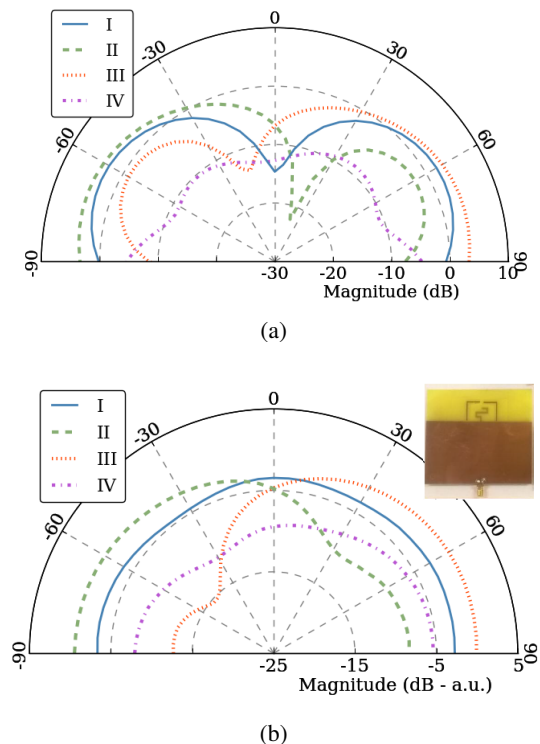


Fig. 4. Polar representation of the calculated (a) and measured (b) H-plane radiation pattern (at $\theta = 90$ deg).

V. EVALUATING THE SPATIAL DIVERSITY

This 4-configuration antenna is dedicated for spatial modulation systems. In such applications, the radiating diversity is a determining factor for the efficiency of SM-MIMO. This diversity can be checked by observing the level of similarity between the patterns obtained in the considered configurations. The more these patterns are different, the better is the result.

The diversity can be quantitatively evaluated by calculating the correlation factor between the radiated far fields of the configurations. This factor is given by :

$$\rho_e = \frac{|\int E_1^\theta \cdot E_2^{\theta*} + E_1^\phi \cdot E_2^{\phi*} d\Omega|^2}{\int G_1^\theta + G_1^\phi d\Omega \cdot \int G_2^\theta + G_2^\phi d\Omega}, \quad (1)$$

where $G_i^\phi = E_i^\phi \cdot E_i^{\phi*}$ and $G_i^\theta = E_i^\theta \cdot E_i^{\theta*}$.

The 16 values calculated between the four previous configurations are summarized in the table II. This table gives an estimation of the level of similarity between the different patterns. The bigger the correlation, the higher is the similarity. One can note that the smaller correlation is obtained between the configurations II and III that provide two opposite lobes. While the higher correlation is obtained between the configurations I and IV that generate very similar patterns.

TABLE II

NORMALIZED CORRELATION COEFFICIENTS, CALCULATED OVER 4-PI STERADIANS, BETWEEN THE 4 DIFFERENT CONFIGURATION PATTERNS.

Correl. coef.	I	II	III	IV
I	1	0.77	0.77	0.84
II	0.77	1	0.30	0.70
III	0.77	0.30	1	0.67
IV	0.84	0.70	0.67	1

The correlation between the radiation patterns of the reconfigurable antenna has been also estimated from the far-field measurements results. The obtained results are presented in the table III. A good agreement with the full wave simulation results is observed.

TABLE III

MEASURED CORRELATION COEFFICIENTS, CALCULATED FROM H-PLANE MEASUREMENTS, BETWEEN THE 4 OBTAINED PATTERNS.

Correl. coef.	I	II	III	IV
I	1	0.75	0.77	0.95
II	0.75	1	0.30	0.58
III	0.77	0.30	1	0.86
IV	0.95	0.58	0.86	1

The performances and the diversity of the designed antenna can be achieved by using a simple array of four monopoles combined with an electronic fast switcher. However, in such configuration, the antennas have to be placed at a distance of $\lambda/2$. This leads to a bulky structure compared to our subwavelength ($\lambda/5$ -long and $\lambda/5$ -wide) structure.

VI. LINK PERFORMANCE USING SPATIAL MODULATION

We now evaluate the performance of a SM-MIMO link between a network equipment and a connected small object using this 4-configuration antenna. Regarding the antenna configuration, we assume that 64 antennas are used at the network side (for example as for a base station of future 5th generation mobile networks [21]). A compact uniform linear array of four dipoles (with a switch) with a length of 6.25 cm each (half a wavelength), and separated by 0.5 cm is used as a reference for comparison with the 4-configuration antenna. The diagrams of these squeezed dipoles are simulated using the method of moments to take into account the coupling effect between close dipoles. The performance evaluation and simulation methodology of [3] is used to measure the Bit Error Rate (BER) as a function of the Signal to Noise Ratio (SNR), and modified to include the diagrams of the 4-configuration antenna and the squeezed dipoles. Regarding the propagation

model, a frequency-flat Rayleigh fading model is used. More precisely, the complex path gain between one antenna of the network and the connected object is generated using 20 rays with random angles of arrivals and random complex amplitudes. Such channel is spatially correlated locally around the connected object. Table IV provides the measured Bit Error Rate as a function of the SNR. Even though the two considered antennas for the connected object have similar sizes, the 4-configuration antenna outperforms the squeezed dipoles, and requires, for instance, 20dB less in SNR to reach the same 0.2 BER value.

TABLE IV

BIT ERROR RATE (BER) VERSUS SIGNAL TO NOISE RATION (SNR) FOR THE 4-CONFIGURATION ANTENNA DEPICTED IN SECTION II AND FOUR SQUEEZE DIPOLES.

		SNR (dB)		
		-20	-10	0
BER	4-configuration antenna of 5 cm	0.2	0.1	0.06
	Squeezed dipoles of 6.25 cm	0.4	0.3	0.2

VII. ENHANCING THE DIVERSITY

As explained, the reconfigurable meander line antenna proposed here behaves, in some way, like the Yagi antenna in particular in the configurations II and III. In these configurations, one of the L-shaped resonators acts as a reflector and the second one as a director depending on the state of the PIN diodes. The use of such configurations achieves directive lobes. As in the Yagi antenna, the increase of the number of directors may enhance the directivity and the maximum gain of the antenna which leads to an enhancement of the diversity. Fig. 5(a) illustrates a design of a reconfigurable meander line antenna surrounded with two resonators in each side. In such configuration, the two PIN diodes placed in the bottom of the two resonators of each side are switched to the same state simultaneously. The numerical simulation of this structure, presented in Fig. 5(b), shows an enhancement of the directivity and an increasing of the maximum gain. In configuration II, the maximum gain goes from 3.9 to 4.64 dB. A higher number of resonators should lead to an important enhancement of the diversity.

An other way to increase the number of radiation patterns while keeping a compact structure is to take advantage of the polarization of the antenna. Fig. 6(a) shows a possible disposition for two meander line antennas dealing with two normal polarizations. While such technique increases the number of the patterns by a factor two in a conventional configuration, this technique is able to provide up to $2^4 = 16$ different radiation patterns by using the structure of Fig. 6(a). These patterns can be obtained by controlling the four PIN diodes and by using a supplementary feeding switcher. Although similarity is expected between the pattern of some configurations, the proposed structure should provide a high spatial diversity. Moreover, an important number of patterns among these possible patterns should present good efficiency.

We have performed numerical simulations for two particular configurations provided by this structure. In both configura-

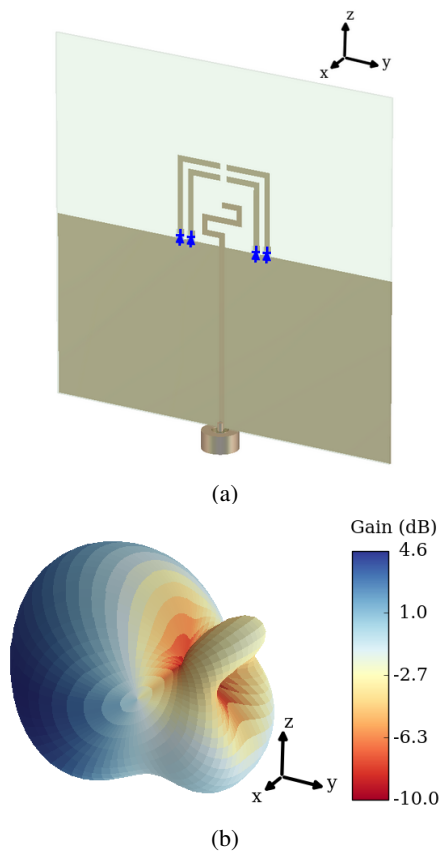


Fig. 5. (a) Schematic view of the meander line antenna surrounded multiple reconfigurable resonators. (b) Three dimensional radiation pattern of the meander line antenna surrounded by two L-shaped resonators in each side.

tions, the resonators on the top are acting as directors, while the resonators on the bottom behave as reflectors. In the first configuration we have fed the top meander line antenna and imposed a 50Ω impedance to the right side antenna. In the second configuration we inverted the role of the two antennas. The radiation patterns obtained for these two configurations are presented in Fig. 6(b). One can notice clearly two different shaped pattern. Moreover, the two results correspond to two different polarizations of the electric field. The evaluation of the correlation gives the value of 17% between the two obtained patterns. This result shows the potential diversity that could provide such structure.

VIII. CONCLUSION

We have designed a compact reconfigurable antenna dedicated to spatial modulation systems. The proposed structure is a meander line antenna surrounded by two L-shaped resonators connected to a metallic ground plane with two PIN diodes. By controlling the two diodes, the two resonators can be connected or disconnected to a ground plane leading to four different radiation patterns. The designed structure is a subwavelength ($\lambda/5$) active structure that achieves a high radiation pattern diversity. An experimental demonstration of such antenna has been achieved using passive designs. The

work is in progress for the realization of the full active structure. The diversity of such antenna may be enhanced in different ways. The proposed structure has been shown to be efficient for spatial modulation wireless communication.

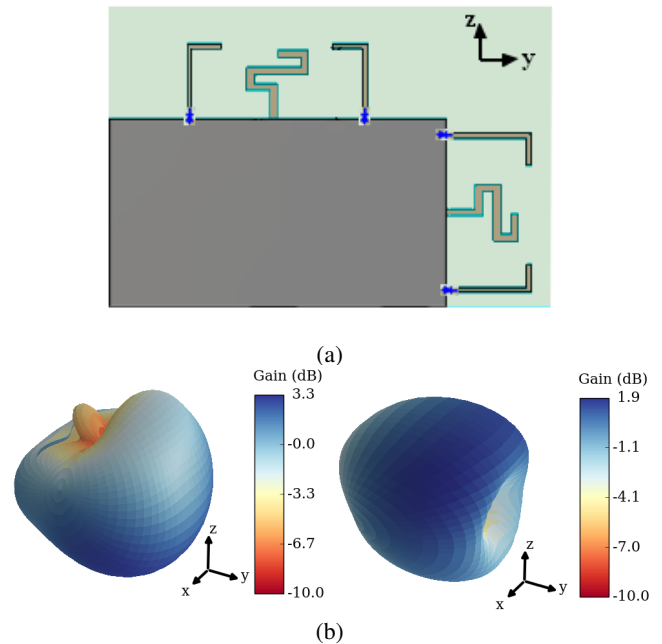


Fig. 6. (a) Disposition of the two meander line antennas for two normal polarizations. (b)

ACKNOWLEDGMENT

The authors is partially supported by the French project SpatialModulation (<https://spatmodulation.cms.orange-labs.fr/> and grant number ANR-15-CE25-0016). This work is also partially funded by LABEX WIFI (Laboratory of Excellence within the French Program "Investments for the Future") under references ANR-10-LABX-24 and ANR-10-IDEX-0001-02 PSL*.

REFERENCES

- [1] R. Mesleh, S. Engelken, S. Sinanovic, and H. Haas, "Analytical ser calculation of spatial modulation," in *Proc. IEEE 10th Int. Symp. Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 272–276, Aug. 2008.
- [2] M. D. Renzo, H. Haas, A. Ghrayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, pp. 56–103, Jan. 2014.
- [3] D. T. Phan-Huy and M. H elard, "Receive antenna shift keying for time reversal wireless communications," in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC)*, pp. 4852–4856, June 2012.
- [4] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, pp. 399–405, Feb. 1999.
- [5] K. Gyoda and T. Ohira, "Design of electronically steerable passive array radiator (espar) antennas," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 2, pp. 922–925 vol.2, July 2000.
- [6] J. Cheng, Y. Kamiya, and T. Ohira, "Adaptive beamforming of espar antenna using sequential perturbation," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, vol. 1, pp. 133–136 vol.1, May 2001.

- [7] H. Kawakami and T. Ohira, "Electrically steerable passive array radiator (espar) antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, pp. 43–50, Apr. 2005.
- [8] A. Khaleghi, "Single-port circular-patch polarization diversity antenna," in *Proc. VTC 2008-Fall Vehicular Technology Conf. IEEE 68th*, pp. 1–4, Sept. 2008.
- [9] N. H. Noordin, W. Zhou, A. O. El-Rayis, N. Haridas, A. T. Erdogan, and T. Arslan, "Single-feed polarization reconfigurable patch antenna," in *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas and Propagation*, pp. 1–2, July 2012.
- [10] R. W. Ziolkowski, "Metamaterial-inspired efficient electrically-small antennas: Designs and experiments," in *Proc. Security and Identification (ASID) 2007 Int. Workshop Anti-Counterfeiting*, p. 4, Apr. 2007.
- [11] M. Li, X. Q. Lin, J. Y. Chin, R. Liu, and T. J. Cui, "A novel metamaterial-inspired electrically small antenna fed by cpw," in *Proc. Int. Conf. Microwave and Millimeter Wave Technology ICMMT 2008*, vol. 4, pp. 1613–1616, Apr. 2008.
- [12] P. Jin and R. W. Ziolkowski, "Broadband, efficient, electrically small metamaterial-inspired antennas facilitated by active near-field resonant parasitic elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 318–327, Feb. 2010.
- [13] A. Ourir, R. Abdeddaim, and J. D. Rosny, "Achieving antenna isolation within subwavelength directive cavity," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 24, no. 2-3, pp. 219–228, 2010.
- [14] G. Lerosey, C. Leray, F. Lemoult, J. de Rosny, A. Tourin, and M. Fink, "Hybridization band gap based smart antennas: Deep subwavelength yet directional and strongly decoupled MIMO antennas," in *Proc. 6th European Conf. Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 2697–2701, Mar. 2012.
- [15] Y. S. Kivshar, "Nonlinear and tunable metamaterials," in *SPIE NanoScience+ Engineering*, pp. 739217–739217, International Society for Optics and Photonics, 2009.
- [16] A. Degiron, J. J. Mock, and D. R. Smith, "Modulating and tuning the response of metamaterials at the unit cell level.," *Optics express*, vol. 15, pp. 1115–1127, Feb 2007.
- [17] D. A. Powell, I. V. Shadrivov, and Y. S. Kivshar, "Nonlinear electric metamaterials," *Applied Physics Letters*, vol. 95, no. 8, p. 084102, 2009.
- [18] H. Chen, B.-I. Wu, L. Ran, T. M. Grzegorzcyk, and J. A. Kong, "Controllable left-handed metamaterial and its application to a steerable antenna," *Applied physics letters*, vol. 89, no. 5, p. 053509, 2006.
- [19] A. Ourir, S. N. Burokur, and A. D. Lustrac, "Electronically reconfigurable metamaterial for compact directive cavity antennas," *Electronics Letters*, vol. 43, pp. 698–700, June 2007.
- [20] C. Jouvaud, J. D. Rosny, and A. Ourir, "Adaptive metamaterial antenna using coupled tunable split-ring resonators," *Electronics Letters*, vol. 49, pp. 518–519, Apr. 2013.
- [21] V. Jungnickel, K. Manolakis, W. Zirwas, B. Panzner, V. Braun, M. Los-sow, M. Sternad, R. Apelfrojd, and T. Svensson, "The role of small cells, coordinated multipoint, and massive MIMO in 5g," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 44–51, May 2014.

First Visual Demonstration of Transmit and Receive Spatial Modulations Using the “Radio Wave Display”

D.-T. Phan-Huy¹, Y. Kokar², J. Rioult^{3*}, N. Malhouroux-Gaffet¹, J.-C. Prévotet², C. Buey¹, P. Ratajczak¹, M. Héliard², K. Rachedi⁴, A. Ourir⁴, C. Leray⁶, J. de Rosny⁴, Le Cornec¹, A. Gati¹, T. Sarrebourg¹, P. Pajusco⁵, M. Di Renzo⁷

¹Orange Labs, ²INSA-Rennes, ³Ifsttar, Luxondes*, ⁴IMT Atlantique, ⁵ESPCI, ⁶ATOS, ⁷Centrale-Supélec, France
{dinhthuy.phanhuy, nadine.malhouroux, cyril.buey, philippe.ratajczak, alain.lecornec, azeddine.gati, thierry.sarrebourg}@orange.com, jean.rioult@ifsttar.fr, {yvan.kokar, Jean-Christophe.Prevotet, maryline.helard}@insa-rennes.fr, {kammel.rachedi, a.ourir, julien.derosny}@espci.fr, patrice.pajusco@imt-atlantique.fr, christian.leray@atos.net, marco.direnzo@lss.supelec.fr

Abstract— In this paper, for the first time, visual demonstrations of new signal processing candidate techniques for the future fifth generation of mobile networks and the internet of things, called Transmit Spatial Modulation and Receive Spatial Modulation, respectively, are described. These techniques exploit multiple antennas to boost the spectral efficiency of the wireless link. However, compared to multiple-antenna systems, they use less Radio-Frequency modules, and they are expected to be lower in cost, size and energy consumption. They are thus promising to provide high data rate to/from small connected objects. In Transmit Spatial Modulation, the receiver, (a base station for instance), additionally to conventional demodulation, detects “where, in space, the signal comes from” to get additional data bits. In Receive Spatial Modulation, the receiver (a connected object for instance), additionally to conventional demodulation, detects “where, in space, the signal is arriving at” to get additional bits. Thanks to a new device called the Radio Waves Display and our spatial modulation test bed, for the first time, we visualize, in real time, the spatial repartition of the signal around and on the receiver. This enables even the general public to perform a spatial demodulation, in a visual manner, and understand intuitively, the concept.

Keywords—5G, massive MIMO, green, visualization, RF, propagation, spatial modulation, internet of things

I. INTRODUCTION

Future mobile networks of the 5th generation (5G) will provide a wireless connection to the Internet-Of-Things (IoT) [1]. Among connected things, some, like connected glasses, connected cameras and connected watches, will need to transmit or receive video streams with high data rate. The 3rd Generation Partnership Project (3GPP) has already started to lower down the cost and the power consumption of devices for connected objects by reducing the number of Radio Frequency (RF) chains (for transmission) and reducing the number of RF amplifiers [2].

A. Transmit Spatial Modulation

Recently, it has been shown that even with a single RF chain at the transmitter, one can achieve a high spectral efficiency than a SISO system for some high signal to noise ratios values, by using spatial modulation with conventional arrays of antenna elements [3,4]. As illustrated in Fig. 1, in addition to the data stream sent using a conventional Pulse shape Amplitude Modulation (PAM), an additional data stream is sent by switching the transmit antenna element, every

symbol period. The index of the current transmit antenna element codes for a binary information. If the array is composed of 2^K antenna elements, the data stream with spatial modulation bears K bits per symbol period. Other works on reconfigurable antennas [5,6], show that one can transport more bits than with a SISO system by using a reconfigurable antenna. In this case, instead of switching between antenna elements, the transmitter switches between radiation patterns. The advantage of these solutions is that there are more compact in size than antenna arrays. The limitation of these techniques is the non orthogonality of the radiation patterns.

In parallel, 5G sees the development of massive arrays [7-9] at the network side, with hundreds of antenna elements, to benefit from higher beamforming and spatial multiplexing gains [7-8], or reduced complexity in the demodulation [9].

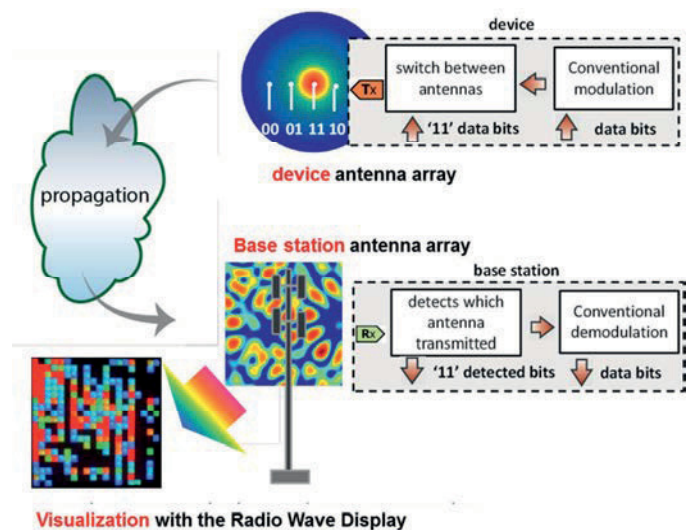


Fig. 1. Principle of transmit spatial modulation with four transmit antenna elements or ports: the device transmits with only one antenna at a time, the base station has previously estimated the channel between the device and itself and detects which of the four antennas of the device is currently transmitting. The index of each antenna of the device is coded in binary. By transmitting with one particular antenna, the device indicates the sent bits. The base station recovers the bits by detecting which antenna is the current active antenna. Note that the RF signal bears a conventional modulation.

In Transmit Spatial Modulation, the receiver (a base station for instance), in addition to demodulating a signal modulated in a conventional manner, detects “where, in space, the signal

comes from” to get additional data bits. Thanks to a new device called the Radio Waves Display (RWD) illustrated in Fig. 2 and our transmit spatial modulation test bed, for the first time, we visualize, in real time, the spatial repartition of the signal around and on the receiver. This enables even the general public to perform a spatial de-modulation, in a visual manner, and understand intuitively, the concept. Note that the RWD also shows how a 5G massive MIMO base station would “see” the *different radio signatures* of the device.

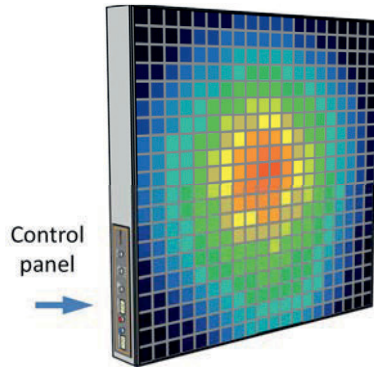


Fig. 2. The Radio Waves Display created by Luxondes

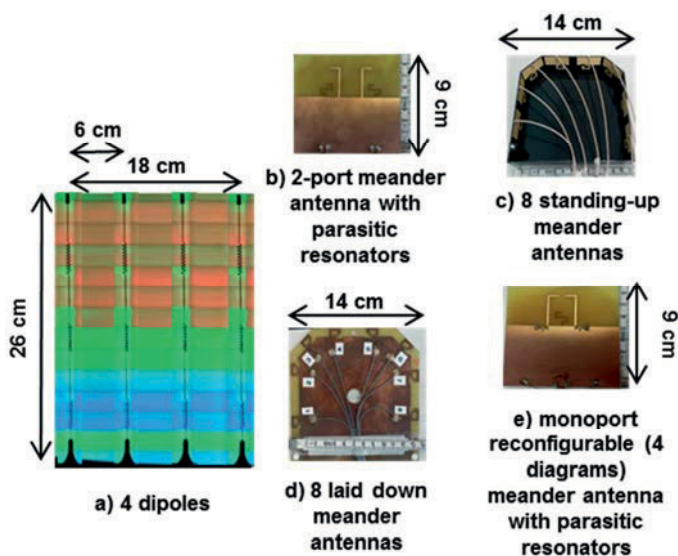


Fig. 3. Studied antennas for the connected object/device side.

In this paper, for the first time, we present a visual experimental demonstration of a communication system (illustrated in Fig. 1), involving a transceiver that transmits Spatial Modulation through a compact antenna at 2.45 GHz. The following antennas (illustrated in Fig. 3) are considered:

- A 2-port meander printed antenna with parasitic resonators;
- 8 ‘standing-up’ meander [12] antennas printed on the border of a book shaped box;
- 8 ‘laid-down’ meander [12] antennas printed on the side of a book shaped box;

- A mono-port reconfigurable printed antenna with resonators to pick the antenna diagram among 4 available diagrams [13,14].

B. Receive Spatial Modulation

Another modulation called receive spatial modulation is being studied for transmission from the base station to the connected object [3][4][15]. In a receive spatial modulation communication system, both the transmitter and the receiver have antennas with multiple ports. During each symbol, the transmitter focuses over one antenna element among several, using time reversal focusing [16][17][18]. The identity number of the target antenna is coding for information (each antenna has an index coded over binary sequence). On the receiver side, the antenna with the strongest signal is detected, the identity of the target antenna is retrieved together with the original binary sequence. Initial works in [3] have shown that it enables to get a higher spectral efficiency than with a conventional modulation (in phase and amplitude) of same order, for a communication involving time reversal focusing and a very low complexity receiver. This scheme is illustrated in Fig. 4.

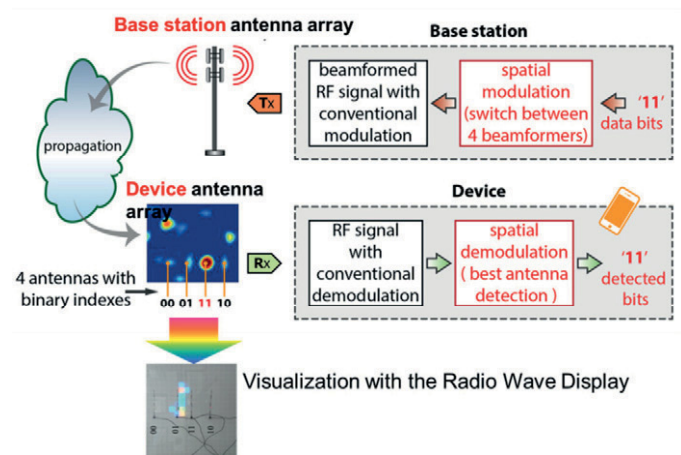


Fig. 4. Principle of receive spatial modulation with four receive antenna elements: the base station has a set of beamformers (previously determined thanks to a channel estimation phase), and is able to focus towards any of the four antennas of the device. The index of each antenna of the device is coded in binary. By focusing onto a particular antenna, the base station indicates the bits being sent. The device recovers the bits by detecting which antenna is the current focusing target. Note that the RF signal bears a conventional modulation (in phase and amplitude).

In receive spatial modulation, the receiver (a connected object for instance), additionally to conventional demodulation, detects “where, in space, the signal is arriving at” to get additional bits. Thanks to the Radio Waves Display and our receive spatial modulation test bed, for the first time, we visualize, in real time, the spatial repartition of the signal around and on the receiver. Again, this enables even the general public to perform a spatial de-modulation, in a visual manner, and understand intuitively, the concept.

C. Organization of the paper

In this paper, for the first time, we perform a visual demonstration of transmit and receive spatial modulations. The paper is organized as follows: section II describes our

experimental set-ups, section III provides our experimental results and section IV concludes this paper.

II. THE EXPERIMENTAL SETUP

Fig. 1 and Fig. 3, illustrations are close to our experimental set-up. The main difference is that, the receivers are not actually used in this demonstration which has the purpose to be visual. The receivers are replaced by the RWD. The general public is playing the role of the receiver and demodulates the signal in a visual manner.

A. The transmitters test-beds

For transmit spatial modulation, we use a transceiver test-bed (modelling the device/connected object of Fig. 1) described in Fig. 5. A personal computer (PC) is performing the base band processing (illustrated in Fig. 6) and the RF signal is generated by a WARP board connected to an RF switch. At the output of the RF switch are the antenna ports. The PC sends a conventionally modulated signal through the WARP board (a single carrier modulated signal at 2.45 GHz with 40 MHz bandwidth). The PC controls the switch through an Arduino device, and switches between antenna ports.

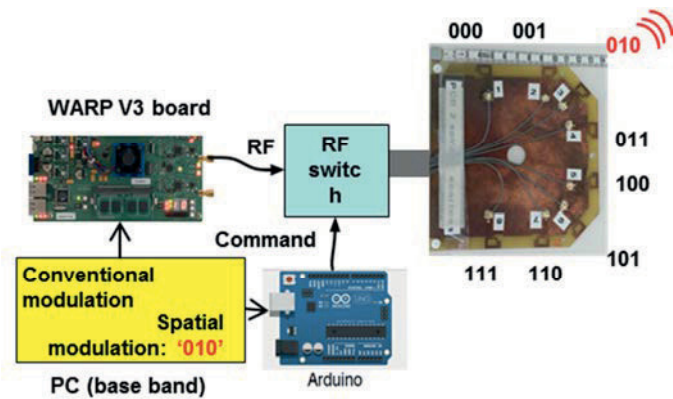


Fig. 5. Transceiver for transmit spatial modulation

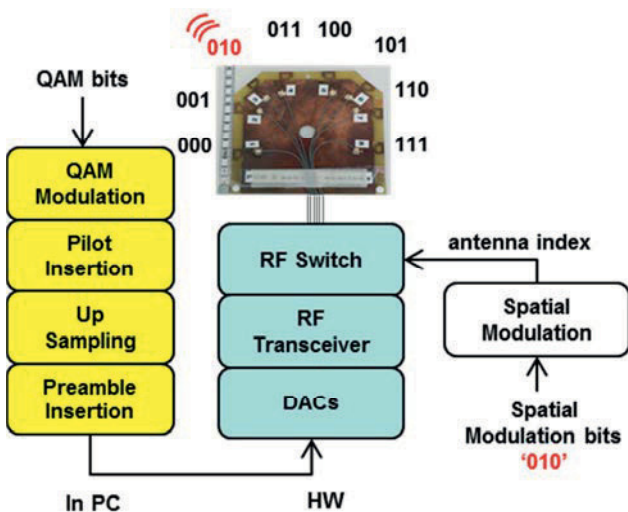


Fig. 6. Transceiver for transmit spatial modulation (details)

For receive spatial modulation, we use the transceiver test-bed (modelling the base station of Fig. 2) presented in [15]. This transceiver implements RASK based spatial modulation [3]. As illustrated in Fig. 7, the RASK transceiver focuses towards one of the device antennas using the Time Reversal (TR) [16][17][18] precoder. The identity (in binary code) of the antenna being the target is the information. In parallel, data is transmitted using a conventional Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) waveform at 2.45 GHz, with a carrier frequency of 40 MHz, an FFT size of 256 and a Cyclic prefix length of 64.

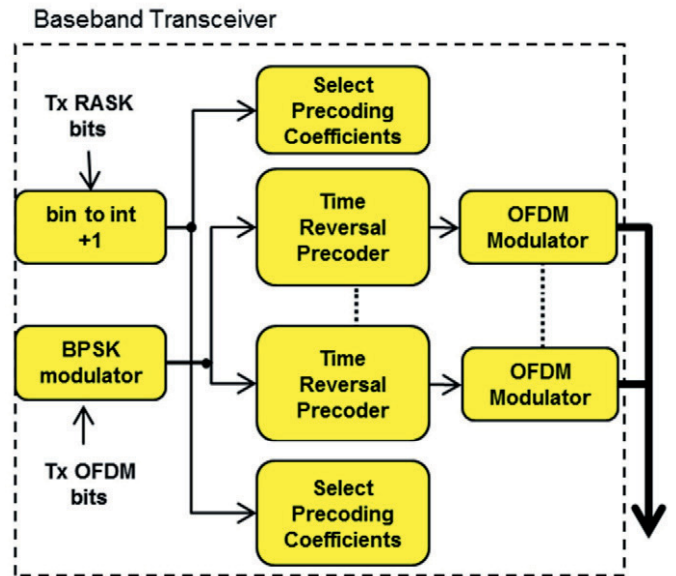


Fig. 7. Transceiver for receive spatial modulation

B. Antennas at the device/connected object side for the transmit spatial modulation

For transmit spatial modulation, we test various compact antennas at the device side. Each antenna is designed to have several distinct radiation patterns. It is expected that, irradiated by such an antenna, the RWD displays a visually distinct radio spatial signature for each radiation pattern.

The 2-port meander antenna with parasitic resonators illustrated in Fig. 8 has two distinct diagrams. When the transmitter is switched onto one port, the antenna radiates in the direction of the other port, due to the effect of the parasitic resonators. The 8 ‘laid-down’ meander antennas, and 8 ‘standing-up’ meander antennas, illustrated in Fig. 9 and Fig. 10 have 8 distinct radiation patterns and 8 ports to switch between.

The monoport reconfigurable antenna with parasitic resonators illustrated in Fig. 11 has 4 different diagrams. However, contrary to previous antennas, this antenna has a single port. The diagrams are tuned by using two resonators. Each resonator is connected or disconnected from the ground plane by using a PIN diode. The transmitter sends two bits (in spatial modulation) simultaneously, using the two diodes as follows: when a PIN diode is ‘OFF’ or ‘ON’ it corresponds to a ‘0’ or ‘1’, respectively.

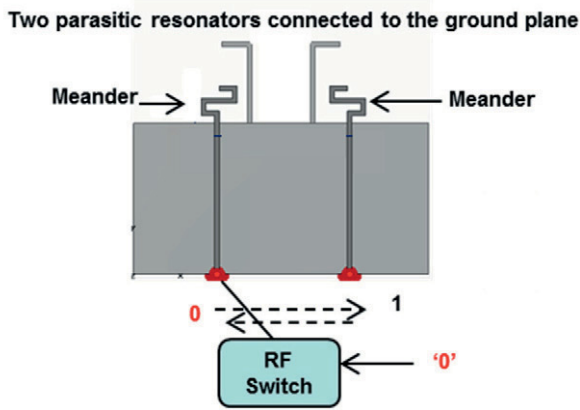


Fig. 8. 2-port meander antenna with parasitic resonators

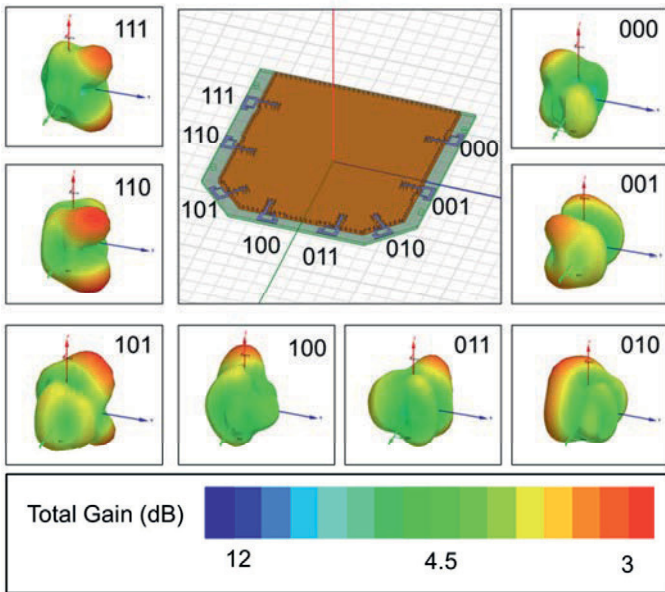


Fig. 9. 8 'laid-down' meanders antennas

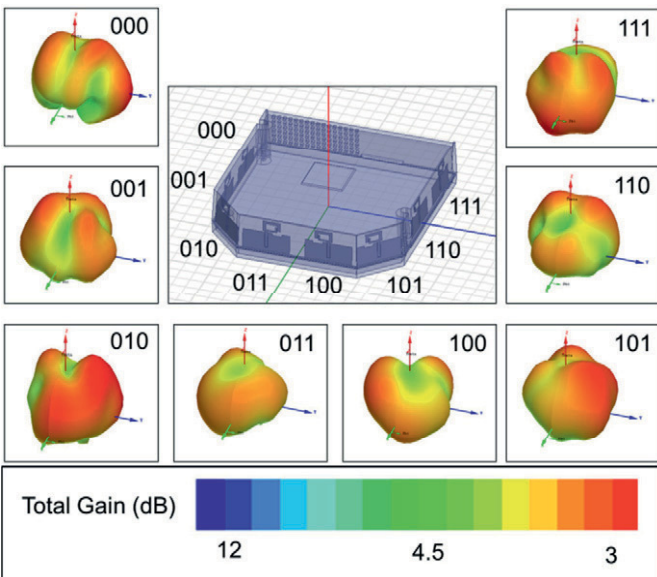


Fig. 10. 8 'standing-up' meander antennas

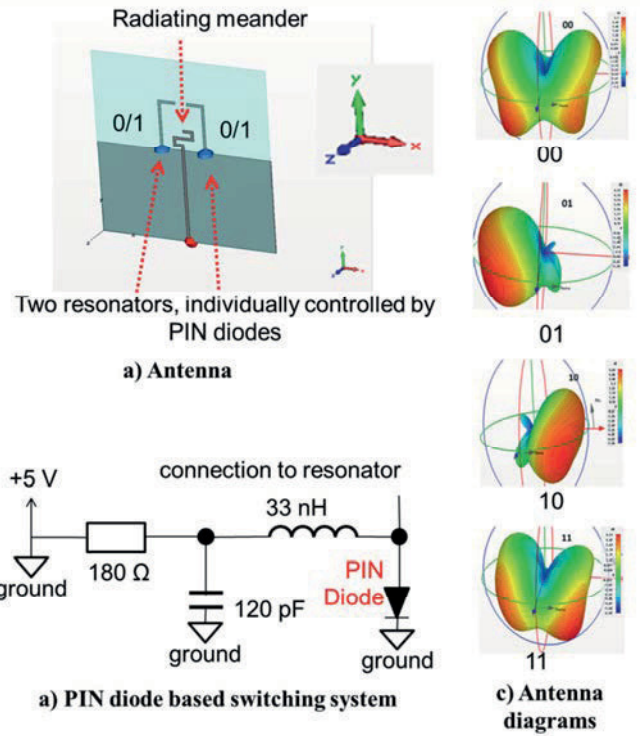


Fig. 11. Monoport reconfigurable (4 diagrams) antenna with parasitic resonators

C. Visual demodulation using the Radio Wave Display

The Luxondes RWD converts RF signals between 50 MHz and 3 GHz into light. It displays the strength of the Electro-Magnetic-field of a wave which is passing through it, in live. This device is represented in Fig. 2. The one meter by one meter display unit uses 400 (20 by 20) autonomous identical sensors working as elementary visualization pixels. Elementary antennas are printed directly on each sensor's Printed Circuit Board (PCB). The Light Emitting diode (LED) output of a receiving chain comprises wideband logarithmic amplifiers and associated detectors. It controls the output color of a LED centered on each PCB. The representation of the electromagnetic field is provided through a gradient of colors. A thermal color scale is used. The receiving chain sensitivity and dynamics can be tuned manually via a control panel, to optimize the visualization of the signal. The RWD is designed to be as much transparent as possible to waves, i.e. so that it images these waves without modifying their propagation. In particular, the amount of electronics inside is low. However, it is not perfectly transparent and it is only providing a qualitative assessment of the channel. It is therefore not suitable for propagation channel measurements campaigns such as those performed in [19] for instance. In this paper with use the RWD to visualize the two following things:

- in a transmit spatial modulation communication, as illustrated in Fig. 1, we visualize the signal that is coming from the device and how it is "seen" by the base station; in other terms, we visualize the radio spatial signature of the device as "seen" by the base station;

- in a receive spatial modulation, as illustrated in Fig. 1, we visualize the signal arriving at the device; in other terms, we visualize on which antenna the signal is focused.

Thanks to the RWD, during a live demonstration, we ask the general public to either:

- visually determine which radio spatial signature (among already known signatures permanently displayed on a separate PC screen) is being used during a slowed-down communication (using transmit spatial modulation) and deduce the sent bits;
- visually determine which antenna is being focused on during a slowed-down communication (using receive spatial modulation) and deduce the sent the bits.

With such interactive demonstration, the general public plays the role of the receiver and performs the demodulation in a visual manner.

TABLE I. RADIO WAVES DISPLAY CHARACTERISTICS

Parameter	Value
Technology	Digital
Panel area	1 m ²
Number of sensors	400 (20×20)
Sensitivity	-60 dBm to 0 dBm (or max dynamic)
Minimal dynamic range	3 dB
Bandwidth	50 MHz to 3 GHz
Number of displayed colors	1024
Sensitivity adjustment	Min and max threshold
Frequency of display	1 second or Instantaneous MaxHold
Number of color bars	4
Weight	30 Kg

III. EXPERIMENTAL RESULTS

In this section, we present the experimental results obtained with the set-ups described in section I and II.

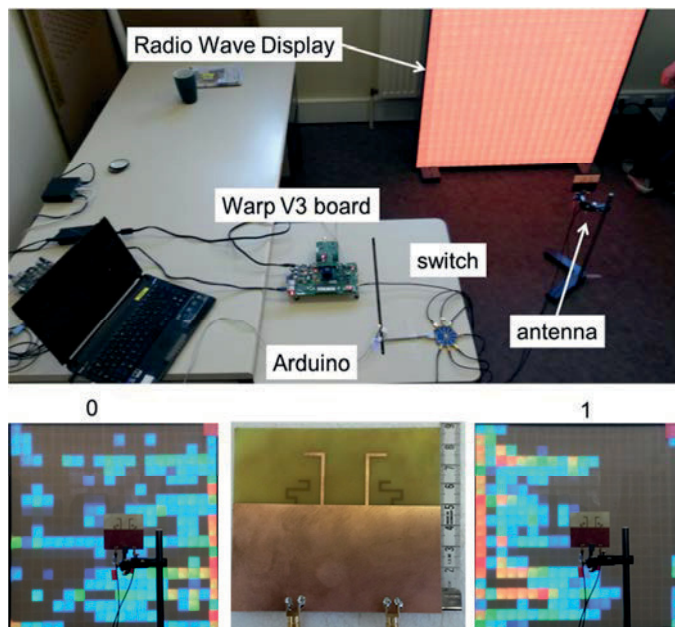


Fig. 12. Transmit Spatial Modulation with the two-port meander antenna with parasitic resonators (same bit sequence to diagram mapping as in Fig. 8)

Fig. 12, 13, 14 and 15, illustrate the experimental set-ups for the visualization of a transmit spatial modulation communication using (at the device side), the two-port meander antenna with parasitic resonators, the 8 ‘laid-down’ meander antennas, the 8 ‘standing-up’ meander antennas and the mono-port reconfigurable meander antenna with parasitic resonators, respectively.

For each set-up, we provide pictures of the RWD corresponding to the bits transmitted using spatial modulation. The mapping between the sequences of bits and the antenna diagrams given in Fig. 8, 9, 10 and 11 is the same as the one chosen in Fig. 12, 13, 14 and 15.

The experiments clearly show that the radio spatial signatures of the sequences of bits generated by spatial modulation are visually distinct.

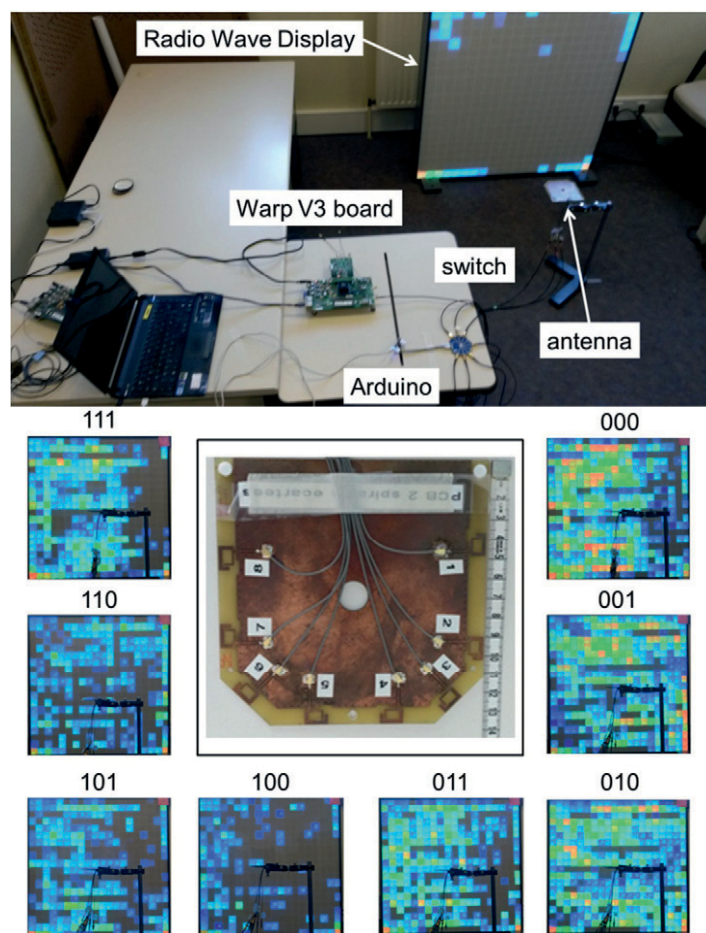


Fig. 13. Transmit Spatial Modulation with the 8 ‘laid-down’ meander antennas (same bit sequence to diagram mapping as in Fig. 9)

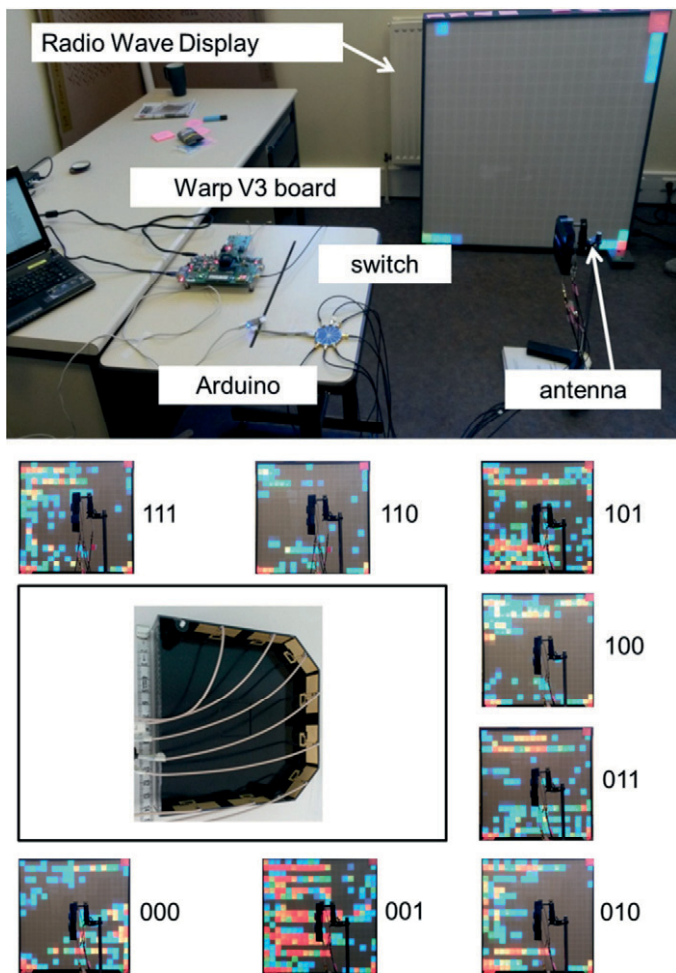


Fig. 14. Transmit Spatial Modulation with the 8 'standing-up' meander antennas (same bit sequence to diagram mapping as in Fig. 10)

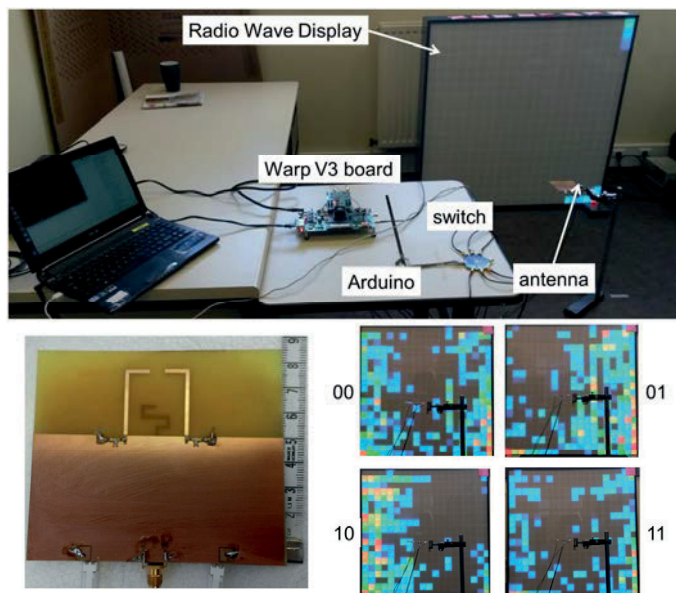


Fig. 15. Transmit Spatial Modulation with the mono-port reconfigurable meander antenna with parasitic resonators (same bit sequence to diagram mapping as in Fig. 11)

Fig. 16 illustrates our experimental set-up for the visualization of a receive spatial modulation communication. The receiver has four antennas, and the transmitter is focusing towards one of the four antennas, depending on the binary sequence that has to be sent. The demonstration, as illustrated in Fig. 15, consists in focusing onto one antenna at a time, and asking the audience to play the role of the spatial modulation detector, i.e. to determine on which antenna the base station is currently focusing, and to demodulate the spatial modulation symbol by determining the corresponding pair of bits.

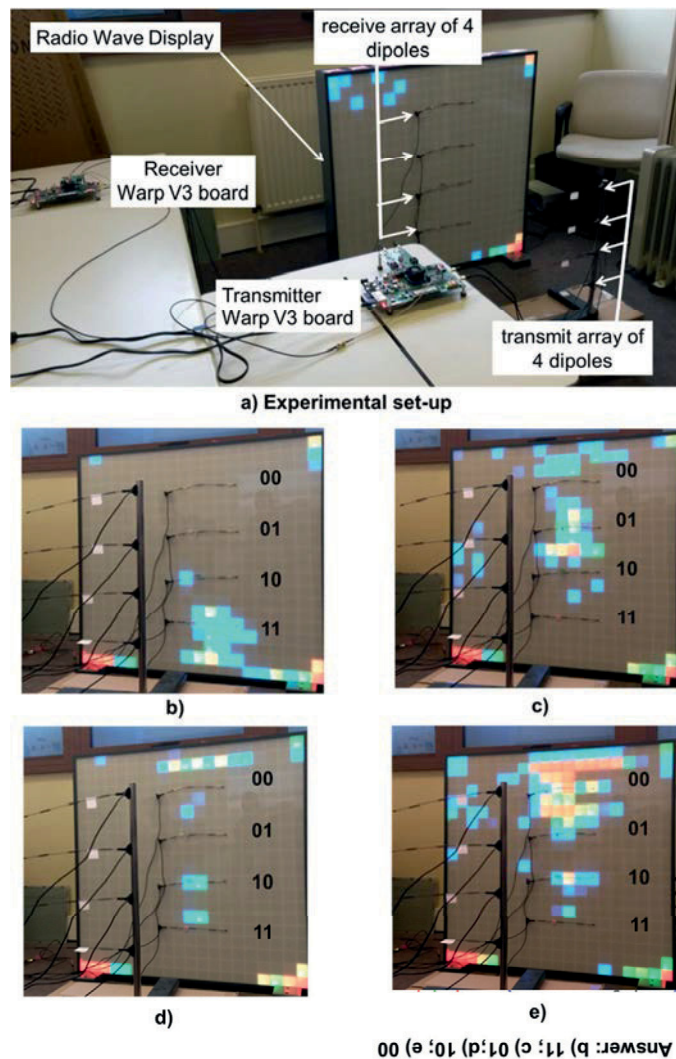


Fig. 16. Receive Spatial Modulation game: guess which bits were transmitted with spatial modulation in figure b), c), d) and e).

IV. CONCLUSIONS

In this paper, we have presented a new way to show and explain transmit spatial modulation and receive spatial modulation to the general public. Thanks to a new device called the Radio Waves Display which shows in color scale the strength of the electromagnetic waves that pass through it, we can make the general public perform the spatial demodulation (i.e. the signal processing that would be normally performed by the receiver) in a visual manner. Future works will investigate the visualization of other signal processing techniques using

the Radio Wave Display, and will also further investigate what are the limitations of this device, and to which extent it can be used

ACKNOWLEDGMENT

This work is partially supported by the French project Spatial Modulation (<https://spatmodulation.cms.orange-labs.fr/>) under grant number ANR-15-CE25-0016 and the French project TRIMARAN. We would like to thank N. Demassieux who asked us to build a demo allowing the general public to visualize the focusing performed by the prototype of the TRIMARAN project, and funded the realization of the first Radio Wave Display.

REFERENCES

- [1] A. Ijaz *et al.*, “Enabling Massive IoT in 5G and Beyond Systems: PHY Radio Frame Design Considerations,” in *IEEE Access*, vol. 4, pp. 3322–3339, 2016.
- [2] 3GPP TR 45.820 V13.1.0 (2015-11) Technical Report 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network; Cellular system support for ultra-low complexity and low throughput Internet of Things (CIoT) (Release 13).
- [3] M. D. Renzo, H. Haas, A. Ghayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, “Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation,” in *Proc. of the IEEE*, vol. 102, pp. 56–103, Jan. 2014.
- [4] D. T. Phan-Huy and M. H elard, “Receive antenna shift keying for time reversal wireless communications,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC)*, pp. 4852–4856, June 2012.
- [5] O. N. Alrabadi, J. Perruisseau-Carrier and A. Kalis, “MIMO Transmission Using a Single RF Source: Theory and Antenna Design,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 654–664, Feb. 2012.
- [6] M. A. Sedaghat, R. R. Mueller, G. Fischer and A. Ali, “Discrete Load-Modulated Single-RF MIMO Transmitters,” in *Proc. WSA 2016; 20th International ITG Workshop on Smart Antennas*, Munich, Germany, 2016, pp. 1-7.
- [7] H. Yang and T. L. Marzetta, “Performance of conjugate and zero-forcing beamforming in large-scale antenna systems,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 31, no. 2, pp. 172–179, Feb. 2013.
- [8] V. Jungnickel, K. Manolakis, W. Zirwas, B. Panzner, V. Braun, M. Lossow, M. Sternad, R. Apelfrojd, and T. Svensson, “The role of small cells, coordinated multipoint, and massive MIMO in 5G,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, pp. 44–51, May 2014.
- [9] T. Dubois, M. H elard, M. Cruss iere and I. Maaz, “Time reversal applied to large MISO-OFDM systems,” in *Proc. 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, London, 2013, pp. 896-901.
- [10] http://www.luxondes.com/pdf/luxondes_plaquette_dalle_an.pdf
- [11] Rioult, J.; Heddebaut, M.; Deniau, V.; Kone, L.; Copin, G. “Visualisation optique directe de phénomènes de propagation en chambre r ev erb erante   brassage de mode,” in *Proc. 18 eme Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electro-Magnétique (CEM 2016)*, July 2016, Rennes, France. 4p, 2016. Available at: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01374211/document>
- [12] A. Ourir, K. Rachedi, D.-T. Phan-Huy, C. Leray, J. de Rosny, “Compact Reconfigurable Antenna with Radiation Pattern Diversity for Spatial Modulation,” in *Proc. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, March 2017, accepted.
- [13] A. Ourir, S. N. Burokur, and A. D. Lustrac, “Electronically reconfigurable metamaterial for compact directive cavity antennas,” *Electronics Letters*, vol. 43, pp. 698–700, June 2007.
- [14] C. Jouvaud, J. D. Rosny, and A. Ourir, “Adaptive metamaterial antenna using coupled tunable split-ring resonators,” *Electronics Letters*, vol. 49, pp. 518–519, Apr. 2013.
- [15] Kokar, Y.; Prévotet, J.-C.; H elard, M. “Receive antenna shift keying modulation tesbed for wireless communication systems,” in *Proc. IEEE Globecom 2016*, Washington D.C., Dec. 2016.
- [16] Lerosey, G.; De Rosny, J.; Tourin, A.; Derod , A.; Montaldo, G.; Fink, M. “Time reversal of electromagnetic waves,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 92, no. 19, May 2004.
- [17] Prévotet, J.-C.; Kokar, Y.; H elard, M.; Cruss iere, M. “Implementation of a Time-Reversal MISO OFDM Test-Bed,” in *Proc. European Workshop on Testbed based wireless research (ETW)*, Stockholm, Sweden, 19 november 2014.
- [18] Prévotet, J.-C.; Kokar, Y.; H elard, M.; Cruiss iere, M. “Implementation of a Time-Reversal MISO OFDM Test-Bed,” in *Proc. Wireless World Research Forum (WWRF) 2014*, Guildford, UK, 26-28 september 2014.
- [19] Malhouroux-Gaffet, N.; Pajusco, P.; Burghelea, R.; Leray, C., “Capacity Gain of MIMO Systems with Microstructured Antenna Arrays,” in *Proc. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) 2014*, 6-11 april 2014, The Hague – The Netherlands.

Résumé de la thèse

Titre : Antennes Compactes Reconfigurables en Diagramme de Rayonnement pour la Modulation Spatiale MIMO et Introduction aux communications numériques par rétrodiffuseurs

Résumé : La Modulation Spatiale MIMO (Multiple Input Multiple Output) SM-MIMO est apparue pour répondre à la fois aux besoins croissants de forts débits binaires et d'efficacité énergétique des dispositifs connectés pour l'Internet des objets (IoT) et les réseaux sans fil (5G, Wi-Fi, etc...). Elle se caractérise par l'emploi d'un réseau d'émetteurs. Chaque élément du réseau d'émetteurs code pour un symbole particulier. Mais cette solution n'est pas envisageable pour l'implémentation de petits objets connectés. Dans la première partie de la thèse, nous avons développé plusieurs antennes reconfigurables. Pour nos applications, une antenne reconfigurable possède différents diagrammes de rayonnement codant chacun pour un symbole binaire particulier. Les premiers prototypes fabriqués reposent sur une ligne méandre en couplage avec des résonateurs parasites. Pour accroître la compacité de l'antenne, nous avons conçu une antenne à anneaux fendus générant 8 différents diagrammes de rayonnement décorrélés à la fréquence de 2.45GHz. Pour estimer la fiabilité de la transmission radio, nous calculons numériquement et évaluons expérimentalement la probabilité d'erreurs de transmission (BER) en fonction du rapport Signal-sur-Bruit (SNR). Nos antennes présentent des résultats prometteurs dans l'implémentation d'une communication numérique en environnement indoor.

Dans une deuxième partie de la thèse, pour transmettre une donnée vers un récepteur, nous avons exploité les ondes électromagnétiques ambiantes comme sources d'opportunité. Cette nouvelle technique de communication numérique repose sur un rétrodiffuseur capable de commuter entre différents états d'impédance et module le champ électrique ambiant. Ces réseaux sont sujets à des interférences. En particulier, on montre que le diagramme d'interférences entre une source d'onde, un rétrodiffuseur et un récepteur dépend fortement de leur localisation dans l'espace. Nous estimons le BER de la communication par rétrodiffusion et démontrons qu'il dépend du contraste de puissance estimé par le récepteur. A la fin du manuscrit, on donne des axes de recherche possibles pour améliorer la sensibilité du récepteur vis-à-vis du rétrodiffuseur et augmenter le débit binaire de cette communication numérique.

Mots clés : [*Antennes reconfigurables en diagrammes de rayonnement reconfigurables, Modulation Spatiale MIMO, Diversité Spatiale, BER, Rétrodiffuseur, Interférences*]

Title : Compact Reconfigurable Radiation Pattern Antennas for Spatial Modulation MIMO and Introduction to the Backscatter Communications

Abstract : The Spatial Modulation MIMO (Multiple Input Multiple Output) SM-MIMO has emerged to meet both the growing need for high data rates and energy efficiency of connected devices for the Internet of Things (IoT) and wireless networks (5G, Wi-Fi, etc ...). It is characterized by the use of a network of transmitters. Each element of the transmitter network encodes a particular symbol. But this solution is not conceivable for the implementation of small connected objects. In the first part of the thesis, we have developed several reconfigurable antennas. For our purposes, a reconfigurable antenna has different radiation patterns whose each of them codes for a particular binary data. The first prototypes manufactured are based on a meander line in coupling with parasitic resonators. To increase the antenna's compactness, we have developed a split-ring antenna generating 8 different decorrelated radiation patterns at the frequency of 2.45GHz. To estimate the reliability of the radio transmission, we numerically compute and experimentally evaluate the probability of errors of transmission (BER) as a function of the Signal-to-Noise Ratio (SNR). Our antennas show promising results in the implementation of a digital communication in indoor environment.

In the second part of the thesis, in order to transmit data to a receiver, we have exploited ambient electromagnetic waves as sources of opportunity. This new digital communication technique is based on a backscatter capable of switching between different states of impedance and thus modulating the ambient electric field. These networks are subject to deep fadings. In particular, it is shown that the interference pattern between a wave source, a backscatter and a receiver strongly depends on their location in space. We estimate the BER of backscatter communication and demonstrate that it depends on the power of contrast estimated by the receiver. At the end of the manuscript, possible search axes are given to improve the sensitivity of the receiver towards the backscatter and to increase the data rate of this digital communication.

Keywords : [*Reconfigurable Radiation Pattern Antennas, Spatial Modulation MIMO, Spatial Diversity, BER, Backscatterer, Interferences*]