HAL
open science

Conception et mesure d'un réseau d'antennes reconfigurable sur la bande 3,4 - 3,8 GHz : contribution à la réduction de la consommation énergétique

Seydouba Fofana

To cite this version:

Seydouba Fofana. Conception et mesure d'un réseau d'antennes reconfigurable sur la bande 3,4 - 3,8 GHz : contribution à la réduction de la consommation énergétique. Electronique. Université Rennes 1, 2020. Français. NNT : 2020REN1S031 . tel-03106276

HAL Id: tel-03106276

https://theses.hal.science/tel-03106276

Submitted on 11 Jan 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.

THESE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE DE RENNES 1

ECOLE DOCTORALE N° 601
Mathématiques et Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication
Spécialité : *Electronique*

Par
Seydouba FOFANA

Conception et mesure d'un réseau d'antennes reconfigurable sur la bande 3,4 – 3,8 GHz - Contribution à la réduction de la consommation énergétique

Soutenance de Thèse prévue à Rennes, le 07 Octobre 2020
Unité de recherche : IETR - UMR CNRS 6164, Institut d'Electronique et des Technologies du numéRique – Université de Rennes 1

Rapporteurs avant soutenance :

Jean-Marc Laheurte	Professeur des universités – Université Gustave Eiffel, France
Christophe Delaveaud,	Directeur de Recherches, CEA LETI, France

Composition du Jury :

Examinateurs :	Jean-Marc Laheurte	Professeur des universités – Université Gustave Eiffel, France :
	Christophe Delaveaud,	Directeur de Recherches, CEA LETI, France
	Anja Skrivervik,	Professeur titulaire, EPFL, Lausanne, Suisse
	Renaud Loison,	Professeur des Universités, IETR-INSA, Rennes, France
	Sébastien Palud,	Expert technique, TDF, Liffré, France
	Benjamin Fuchs	Chargé de Recherche CNRS - IETR, Rennes, France, (directeur de thèse)
Invités :	Stéphane Avrillon	Maitre de Conférences - IETR, Rennes, France (encadrant de thèse)
	Franck Colombel	Maitre de Conférences - IETR, Rennes, France (encadrant de thèse)

Remerciements

Ce document constitue le résultat de trois années de travail intense avec des moments de difficulté mais aussi de satisfaction. Ça réalisation a mobilisé d'importantes ressources matérielles et humaines sous l'assistance et le regard de mes encadrants académiques (IETR) et industriel (TDF). En plus de mes acquis scientifiques et technique, cette thèse a été pour moi une belle expérience humaine. Ces quelques lignes représentent donc l'occasion de remercier toutes celles et ceux qui ont participé à la réussite de ce travail.

Pour commencer, je tiens à remercier toute l'équipe d'encadrement à savoir Benjamin Fuchs, Franck Colombel, Stéphane Avrillon et Sébastien Palud pour leur qualité managériale, leur apport scientifique et technique et pour avoir cru en moi. Je remercie particulièrement mon directeur de thèse Benjamin Fuchs pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité pour avoir partagé avec moi ces connaissances scientifiques. Un grand merci à Franck Colombel qui a été d'une importance capitale dans la planification des opérations et aussi pour son soutien moral. Je remercie Stépane Avrillon pour son esprit critique lors de nos différentes réunions, qui nous a souvent permis d'améliorer la qualité du travail. Un énorme merci à Sébastien Palud pour sa confiance et ces conseils. Ce fut très agréable de travailler avec vous.

Je souhaiterais également remercier Monsieur Jean-Marc Laheurte (Professeur des universités – Université Gustave Eiffel), Monsieur Christophe Delaveaud (Directeur de Recherches au CEA LETI), Madame Anja Skrivervik (Professeur titulaire, EPFL, Lausanne, Suisse) et Monsieur Renaud Loison (Professeur des Universités, IETR-INSA), d'avoir accepté de prendre part à ce jury de thèse.

J'adresse mes sincères remerciements à Christophe Guitton et Frederic Boutet du laboratoire IETR pour leur disponibilité et leur aide cruciale dans la réalisation des différents prototypes.

Je remercie tous mes collègues doctorants du laboratoire IETR en particulier mes collègues de bureau Nicolas Mezières, David Réné--Loxq et Yann Chao-Oger avec lesquels j'ai passé de très bons moments dans l'ambiance et la bonne humeur. Sans oublier mes prédécesseurs ROSA Orlacchio, Oumar Alassane Barro et Gilles Duteil qui ont su me réserver un accueil chaleureux au début de ma thèse.

Un grand merci à tous mes collègues du Centre de mesure d'antennes de TDF, en particulier envers Laurent Lézé qui a su donner suffisamment de son temps et de son expérience technique pour la réussite des mesures.

En dernier je tiens à remercier affectueusement tous les membres de ma famille ainsi que mes amis qui m'ont soutenu tout au long de ma formation. J'adresse spécialement mes remerciements à mon père et ma mère qui ont tout investi pour ma formation. Je suis triste Papa de te voir partir à jamais à la veille de ma soutenance, néanmoins je me réjouis d'avoir partagé avec toi les différentes progressions de mes travaux. Un énorme merci à mon oncle Aboubacar Aminata Bangoura pour m'avoir donné la chance de réaliser de grandes études en France. Mes tendres remerciements à ma chère femme Mame Anta Diaw qui m'a soutenu tout au long de cette aventure et merci aussi pour ta compréhension vis – vis de mes interminables horaires de travail tardif.

Pour finir, je dédie ce manuscrit à la mémoire de mon défunt père Almamy Kenda FOFANA qui s'est investi corps et âme pourvu que je devienne l'homme que je suis aujourd'hui.

Table des matières

Introduction générale *10*

Chapitre I. Synthèse de réseau d'antennes *14*

I.1 Principales propriétés des amplificateurs de puissance **16**

I.1.1 Rendement 16

I.1.2 Linéarité et puissance 17

I.1.3 Influence de la polarisation sur les performances d'un amplificateur 19

I.2 Choix de l'amplificateur et modélisation de ses caractéristiques énergétiques **20**

I.2.1 Bilan de puissance pour le choix des amplificateurs 21

I.2.2 Mesure de gain et de rendement du BMT352 22

I.2.2.1 Courbes de gain et de puissance en sortie en fonction de la puissance d'entrée 23

I.2.2.2 Courbes de rendement et de consommation 24

I.2.3 Modélisation des caractéristiques énergétiques 25

I.2.4 Proposition d'amélioration de l'efficacité énergétique moyenne du réseau d'amplificateurs 27

I.3 Etat de l'art des méthodes de synthèse de réseau d'antennes **28**

I.3.1 Méthodes analytiques 29

I.3.1.1 Méthode de Dolph-Chebyshev 29

I.3.1.2 Méthode de Taylor 30

I.3.2 Méthodes d'optimisation globale 32

I.3.2.1 Optimisation par essaim particulaire 32

I.3.2.2 Algorithme génétique 34

I.3.3 Méthodes d'optimisation convexe 36

I.3.4 Choix de la méthode de synthèse 38

I.4 Formulation du problème de synthèse **39**

I.4.1 Contraintes en rayonnement 40

I.4.2 Contrainte de linéarité des amplificateurs 43

I.4.3 Méthode de résolution convexe 43

I.5 Synthèse robuste **43**

I.5.1 Avantage de la méthode robuste 44

I.5.2 Formulation 44

I.6 Synthèse pour la réduction de la consommation énergétique **45**

I.6.1 Réseau parcimonieux 47

I.6.1.1 Synthèse d'un réseau parcimonieux mono-faisceau 47

I.6.1.2 Synthèse d'un réseau parcimonieux bi-faisceaux 50

I.6.2 Uniformisation des amplitudes des excitations 54

I.7 Application à la réduction de consommation énergétique 57
I.7.1 Intérêt de la méthode parcimonieuse 57
I.7.2 Intérêt d'une polarisation variable 60
I.8 Conclusion 63
Bibliographie 65
Chapitre II. De l'élément rayonnant unitaire au réseau reconfigurable par paquets . 70
II.1 Etat de l'art 71
II.1.1 Caractéristiques radioélectriques d'une antenne élémentaire 71
II.1.2 Antennes élémentaires de stations de base 74
II.1.2.1 Antennes patchs 74
II.1.2.2 Les dipôles 75
II.2 Etude de l'élément rayonnant simple et interaction entre antennes mises en réseau 76
II.2.1 Conception de dipôles croisés en technologie microruban 77
II.2.1.1 Adaptation des dipôles 79
II.2.1.2 Diagramme de rayonnement de l'antenne 84
II.2.2 Mise en réseau et prise en compte du couplage 88
II.2.2.1 Diagrammes environnés 89
II.2.2.2 Matrice de couplage et coefficient de réflexion actif 90
II.2.2.3 Approximation des paramètres radioélectriques du réseau de 16 antennes 91
II.2.2.4 Réalisation et mesure d'un réseau de 5 antennes 94
II.3 Réseau passif à dépointage 97
II.3.1 Présentation des scénarios de dépointage 97
II.3.2 Mise en œuvre technologique 98
II.3.3 Mesures et comparaison avec les résultats de la synthèse 100
II.4 Réseau reconfigurable par paquets 101
II.4.1 Présentation des modes d'excitation du réseau d'antennes 102
II.4.2 Mise en œuvre technologique 103
II.4.3 Mesures des diagrammes de rayonnement et de la consommation énergétique 105
II.4.3.1 Caractéristiques de rayonnement 107
II.4.3.2 Consommation des amplificateurs 108
II.5 Conclusion 108
Bibliographie 110
Chapitre III. Réseau d'antennes linéaire reconfigurable pour les applications de radiocommunication 112
III.1 Etat de l'art des réseaux d'antennes multi-faisceaux 113
III.1.1 Systèmes analogiques de formation de faisceaux simultanés 113

III.1.2 Systèmes numériques de formation de faisceaux simultanés 116
III.2 Conception du réseau linéaire reconfigurable 117
III.2.1 Génération des signaux en bande de base 119
III.2.2 Réseau de mélangeurs et leur source OL 121
III.2.3 Amplification et circuit de commande 123
III.3 Banc de mesure et calibration 124
III.3.1 Description du banc de mesure en chambre anéchoïde 125
III.3.2 Procédure de mesure de la PIRE 127
III.3.3 Dimensionnement et processus de calibration du système 129
III.3.3.1 Dimensionnement 129
III.3.3.2 Calibration du système 131
III.4 Caractérisation en rayonnement et consommation énergétique 135
III.4.1 Configurations de mesures 135
III.4.2 Diagrammes de rayonnement et PIRE 137
III.4.2.1 Scénarios mono-faisceau 137
III.4.2.2 Scénario bi-faisceaux 138
III.4.2.3 Comparaison entre les diagrammes de rayonnement d'une solution parcimonieuse et non parcimonieuse 139
III.4.2.4 Mesure de la puissance rayonnée 140
III.5 Interprétation – Proposition de solution 143
III.5.1 Influence de l'état des amplificateurs sur le rayonnement des antennes 144
III.5.2 Prise en compte de l'impédance active des amplificateurs 146
III.5.3 Diagrammes environnés actifs 146
III.5.3.1 Rétro-simulation avec des diagrammes environnés actifs 148
III.5.3.2 Synthèse avec diagrammes environnés actifs 149
III.6 Conclusion 151
Bibliographie 152
Conclusion générale et perspectives 155
Bibliographie de l'auteur 159
Annexes 161
A. Amplificateur BMT352 161
B. Longueur des câbles déphaseurs du réseau 162
C. Longueur des câbles déphaseurs du réseau reconfigurable par paquets 163
D. Coefficients de transmission des répartiteurs équi-amplitudes 164
E. Résumé des procédures de synthèse de réseau d'antennes 166

Introduction générale

1. Contexte et motivation de l'étude

L'essor de la radiotéléphonie mobile a démarré au milieu des années 1990 par le déploiement de réseaux permettant des échanges téléphoniques vocaux avec la mobilité en valeur ajoutée. Les premiers réseaux s'appuyaient sur la norme GSM et fonctionnaient en Europe à 900 MHz. Les antennes utilisées étaient très souvent des antennes omnidirectionnelles à la campagne et des antennes directives à double polarisation en milieu urbain. Très vite, la téléphonie mobile s'est développée et ce que l'on supposait initialement destiné aux applications professionnelles est rapidement devenu une application grand public. Pour développer les communications téléphoniques mobiles dans les agglomérations urbaines, les équipementiers ont rapidement constaté que pour une meilleure propagation en milieu dense, il était nécessaire de transmettre les communications plus haut en fréquence. La norme GSM prévoyait ceci et les premières communications fonctionnant dans la bande des 1800MHz sont rapidement apparues à la fin des années 1990. Les réseaux étaient alors équipées d'antennes plus complexes toujours à double polarisation mais double bande (900 et 1800 MHz). Dès lors, cette technologie de communication sans fil en mobilité est devenue incontournable et le grand public s'est équipé massivement de téléphones portables. Devant ce marché immense, de nombreux projets de développements de cette technologie sont apparus. Dès le début des années 2000, la troisième génération appelée UMTS[1] a vu le jour pour permettre aux utilisateurs des téléphones d'échanger des données. Pour accéder à ce service et autoriser le transfert de débit plus important, nous avons à nouveau assisté à une montée en fréquence et les réseaux UMTS utilisaient des antennes double polarisation fonctionnant autour de 2200 MHz. Les premières antennes reconfigurables ont alors été déployées. Il s'agissait d'antennes à dépointage variable en site. Ceci permettait d'ajuster la couverture radio en fonction des usages et apportait de la flexibilité aux opérateurs en charge du service. Face à l'augmentation du trafic causée par une demande grandissante des utilisateurs pour réaliser entre autres des appels vidéo ou des visionnages de vidéos en ligne, les opérateurs de réseaux mobiles ont dû faire évoluer les technologies et se tourner dans un premier temps vers la 4ème génération de la téléphonie mobile. Ce besoin croissant en transfert de données à très haut débit, dont la légitimité est parfois remise en cause, a suscité des progrès technologiques et conduit les industriels des télécommunications à proposer une 5ème génération de téléphonie mobile. Comparativement à la 4G, la 5G promet de multiplier le débit par 100 et la capacité par 10, tout cela en minimisant la consommation énergétique. Parmi les solutions proposées, la 5G poursuit la montée en fréquence afin de favoriser l'accès à des bandes passantes encore plus larges. Les équipementiers envisagent en effet des bandes passantes allant d'une centaine de MHz à plusieurs GHz. Ceci sera possible avec des équipements fonctionnant depuis la bande S jusqu'aux ondes millimétriques en y associant des antennes utilisant la technologie MIMO ou des antennes actives reconfigurables avec un diagramme de rayonnement dont le dépointage est variable électroniquement. La formation de faisceau permet notamment de lutter efficacement contre les interférences,

[1] Universal Mobile Technology Systems

d'améliorer le rapport signal à bruit et d'augmenter la capacité du réseau à l'aide d'une couverture intelligente.

C'est vers les antennes actives reconfigurables à formation de faisceau que nous avons orienté nos travaux en choisissant la bande de fréquences 3,4-3,8 GHz. Ce choix a été fait afin de répondre à un besoin plus large des opérateurs. Le déploiement massif d'équipements en ondes millimétriques pour une couverture urbaine semble difficile à mettre en œuvre à court terme. De plus, le recours aux ondes millimétriques paraît plutôt adapté à des couvertures plus ponctuelles exigeant des débits encore plus importants que ceux atteints en bande S et moins sensibles aux pertes importantes d'une propagation en ondes millimétriques. Même en bande S, les antennes actives sont complexes et les éléments rayonnants doivent être associés à de nombreux composants électroniques (amplificateurs de puissance, mélangeurs, convertisseurs numériques-analogiques (DAC) ou analogiques-numériques (ADC)…) permettant l'agilité des diagrammes de rayonnement. Un des inconvénients importants de ces antennes est inévitablement leur consommation énergétique.

Nous nous sommes tournés vers ces antennes à reconfiguration de faisceaux car c'est une technologie déjà largement étudiée. Nous pouvons citer par exemple les radars et les satellites. A leurs débuts, les réseaux d'antennes reconfigurables étaient exclusivement réservés pour un usage militaire ou pour l'écoute de signaux électromagnétiques provenant de l'espace en raison de leur coût de réalisation élevé. Cependant de nos jours, grâce à la maturité technologique des composants électroniques actifs, on retrouve ce type d'antennes actives dans des applications civiles telles que les radars automobiles.

C'est donc dans ce contexte que nous avons mené des travaux de recherches sur la réduction de la consommation énergétique des réseaux d'antennes actives à reconfiguration de faisceau pour les applications de stations de base sans exclure d'autres applications.

Ces travaux ont été menés de manière conjointe entre l'Université de Rennes 1 et l'entreprise TDF. Cette dernière est une actrice majeure dans le déploiement et l'entretien de l'ensemble du réseau de communication français. En tant que propriétaire et gestionnaire de sites hébergeant des stations de base de plusieurs opérateurs de téléphonie mobile, ces études sont d'une grande importance pour TDF dans la mesure où elles lui offrent la possibilité de limiter la consommation des stations de base et l'encombrement des pylônes par le partage de systèmes antennaires entre plusieurs opérateurs. Elle est la principale partenaire de nos travaux, d'où le choix des stations de base pour illustrer les avantages et les problématiques liés à l'utilisation des réseaux d'antennes actives ou réseau d'antennes reconfigurables.

2. Objectifs et contributions

L'objectif de la thèse est de concevoir un réseau d'antennes actives à faible consommation énergétique. Il se trouve que dans les dispositifs de transmission radio la partie émission consomme plus d'énergie que la réception, par conséquent notre étude sera portée sur l'émission.

Nous notons également que dans les réseaux d'antennes actives, les amplificateurs de puissance sont les composants les plus énergivores. En particulier, dans les stations de base, ces derniers sont responsables de plus de la moitié de la consommation énergétique.

C'est pourquoi en plus de concevoir des composants électroniques à meilleure performance énergétique, il paraît judicieux de penser à éteindre des voies de transmission ou réduire leur nombre dans les réseaux d'antennes afin de limiter au maximum la consommation énergétique.

Nous avons ainsi développé plusieurs méthodes de synthèse de réseau d'antennes afin de respecter les spécifications en rayonnement tout en exploitant au mieux les caractéristiques de consommation des amplificateurs de puissance dans la chaine d'émission. En particulier, les synthèses de réseaux d'antennes parcimonieux, d'excitations à amplitude uniforme et de réseaux d'antennes robustes sont différentes stratégies que nous avons proposées. De plus, l'architecture du réseau d'antennes actives et la méthodologie proposée permet de rayonner simultanément plusieurs faisceaux pouvant être reconfigurés dans un plan comme souhaité. Cette solution permettrait aux opérateurs de partager un même réseau d'antennes à faible consommation énergétique. Chaque opérateur aurait alors, dans sa bande de fréquence, son propre faisceau reconfigurable.

Nous avons ensuite étudié l'influence d'une polarisation dynamique des amplificateurs du réseau en fonction des excitations, ceci en vue d'améliorer davantage l'efficacité énergétique du système.

Voici, selon nous, les principales contributions de cette thèse :

- Le développement de plusieurs stratégies de synthèse de réseaux d'antennes permettant de respecter des contraintes en rayonnement tout en exploitant au mieux la consommation des amplificateurs de puissance.
- La prise en compte rigoureuse des effets du couplage entre antennes et plus précisément l'utilisation des impédances actives et des diagrammes environnés afin de modéliser fidèlement le réseau d'antennes et ainsi de synthétiser correctement le champ rayonné.
- Les validations expérimentales des outils de synthèse développés et de la réduction en consommation grâce à la réalisation et une campagne de mesure conséquente d'un réseau de 16 antennes toutes commandées individuellement par une loi d'excitation en amplitude et en phase variable.

3. Organisation du document

Les travaux sont regroupés en trois chapitres. Chaque chapitre débute par un état de l'art.

Après avoir précisé les spécifications radioélectriques puis interprété ces dernières, le chapitre I présente deux parties importantes. Une première partie est consacrée à l'étude des amplificateurs haute fréquence. Nous nous focalisons notamment sur les aspects de puissance maximale admissible pour atteindre la PIRE spécifiée, de linéarité, d'influence de la polarisation ou du rendement. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée entièrement à la synthèse de réseau d'antennes. Après une formulation du problème à synthétiser, nous montrerons comment sont introduites les contraintes qui permettent de réduire le nombre d'antennes alimentées dans le réseau avec pour objectif principal la réduction de la consommation énergétique. Nous nous attardons également sur la formulation de la synthèse avec une méthode robuste de manière à réduire l'impact des déviations possibles des caractéristiques des amplificateurs d'une antenne à l'autre. Ce chapitre permet de mettre en place les outils de synthèse utilisés par la suite.

Le chapitre II présente les étapes intermédiaires et nécessaires afin de sécuriser la conception et la réalisation d'un réseau d'antennes actives à formation de faisceau. Ces premières étapes nous permettent de poser les fondations avant la réalisation d'un réseau complètement reconfigurable. Nous présentons dans un premier temps les étapes de conception de l'antenne élémentaire du réseau ainsi que les problématiques de couplage causées par la mise en réseau des antennes. Pour prendre en compte les effets du couplage sur les performances en rayonnement et adaptation du réseau, nous utilisons dans la formulation du problème de synthèse les diagrammes de rayonnement des antennes au sein du réseau et contrôlons les coefficients de réflexion actifs. La deuxième partie de ce chapitre concerne la réalisation de deux architectures de réseau d'antennes. La première est non reconfigurable et la deuxième reconfigurable en amplitude par groupe d'antennes. Ces deux réseaux nous ont permis de valider expérimentalement certaines caractéristiques du réseau d'antennes dont le rayonnement mono-faisceau et une première validation expérimentale de la réduction de la consommation énergétique par une loi d'excitation uniforme.

Enfin, le troisième et dernier chapitre présente la réalisation d'un réseau d'antennes reconfigurable incluant les procédés de réduction et d'évaluation de la consommation énergétique du réseau. Nous trouvons dans un premier temps les étapes de réalisation et les contraintes de mesure d'un prototype de réseau d'antennes reconfigurable capable de générer un rayonnement mono-faisceau ou multi-faisceaux dans la bande 3,4 –3,8 GHz. Dans un deuxième temps, on montre les performances en rayonnement (diagrammes et PIRE) et en consommation énergétique. Les écarts (raisonnables) entre les mesures et les simulations sont analysés. Une méthode de correction est proposée pour représenter plus fidèlement les diagrammes réels des antennes élémentaires en prenant en compte le changement d'impédance des amplificateurs selon leur état (allumé ou éteint).

Chapitre I. Synthèse de réseau d’antennes

L'étude que nous menons est dédiée à une application pour les futurs réseaux de la 5ème génération de téléphonie mobile. Nous avons pour objectif de concevoir un prototype d'antenne dont le concept global et les briques de base pourront ensuite être utilisés lors du déploiement d'une future station de base macrocellulaire. Pour encadrer ce travail, l'entreprise TDF, en s'appuyant notamment sur les recommandations techniques définies dans les documents du 3GPP TS[2] 38.104 [1] et de l'ANFR[3] [2] a fourni un cahier des charges simplifié décrit ci-dessous et schématisé sur la Figure I-1:

Cahier des charges :

- Bande de fréquence : **3,4-3,8 GHz**
- Ouverture azimutale : **10°** à mi puissance
- Ouverture en site : non spécifiée
- Niveau maximal des lobes secondaires : **-15 dB**
- Balayage du faisceau dans le plan azimutal : **± 45°**
- Rayonnement multi-faisceaux. Chaque faisceau est associé à une fréquence porteuse et la priorité est donnée à une antenne bi-faisceaux
- Puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) : **50 dBm** par porteuse
- Réduction de la consommation énergétique du réseau : ≤ 16 antennes
- Dimension de la plus grande diagonale du réseau : inférieure à 1m

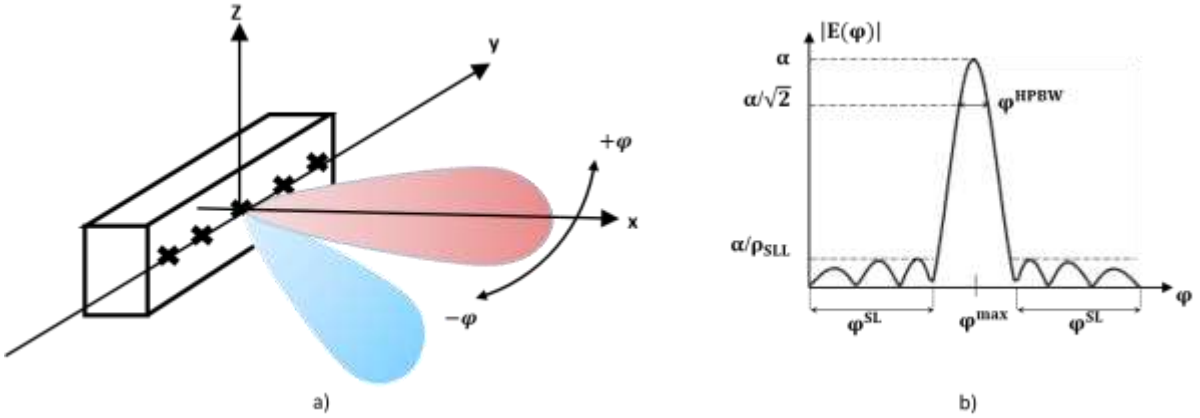


Figure I-1 : (a) : Synoptique du réseau d'antennes reconfigurable multifaisceaux et (b) : le gabarit de rayonnement des faisceaux. La PIRE est interprétée par α dans la direction de rayonnement prindipale φ_{max} et le niveau des lobes secondaires par rapport au lobe principale est représenté par ρ_{SLL} sur le domaine angulaire φ^{SLL}.

L'examen de ces spécifications conduit à définir les axes d'études essentiellement théoriques de ce chapitre. Si on retient que l'antenne doit fournir d'une part un diagramme de rayonnement azimutal avec une ouverture pincée à 10° muni de lobes secondaires situés 15 dB en dessous du niveau maximal de rayonnement et d'autre part une ouverture en site non spécifiée, cela nous permet de nous diriger vers la conception d'un réseau linéaire d'antennes. Le second point important de la spécification concerne la capacité du réseau à avoir un ou plusieurs diagrammes de rayonnement reconfigurables. Pour avoir le maximum de flexibilité, cela impose que chaque antenne du réseau soit alimentée de manière appropriée en amplitude et en phase. Ceci peut être fait à l'aide

[2] Third Generation Partnership Project Technical Support
[3] Agence Nationale des Fréquences

d'une architecture de réseau d'antennes où chaque antenne serait alimentée par une chaîne RF dédiée, incluant notamment un amplificateur haute fréquence. Enfin, le dernier point n'est pas le moins important, la spécification requiert de réduire la consommation énergétique du réseau d'antennes. Intuitivement, on comprend assez aisément que le réseau devra utiliser le moins d'antennes et de manière connexe le moins d'amplificateurs possible pour chacune des reconfigurations envisageables. Pour atteindre ce dernier objectif, un outil de synthèse de réseau d'antennes doit être développé pour choisir de manière adéquate les antennes et donc les amplificateurs à éteindre en fonction de la reconfiguration souhaitée.

A partir de ces interprétations, on propose de scinder ce chapitre en deux parties. Une première partie est consacrée à l'étude des amplificateurs hautes fréquences. On se focalise notamment sur les aspects de puissance maximale admissible pour atteindre la PIRE spécifiée, de linéarité afin de définir la limite d'utilisation des amplificateurs, d'influence de la polarisation ou du rendement. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée entièrement à la synthèse de réseau d'antennes. Après une étude bibliographique assez approfondie et une formulation du problème à synthétiser, on montrera comment sont introduites les contraintes qui permettent de réduire le nombre d'antennes alimentées dans le réseau avec pour objectif principal la réduction de la consommation énergétique. On s'attardera également sur la formulation de la synthèse avec une méthode robuste de manière à réduire l'impact des déviations possibles des caractéristiques des amplificateurs d'une antenne à l'autre.

I.1 Principales propriétés des amplificateurs de puissance

Les amplificateurs de puissance jouent un rôle très important dans les dispositifs de communication. La fidélité entre le signal modulé en bande de base et le signal émis par l'antenne dépend principalement du comportement de l'amplificateur. Ce dernier est caractérisé par sa linéarité, son rendement, son gain, sa puissance maximale d'utilisation et sa bande de fonctionnement. Pour les standards de communication mobiles (LTE), on utilise à l'émission au niveau des stations de base, des amplificateurs larges bandes de forte puissance de sortie (≥ 30 dBm), qui requiert un bon rendement et une certaine pureté du signal. Ces caractéristiques sont présentées dans les sous sections qui suivent et puisqu'il est question d'agilité pour la conception d'un réseau d'antennes reconfigurables, nous avons porté également un regard sur l'influence d'une polarisation dynamique des amplificateurs.

I.1.1 Rendement

Le rendement est une grandeur qui définit la relation entre la puissance délivrée à la charge P_L et la puissance d'alimentation P_{Dc}. Il est appelé aussi rendement de drain pour un amplificateur conçu à base de transistors à effet de champ ou rendement de collecteur pour un transistor bipolaire. Ce rendement est donné par :

$$\eta_{(c,d)} = \frac{P_L}{P_{Dc}} \qquad \text{I.1-1}$$

Le rendement des amplificateurs de puissance dépend de la typologie de l'amplificateur, de la technologie des transistors utilisés et de leur classe de fonctionnement [3]. C'est une des caractéristiques essentielles pour choisir un amplificateur de puissance, d'autant plus qu'il fait partie des composants les plus énergivores des stations de base [4], [5]. Le plus souvent, pour concevoir des amplificateurs de puissance à rendement élevé, il existe des techniques de conception comme le Doherty [6], [7] ou l'Enveloppe Tracking [8], [9], qui peuvent permettre d'atteindre des rendements de plusieurs dizaines de pourcent (≥ 50 %).

I.1.2 Linéarité et puissance

Les effets de non-linéarité des amplificateurs de puissance se traduisent par des distorsions sur l'amplitude et la phase du signal modulé. Nous pouvons distinguer trois zones de fonctionnement présentées sur la Figure I-2:

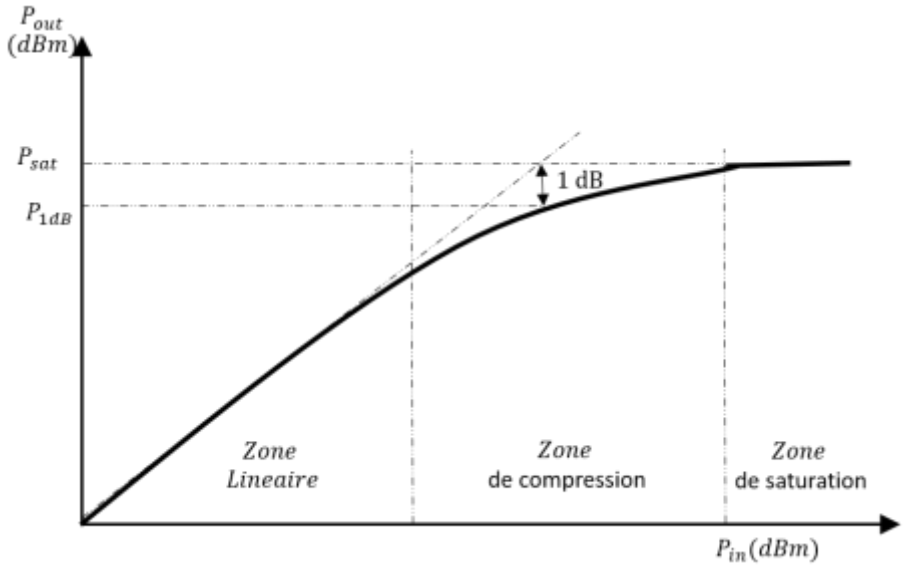


Figure I-2 : Zones de fonctionnement d'un amplificateur de puissance.

- La zone linéaire est la zone de fonctionnement petits signaux, où la puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée. **Le rendement des amplificateurs est faible dans cette zone.**
- Dans la **zone de compression de gain**, le gain diminue progressivement lorsque la puissance d'entrée augmente. Cette zone s'identifie à partir du point de compression à 1 dB, le point où la puissance de sortie chute de 1 dB par rapport à l'évolution linéaire. Ce phénomène de compression est lié à l'apparition des produits d'intermodulations et des harmoniques, qui entrainent la distorsion du signal amplifié. En revanche, comme nous pouvons le voir sur la Figure I-3a, c'est dans cette zone que l'on a un meilleur rendement.

– La **zone de saturation** correspond à un régime où la puissance de sortie atteint son niveau maximal. Cette zone de saturation est synonyme de fortes dégradations des performances de l'amplificateur. Un fonctionnement prolongé dans cette zone peut conduire à la destruction du composant.

Nous pouvons constater sur la Figure I-3a qu'obtenir le meilleur rendement d'un amplificateur nécessite de sacrifier en partie la linéarité du signal à amplifier. Or, pour des modulations à enveloppe non-constante (QAM[4]) ou multi-porteuses (OFDM[5]), le risque de saturation de l'amplificateur ou une forte distorsion du signal sont d'autant plus importants que la dynamique de variation du signal est élevée [10], [11], comme nous pouvons le voir sur la Figure I-3b. Cette dynamique de variation est le rapport de la puissance maximale du signal sur sa puissance moyenne (PAPR[6]). Pour les modulations OFDM en particulier, le PAPR peut atteindre jusqu'à environ 10 dB [11], [12]. En général, le compromis consiste à prendre un recul en puissance par rapport à la puissance au point de compression, afin de garantir une certaine linéarité du signal. Ce recul en puissance est défini par IBO (input back-off) ou OBO (output back-off) qui sont respectivement le recul en puissance moyenne d'entrée ou de sortie. La valeur de IBO (ou OBO) dépend du PAPR, elle peut varier entre 2 dB et 6 dB [11].

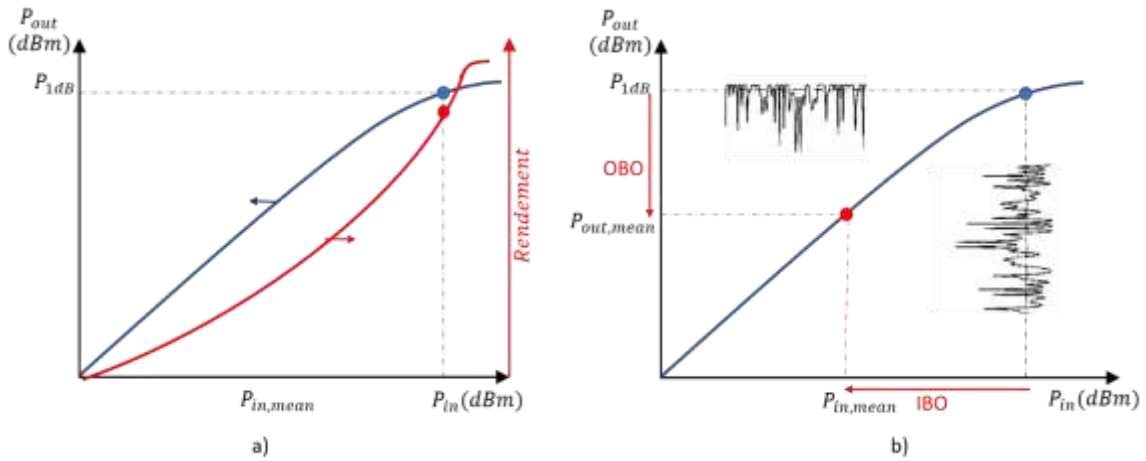


Figure I-3 : (a) : Caractéristiques de puissance et de rendement. (b) : Effet de distorsion du signal dans la zone de compression et considération du recul de puissance (IBO / OBO).

On en déduit que, pour améliorer le rendement des amplificateurs en fonctionnement, l'une des solutions est de réduire le PAPR du signal [11], [12]. De plus, il existe aussi des techniques de linéarisation qui consiste à compenser les effets de distorsion des amplificateurs [13], [14].

Au niveau spectral, les distorsions sont traduites par une remontée des lobes dans les canaux adjacents (voir Figure I-4), entrainant ainsi à la fois un élargissement de la densité spectrale et une pollution des canaux adjacents. Dans les transmissions de signaux

[4] Quadrature Amplitude Modulation ou « Modulation à d'amplitude en quadrature »
[5] Orthogonal Frequency-Division Multiplexing ou « Modulation à porteuse multiple orthogonal »
[6] Peak to Average Power Ratio

numériques, l'impact des phénomènes de non-linéarités est mesuré par une grandeur dénommée ACPR[7] [3], [15]. Cette grandeur est le rapport de la puissance du signal dans la bande utile sur la puissance du signal dans les canaux adjacents. Dans les communications mobiles (LTE[8], 5G), le niveau acceptable est de l'ordre de 40 dB [1].

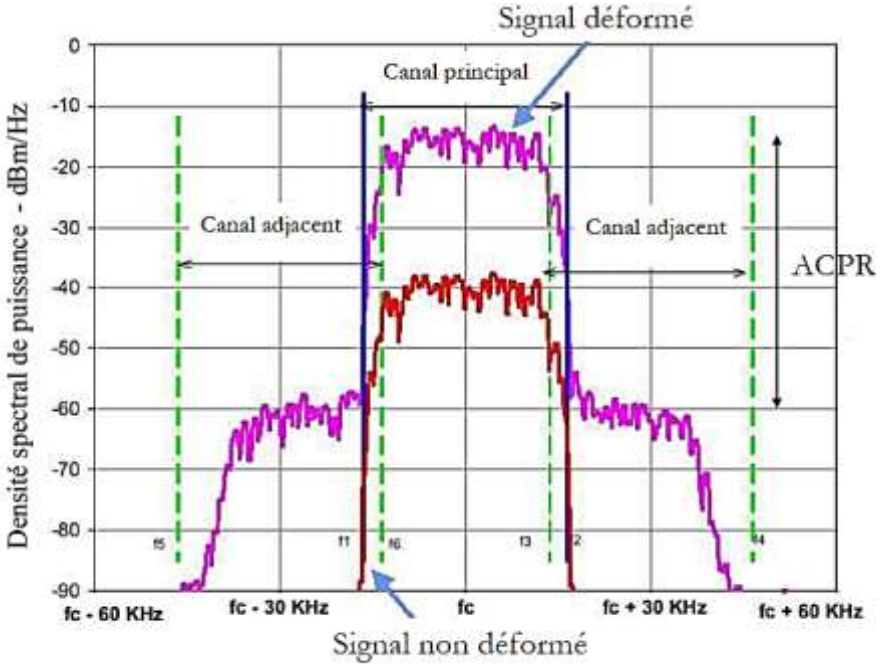


Figure I-4 : Spectre d'un signal modulé sous l'effet d'une amplification non-linéaire [3].

I.1.3 Influence de la polarisation sur les performances d'un amplificateur

Les caractéristiques d'un amplificateur sont contrôlées par plusieurs paramètres et notamment par le point de polarisation des transistors. La puissance maximale d'un amplificateur dépend en partie de la tension de polarisation ou du courant de polarisation. En contrôlant ces grandeurs, il est alors possible d'ajuster le gain et ou le point de compression d'un amplificateur, en fonction de la puissance du signal à amplifier. En faisant cela, on régule la consommation de l'amplificateur et nous pouvons augmenter son rendement moyen. Cependant, l'adaptation de l'amplificateur peut être modifiée (voir Annexe A). Qu'il s'agisse d'un transistor bipolaire (BJT[9]) ou d'un transistor à effet de champ (FET[10]), il existe trois techniques pour réaliser cette opération :

- Contrôler à la fois le courant et la tension de polarisation [16], [17]
- Contrôler uniquement la tension (Dynamique Voltage Bias, DVB) [3], [18]

[7] Adjacent Channel Power Ratio
[8] Long Term Evolution
[9] Bipolar Junction Transistor
[10] Field Effect Transistor

– Contrôler le courant (Dynamique Courant Bias, DCB) [3], [18]

Ces trois techniques sont illustrées sur la Figure I-5, qui est extraite de la thèse de Nathalie DELTIMPLE [3]. Cet exemple correspond aux courbes caractéristiques d'un transistor bipolaire, où le courant de la base et la tension du collecteur contrôlent respectivement le courant qui circule dans le collecteur (I_C) et la tension entre le collecteur et l'émetteur (V_{ce}).

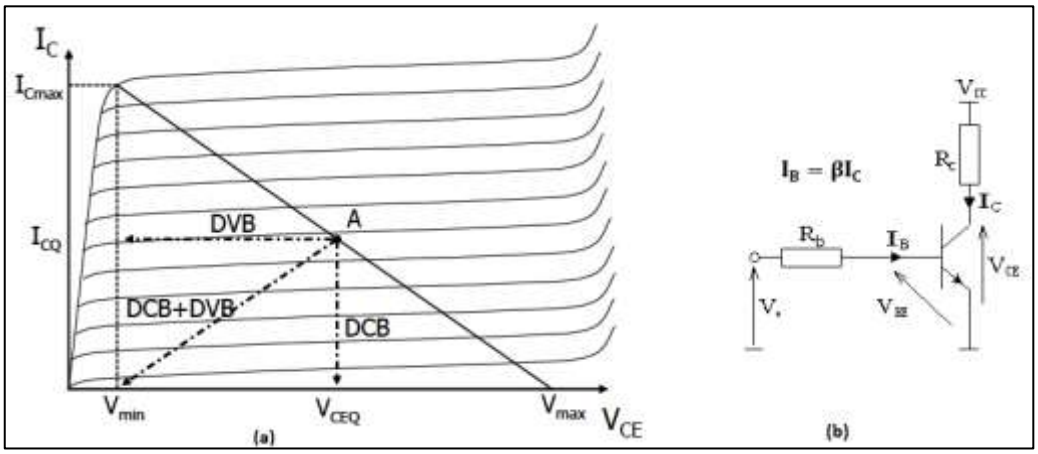


Figure I-5: (a) : Variation du point de polarisation par les méthodes DCB et DVB [3], (b) : schéma de polarisation de base d'un transistor bipolaire.

Par ailleurs, on applique le même principe pour la méthode d'Enveloppe Tracking, qui consiste à adapter la polarisation d'un amplificateur de puissance en fonction de l'enveloppe du signal à amplifier, afin d'améliorer le rendement moyen de l'amplificateur de puissance.

Les propriétés qui ont été citées (rendement, linéarité, etc.) mettent en évidence l'importance des amplificateurs de puissance dans le dimensionnement du réseau d'antennes. Leurs utilisations optimales permettraient à la fois de réduire la consommation énergétique du réseau d'amplificateurs et de garantir une bonne qualité des signaux amplifiés.

I.2 Choix de l'amplificateur et modélisation de ses caractéristiques énergétiques

Les critères de choix d'un amplificateur reposent d'une part sur le domaine d'application et d'autre part sur la puissance d'émission et la taille du réseau d'antennes. Afin de mener nos travaux sur la conception du réseau d'antennes reconfigurable, notre choix est orienté vers les amplificateurs dédiés pour des applications de radiocommunication qui répondent aux exigences liées à la norme LTE ou la 5G et au cahier de charges.

En général, les concepteurs d'amplificateur définissent toujours les domaines d'application de leurs produits. Cela permet donc de limiter les recherches aux caractéristiques de puissance au point de compression P_{1dB} nécessaires pour son utilisation dans le réseau. Suivant les spécifications du cahier de charges sur la taille du réseau, ce dernier sera composé de 16 antennes alimentées chacune par un amplificateur.

I.2.1 Bilan de puissance pour le choix des amplificateurs

L'objectif est de définir la caractéristique de puissance maximale nécessaire à chaque amplificateur du réseau. Ce calcul met en relation les grandeurs suivantes : le gain minimal (G_{min}) du réseau, la puissance totale transmise par les amplificateurs ($P_{TX,p}$) par porteuse, la PIRE et le nombre de faisceaux simultanés (p). La relation qui relie la puissance totale rayonnée par le réseau et la puissance totale fournie par les amplificateurs est définie par [1], [19]:

$$\mathrm{PIRE} = P_{TX,p} + 10\log(p) + G_{min} \qquad \text{I.2-1}$$

Le gain minimal (G_{min}) du réseau d'antennes dépend à la fois du gain (G_{min}^{n}) de chaque antenne du réseau et de la taille du réseau. Pour un réseau d'antennes à excitation uniforme, le gain du réseau peut être approximé par la relation suivante [20] :

$$G_{min} = G_{min}^{n} + 10\log(N) \qquad \text{I.2-2}$$

En général, le gain des éléments rayonnants constituant le réseau d'une antenne de station de base est d'environ 5 dBi, ce qui donne pour le réseau (composé de16 antennes) un gain minimal de 17 dBi. Par conséquent, conformément aux spécifications de rayonnement : pour une puissance rayonnée (PIRE) de 53 dBm correspondant à une émission de 2 faisceaux sur 2 porteuses (p) distinctes, la puissance totale transmise par les amplificateurs sera de $\mathbf{P_{TX} = 36\ dBm}$ (expression I.2-1). De ce fait, par application de la relation I.2-3 (en considérant une alimentation uniforme des antennes élémentaires du réseau), la puissance moyenne par amplificateur $P_{moy/A}$ sera de 24 dBm.

$$P_{moy/A} = p\frac{P_{TX,p}}{N} \qquad \text{I.2-3}$$

Bien que cette opération nous donne uniquement un ordre de grandeur de la puissance maximale exploitable, elle reste nécessaire pour une bonne optimisation énergétique du réseau. Comme démontré précédemment, la limite d'utilisation recommandée d'un amplificateur pour améliorer son rendement et minimiser les distorsions correspond à sa puissance au point de compression à 1dB. La puissance maximale recherchée est donc assimilable à la puissance P_{1dB}. Cependant, pour plusieurs raisons, il est nécessaire de prendre une marge par rapport à la valeur de la puissance moyenne calculée $P_{moy/A}$. La première raison est liée au fait que les lois d'excitation des antennes ne seront pas nécessairement uniformes. A cause des contraintes de rayonnement et de réduction d'énergie, certains amplificateurs auront plus de puissance à transmettre que d'autres. La deuxième raison et pas la moindre, est le risque lié au fonctionnement non-linéaire des amplificateurs, qui commence à apparaître au point de compression à P_{1dB}. Par conséquent, la valeur de la caractéristique de puissance P_{1dB} sera choisie plusieurs dB au-dessus de la puissance $P_{moy/A}$.

Après quelques recherches, nous avons fait le choix de l'amplificateur BMT352 de BEREX [20] dont les caractéristiques sont résumées ci-après :

- Application télécommunications
- Bande 3,4 – 3,8 GHz
- Gain = 21,8 dB et P_{1dB} = 31 dBm à 3,5 GHz

Il y a donc un écart de 7 dB entre la puissance moyenne par amplificateur ($P_{moy/A} = 24$ dBm) et la puissance au point de compression est suffisant pour parer à d'éventuels problèmes de linéarité que pourrait entrainer une utilisation parcimonieuse du réseau.

I.2.2 Mesure de gain et de rendement du BMT352

L'amplificateur BMT352 est composé de 2 étages d'amplification faits à base de transistors bipolaires (voir Annexe A). Le premier étage joue le rôle de pré-amplification, sa puissance de sortie sert de puissance d'entrée au deuxième étage qui est l'étage de puissance. Cet amplificateur dispose de 3 sources de tension : une tension de polarisation (V_{bias}) unique pour les deux étages et deux tensions d'alimentation (V_{cc1} et V_{cc2}), une pour chaque étage d'amplification. En principe, la tension de polarisation V_{bias} d'un transistor bipolaire contrôle le point de polarisation du transistor sur sa droite de charge, elle a un impact sur le gain du transistor. Les tensions V_{cc} permettent de contrôler la pente de la droite de charge de chaque étage d'amplification, par conséquent elle modifie leur puissance maximale d'amplification. Par ailleurs, suivant une étude réalisée dans [3], il est plus intéressant d'ajuster l'alimentation du deuxième étage afin d'améliorer à la fois le rendement et favoriser une bonne linéarité du signal amplifié. Pour cela, nous avons réalisé des mesures suivant deux choix de polarisation de l'amplificateur BMT352. Le premier est de fixer les tensions V_{cc} à 5 V et de contrôler la tension V_{bias}, le second choix est de faire varier V_{cc2} et maintenir les tensions V_{bias} et V_{cc1} à 5 V. Les deux choix ont été désignés respectivement par V_1 et V_2.

Des mesures ont été faites sur un échantillon de 18 amplificateurs BMT352 à la fréquence de 3,6 GHz. Ces mesures concernent l'évolution de la courbe de gain, de rendement et de consommation de ces amplificateurs en fonction de leur tension de polarisation. Les valeurs de référence sont celles définies dans le document technique, lorsque toutes les tensions d'alimentation valent 5 V.

Afin d'effectuer ces mesures, nous avons mis en place un banc de mesure (voir Figure I-6) composé d'un analyseur de réseau, d'une alimentation de laboratoire (0 - 5 V) et d'un atténuateur de 20 dB. Pour modifier la polarisation de l'amplificateur, on fait varier la tension d'alimentation et on utilise en plus un multimètre pour mesurer le courant puis évaluer le rendement des amplificateurs. Les mesures sont faites pour des tensions de polarisation variant de 3,5 V à 5 V. L'atténuateur placé en sortie de l'amplificateur est d'une valeur supérieure au gain de l'amplificateur, afin de ne pas dépasser la limite de puissance autorisée sur le port d'accès de l'analyseur de réseau. Après calibration de l'analyseur de réseau avec les câbles et l'atténuateur, on obtient les courbes de gain de l'amplificateur sous test en fonction de la tension de polarisation.

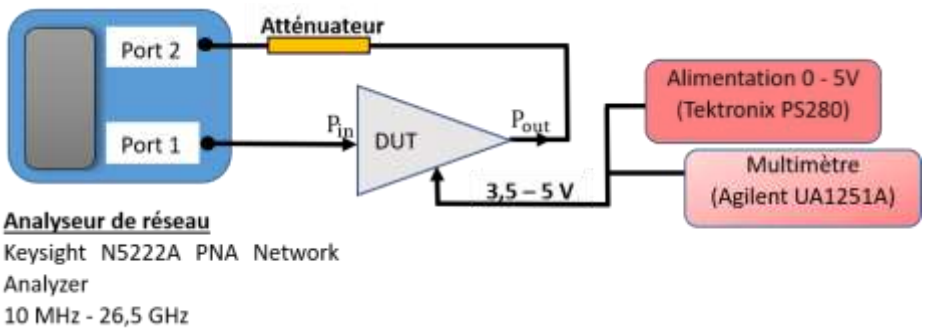


Figure I-6 : Schéma du banc de mesure des caractéristiques des amplificateurs.

I.2.2.1 Courbes de gain et de puissance en sortie en fonction de la puissance d'entrée

Nous pouvons constater respectivement sur la Figure I-7 et sur la Figure I-8 que le gain varie principalement en fonction des tensions V_1 ($V_{cc1,2}$ = 5 V et V_{bias} = 3,5 – 5 V) et le point de compression en fonction des tensions V_2 ($V_{cc1,bias}$ = 5 V et V_{cc2} = 3,5 – 5 V). Une tension V_1 inférieure à 5 V fait chuter le gain, tandis qu'une tension V_2 inférieure à 5 V abaisse le point de compression. Ces informations nous renseignent donc sur la possibilité de contrôler indépendamment le gain et le point de compression de l'amplificateur BMT352. Pour les différentes polarisations, le point de compression varie entre 31,2 dBm et 27 dBm et le gain entre 21,9 dB et 15 dB. En particulier, pour appliquer les tensions de polarisation V_1 = 3,5 V ou 4 V, il faudra rigoureusement tenir compte des variations du gain en fonction de la puissance en entrée, ce qui fait qu'elles ne sont pas adaptées pour des modulations à enveloppe non constante (QAM, OFDM).

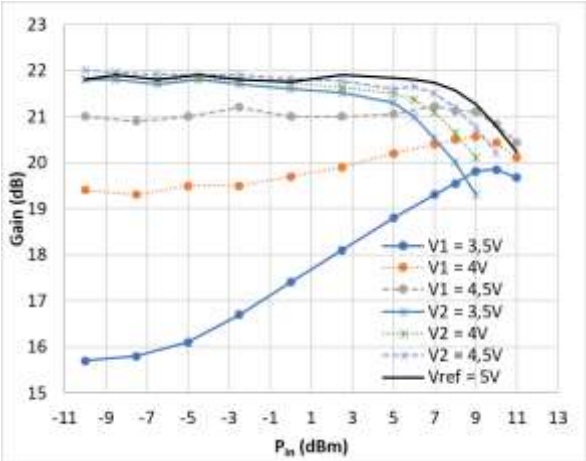


Figure I-7 : Gain du BMT352 (à 3,6 GHz) en fonction de P_{in} pour différentes tensions de polarisation V_1 ($V_{cc1,2}$ = 5 V et V_{bias} = 3,5 – 5 V), V_2 ($V_{cc1,bias}$ = 5 V et V_{cc2} = 3,5 – 5 V) et V_{ref} ($V_{cc1,2}$ = 5 V et V_{bias} = 5 V).

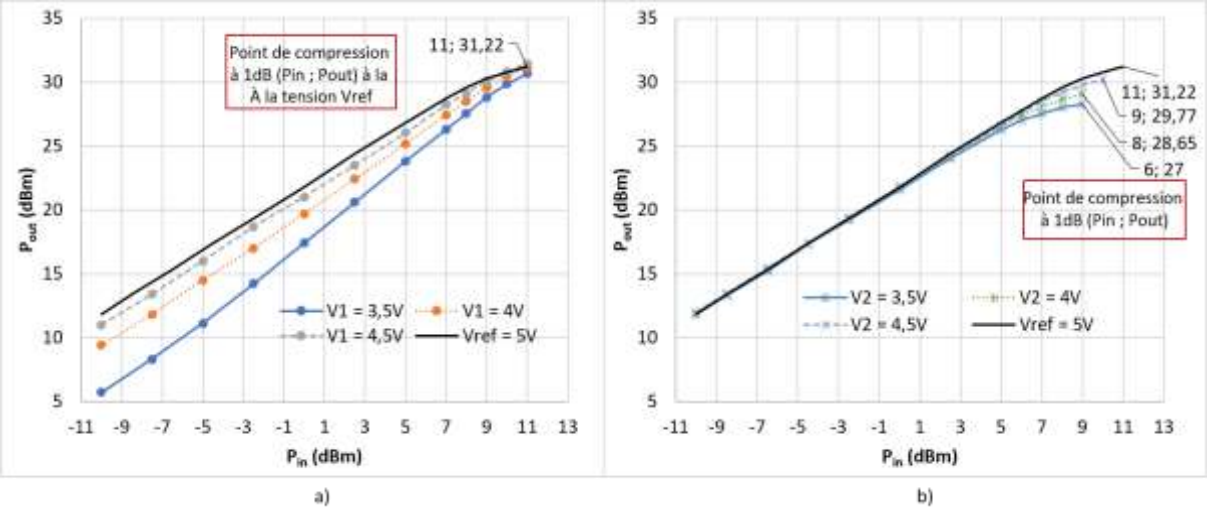


Figure I-8 : Puissance de sortie du BMT352 (à 3,6 GHz) pour différentes tensions de polarisation V_1 ($V_{cc1,2}$ = 5 V et V_{bias} = 3,5 – 5 V), V_2 ($V_{cc1,bias}$ = 5 V et V_{cc2} = 3,5 – 5 V) et V_{ref} ($V_{cc1,2}$ = 5 V et V_{bias} = 5 V).

I.2.2.2 Courbes de rendement et de consommation

Comme nous pouvons le voir sur la Figure I-9 a) et b), le rendement maximal de l'amplificateur vaut 34 % lorsqu'il est alimenté avec sa tension de polarisation de référence V_{ref} ($V_{cc1,2}$ = 5 V et V_{bias} = 5 V). Nous pouvons voir aussi que la courbe de rendement change en fonction des tensions de polarisation, et pour chacune d'elle, le rendement est meilleur dans la zone de compression. On note que les performances de rendement et de consommation (voir Figure I-9 et Figure I-10) sont meilleures lorsqu'on utilise la tension de polarisation V_2 pour des puissances en sortie P_{out} ≥ 21 dBm et inversement. Par exemple, pour P_{out} = 27 dBm, le meilleur choix de polarisation est V_2 = 3,5 V, car la consommation est de 1,9 W pour 26 % de rendement contre 2,3 W pour 25 % avec une polarisation V_1= 3,5 V ou 2,6 W pour 20 % avec V_{ref}. Par conséquent, pour une même puissance de sortie, quand cela est réalisable, certaines tensions de polarisation permettent d'avoir un rendement plus élevé et donc une consommation plus faible.

A l'issue de ces mesures, nous avons la preuve que l'utilisation d'une polarisation dynamique permet d'obtenir un rendement optimal pour les amplificateurs. Ainsi, ce principe pourrait être utile pour améliorer les performances énergétiques d'un réseau d'antennes reconfigurable.

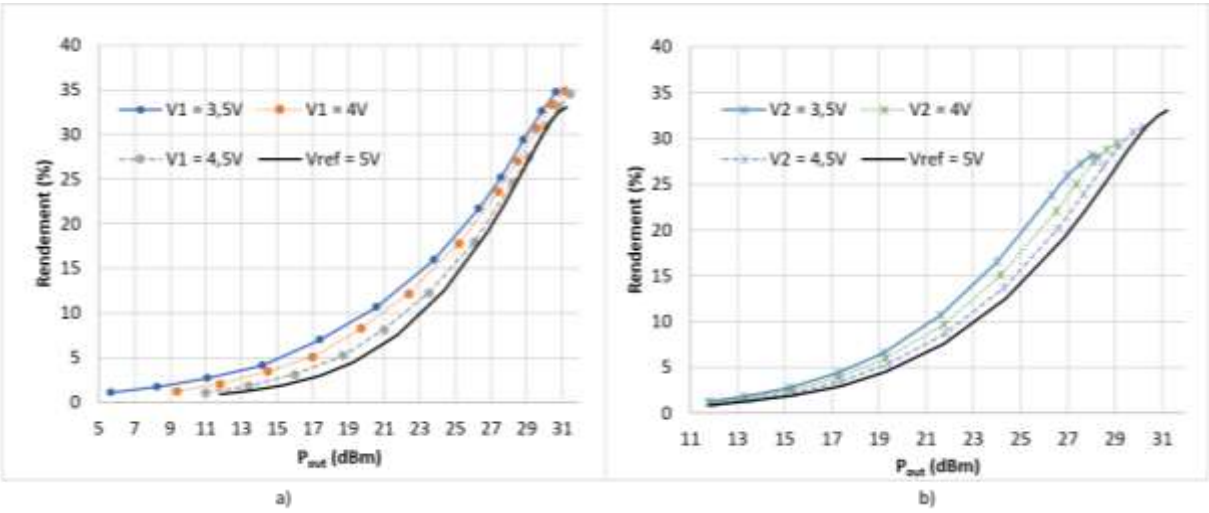


Figure I-9 : Rendement du BMT352 (à 3,6 GHz) pour différentes tensions de polarisation V_1 ($V_{cc1,2}$ = 5 V et V_{bias} = 3,5 – 5 V), V_2 ($V_{cc1,bias}$ = 5 V et V_{cc2} = 3,5 – 5 V) et V_{ref} ($V_{cc1,2}$ = 5 V et V_{bias} = 5 V).

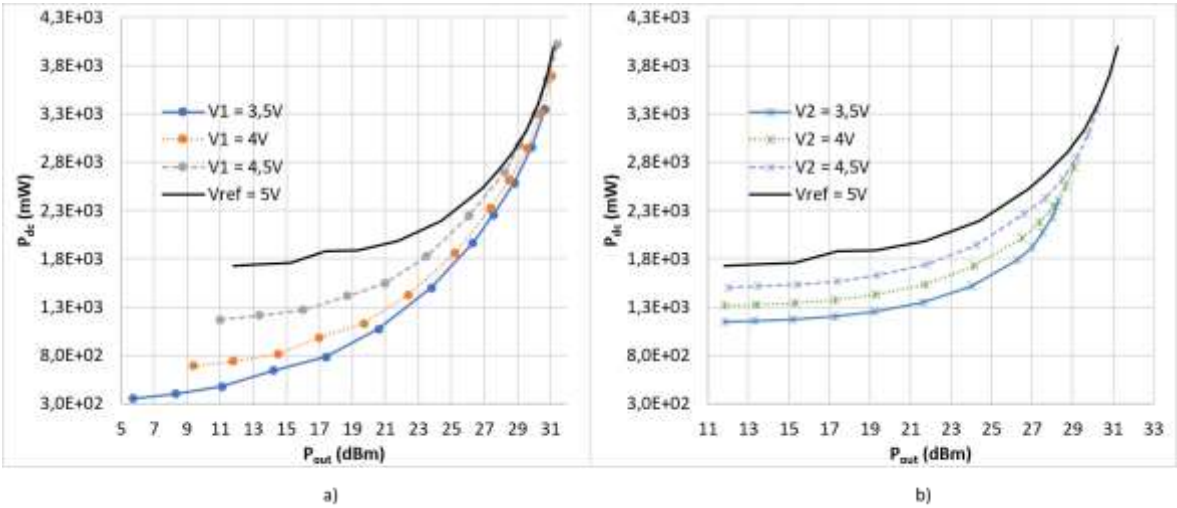


Figure I-10 : Consommation du BMT352 (à 3,6 GHz) pour différentes tensions de polarisation V_1 ($V_{cc1,2}$ = 5 V et V_{bias} = 3,5 – 5 V), V_2 ($V_{cc1,bias}$ = 5V et V_{cc2} = 3,5 – 5 V) et V_{ref} ($V_{cc1,2}$ = 5 V et V_{bias} = 5 V).

I.2.3 Modélisation des caractéristiques énergétiques

Pour analyser les performances énergétiques obtenues à l'issue de la méthode de synthèse qui sera proposée dans la deuxième partie de ce chapitre, il est nécessaire de mettre en place un moyen permettant de calculer la consommation et le rendement du réseau d'amplificateurs à partir de la solution d'excitation en amplitude déterminée par la méthode de synthèse. Pour y parvenir, tel qu'illustré sur la Figure I-11, on a besoin d'établir des fonctions représentatives des courbes de rendement et de puissance consommée (voir Figure I-9 et Figure I-10) par les amplificateurs en fonction de leurs puissances de sortie P_{out}^{n}. Ces fonctions sont représentées par des polynômes que l'on

obtient à l'aide de la méthode du spline cubique. C'est une méthode mathématique utilisée pour estimer une fonction inconnue à partir d'échantillons de mesures. Ces fonctions sont appelées f_{Pdc} et f_{Pin}, telles que :

$$P_{dc} = f_{Pdc,V}(P_{out}) \qquad \text{I.2-4}$$

$$P_{in} = f_{Pin,V}(P_{out}) \qquad \text{I.2-5}$$

Chaque fonction est unique pour chaque tension de polarisation (V) de l'amplificateur. Elles permettent de calculer respectivement la puissance d'alimentation P_{dc} et la puissance en entrée P_{in} de chaque amplificateur en fonction de sa puissance en sortie P_{out}.

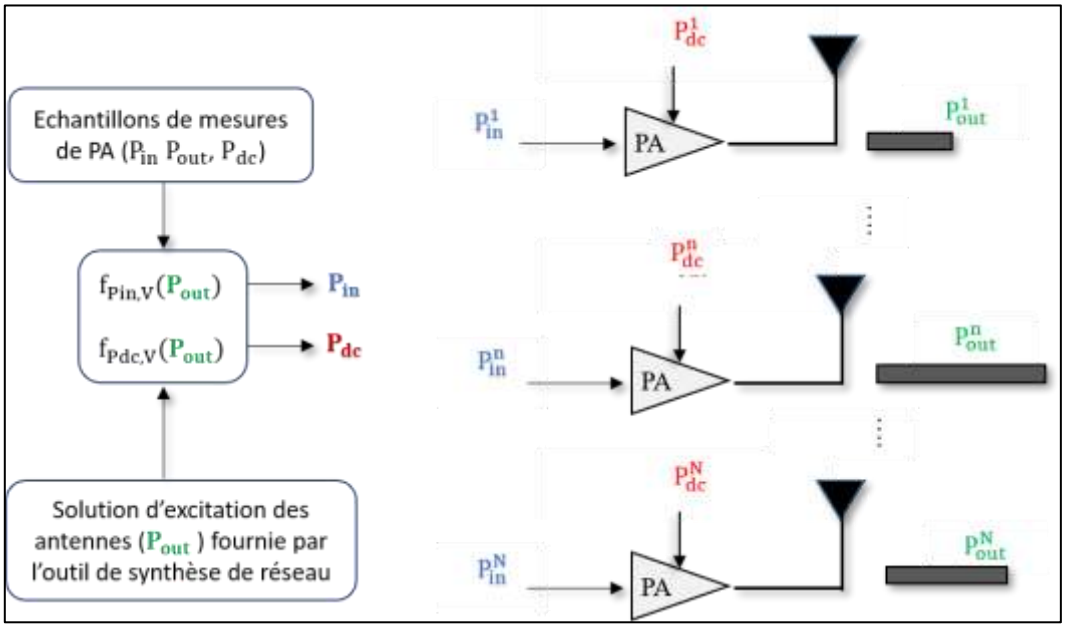


Figure I-11 : Schéma explicatif du calcul de P_{dc} et P_{in} des amplificateurs.

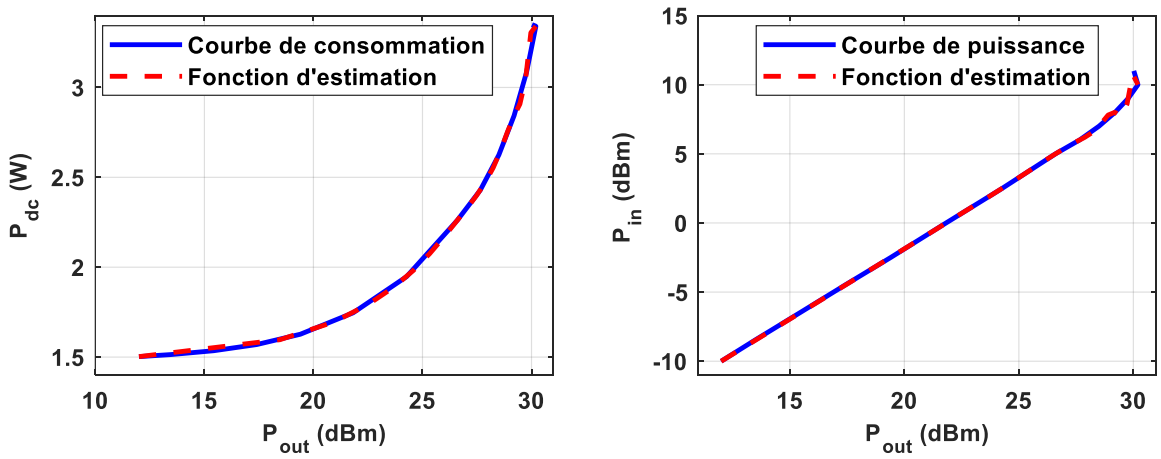


Figure I-12 : Comparaison des fonctions f_{Pdc} et f_{Pin} aux échantillons de mesures de l'amplificateur sous test BMT352 polarisé par une tension V_2 = 4,5 V.

Afin de valider cette démarche, nous comparons sur la Figure I-12 les fonctions f_{Pdc} et f_{Pin} aux résultats des mesures, pour la tension de polarisation V_2 = 4,5 V. On précise que ces fonctions ne sont valables que pour l'intervalle de puissance dans lequel les mesures ont été faites.

Par la suite, nous définissons la puissance totale consommée par l'alimentation et le rendement global du réseau d'amplificateurs par P_C et η_G définis par les expressions suivantes :

$$P_C = \sum_n f_{Pdc,V}(P_{out}^n) \qquad \text{I.2-6}$$

$$\eta_G = \frac{\sum_n P_{out}^n}{\sum_n [f_{Pdc,V}(P_{out}^n) + f_{Pin,V}(P_{out}^n)]} \qquad \text{I.2-7}$$

Dans la dernière expression, le numérateur correspond à la somme des puissances transmises par les amplificateurs. Et le dénominateur représente la somme des puissances en entrée des amplificateurs, à savoir la puissance d'alimentation et la puissance RF. Les amplificateurs peuvent avoir des puissances de sortie différentes et donc des tensions de polarisation différentes. De plus, pour le cas d'un rayonnement multifaisceaux, chaque P_{out}^n correspond au cumul de la puissance des signaux dédiés aux différents faisceaux. En particulier, lorsque les amplificateurs du réseau sont identiques, la limite du rendement global n'excèdera pas le rendement maximal de l'amplificateur sous test BMT352, soit 31 %.

I.2.4 Proposition d'amélioration de l'efficacité énergétique moyenne du réseau d'amplificateurs

Du point de vue de la synthèse de réseau, les excitations des antennes ne sont pas nécessairement uniformes, elles peuvent comporter des écarts de puissance plus ou moins importants. De plus, ces excitations changent suivant les contraintes en rayonnement pour le cas d'un réseau reconfigurable. Pour ces raisons, nous proposons de polariser les amplificateurs de façon dynamique en fonction de la puissance d'alimentation de chacune des antennes afin d'améliorer le rendement énergétique moyen du réseau (voir Figure I-13). Contrairement à la méthode de l'Enveloppe Tracking [8], [9], où la polarisation d'un amplificateur change en fonction de l'enveloppe du signal de façon continuelle, dans la méthode que nous proposons les polarisations des amplificateurs changeraient en fonction du gabarit de rayonnement et du dépointage des faisceaux. Par conséquent, les contraintes imposées aux circuits d'alimentation sont moindres et les phénomènes de distorsion [3], [11]devraient être mieux maitrisés.

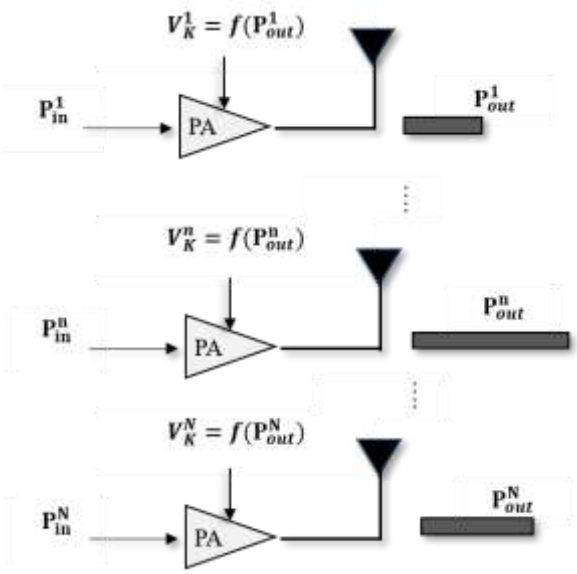


Figure I-13 : Schéma de fonctionnement des amplificateurs à tension de polarisation variable adaptée.

Toutefois, cette technique serait intéressante à condition que le système permettant d'avoir une polarisation dynamique ne soit pas trop gourmand en énergie.

I.3 Etat de l'art des méthodes de synthèse de réseau d'antennes

La synthèse du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes est une technique permettant de combiner des antennes de manière à émettre et/ou recevoir des ondes radioélectriques. Elle peut servir à définir la position des antennes ou contrôler leurs excitations en amplitude et en phase afin de satisfaire un objectif de rayonnement. La synthèse de réseau a de nombreuses applications notamment en radio astronomie, dans les systèmes de traitement du signal RADAR [19], [21], [22] ou dans les radiocommunications [23], [24]. La synthèse de réseau permet de résoudre un grand nombre de problèmes relatifs au rayonnement électromagnétique des réseaux d'antennes dont :

- Formation de diagrammes directifs ou formés
- Optimisation de la taille ou topologie du réseau
- Adaptation en impédance des antennes, contrôle des excitations etc.

Cette technique a été étudiée depuis de nombreuses années, les plus anciennes méthodes sont les méthodes analytiques qui ont fait leur apparition dans les années 50. Ces 30 dernières années, d'autres méthodes de synthèse ont émergés que nous pouvons regrouper en méthodes d'optimisation globale et méthodes d'optimisation convexe. Certaines de ces méthodes peuvent s'avérer plus efficaces ou adaptées que les autres suivant la nature du problème de synthèse. Dans les sous-sections qui suivent, nous faisons un état de l'art assez large des différentes méthodes existantes.

I.3.1 Méthodes analytiques

Les méthodes de synthèse analytiques sont rapides et efficaces, elles permettent d'obtenir la meilleure solution du problème considéré. Par contre, les méthodes analytiques sont limitées aux antennes ponctuelles isotropes formant un réseau linéaire ou planaire régulier. Ces approches sont limitées à des problèmes spécifiques et ne permettent pas de prendre en compte les phénomènes de couplage.

Parmi les méthodes analytiques, nous pouvons distinguer 2 catégories : les méthodes permettant la synthèse d'un diagramme directif et celles conduisant à la synthèse d'un diagramme formé (comme les diagrammes de cosécantes). Parmi les méthodes de synthèse de diagrammes directifs nous pouvons citer les méthodes de Dolph-Chebyshev et de Taylor. Pour réaliser des diagrammes formés, il existe les exemples suivants : la méthode de la transformée de Fourier et la méthode de Woodward Lawson. Plusieurs autres méthodes sont répertoriées dans des ouvrages [19], [22], [25].

I.3.1.1 Méthode de Dolph-Chebyshev

La méthode de Dolph-Chebyshev est une méthode simple pour réduire le niveau des lobes secondaires. Elle permet plus précisément d'abaisser tous les lobes secondaires à un même niveau spécifié. La méthode de Dolph-Chebyshev permet d'obtenir le meilleur compromis entre la largeur du lobe principal et le niveau des lobes secondaires.

Les polynômes de Tchebychev peuvent être définis analytiquement par :

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} x) & \text{pour } |x| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} x) & \text{pour } |x| \geq 1 \end{cases} \qquad \text{I.3-1}$$

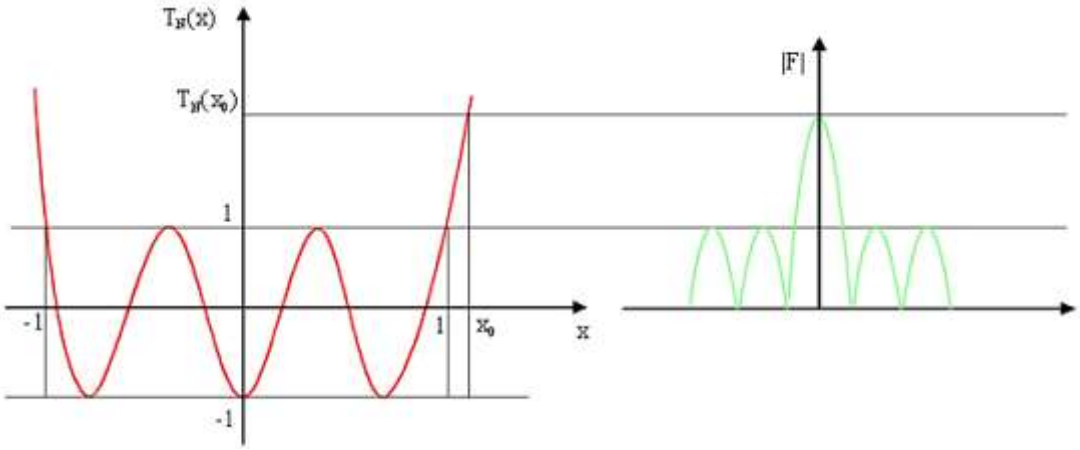


Figure I-14 : Illustration du principe de la méthode de Dolph-Chebyshev.

Le principe de la méthode de Chebyshev consiste à identifier le diagramme de rayonnement du réseau F(u) avec un polynôme de Chebyshev en faisant correspondre le lobe principal avec la partie hyperbolique du polynôme et les lobes secondaires avec la partie oscillante (voir Figure I-14). On exploite ainsi le fait que la partie oscillante d'un polynôme de Chebyshev est bornée à 1 tandis que la partie hyperbolique peut être rendue

aussi grande que souhaitée en poussant la valeur x à une valeur x_o élevée. Cette transformation sera rendue possible à l'aide de la relation $x = x_o \cos\frac{u}{2}$ où $u = \frac{2\pi d \sin\theta}{\lambda}$ et d est la distance qui sépare les antennes. On dispose ainsi d'un moyen de régler le rapport entre le niveau du lobe principal, assimilable à $T(x_o)$, et celui des lobes secondaires, figé par convention à 1.

La Figure I-15 représente un exemple de réseau synthétisé par la méthode de Dolph-Chebyshev. Nous constatons que le niveau des lobes secondaires est constant et faible. Cependant le lobe principal est plus large que pour un réseau linéaire à excitation uniforme de même taille. La méthode de Dolph-Chebyshev n'est pas adaptée pour des réseaux de grande taille, car la directivité se dégrade assez rapidement [21], [22]. Avoir un niveau de lobe constant, pour un réseau de grande taille, entraine une baisse d'efficacité de rayonnement.

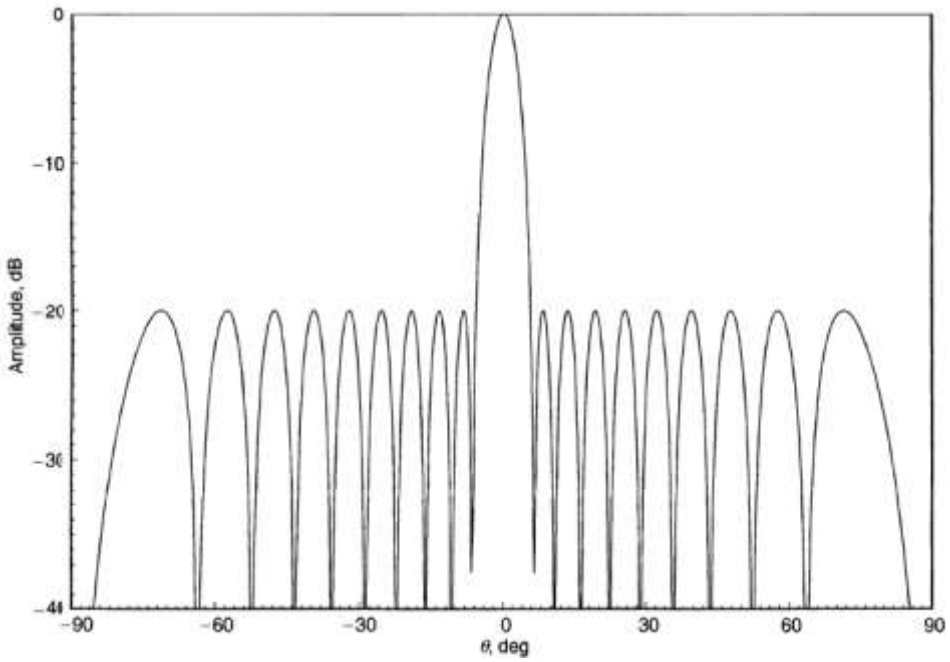


Figure I-15 Facteur de réseau ($N = 20$ et $d = 0.5\lambda$) obtenu par la méthode de Dolph-Chebyshev [22].

I.3.1.2 Méthode de Taylor

La méthode de Taylor proprement dite s'applique à une distribution linéique continue de sources (antennes). Néanmoins, elle peut être aussi utilisée pour synthétiser une distribution linéique discrète de sources en échantillonnant la distribution continue obtenue, grâce à un facteur d'espace [19]:

$$F(u) = \frac{\sin(\pi u)}{\pi u} \frac{\prod_{m=1}^{M-1}\left[1-(\frac{u}{u_m})^2\right]}{\prod_{m=1}^{M-1}\left[1-(\frac{u}{m})^2\right]} \qquad \text{I.3-2}$$

Avec $u = kd\sin\theta$, où d désigne la distance qui sépare les antennes du réseau et θ la direction de rayonnement du réseau. Ce facteur F(u) conduit à un diagramme dont les M premiers lobes secondaires ont un niveau presque constant que nous pouvons fixer, les lobes suivants décroissent de façon monotone. Les zéros du polynôme I.3-2 sont définis par :

$$u_m = M\sqrt{\frac{A^2+(m-\frac{1}{2})^2}{A^2+(M-\frac{1}{2})^2}} \qquad \text{I.3-3}$$

Avec

$$\cosh(\pi A) = \frac{1}{SLL} \qquad \text{I.3-4}$$

où SLL est le niveau souhaité pour les M premiers lobes et A est un paramètre qui permet de contrôler les lois d'excitation et les caractéristiques du diagramme de rayonnement.

Connaissant les données de départ, à savoir la longueur du réseau L, le niveau des lobes secondaires SLL et le nombre souhaité des premiers lobes M à niveau constant, nous pouvons déterminer les valeurs des expressions I.3-3 et I.3-4, puis déduire les excitations I des antennes du réseau par :

$$I(z) = \begin{cases} \frac{L}{2}\left[1 + 2\sum_{m=1}^{M-1} F(m)\cos\left(\frac{2m\pi z}{L}\right)\right] & \text{si } -\frac{L}{2} \le z \le \frac{L}{2} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \qquad \text{I.3-5}$$

où z représente la position des antennes dans le réseau.

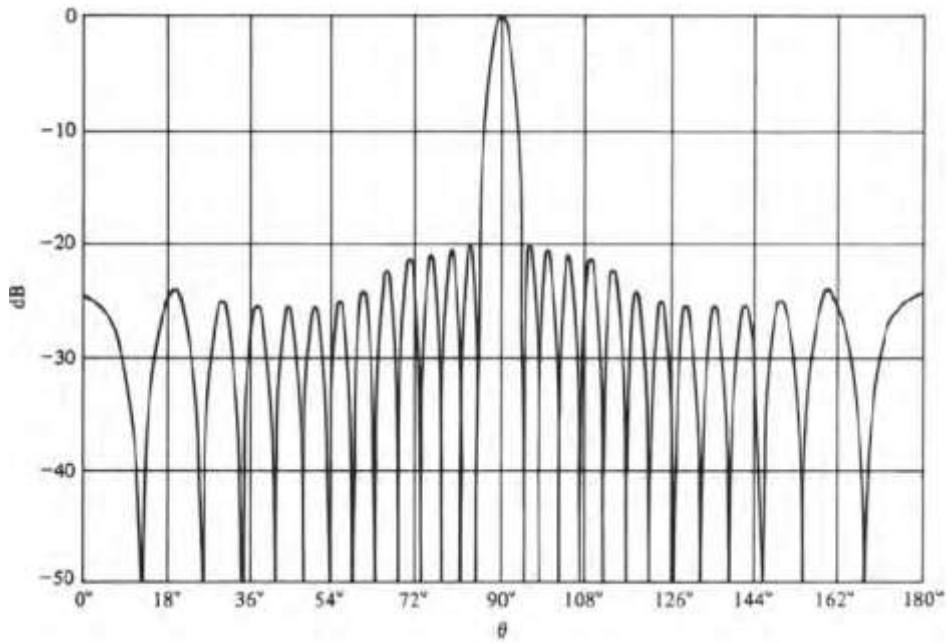


Figure I-16 : Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire de 19 antennes espacées de 0,7λ. Le niveau maximal des lobes secondaires a été fixé à -20 dB et les M = 6 premiers lobes secondaires sont quasi-identiques [26].

La méthode de Taylor conduit à une loi d'excitation plus simple à réaliser que celle issue d'une synthèse de type Dolph-Chebyshev. De plus, cette méthode présente l'intérêt d'être généralisée à une ouverture circulaire [19], [22]. L'exemple de la Figure I-16 est un diagramme de rayonnement synthétisé par la méthode de Taylor [26]. Les 6 premiers lobes secondaires sont quasiment au même niveau et les lobes suivants décroissent progressivement.

I.3.2 Méthodes d'optimisation globale

Les méthodes d'optimisation globale ont connu un essor important ces dernières années pour la résolution des problèmes de synthèse de réseaux. En particulier, les méthodes d'optimisation stochastiques inspirées de phénomènes biologiques et physiques (l'algorithme génétique, l'optimisation par essaim particulaire, etc.) ont été appliquées pour résoudre un grand nombre de problèmes dont la synthèse de réseaux d'antennes [27]–[30].

Les algorithmes d'optimisation globale sont très flexibles. Contrairement aux méthodes de synthèses analytiques, les algorithmes d'optimisation globale n'ont pas de limitations particulières quant au type de réseau d'antennes et de paramètres à optimiser. Elles peuvent tenir compte à la fois de plusieurs contraintes d'optimisation, par exemple la réduction du niveau des lobes secondaires et la création de nuls de rayonnement (pour réduire les interférences) tout en garantissant une certaine directivité.

Cependant, les méthodes d'optimisation globale ont recours à des processus de recherche aléatoire, leur convergence dépend des variables d'ajustement et du point de départ. Elles sont en général gourmandes en ressources informatiques et très coûteuses en temps de calcul [27], [30]. En effet, pour un problème de synthèse donné, on ne peut pas être sûr de l'optimalité de la solution obtenue. Par conséquent, lorsque le nombre de variables à optimiser est important (typiquement supérieur à 50) ce qui peut être le cas pour les réseaux d'antennes de grande taille (supérieur à 10 lambda), la solution obtenue n'est pas forcément la meilleure [31], [32]. Nous décrivons maintenant le principe de fonctionnement de deux méthodes d'optimisation globale.

I.3.2.1 Optimisation par essaim particulaire

L'algorithme d'optimisation par essaim particulaire (PSO ou Particle Swarm Optimization) est inspiré du comportement social d'un essaim d'abeilles ou d'un banc de poissons, c'est-à-dire du mouvement et de l'intelligence collective de ces groupes d'animaux pour aller chercher la zone la plus fertile pour se nourrir [33]–[36].

Les particules sont représentées par leurs vitesses $\mathbf{v}$ et leurs positions $\mathbf{x}$ dans l'espace. Ces paramètres sont définis par :

$$\mathbf{v^t} = \mathbf{w v^{t-1}} + \mathbf{c_1 U_1 (p^t - x^{t-1})} + \mathbf{c_2 U_2 (G^t - x^{t-1})} \qquad \text{I.3-6}$$

$$x^t = x^{t-1} + v^{t-1} \qquad \text{I.3-7}$$

où t et t-1 font référence à l'itération en cours et passée. Le mouvement d'une particule est contrôlé par son inertie, son expérience personnelle et l'expérience du groupe de particules. L'importance de ces trois aspects est pondérée par les paramètres w, c1 et c2 respectivement, qui sont des coefficients entre 0 et 1. La performance de chaque particule

est mesurée à l'aide d'une fonction coût qui sera définie en fonction du problème à résoudre. Dans le cas d'un réseau d'antennes, la fonction coût est définie en fonction du gabarit du réseau à synthétiser où la position de chaque particule représente la position d'une antenne du réseau.

Pour lancer le processus (voir Figure I-17), on définit le nombre d'itérations, les constantes c_1 et c_2 puis on choisit de façon aléatoire les positions et vitesses initiales des particules. Ensuite à chaque itération, on calcule la fonction coût de chaque particule et on fait la mise à jour de la vitesse et la position de chaque particule, jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit atteint. Le résultat obtenu ainsi que la rapidité de convergence dépendent des paramètres choisis (nombre d'itérations, w, c_1 et c_2).

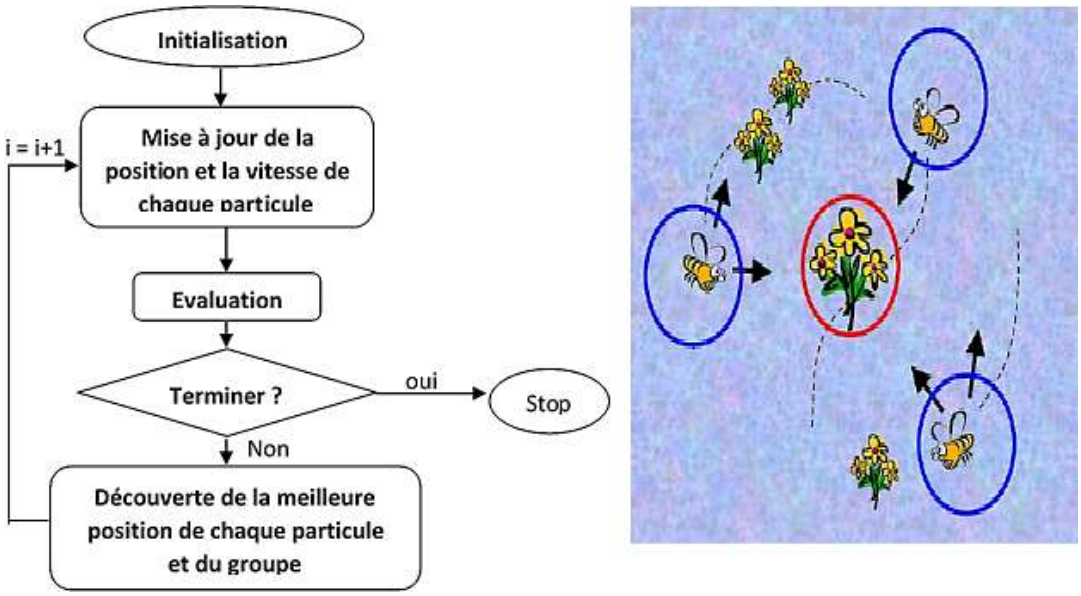


Figure I-17: Logigramme du PSO [32].

A titre d'illustration, il est montré dans [36] un exemple d'optimisation par essaim particulaire. La synthèse consiste à concevoir un réseau linéaire de 32 antennes, qui a pour caractéristiques de rayonnement : un niveau de lobes secondaires maximal de -20 dB et des nuls de rayonnement à 81° et 99° (voir Figure I-18). Pour respecter ce gabarit, sachant que les excitations doivent être uniformes, l'algorithme d'optimisation recherche l'espacement optimal entre chaque antenne et sa voisine. Le réseau obtenu présente donc des distances inter-éléments non identiques, néanmoins la taille du réseau peut être semblable à celle d'un réseau uniforme (distance inter-éléments identique). Le diagramme de rayonnement obtenu (PSO) est comparé à celui de la méthode d'optimisation quadratique (QPM) et à celui d'un réseau uniforme sans optimisation (distance inter-éléments de 0,5λ). Nous constatons que, en plus de faire des nuls de rayonnement aux azimuts recherchés, le niveau des lobes secondaires est plus bas que celui obtenu avec la méthode d'optimisation quadratique et l'ouverture du lobe principal est presque identique à celle d'un réseau uniforme.

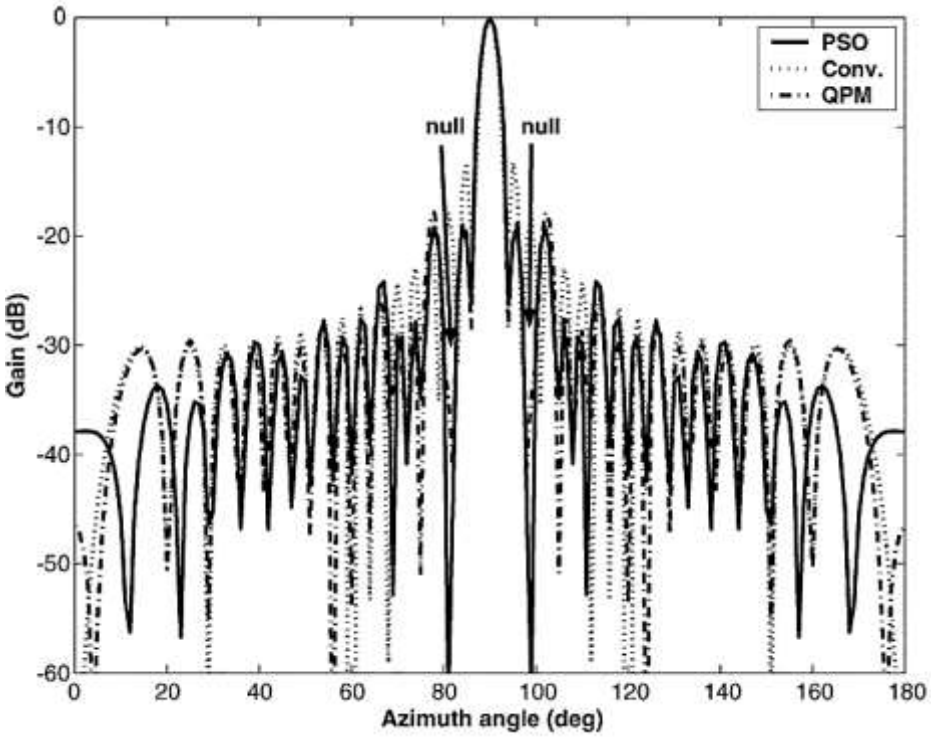


Figure I-18: Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire de 32 antennes obtenu avec 3 méthodes (particle Swarm optimization (PSO), sans optimisation (conv) et quadratic programming method (QPM). Le lobe principal est dans la direction de 90°, les nuls de rayonnement à 81° et 99° et le niveau maximal des lobes à -20dB [36].

I.3.2.2 Algorithme génétique

L'algorithme génétique (GA) est basé sur le principe de l'évolution de Darwin : la vie évolue par la sélection naturelle et le processus d'adaptation naturel est contrôlé par la capacité de survie de l'espèce la plus résistante. L'idée est de s'inspirer de ces processus pour résoudre un grand nombre de problèmes d'ingénierie [27], [29], [37].

Le codage binaire est le plus utilisé pour représenter les chromosomes. Pour commencer, il faut définir les paramètres (q_n) à optimiser :

$$\text{chromosome} = \left[q_1 q_2\, q_3 \dots q_{Npar}\right] \qquad \text{I.3-8}$$

où Npar représente le nombre de paramètres q.

Chaque chromosome a une fonction coût associée : $C = f(q_1, q_2, q_3 \dots, q_{Npar})$. La representation binaire des paramètre q_n**, aussi appelé gêne,** est encodé sous forme de séquence binaire:

$$q_n = \sum_{m=1}^{L_n} a[m] 2^{1-m} Q \qquad \text{I.3-9}$$

où L_n représente le niveau de quantification de q_n, a la séquence binaire représentant q_n et Q le niveau de quantification le plus élevé de q_n. Un exemple d'encodage binaire des chromosomes, constitué de Npar paramètres composés de 6 bits peut s'écrire :

$$\text{chromosome} = [011101\ 001011 \ldots\ldots 000011]$$

$$\text{où } q_1 = 011101,\ q_2 = 001011 \text{ et } q_{Npar} = 000011$$

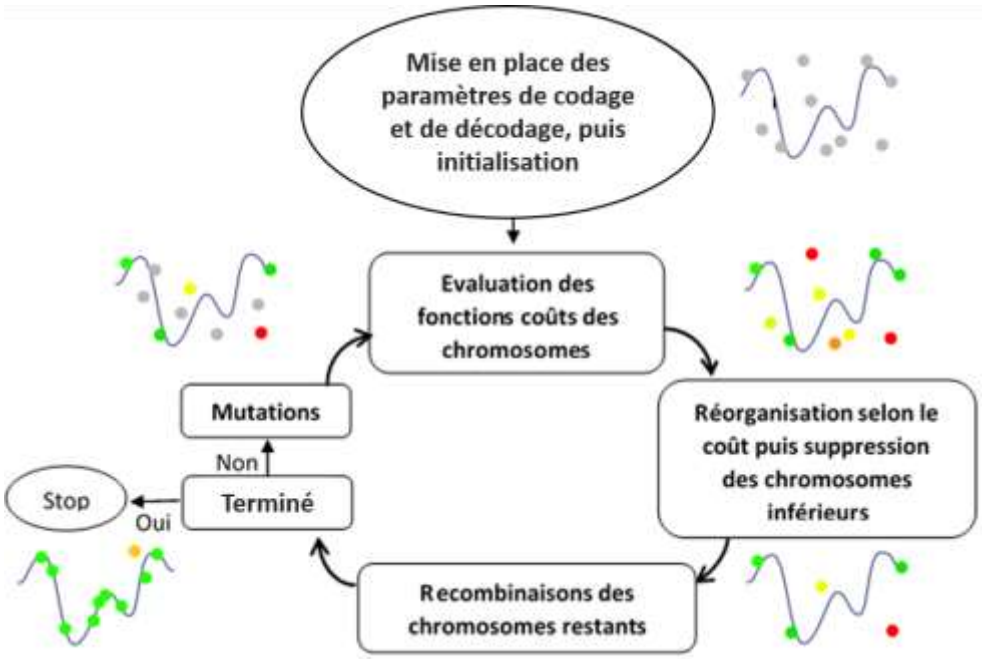


Figure I-19: Logigramme de l'algorithme génétique [27].

L'algorithme débute en définissant de façon aléatoire la séquence binaire des paramètres (q_n) à optimiser (voir Figure I-19) et le coût associé à chaque paramètre. Le coût est défini en fonction des contraintes d'optimisation (niveau des lobes secondaires, dynamiques de variation des excitations, etc.). A chaque itération la fonction coût de chaque chromosome est évaluée et les chromosomes sont ensuite rangés selon leurs fonctions de coût. Les chromosomes dont les coûts sont inacceptables sont éliminés, laissant ainsi un sous ensemble d'espèces supérieures (chromosomes restants) de la liste originale. Les chromosomes restants se recombinent puis se reproduisent pour former de nouvelles gênes. Ainsi le nombre total de chromosomes reste constant après chaque itération. L'algorithme s'arrête lorsque le nombre d'itérations prédéfini est atteint ou lorsque des solutions acceptables sont atteintes. La précision du résultat dépend du nombre de bits par chromosome, du nombre de mutations (modifications aléatoires sur certains bits des chromosomes), etc [27].

Dans une synthèse de réseau d'antennes, où le problème consiste, par exemple, à optimiser la distance inter-éléments, les distances inter-éléments seront représentées par le paramètre q_n. Ce type de synthèse est démontré dans [27], où l'objectif était de synthétiser un réseau linéaire non-uniforme (distance inter-éléments non identique) afin d'obtenir des lobes secondaires très bas comparé à un réseau linéaire uniforme (SLL = -13,3 dB). Le résultat de la synthèse donne un niveau maximal de lobes secondaires de -27,2 dB (voir Figure I-20).

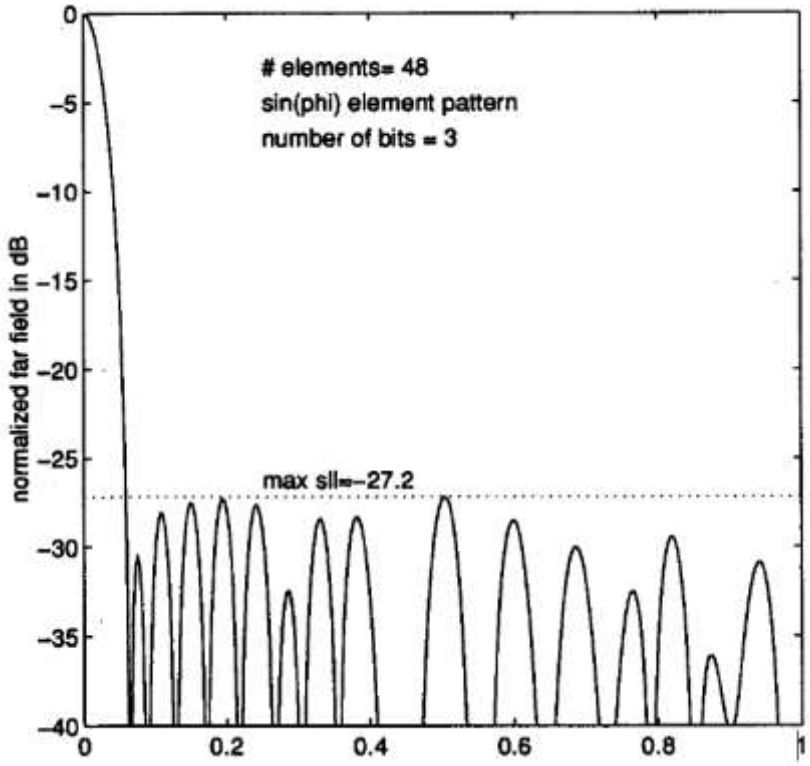


Figure I-20: Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire non - uniforme d'antennes (48 antennes) obtenu à l'aide d'une synthèse de réseau utilisant un algorithme génétique. Le niveau des lobes secondaires (SLL = -27,2 dB) est très inférieur à celui d'un réseau uniforme (SLL = 13,3 dB) [27].

I.3.3 Méthodes d'optimisation convexe

Dans un nombre important de problèmes de synthèse de réseaux, les propriétés mathématiques et plus précisément la convexité du problème de synthèse est négligée. Ce constat a été fait pour la première fois pour la synthèse de réseaux directifs dans [38]. Depuis, des travaux ont été menés pour résoudre un grand nombre de problème de synthèse de réseau grâce à l'optimisation convexe et ainsi être sûr d'obtenir rapidement la meilleure solution [38]–[40].

La méthode d'optimisation convexe nécessite de formuler le problème de synthèse de réseau d'antennes comme un problème d'optimisation sous contraintes :

$$\min_{\mathrm{x}} Q(\mathrm{x}) \quad \text{sous} \quad f_i(\mathrm{x}) \leq \mathrm{b_i}, \ \mathrm{i} = 1, \ldots\ldots, \mathrm{M} \qquad \text{I.3-10}$$

où $\mathbf{x}$ est le vecteur regroupant les variables d'optimisation du problème, $Q(\mathbf{x})$ est la fonction coût aussi appelé objectif, les fonctions f_i et les constantes $\mathrm{b_i}$ représentent les contraintes du problème d'optimisation. Par exemple, dans certains problèmes de synthèse, où le vecteur $\mathbf{x}$ définit précisément les excitations complexes du réseau de N antennes ($\mathbf{x} \in C^N$), la fonction coût $Q(\mathbf{x})$ peut-être modélisée de manière à contrôler la nature de la distribution des amplitudes d'excitation des antennes et les fonctions $f_i(\mathbf{x})$ assimilables aux contraintes en rayonnement du réseau dans une direction i donnée.

Les problèmes d'optimisation sous contraintes sont généralement très difficiles à résoudre surtout si le vecteur $\mathbf{x}$ est de dimension importante ($\gg 100$). Dans le cas particulier d'un problème d'optimisation convexe, il est possible de trouver la solution optimale avec une précision contrôlée ou de déterminer avec certitude que le problème n'admet pas de solution.

Toutefois, pour considérer les problèmes d'optimisation sous contraintes (équation I.3-10) comme un problème d'optimisation convexe, la fonction coût et le domaine d'optimisation doivent être convexes (voir Figure I-21). Une fonction est dite convexe par définition, lorsqu'elle comporte un seul minimum ou maximum, c'est le cas par exemple d'une fonction parabole (voir Figure I-21a). En particulier, les fonctions affines sont des fonctions convexes. Quant au domaine d'optimisation, il est considéré comme convexe lorsque deux points de ce domaine peuvent être reliés par un segment qui est lui-même entièrement inclus dans ce domaine. Un hexagone est un exemple de domaine convexe (voir Figure I-21b). Ainsi, de nombreux problèmes de synthèse de réseau d'antennes ne peuvent pas être formulés de manière convexe, car ils possèdent plusieurs minimums locaux. Nous pouvons citer comme exemple l'optimisation de la phase [41]. La solution consiste à faire une relaxation en problème d'optimisation convexe, en approchant les contraintes non convexes par des contraintes plus lâches mais convexes. Des algorithmes comme la méthode des points intérieurs [42] permettent de résoudre les problèmes d'optimisation convexe.

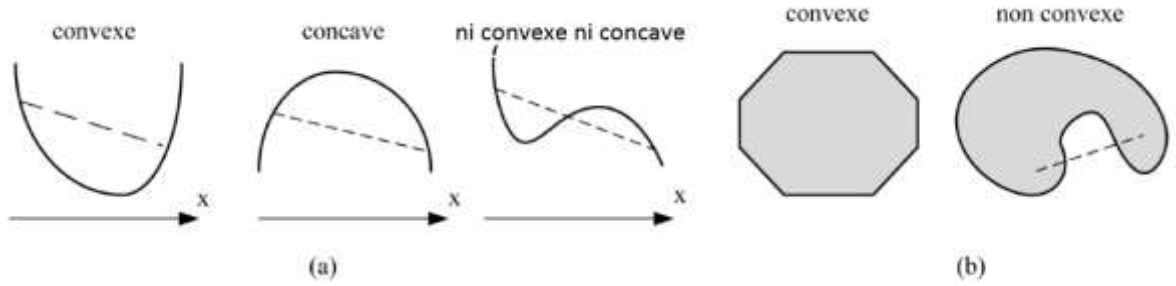


Figure I-21 Illustration de la convexité ou non de : (a) fonctions d'objectif $Q(x)$ et (b) de domaines d'optimisation définis par les contraintes $f_i(\mathbf{x}) \leq \mathbf{b_i}$, $\mathbf{i = 1, \ldots\ldots, M}$.

La synthèse d'un réseau d'antennes planaire (composé de 21x21 antennes) afin de rayonner un diagramme (lobe principal) circulaire et avec des lobes secondaires contrôlés (niveau maximal de -25,8 dB) avec un minimum d'antennes possibles est présentée dans [43]. L'objectif est de minimiser le nombre d'antennes utilisées afin de réaliser ces performances en rayonnement, il s'agit de la synthèse d'un réseau parcimonieux. En utilisant une méthode d'optimisation convexe, les auteurs ont montré que sur 441 antennes, uniquement 76 antennes sont utilisées (voir Figure I-22). Ainsi, en choisissant seulement quelques antennes du réseau pour obtenir le même diagramme que celui du réseau dans sa totalité, le coût et la complexité du réseau sont réduits.

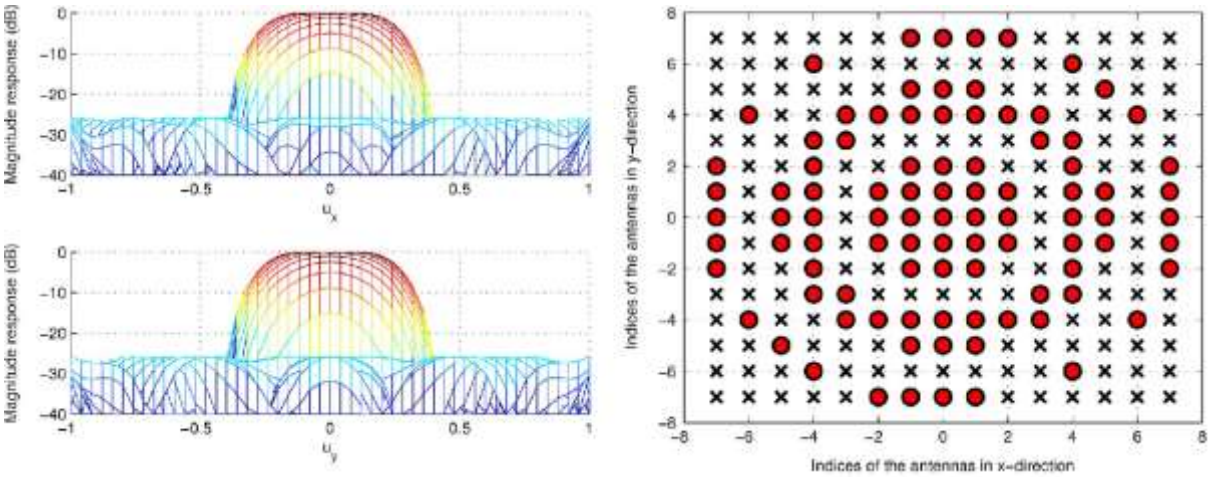


Figure I-22 : Diagramme de rayonnement à lobe principal circulaire (vue dans la direction x et y à gauche et la représentation du réseau planaire à droite) et des lobes secondaires contrôlés réalisés en utilisant un minimum d'antennes possibles. Le réseau est composé de 441 antennes (21x21) espacées de 0,5λ (les antennes sélectionnées sont en rouges) [43].

I.3.4 Choix de la méthode de synthèse

Pour résoudre un problème de synthèse de réseau, la principale chose à faire après l'élaboration du cahier des charges, est d'identifier la méthode de synthèse appropriée pour le résoudre. Pour cela, nous proposons de classer les trois méthodes décrites précédemment selon leurs performances par rapport à trois critères : l'optimalité de la solution, la versatilité de la méthode et la rapidité de résolution. Les résultats sont donnés dans le Tableau I-1.

Tableau I-1 : Comparaison entre les différentes méthodes de synthèse

Méthodes de synthèse	Optimalité de la solution	Versatilité de la méthode	Rapidité de résolution
Analytiques	++	--	++
Optimisation globale	-	++	--
Optimisation convexe	++	+	+

Nous constatons que, d'une part, les méthodes analytiques sont très efficaces pour certains types de problèmes. Ces problèmes sont limités aux exigences de rayonnement avec de faibles contraintes techniques et électromagnétiques (circuit d'alimentation, couplage, etc.). D'autre part, les méthodes d'optimisation globale sont très versatiles, il est possible de formuler tous types de problème de synthèse. Cependant, les solutions sont

souvent sous-optimales et non reproductibles compte tenu de leur caractère aléatoire, surtout lorsqu'il y a un grand nombre de paramètres d'optimisation (>> 50). De plus, les méthodes d'optimisation globale sont très gourmandes en ressources informatiques avec des temps de calcul très longs.

Par conséquent, la méthode d'optimisation convexe semble être un bon compromis entre les méthodes d'optimisation globale et les méthodes analytiques. Elle est à la fois plus versatile que les méthodes analytiques tout en garantissant l'optimalité de la solution et moins coûteuse en ressources informatiques que les méthodes d'optimisation globale. Nous utilisons par la suite cette méthode de synthèse pour concevoir le réseau d'antennes reconfigurables à économie d'énergie.

I.4 Formulation du problème de synthèse

Pour trouver les excitations en amplitude et en phase du réseau, le problème de synthèse de réseau est formulé en problème d'optimisation convexe. Cette formulation prend en compte la topologie du réseau (linéaire, planaire, circulaire, etc.), les diagrammes de rayonnement élémentaires des antennes et les contraintes radioélectriques, notamment le gabarit.

Nous considérons un réseau composé de N = 16 antennes situés à des positions $\vec{r}_n$ par rapport au centre du système de coordonnée, avec n = 1,…,N (voir Figure I-23). La description du diagramme de rayonnement du réseau est faite dans un seul plan appelé plan azimutal où le champ électrique évolue en fonction de l'angle φ. Chaque antenne rayonne un champ électrique lointain E_n qui est simulé ou mesuré en présence des autres antennes. Ce diagramme est appelé diagramme environné [44], [45] et il permet de prendre en compte le couplage entre antennes. Le diagramme de rayonnement résultant du réseau linéaire s'écrit :

$$E(\varphi) = a(\varphi)^H x \qquad \text{I.4-1}$$

avec le vecteur directeur : $\mathbf{a}(\varphi) = \left[E_1(\varphi)e^{ik\hat{r}_1.\hat{r}(\varphi)} \dots E_N(\varphi)e^{ik\hat{r}_N.\hat{r}(\varphi)}\right]$,

où $\mathbf{x} = [x_1 \quad \cdots \quad x_N]$ est le vecteur d'excitation complexe du réseau, $\hat{r}(\varphi)$ est un vecteur unitaire dans la direction φ et $()^H$ est une opération de transposition hermitienne. Il faut noter que le vecteur d'excitation est déterminé par rapport à une fréquence f_o qui correspond au nombre d'onde en espace libre $k = \frac{2\pi}{\lambda_o}$. Ce vecteur permet de satisfaire le gabarit de rayonnement lorsqu'il est appliqué au réseau d'antennes.

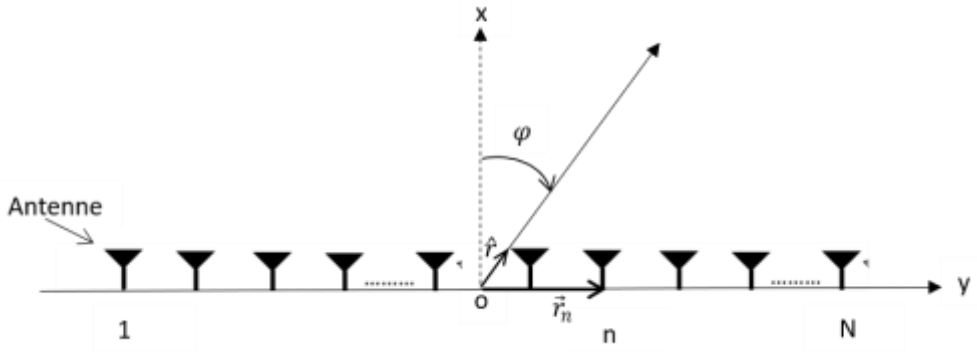


Figure I-23 : Synoptique d'un réseau linéaire d'antennes.

Afin d'illustrer les méthodes de synthèse de réseau qui seront proposées dans ce chapitre, nous avons considéré le cas d'un réseau linéaire composé de N =16 antennes de type dipôle espacées de $0{,}5\lambda_o$, tel que λ_o correspond à la fréquence $f_o = 3{,}6$ GHz. Le diagramme de rayonnement des dipôles est celui du modèle théorique [46] sans prise en compte du couplage. Le choix de la fréquence centrale $f_o = 3{,}6$ GHz permet d'équilibrer les avantages et les inconvénients d'un espacement $0{,}5\lambda_o$, qui peut être trop petit pour les fréquences basses (perte de directivité) ou trop grand pour les fréquences hautes (gain de directivité) [19] de la bande de fonctionnement du réseau (3,4 -3,8 GHz).

I.4.1 Contraintes en rayonnement

Le problème de synthèse consiste à trouver, à une fréquence f_o, le vecteur d'excitation **x** afin de rayonner un faisceau formé dans la direction φ^{max}. Le problème est formulé comme suit :

$$\text{Trouver } x \text{ sous } C(x) = \begin{cases} |a(\varphi^{max})^H x| \geq \alpha \\ \max\{|a(\varphi)^H x|\} \leq \frac{\alpha}{\sqrt{2}}, \ \varphi \notin \varphi^{HPBW} \\ \max\{|a(\varphi)^H x|\} \leq \frac{\alpha}{\rho_{SLL}}, \ \varphi \in \varphi^{SL} \end{cases} \qquad \text{I.4-2}$$

Le vecteur **x** regroupe les variables d'optimisation du problème. L'expression C représente les contraintes d'optimisation du problème I.4-2. Ces contraintes sont illustrées sur la Figure I-24. Les domaines d'optimisation de ces contraintes peuvent être représentés par la Figure I-25. Le problème d'optimisation sous contrainte I.4-2 est convexe si toutes les contraintes sont convexes. C'est bien le cas pour les contraintes sur les lobes secondaires et l'ouverture à mi-puissance car elles définissent un disque, comme représenté sur la Figure I-25b. En revanche la contrainte sur le niveau minimal du champ dans la direction du maximum de rayonnement est non convexe. Il s'agit en effet du plan excepté un disque comme représenté sur la Figure I-25a. Pour rendre cette contrainte convexe, la reformulation suivante a été proposée dans [47]:

$$\mathrm{Re}\{a(\varphi^{max})^H x\} \geq \alpha$$

Il est important de remarquer que maximiser la partie réelle du champ revient à maximiser son amplitude car les excitations complexes x_n sont optimisées à une phase

globale près. La solution optimale obtenue $\mathbf{x}$ est alors nécessairement atteinte en $\mathrm{Im}\{\mathbf{a}_A(\varphi_A^{max})^H \mathbf{x}_A{}^*\} = 0$ où Im est la partie imaginaire. Cette observation est précisément ce qui permet la transformation du problème initial en problème d'optimisation convexe (voir la Figure I-25 a et c).

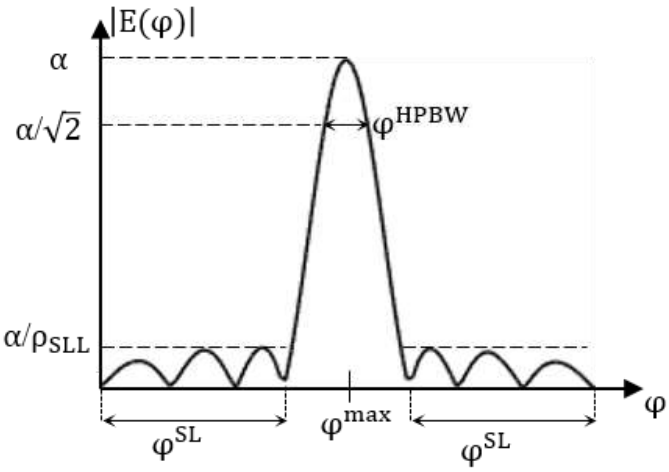


Figure I-24 : Gabarit de rayonnement d'un faisceau.

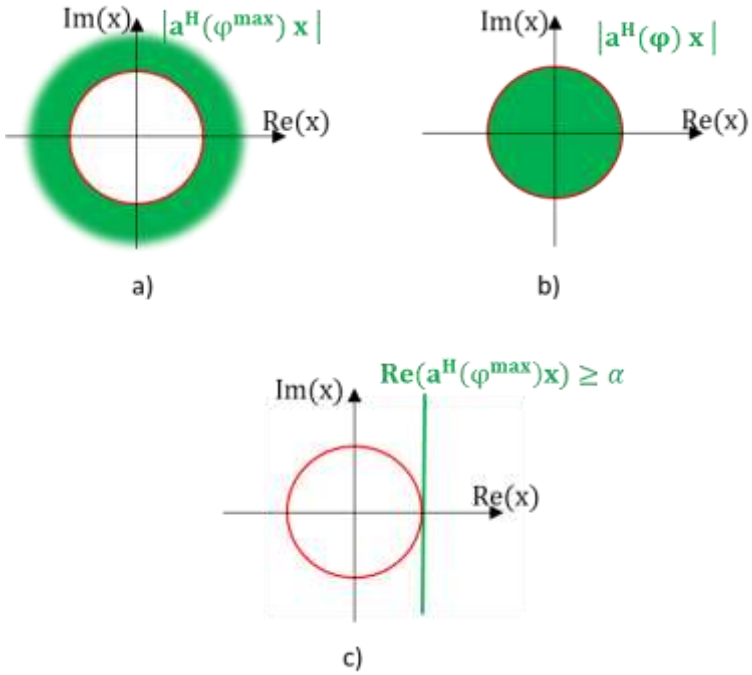


Figure I-25 : Les domaines d'optimisation des contraintes du problème I.4-2. (a) : représente le domaine d'optimisation non convexe de la 1ère contrainte, (b) : les domaines d'optimisation convexe de la 2ème et la 3ème contraintes et (c) : le domaine d'optimisation de la 1ère contrainte rendue convexe avec la formulation $\mathrm{Re}\{\mathbf{a}(\boldsymbol{\varphi}^{max})^H \mathbf{x}\} \geq \boldsymbol{\alpha}$.

Comme on peut le voir sur la Figure I-24, la 1ère contrainte dans la formulation du problème I.4-2 est celle définissant la direction de rayonnement principale φ^{max} où α représente le niveau maximal du champ électrique incident à une distance r du réseau. Ce niveau de champ est également représentatif de la puissance isotrope rayonnée équivalente du réseau (PIRE), les deux sont reliés par l'expression suivante [21] :

$$\alpha = \frac{\sqrt{30 * \mathrm{PIRE}}}{r}$$

Dans le cas où le réseau émet un seul faisceau à une puissance de 50 dBm, le niveau maximal du champ électrique vaut 54,8 V/m à une distance de 1m. En procédant ainsi, la solution au problème d'optimisation à savoir le vecteur **x** permettra de déterminer les puissances et les phases d'excitation des antennes.

La deuxième contrainte porte sur l'ouverture à mi-puissance (HPBW) du diagramme de rayonnement du réseau. Elle définit le domaine angulaire φ^{HPBW} pour lequel le champ rayonné doit être supérieur à la moitié de la puissance rayonnée. La dernière contrainte, qui concerne la région angulaire φ^{SL} , permet de fixer le niveau maximal des lobes secondaires (SLL) à une certaine valeur $\frac{\alpha}{\rho_{SLL}}$, tel que ρ_{SLL}est le rapport entre le niveau du champ à φ^{max}et le niveau maximal des lobes secondaires (voir Figure I-24).

Le problème de synthèse peut être étendu à plusieurs faisceaux, émis simultanément par le réseau sur des fréquences distinctes f_A et f_B, comme schématisé sur la Figure I-26. Le problème s'exprime alors :

$$\text{Trouver } x_A, x_B \text{ sous } C(x_A, x_B) = \begin{cases} C_A(x_A) \\ C_B(x_B) \end{cases} \qquad \text{I.4-3}$$

où C_A et C_B correspondent aux contraintes en rayonnement des faisceaux aux fréquences f_A et f_B respectivement. La résolution du problème convexe I.4-3 conduit à deux jeux d'excitation x_A et x_B qui permettent de satisfaire simultanément les contraintes C_A et C_B.

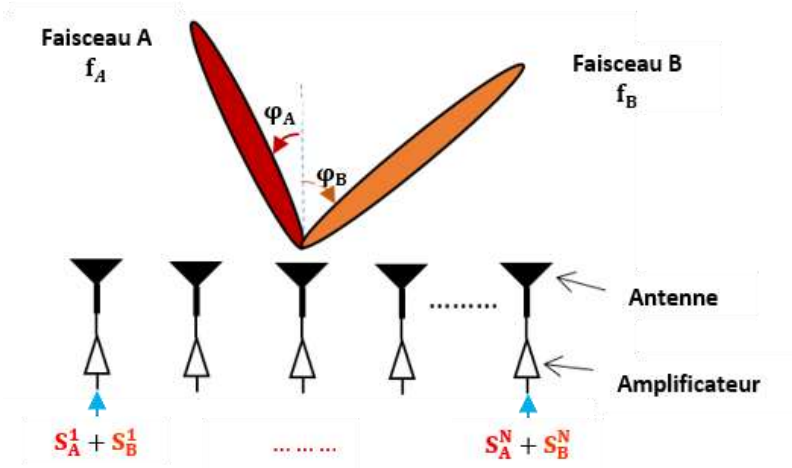


Figure I-26 : Réseau d'antennes à fonctionnement multifaisceaux. Les antennes sont alimentées par les signaux s_A^n et s_B^n (faisceaux A et B) de pondération (amplitude et phase) $x_{n,A}$ et $x_{n,B}$ respectivement.

I.4.2 Contrainte de linéarité des amplificateurs

Dans la logique de conception du réseau d'antennes actives reconfigurable multifaisceaux, nous pouvons considérer toutes les possibilités de dépointages, de formation de faisceaux ou de changement de PIRE. Par conséquent, pour garantir un fonctionnement correct des amplificateurs, il convient d'introduire une contrainte de puissance afin de s'assurer que ces derniers seront toujours utilisés en dessous de leur point de compression P_{1dB}. Cette contrainte supplémentaire a pour effet de limiter la puissance en sortie de chaque amplificateur en dessous d'un certain seuil P_{max}. Dans le cas de deux faisceaux, cette contrainte s'écrit :

$$\left|x_{n,A}\right|^2 + \left|x_{n,B}\right|^2 \leq P_{max}/P_o \qquad \text{I.4-4}$$

où $P_o = Z\frac{{I_o}^2}{2}$ est une puissance de référence qui vaut 1 W (Z représente l'impédance d'accès au port de l'antenne et I_o le courant de référence). Le seuil devra être situé en dessous de la puissance au point de compression P_{1dB}. La différence entre P_{max} et P_{1dB} dépendra du PAPR du signal et du niveau de linéarité souhaité. Dans le cas de transmissions de données où l'on a recours à des modulations numériques à enveloppe non constante, nous fixons le seuil P_{max} comme suit :

$$P_{max} \leq P_{1dB} - 2\ \text{dB}.$$

Cette contrainte est nécessaire pourvu que le résultat de la synthèse soit implémentable.

I.4.3 Méthode de résolution convexe

La résolution d'un problème d'optimisation convexe est aujourd'hui une technologie mature pour des problèmes de taille raisonnable (< 1000 inconnues). Il existe en effet de nombreux programmes d'optimisation disponibles gratuitement en ligne qui permettent de résoudre des problèmes d'optimisation convexes [48]–[50]. Nous avons utilisé la routine CVX [48], qui est un système de modélisation basé sur MATLAB pour l'optimisation convexe.

Toute la difficulté réside donc dans la mise en évidence et la formulation du problème de synthèse de réseau en un problème d'optimisation convexe. Pour plus de détails, le livre des Professeurs Boyd et Vandenberghe [51] est une excellente introduction à l'optimisation convexe et ses applications potentielles. Dans les sections suivantes, nous décrivons comment formuler le problème de synthèse de réseau robuste et avec réduction de la consommation énergétique en problème d'optimisation convexe.

I.5 Synthèse robuste

Dans cette section, nous commençons par rappeler l'intérêt d'effectuer une synthèse de réseau dite robuste. Ensuite, nous présentons la synthèse de réseau robuste que nous avons développée et validons numériquement son bon fonctionnement.

I.5.1 Avantage de la méthode robuste

L'intérêt de la méthode robuste est de rendre la synthèse de réseau moins sensible aux incertitudes des excitations. Cette technique est utilisée pour réduire les effets liés à d'éventuelles erreurs sur les excitations en amplitude et en phase réalisées [19], [22]. Ces erreurs ou incertitudes sont causées par les éléments constituant l'architecture d'émission, notamment les amplificateurs, les mélangeurs et les convertisseurs numériques analogiques. En effet, certains de ces composants peuvent connaitre une déviation de leurs caractéristiques de fonctionnement due aux conditions d'usage, à la température, au vieillissement ou au phénomène de couplage. Ces incertitudes peuvent avoir pour conséquence une erreur de dépointage, des lobes secondaires trop élevés, etc.

I.5.2 Formulation

Les incertitudes entre les excitations souhaitées $\mathbf{x}$ et celles obtenues après implémentation $\tilde{\mathbf{x}}$ peuvent être modélisées par :

$$\tilde{x}_n = x_n(1+\delta_n) \text{ avec } |\delta_n| \leq \rho_n, \text{ pour } n = 1, \dots, N \qquad \text{I.5-1}$$

Comme présenté dans [52], [53], la valeur de ρ_n représente l'erreur relative maximale dans le jeu d'excitations implémentées $\tilde{x}_n$. La plage de variation des incertitudes δ_n est un disque dans le plan complexe ($\mathcal{D}$) de rayon ρ_n (voir Figure I-27). En référence à la Figure I-27, le segment OE vaut l'unité. Le point E peut être n'importe où sur le disque $\mathcal{D}$, sa position sur ce disque décrit la variation en phase et en amplitude de l'excitation idéale x_n. En particulier, les déviations maximales en phase seront sur les points G ou H. Ceci équivaut à une variation en phase de $\pm \arg(\delta_n)$ ($\pm\sin^{-1}(\rho_n)$ en radian).

Par exemple pour une tolérance d'erreur de 10 % (soit $\rho_n = 0{,}1$), l'excitation souhaitée x_n aura environ une déviation maximale en amplitude et en phase respective de ± 0,83 dB ($20\log(1+\rho_n)$) et ± 5,7°.

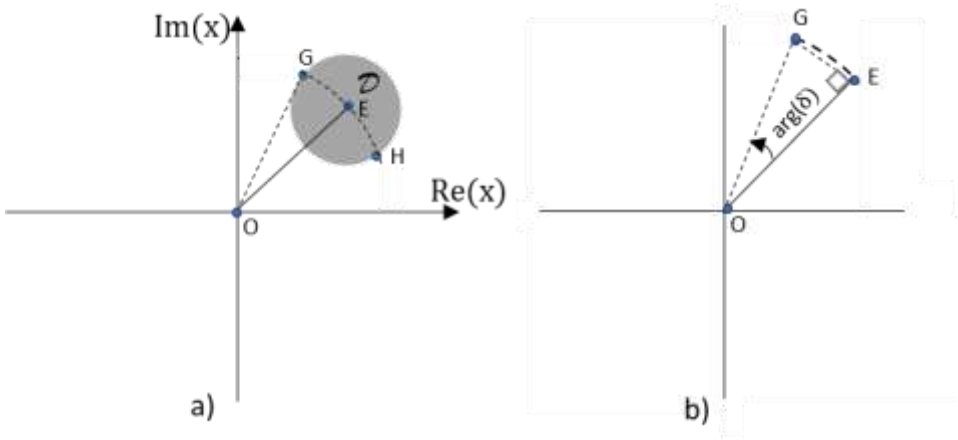


Figure I-27 : (a) : plage de variation des incertitudes et (b) vue agrandie d'une variation angulaire maximale.

Pour la formulation du problème de synthèse, on considère une erreur relative maximale ρ identique pour l'ensemble des excitations. Le vecteur d'excitation robuste est désigné par $\mathbf{x}_r$. Le problème de synthèse s'écrit :

$$\text{Trouver } x_r \text{ sous } C(x_r) \qquad \text{I.5-2}$$

$$\text{Où} \quad C(x_r) \begin{cases} \mathrm{Re}\{a(\varphi^{max})^H x_r\} \geq \alpha + \rho.|a(\varphi^{max})^H|.|x_r| \\ \max\{a(\varphi)^H x_r\} + \rho.\max\{a(\varphi)^H\}.|x_r| \leq \frac{\alpha}{\sqrt{2}}, \ \varphi \in \varphi^{HPBW} \\ \max\{a(\varphi)^H x_r\} + \rho.\max\{a(\varphi)^H\}.|x_r| \leq \frac{\alpha}{\rho_{SLL}}, \varphi \in \varphi^{SL} \end{cases}$$

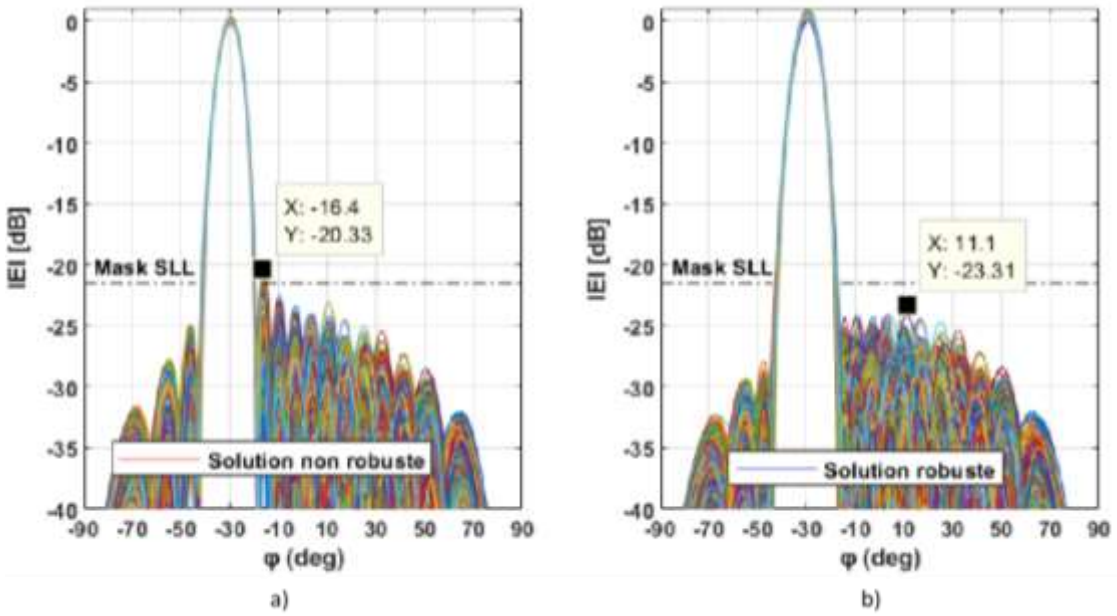


Figure I-28 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau linéaire de N = 16 antennes espacées de 0,5λ. (a) : Comparaison d'une solution d'excitation (a) non robuste et (b) robuste soumis à 1000 échantillons d'erreurs aléatoires δ ($\rho = 0{,}1$).

Pour illustrer l'intérêt de la synthèse robuste, nous avons introduit de façon aléatoire des erreurs d'implémentation δ_n pour $\rho = 0{,}1$. Des vecteurs $\boldsymbol{\delta}$ sont donc générés 1000 fois et appliqués sur les excitations initiales $\mathbf{x_n}$ (sans robustesse) et sur les excitations robustes $\mathbf{x_{r,n}}$. Le rayonnement résultant du réseau doit respecter le gabarit suivant : $\varphi^{max} = -30°$, $\rho_{SLL} = -17$ dB et HPBW = 10°. Comme nous pouvons le constater sur les figures ci-dessous, la solution robuste (voir Figure I-28b) respecte mieux le gabarit que la solution non robuste (voir Figure I-28a). Sur les diagrammes de la solution non robuste, nous pouvons voir une remontée des lobes secondaires de 2,8 dB par rapport à ceux de la solution robuste.

I.6 Synthèse pour la réduction de la consommation énergétique

D'une manière générale, l'un des principaux enjeux dans la conception d'un réseau d'antennes reconfigurable est de réduire sa complexité sans altérer les performances en

rayonnement. Cette complexité est d'autant plus élevée que la taille du réseau est grande, car ce dernier nécessiterait des voies d'alimentation tout aussi nombreuses. Cet enjeu a naturellement des conséquences sur la consommation énergétique du réseau, qui croît au fur et à mesure que la taille du réseau augmente. Par conséquent, pour réduire cette complexité, on utilise des réseaux parcimonieux. Ce type de réseau a pour principe d'utiliser un minimum d'antennes pour réaliser le gabarit de rayonnement souhaité. Pour y parvenir, nous pouvons identifier essentiellement deux techniques : la technique des réseaux apériodiques (ou lacunaire fixe) et celle des réseaux lacunaires reconfigurables (voir Figure I-29 a) et b)).

La première technique consiste à utiliser un espacement non régulier des antennes (voir Figure I-29a) sans modifier l'ouverture de rayonnement du réseau. Elle a été historiquement utilisée pour des applications de radars militaires et des applications spatiales [54]–[57]. En effet dans ces types d'application, on compte le nombre d'antennes par centaines. Les principaux objectifs de ces applications sont d'avoir une très bonne résolution du faisceau (très faible ouverture), de faibles lobes secondaires et parfois créer des nuls de rayonnement afin de réduire l'effet des interférences et des brouilleurs [19]. Il est alors possible de réduire le nombre d'antennes tout en conservant la taille du réseau quitte à sacrifier le gain [19], [22]. Pour concevoir un tel réseau, les contraintes de rayonnement sont généralement fixes ou limitées.

Enfin dans la deuxième technique, on vise des applications où les contraintes en rayonnement sont variables et dépendent du type de couverture de rayonnement qui peut être plus ou moins directive d'une part et à balayage de faisceau d'autre part. C'est le cas des applications de radiocommunication. On comprend bien que, dans ces conditions, les antennes éteintes pour une configuration de rayonnement ne sont pas nécessairement les mêmes pour une autre configuration. Pour répondre à ces exigences, le réseau de départ est un réseau régulier sur lequel on éteint certaines antennes (voir Figure I-29b) en fonction des contraintes en rayonnement [37], [58]. Dans cette technique lorsque le réseau compte autant d'amplificateurs de puissance que d'antennes, le principal intérêt est la réduction de la consommation énergétique. Autrement, si le nombre d'antennes est supérieur au nombre d'amplificateurs de puissance, on réduit alors à la fois la complexité et la consommation du réseau.

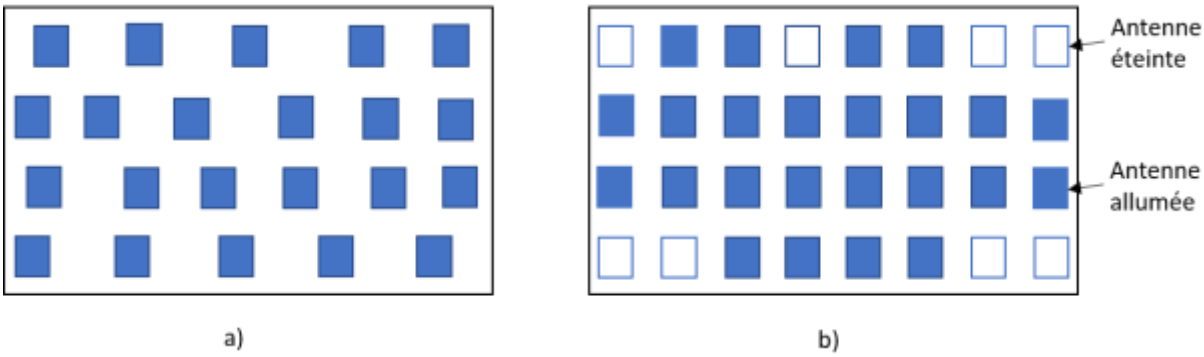


Figure I-29 : Synopsis de réseaux parcimonieux. (a) : réseau apériodique et (b) : lacunaire reconfigurable.

Nous pouvons donc conclure que la deuxième méthode est la plus appropriée et la plus performante pour des applications qui nécessitent une couverture reconfigurable et flexible comme les stations de base (réseau mobile 5G).

Par conséquent, pour réduire la consommation énergétique des réseaux d'antennes actives, nous avons développé une méthode de synthèse de réseau parcimonieux adaptée pour des usages mono-faisceau ou multi-faisceaux. De plus, nous proposons d'uniformiser les excitations restantes du réseau afin de garantir un fonctionnement optimal des amplificateurs.

I.6.1 Réseau parcimonieux

La synthèse d'un réseau parcimonieux revient à minimiser le nombre d'excitations du réseau tout en respectant les contraintes en rayonnement telles que définies dans le cahier de charges et formulées précédemment dans la section I.4. Au cours de cette étude, les scénarios de rayonnement mono-faisceau et bi-faisceaux seront présentés. Les résultats de synthèse seront comparés avec la méthode de synthèse non parcimonieuse (sans antennes éteintes), qui correspond à la solution du problème I.4-2 (I.4-3 pour les exemples multi-faisceaux).

En outre, nous avons choisi pour cette étude la contrainte P_{max} = 31 dBm. Cette valeur est quasiment égale à P_{1dB} (31,2 dBm) de l'amplificateur BMT352, pour la simple raison que les mesures de diagramme de rayonnement se font en chambre anéchoïde où le réseau d'antennes sous test émet sur une porteuse pure (signal à enveloppe constante). Cependant, les conclusions qui ressortent de cette étude sont aussi valables pour un usage radiocommunication à la seule différence du niveau de Pmax qui sera différent.

I.6.1.1 Synthèse d'un réseau parcimonieux mono-faisceau

Pour poursuivre la formulation du problème de synthèse, nous définissons à présent la fonction objectif $Q(\mathbf{x})$. Cette fonction permet de modéliser les objectifs d'un problème de synthèse. Dans notre cas, cet objectif consiste, à réduire le nombre d'antennes sans compromettre les performances en rayonnement du réseau. Pour réduire le nombre d'antennes, nous cherchons donc à rendre nulles certaines composantes du vecteur d'excitations $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_N]$.

Pour cela, la fonction objectif $Q(\mathbf{x})$ appropriée est la pseudo-norme l_o. Cette dernière permet de compter le nombre de composantes non nulles du vecteur $\mathbf{x}$. L'objectif du problème de synthèse de réseaux parcimonieux consiste donc à minimiser la pseudo-norme l_o du vecteur de pondération. Le problème s'écrit :

$$\min_{x} \|x\|_o \quad \text{sous} \quad C(x) \qquad \text{I.6-1}$$

Cependant, la pseudo-norme l_o est non convexe, ce qui rend la résolution du problème I.6-1 très difficile même si le nombre d'inconnues N est petit. La solution est d'approcher la pseudo-norme l_o par la norme convexe l_1 (où $\|\mathbf{x}\|_1 = \sum_n |x_n|$), qui a largement été utilisée avec succès pour résoudre le problème de synthèse de réseaux parcimonieux [43], [59], [60]. Le problème devient :

$$\min_{x} \|x\|_1 \quad \text{sous} \quad C(x) \qquad \text{I.6-2}$$

Pour rendre nulles certaines excitations du vecteur de pondération **x**, nous minimisons la somme de ces excitations. L'écriture de ce problème avec CVX [47] en utilisant le langage MATLAB est détaillée dans la Figure I-31.

```
%%%%%% Données d'entrée
% N nombre d'antennes du réseau
% A_max : vecteur directeur dans le maximum de rayonnement φ^max
% A_hpbw : matrice contenant les vecteurs directeurs pour les directions φ ∉ φ^HPBW
% A_sll : matrice contenant les vecteurs directeurs pour les directions φ des lobes
secondaires φ ∈ φ^SL

%%%%%% Code
cvx_begin
variable x(N) complex                    % variables à optimiser
  minimize( norm(x,1) )                  % objectif du problème d'optimisation
subject to                               % contraintes en rayonnement
  real(A_max'*x)          >= alpha;
  max(abs(A_hpbw'*x)) <=  alpha/sqrt(2);
  max(abs(A_sll'*x))      <=  alpha/rho_sll;
cvx_end
```

Figure I-30 : Exemple d'implémentation avec CVX de la synthèse d'un réseau parcimonieux (problème I.6-2).

De plus, pour augmenter la parcimonie de la solution optimale **x** du problème I.6-2, il est possible de résoudre itérativement le problème de minimisation de la norme l_1 en ajoutant de manière appropriée une pondération sur les composantes x_n [59]. En effet, au cours de la résolution du problème I.6-2, les pénalités ne sont pas appliquées de façon équilibrée entre les composantes du vecteur **x**. Le principe de pénalité désigne le choix fait par les fonctions de résolution du problème de réduire davantage certaines composantes du vecteur **x** par rapport à d'autres. Cela est illustré sur la Figure I-31.

Le problème de minimisation de la norme l_1 a plus tendance à minimiser la valeur des pondérations fortes, contrairement à la pseudo-norme l_0 qui pénalise de façon uniforme. Le principe de la méthode itérative est donc de rééquilibrer la pénalité entre les composantes du vecteur **x**. Pour ce faire, nous introduisons un coefficient β_n^k dans I.6-2 pour obtenir la norme l_1 pondérée suivante à l'itération k :

$$\min_{x^k} \sum_{n=1}^{N} \beta_n^k \left|x_n^k\right| \quad \text{sous} \quad C(x^k) \qquad \text{I.6-3}$$

$$\text{où } \beta_n^k = \left(\left|x_n^{k-1}\right| + \varepsilon\right)^{-1} \quad \text{avec} \quad \varepsilon > 0.$$

Comme nous pouvons le constater, les pondérations β_n^k sont calculées à partir de la solution x_n^{k-1}. De cette manière, on rétablit l'uniformité souhaitée de la pseudo norme l_0. Une faible excitation x_n^{k-1} sera fortement pénalisée à l'itération k car sa pondération β_n^k sera plus élevée, cette excitation sera alors fortement encouragée à être nulle. Au contraire, une forte excitation qui contribue certainement au réseau sera pondérée plus

faiblement donc très peu pénalisée. La Figure I-31 illustre bien la propriété de répartition de la pénalité induite par les normes l_o, l_1, et l_1 pondérée. La norme l_1 pondérée a une courbe de pénalité plus proche de celle de la pseudo-norme l_o. Par ailleurs, en plus des contraintes d'optimisation, la norme l_1 est une fonction convexe, par conséquent le problème I.6-3 est un problème d'optimisation convexe.

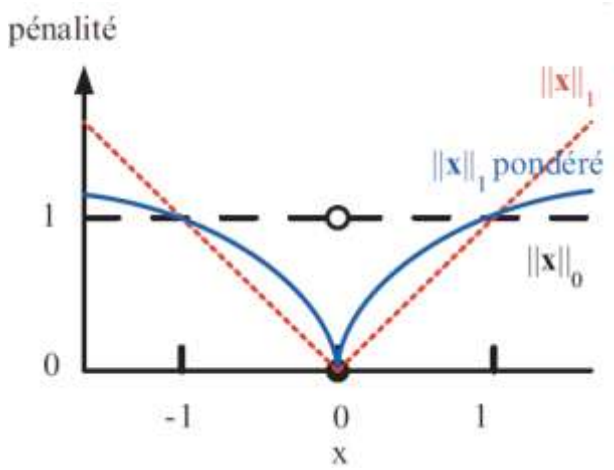


Figure I-31 : Représentation de la pénalité induite par la pseudo-norme l_o et normes l_1 et l_1 pondérée.

En outre, le paramètre ε qui est un réel positif petit, permet de garantir la stabilité numérique du calcul en évitant les divisions par zéro. En général $\varepsilon = 10^{-5}$est un bon choix pour différentes tailles de réseau (voir annexe). Le nombre total d'itérations (K) nécessaire sera déterminé en fonction de la convergence des résultats (c'est-à-dire le nombre d'antennes éteintes) pour différentes valeurs de k. Cette dernière a été fixée à 3.

Pour donner un exemple de synthèse mono-faisceaux, nous choisissons un cas de dépointage de faisceau dans la direction $\varphi^{max} = 30°$ à la fréquence de 3,57 GHz avec un gabarit de rayonnement tel que défini dans le cahier de charges. Nous comparons sur la Figure I-32 la méthode de synthèse parcimonieuse (Parc) avec la méthode non parcimonieuse (Non-Parc). Nous pouvons voir qu'il est possible d'éteindre 4 antennes sur 16 sans compromettre le gabarit de rayonnement, malgré une remontée des lobes secondaires. Les lobes secondaires élevés sont des conséquences de la réduction du nombre d'antennes, cependant les excitations en amplitude et en phase sont déterminées de manière à satisfaire le gabarit de rayonnement et à respecter la contrainte de puissance des amplificateurs à savoir P_{max} = 31 dBm. Les courbes de phases représentent la différence entre la loi de phase théorique linéaire correspondant au dépointage et la loi de phase obtenue à l'issue de la synthèse, on en déduit donc que la loi de phase est non linéaire.

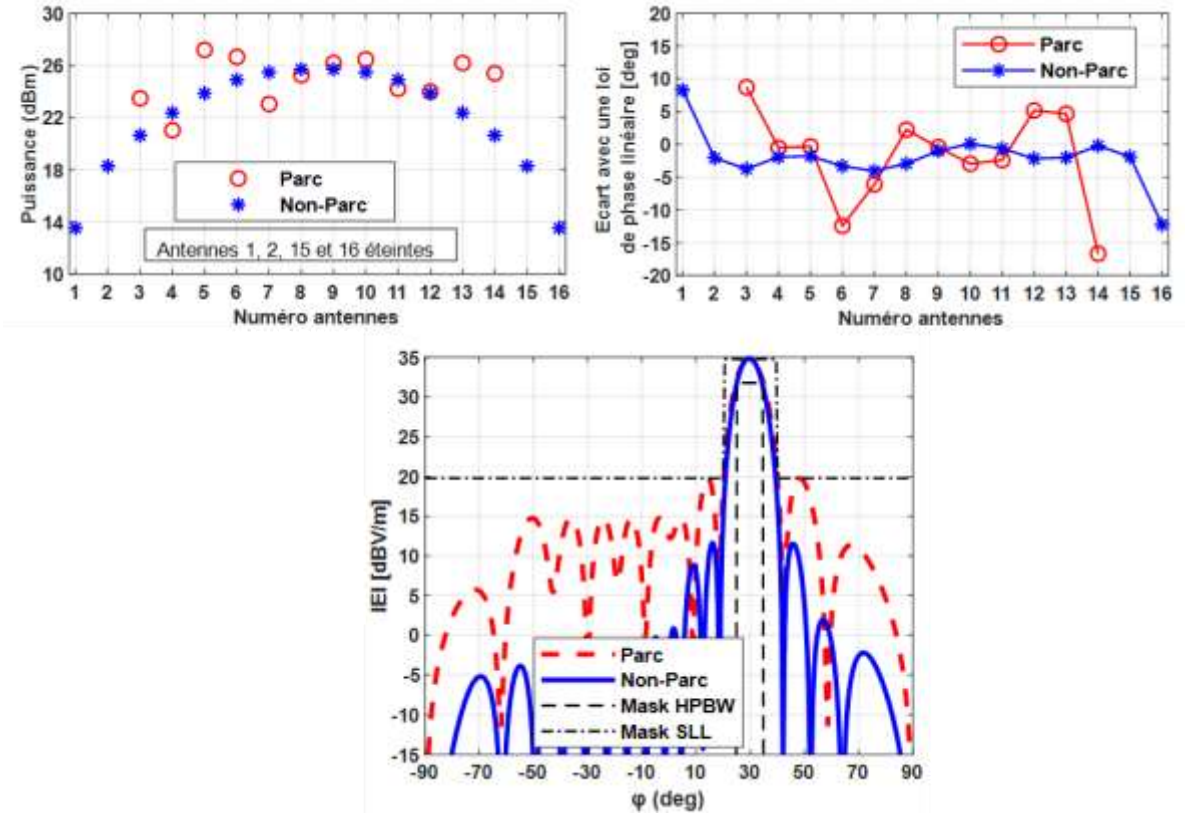


Figure I-32 : Méthode de synthèse mono-faisceau d'un réseau linéaire de 16 antennes espacées de $0{,}5\lambda_o$. Comparaison entre une méthode parcimonieuse Parc (4 antennes éteintes) et non parcimonieuse (Non-Parc). Contraintes de rayonnement : $\varphi^{max} = 30°$, HPBW = 10°,$\rho_{SLL} = 15$ dB et E_{inc} = 34,88 dBV/m (PIRE = 50 dBm).

I.6.1.2 Synthèse d'un réseau parcimonieux bi-faisceaux

La consommation énergétique d'un réseau d'antennes active est réduite lorsque certains amplificateurs sont éteints. La méthode de synthèse qui permet de minimiser le nombre d'antennes tout en satisfaisant le gabarit de rayonnement est connue sous l'appellation de synthèse de réseau parcimonieux [47], [61].

Dans notre étude, l'excitation d'une antenne n devra être nulle pour les deux faisceaux, émis sur les fréquences distinctes f_A et f_B, afin de pouvoir éteindre l'amplificateur n correspondant (voir Figure I-33). Par conséquent, nous voulons forcer les situations où $|x_{n,A}| + |x_{n,B}| = 0$, afin de réaliser une réduction de la consumation énergétique. Pour cela, nous appliquons la norme mixte $l_{1\text{-}2}$ qui permet de réaliser une parcimonie par rapport à un groupe d'excitation. Une telle parcimonie structurée est décrite dans [60]. Elle a été récemment appliquée dans la résolution de problèmes de synthèse de réseau [62], [63].

Le principe est de générer au moins deux faisceaux dans des directions indépendantes en utilisant le même réseau d'antennes pour des bandes de fréquences différentes (voir Figure I-33). L'enjeu dans cette partie est de réaliser un réseau bi-faisceaux et parcimonieux. Cela nécessite que les deux faisceaux respectivement aux fréquences f_A et f_B aient les mêmes antennes éteintes, de manière à réduire la consommation énergétique.

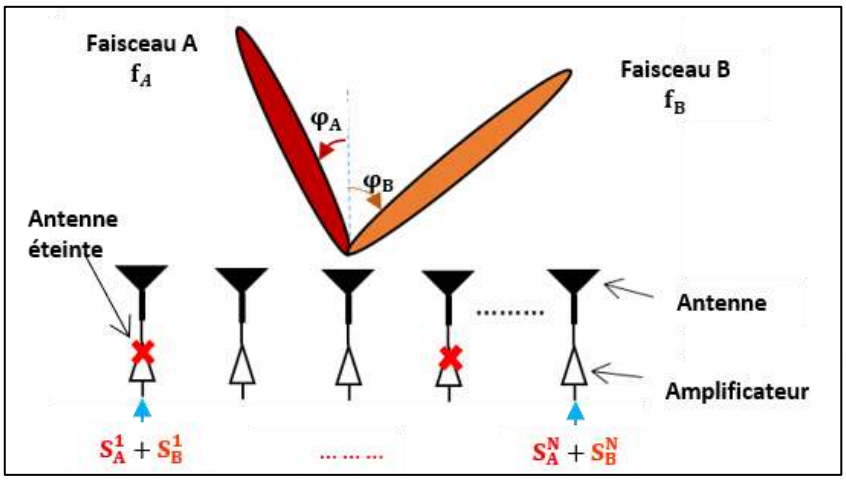


Figure I-33 : Illustration d'un rayonnement bi-faisceaux A et B des signaux respectifs S_A et S_B sur des fréquences distinctes fA et fB. . Les signaux s_A^n et s_B^n ont des pondération (amplitude et phase) respectives $x_{n,A}$ et $x_{n,B}$.

Pour réaliser la parcimonie groupée, nous constituons N groupes de 2 excitations $\mathbf{g}_n = [x_{n,A},\ x_{n,B}]$, pour n=1, …, N où $x_{n,K}$ est l'excitation complexe alimentant l'antenne n à la fréquence f_K avec $K = \{A, B\}$. La norme mixte $l_{1,2}$ se formule comme suit :

$$\|g_1\ g_2 \cdots\ g_N\|_{1,2} = \sum_{n=1}^{N} \|g_n\|_2 = \sum_{n=1}^{N} \sqrt{|x_{n,A}|^2 + |x_{n,B}|^2} \qquad \text{I.6-4}$$

où $\|\mathbf{g}_n\|_2$ est la norme l_2 du vecteur $\mathbf{g}_n$, sa valeur depend des excitations $x_{n,A}$ et $x_{n,B}$ de l'antenne n. Le problème de synthèse dévient:

$$\min_{x_A, x_B} \|g_1\ g_2 \cdots\ g_N\|_{1,2} \quad \text{sous } C(x_A, x_B) \qquad \text{I.6-5}$$

Encore une fois, pour garantir une forte parcimonie, on remplace la norme $l_{1,2}$ du problème I.6-5 par la norme mixte $l_{1,2}$ pondérée. Le problème de synthèse devient :

$$\min_{x_A, x_B} \sum_{n=1}^{N} \beta_n^k \|g_n\|_2^{\ k} \text{ sous } C(x_A, x_B) \qquad \text{I.6-6}$$

$$\text{où } \beta_n^k = (\|\mathbf{g_n}\|_2^{\ k} + \varepsilon)^{-1} \quad \text{avec } \varepsilon > 0.$$

Par conséquent, une antenne sera considérée éteinte lorsque son vecteur groupe respecte la condition $\|\mathbf{g_n}\|_2 = 0$, soit lorsque les excitations $x_{n,A}$ et $x_{n,B}$ sont nulles.

Pour illustrer cette méthode, nous avons choisi deux configurations de rayonnement, à savoir : $\varphi_A^{max} = -15°$ et $\varphi_B^{max} = +30°$ (voir Figure I-34) puis $\varphi_A^{max} = -45°$ et $\varphi_B^{max} = +30°$ (voir Figure I-35). Les faisceaux A et B sont émis respectivement aux fréquences $f_A = 3{,}5$ GHz et $f_B = 3{,}7$ GHz.

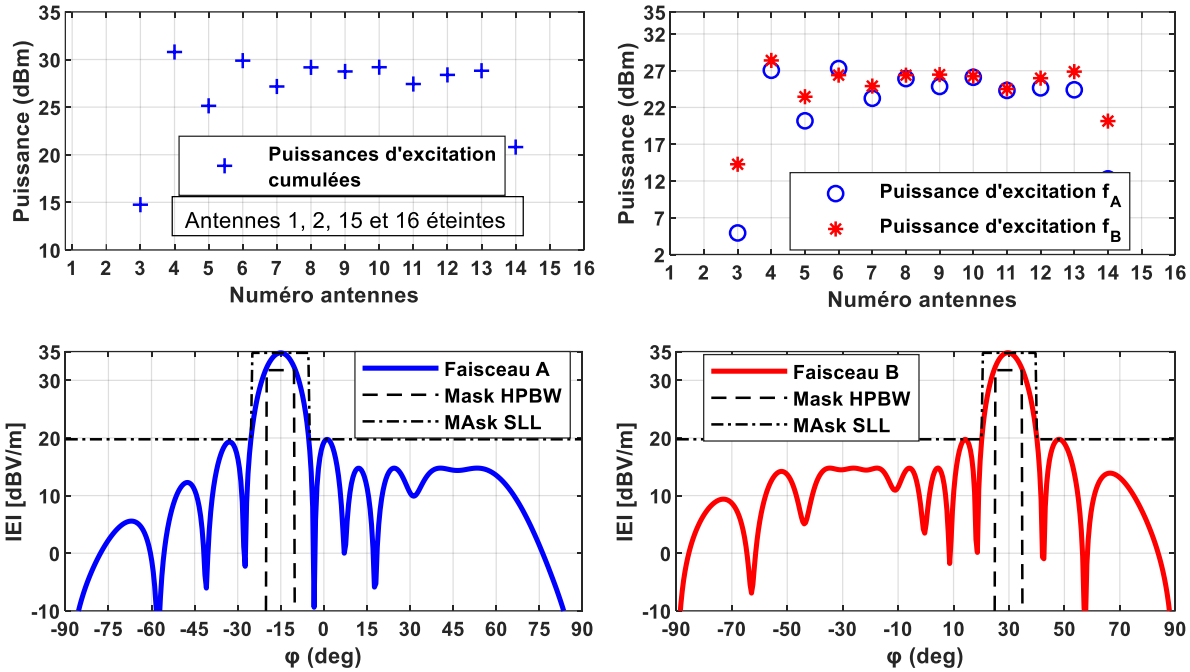


Figure I-34 : Méthode de synthèse parcimonieux (4 antennes éteintes) bi-faisceaux ($f_A = 3,5$ GHz et $f_B = 3,7$ GHz) d'un réseau linéaire de 16 antennes espacées de $0,5\lambda_o$. Contraintes en rayonnement : $\varphi_A^{max} = -15°$, $\varphi_A^{max} = +30°$ HPBW = 10°, $\rho_{SLL} = 15$ dB et E_{inc} = 34,88 dBV/m (PIRE = 50 dBm).

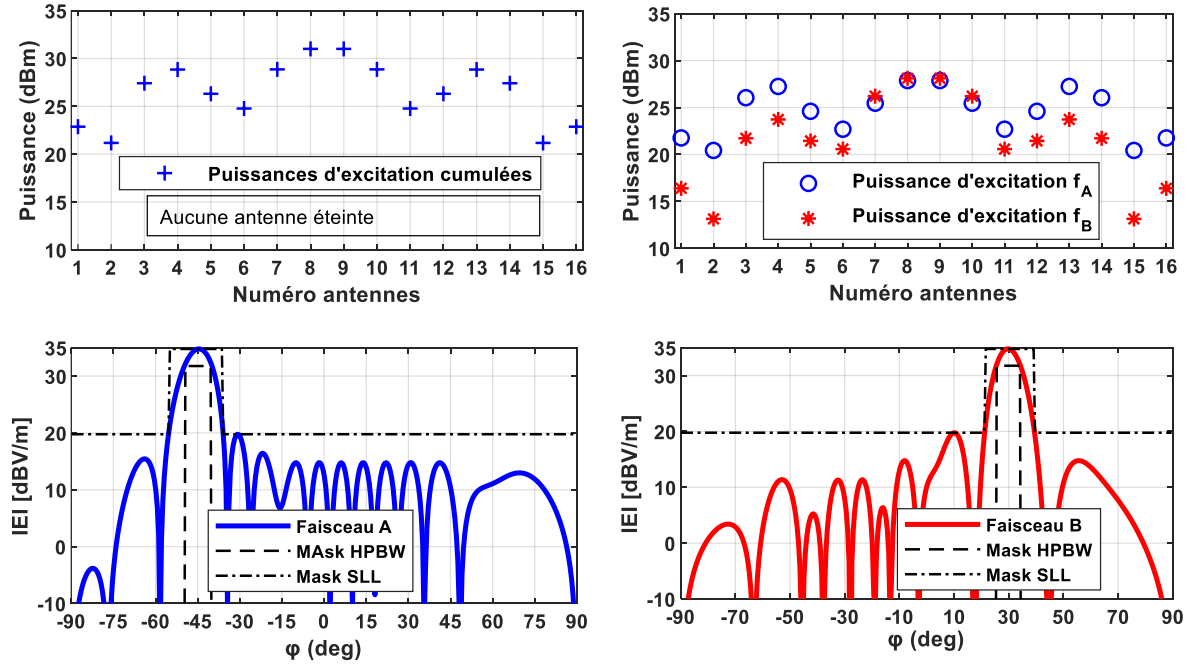


Figure I-35 : Méthode de synthèse parcimonieux (4 antennes éteintes) bi-faisceaux ($f_A = 3,5$ GHz et $f_B = 3,7$ GHz) d'un réseau linéaire de 16 antennes espacées de $0,5\lambda_o$. Contraintes en rayonnement : $\varphi_A^{max} = -45°$, $\varphi_A^{max} = +30°$ HPBW = 10°, $\rho_{SLL} = 15$ dB et E_{inc} = 34,88 dBV/m (PIRE = 50 dBm).

Dans le premier exemple on obtient 4 antennes éteintes (n° 1, 2, 15 et 16) (voir Figure I-34) et aucune antenne éteinte dans le deuxième exemple (voir Figure I-35). Les antennes éteintes pour le rayonnement simultané des faisceaux A et B sont identiques (voir Figure I-34), nous pouvons voir également dans chacun des exemples, que l'allure des puissances de pondération des faisceaux A et B est similaire. Ces deux remarques constituent des conséquences directes de la méthode de parcimonie groupée proposée (problème I.6-6). De plus, compte tenu de la dépendance entre les excitations pour les différents faisceaux, il suffit de choisir une autre direction de rayonnement pour l'un des faisceaux pour modifier la parcimonie et les lois d'excitation, donc le rayonnement. La comparaison entre les résultats de la Figure I-34 et de la Figure I-35 est une illustration de ce phénomène. Sur la Figure I-34 le faisceau A rayonne dans la direction -15°, le gabarit est moins difficile à respecter en comparaison avec la direction -45° de la Figure I-35, notamment en raison du niveau des lobes secondaires et de l'ouverture du lobe principal plus large. Il en résulte donc des conséquences sur les caractéristiques de rayonnement et les excitations pour le faisceau B qui pointe pourtant dans la même direction (+30°) que dans le cas précédent. Par conséquent, dans les deux configurations le gabarit de rayonnement est respecté et le cumul des puissances de pondération n'excède pas la contrainte de puissance des amplificateurs (31,22 dBm).

Tableau I-2 : Impact des contraintes de rayonnement et de puissance d'amplification Pmax sur la parcimonie du réseau. Dans le tableau, on indique le nombre d'antennes éteintes pour différentes configurations de dépointage/PIRE.

Parcimonie du réseau	$\boldsymbol{\varphi_A^{max} = -45°}$ $\boldsymbol{\varphi_B^{max} = +30°}$	$\boldsymbol{\varphi_A^{max} = -15°}$ $\boldsymbol{\varphi_B^{max} = +30°}$	$\boldsymbol{\varphi_A^{max} = -30°}$ $\boldsymbol{\varphi_B^{max} = +30}$	$\boldsymbol{\varphi_A^{max} = -15°}$ $\boldsymbol{\varphi_B^{max}} = 0°$
PIRE = 50 dBm **P_{max} = 31 dBm**	0	4	4	5
PIRE = 53 dBm P_{max} = 31 dBm	0	4	3	5
PIRE = 47 dBm P_{max} = 31 dBm	0	4	4	5
P_{max} = 35 dBm PIRE = 50 dBm	0	4	4	5
P_{max} = 25 dBm PIRE = 50 dBm	Pas de solution	Pas de solution	Pas de solution	1

Le nombre d'antennes éteintes ou la parcimonie du réseau dépend des contraintes en rayonnement et de la contrainte de puissance des amplificateurs. Le Tableau 2 résume ces constats. Pour une configuration de dépointage plus difficile $\varphi_A^{max} = -45°$ et

$\varphi_B^{max} = +30°$, la parcimonie est nulle (aucune antenne éteinte), alors qu'elle vaut 4 pour $\varphi_A^{max} = -15°$ et $\varphi_B^{max} = +30°$. Il a suffi que l'un des faisceaux change de direction de rayonnement, en l'occurrence le faisceau A ($\varphi_A^{max} = -45°$ à $-15°$), pour que la parcimonie du réseau passe de 0 à 4. De plus, dans certains cas, même en multipliant ou divisant la PIRE par 2 pour une P_{max} donnée (31 dBm), la parcimonie ne change pas. De surcroît, la contrainte de puissance P_{max} a également un impact sur la parcimonie du réseau ($\varphi_A^{max} = -15°$ et $\varphi_B^{max} = 0°$), car dans le cas d'un amplificateur sous dimensionné, c'est-à-dire avec une P_{max} plus petite, il peut n'y avoir que très peu de solutions. Toutes ces remarques montrent que la parcimonie du réseau est limitée par rapport aux contraintes du problème. Pour tirer pleinement profit d'un tel degré de reconfigurabilité, il peut être intéressant de surdimensionner les amplificateurs qui seront polarisés ou alimentés de façon dynamique.

Par ailleurs, nous constatons une forte dynamique de variation des puissances d'excitation des antennes qui peut atteindre 5 dB voire plus dans certains cas (Figure I-32, Figure I-34 et Figure I-35). Cette dynamique de variation élevée peut avoir des conséquences sur l'impédance active des antennes, qui est une conséquence directe du couplage inter-éléments [44], [45]. De plus, elle peut rendre complexe l'implémentation d'un circuit de polarisation variable des amplificateurs. C'est pourquoi, en plus de pouvoir éteindre certaines antennes, il peut être utile de redéfinir les jeux d'excitations des différents faisceaux en minimisant l'écart entre les amplitudes d'excitations des antennes voisines.

I.6.2 Uniformisation des amplitudes des excitations

L'uniformisation des amplitudes d'excitation présente beaucoup d'intérêt dans la conception d'un réseau d'antennes. Il devient en effet plus facile de contrôler les amplificateurs dans le but d'atteindre une meilleure efficacité lorsqu'ils délivrent tous une même puissance. C'est pourquoi ce type de synthèse de réseau uniforme a suscité beaucoup d'attention [63]–[66].

L'utilisation de la norme l_∞ est la plus appropriée et la plus simple. Elle est définie par :

$$\|x\|_\infty = \max_{n\in\{1,\dots,N\}} |x_n| \qquad \text{I.6-7}$$

Lorsqu'on minimise la fonction coût $\|\mathbf{x}\|_\infty$, cela revient à minimiser le maximum et par la même occasion cette opération pousse les autres composantes du vecteur $\mathbf{x}$ (le vecteur d'excitation) à croître jusqu'à une certaine limite qui satisfait les contraintes de rayonnement. La norme l_∞ favorise donc l'uniformisation des amplitudes comme l'attestent la Figure I-36 et la Figure I-37.

Dans notre démarche, on souhaite contrôler les excitations du réseau parcimonieux obtenu précédemment au cours de la résolution du problème I.6-6. Pour ce faire, on définit deux nouveaux vecteurs $\bar{\mathbf{x}}_\mathbf{A}$ et $\bar{\mathbf{x}}_\mathbf{B}$ qui correspondent aux excitations des antennes non éteintes lors de la synthèse parcimonieuse. Pour les deux faisceaux A et B, le problème d'optimisation s'écrit :

$$\min_{\bar{x}_A,\bar{x}_B} \|\bar{x}_A\|_\infty + \|\bar{x}_B\|_\infty \quad \text{sous } C(\bar{x}_A,\bar{x}_B) \qquad \text{I.6-8}$$

En appliquant cette démarche aux résultats obtenus précédemment (voir Figure I-34 et Figure I-35), on obtient les résultats de la Figure I-36 et de la Figure I-37. La notation ParcUA dans la légende correspond à la méthode de synthèse parcimonieuse suivie de l'uniformisation des amplitudes que nous comparons avec le résultat précédent (ParcSUA). En analysant ces résultats, nous notons que les excitations sont quasiment uniformisées et la puissance maximale d'excitation est réduite de 4 dB, tout cela, dans le respect du gabarit de rayonnement. De plus, une telle loi d'excitation soulage les amplificateurs car elle diminue la puissance transmise au réseau (voir Figure I-38), et de manière implicite améliore aussi le gain.

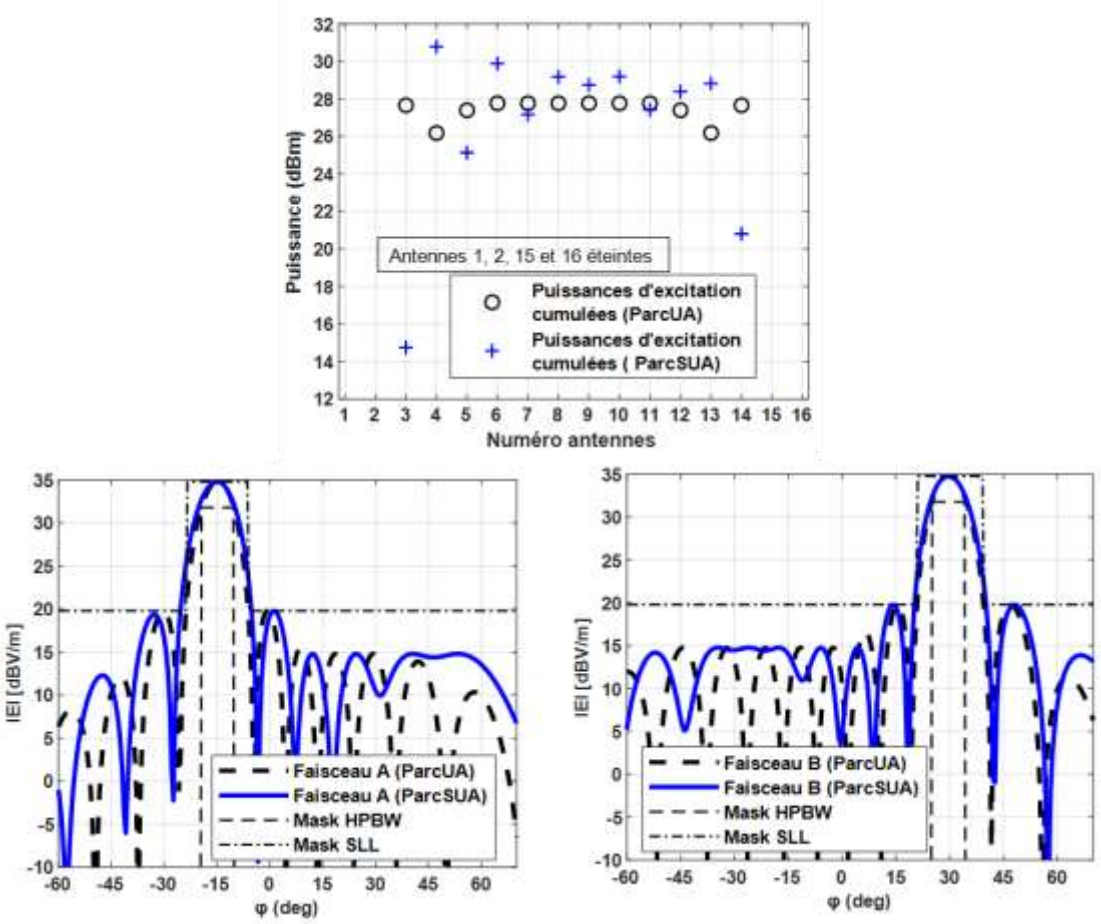


Figure I-36 : Méthode de synthèse parcimonieuse bi-faisceaux ($f_A = 3,5$ GHz et $f_B = 3,7$ GHz) d'un réseau linéaire de 16 antennes espacées de $0,5\lambda_o$. Sans uniformisation (ParcSUA) et avec uniformisation des excitations (ParcUA). Contraintes de rayonnement : $\varphi_A^{max} = -15°$, $\varphi_A^{max} = +30°$ HPBW = 10°, $\rho_{SLL} = 15$ dB et E_{inc} = 34,88 dBV/m (PIRE = 50 dBm).

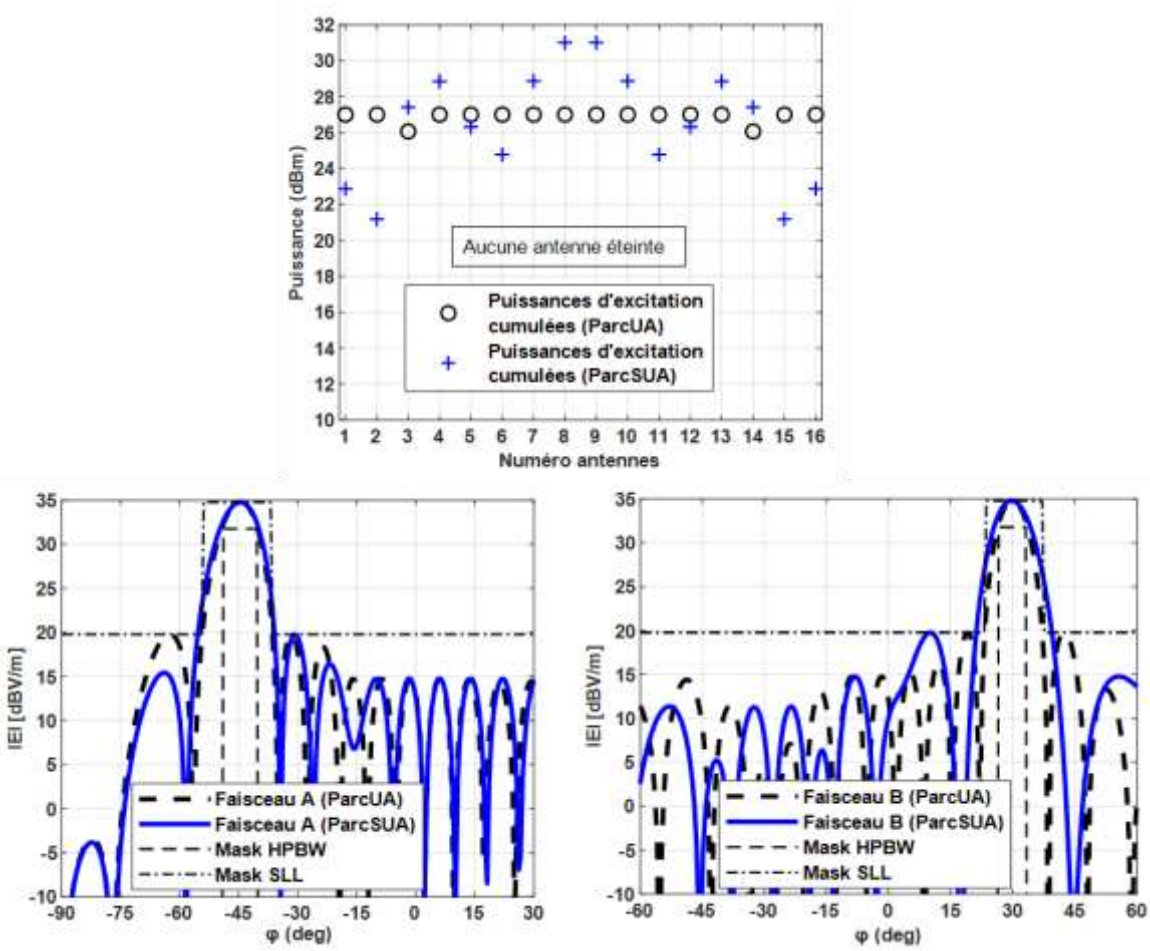


Figure I-37 : Méthode de synthèse parcimonieuse bi-faisceaux ($f_A = 3,5$ GHz et $f_B = 3,7$ GHz) d'un réseau linéaire de 16 antennes espacées de $0,5\lambda_o$. Sans uniformisation (ParcSUA) et avec uniformisation des excitations (ParcUA). Contraintes de rayonnement : $\varphi_A^{max} = -45°$, $\varphi_A^{max} = +30°$ HPBW = 10°, $\rho_{SLL} = 15$ dB et E_{inc} = 34,88 dBV/m (PIRE = 50 dBm).

Sur la Figure I-38, on représente la matrice des puissances transmises par les amplificateurs pour différentes configurations de dépointage (φ_A^{max} et φ_B^{max}) des faisceaux A et B. Nous pouvons voir que les solutions d'excitation parcimonieuse non uniforme sollicitent en général plus de puissance d'amplification, car éteindre des antennes entraine une perte de gain du réseau qui est compensée par la puissance d'amplification. Cependant, on montre que l'uniformisation des excitations des antennes allumées permet de soulager les amplificateurs, elle diminue la puissance transmise au réseau (voir Figure I-38b), et de manière directe améliore aussi le gain.

En outre, on remarque que, quelle que soit la méthode de synthèse, les puissances transmises sont plus fortes pour des dépointages $\varphi_A^{max} = \pm 45°$ et $\varphi_B^{max} = \pm 45°$, simplement parce que les contraintes en rayonnement sont plus difficiles à respecter. Cela est dû à plusieurs raisons, notamment une baisse de directivité et une forte remontée des lobes secondaires causée par le dépointage.

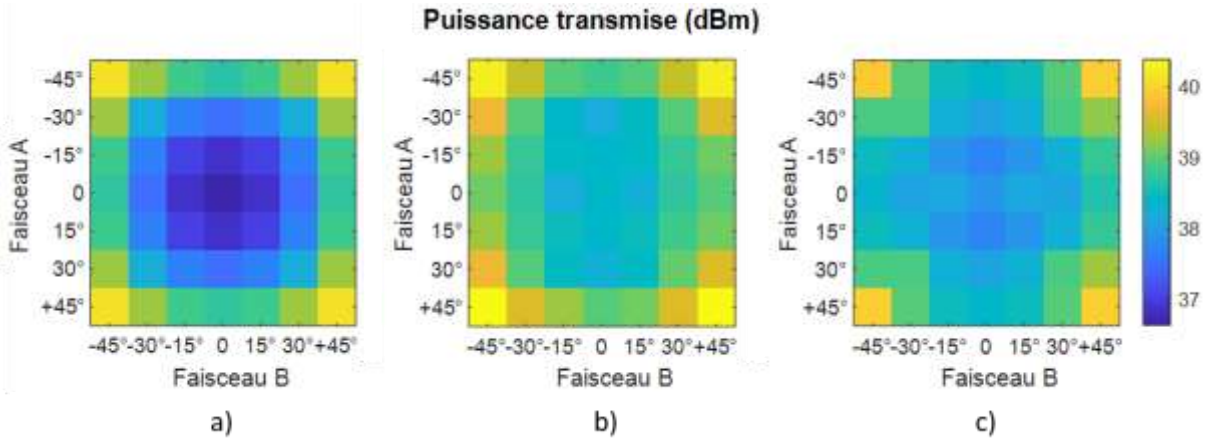


Figure I-38 Comparaison des matrices des puissances transmises P_{tx}. (a) : Méthodes de synthèse non parcimonieuse (sans éteindre des antennes), (b) : parcimonieuse (avec des antennes éteintes) et (c) : parcimonieuse uniforme. Contraintes de rayonnement : HPBW = 0°, ρ_{SLL} = 15 dB et E_{inc} = 34,88 dBV/m (PIRE = 50 dBm).

Dans cette partie, nous avons présenté une méthode de synthèse multifaisceaux parcimonieuse avec le contrôle des excitations. On a vu qu'il est possible de réduire le nombre d'antennes sans compromettre le gabarit de rayonnement. Il est donc maintenant intéressant d'étudier les performances énergétiques de la méthode de synthèse de réseau proposée.

I.7 Application à la réduction de consommation énergétique

Cette partie consiste à évaluer les performances énergétiques des méthodes de synthèse de réseau proposées précédemment. Cette méthode de synthèse est constituée de deux étapes la première sert à réduire le nombre d'antennes à allumer et la seconde étape permet de contrôler les amplitudes d'excitations des antennes. Les résultats sont donc analysés étape par étape puis comparés à une méthode de synthèse non parcimonieuse. De plus, il s'agit également de démontrer les avantages liés à l'utilisation de tensions de polarisation variable.

Les résultats sont évalués sur des exemples de rayonnement bi-faisceaux où le faisceau A est émis à la fréquence de 3,5 GHz et le faisceau B à 3,7 GHz. Pour chaque faisceau, le dépointage se fait par pas de 15° et les contraintes de rayonnement sont celles définies dans le cahier de charges. Les résultats sont obtenus par application des formules I.2-6 et I.2-7 définissant respectivement la puissance totale consommée et le rendement global des amplificateurs.

I.7.1 Intérêt de la méthode parcimonieuse

Pour cette partie, on utilise uniquement la tension de polarisation de référence V_{ref} (5 V) pour alimenter les amplificateurs allumés. La polarisation est fixe avec une puissance au point de compression (P_{1dB}) de 31,2 dBm.

La Figure I-39 représente la matrice de consommation des amplificateurs issue des méthodes non parcimonieuse a) et parcimonieuse b). Nous constatons que, dans plus de 50 % des configurations de rayonnement (φ_A^{max} ; φ_B^{max}), la méthode de synthèse de réseau parcimonieuse permet de réduire la consommation. Cette performance est d'autant plus importante que le nombre d'antennes éteintes est élevé. Dans les conditions extrêmes de rayonnement, par exemple $\varphi_A^{max} = -45°$ et $\varphi_B^{max} = -45°$, il n'y aucune antenne éteinte, par conséquent il n'y a presque pas de réduction de consommation énergétique.

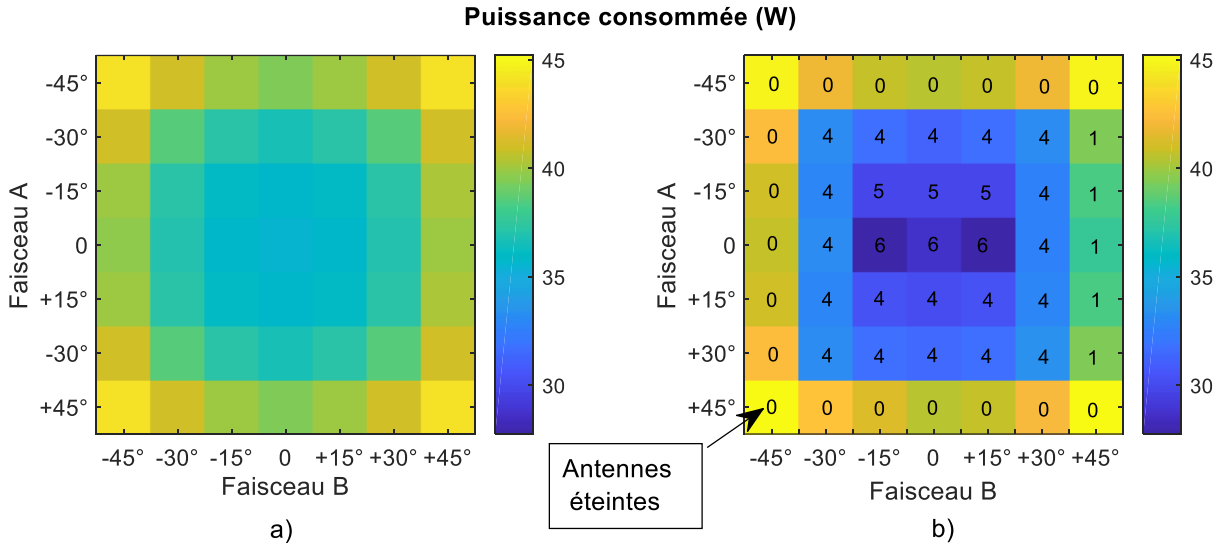


Figure I-39 Comparaison des matrices de puissance consommée P_c. (a) : Méthodes de synthèse non parcimonieuse (sans éteindre des antennes) et (b) : parcimonieuse (avec des antennes éteintes) sans uniforme des amplitudes d'excitation. Contraintes de rayonnement : HPBW = 0°, ρ_{SLL} = 15 dB et E_{inc} = 34,88 dBV/m (PIRE = 50 dBm).

Lorsque nous analysons les matrices de puissance consommée de la Figure I-40 et de rendement de la Figure I-41 des différentes méthodes de synthèse, nous pouvons voir de façon générale que les performances énergétiques s'améliorent progressivement avec les deux méthodes parcimonieuses (sans uniformisation et avec uniformisation des amplitudes d'excitation). En particulier, en comparant les méthodes parcimonieuses sans et avec uniformisation des excitations, on s'aperçoit que pour toutes les configurations de dépointage, la réduction de consommation est bien meilleure en uniformisant les excitations (voir Figure I-40c) après avoir réduit le nombre d'antennes. Pour autant, lorsqu'on observe les matrices de rendement de la Figure I-41 b) et c), l'uniformisation des excitations n'apporte pas un meilleur rendement dans toutes les configurations notamment pour les dépointages forts. Cette dernière remarque est due au fait que l'on a une polarisation fixe et que la plupart des puissances d'excitation obtenues avec la méthode parcimonieuse sans uniformisation sont plus proche du point de compression (31,2 dBm) (voir Figure I-36 et Figure I-37).

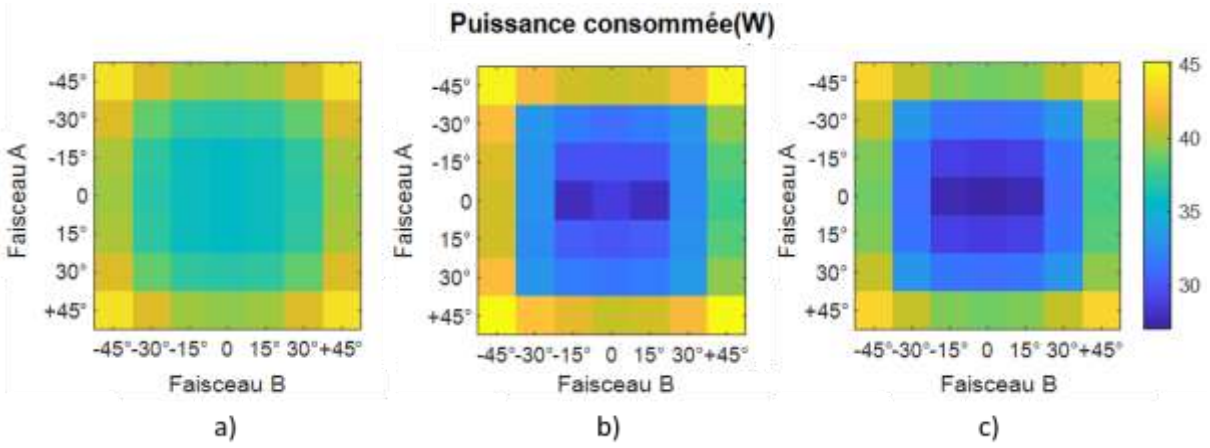


Figure I-40 : Comparaison des matrices de puissance consommée P_c.(a) : Méthodes de synthèse non parcimonieuse (sans éteindre des antennes), (b) : parcimonieuse (avec des antennes éteintes) et (c) : parcimonieuse uniforme. Contraintes de rayonnement : HPBW = 0°, ρ_{SLL} = 15 dB et E_{inc} = 34,88 dBV/m (PIRE = 50 dBm).

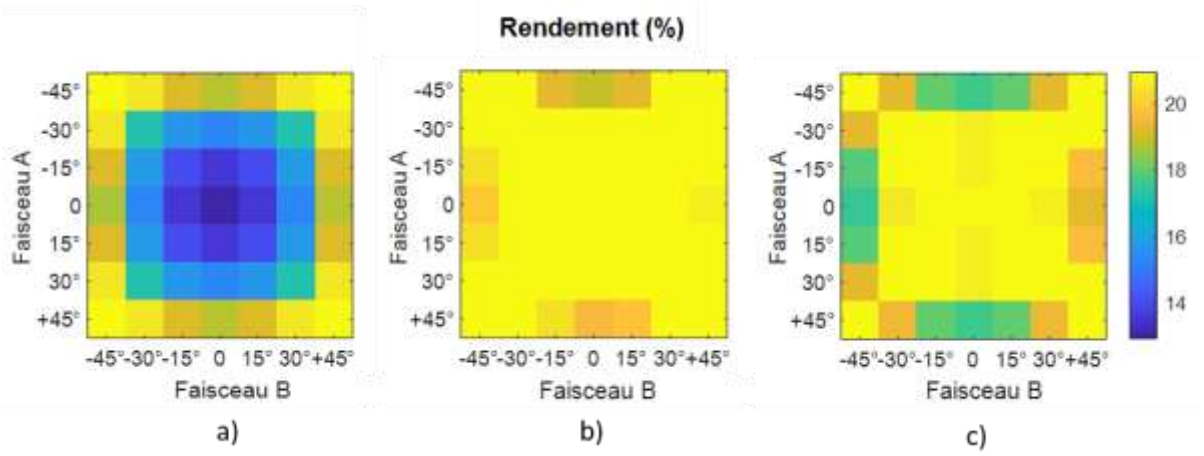


Figure I-41 : Comparaison des matrices de rendement global des amplificateurs η_G.(a) : Méthodes de synthèse non parcimonieuse (sans éteindre des antennes), (b) : parcimonieuse (avec des antennes éteintes) et (c) : parcimonieuse uniforme. Contraintes de rayonnement : HPBW = 0°, ρ_{SLL} = 15 dB et E_{inc} = 34,88 dBV/m (PIRE = 50 dBm).

Pour mieux observer les améliorations énergétiques, nous avons extrait et présenté dans le

Tableau I-3 quelques résultats de la Figure I-40 et la Figure I-41. Dans ce tableau, on présente le couple de résultats (P_c(W); η_G(%)) pour des configurations de dépointage (φ_A^{max}; φ_B^{max}) allant de la plus contraignante à la moins contraignante. A côté, le calcul du pourcentage de réduction de la puissance consommée est fait entre les excitations non parcimonieuses et parcimonieuses. Dans l'ensemble, nous constatons que la consommation est plus faible pour des configurations de rayonnement moins contraintes, par exemple φ_A^{max} = 0° et φ_B^{max} = 0°.

Tableau I-3 : Performances énergétiques des différentes lois d'excitations résultant des méthodes de synthèse non parcimonieuse et parcimonieuse. Résultats extraits des matrices de puissance consommée (P_c) et de rendement global η_G pour quelques configurations de rayonnement

$(P_c(W);\ \eta_G(\%))$	$\varphi_A^{max} = -45°$ $\varphi_B^{max} = -45°$	$\varphi_A^{max} = -30°$ $\varphi_B^{max} = -30°$	$\varphi_A^{max} = -15°$ $\varphi_B^{max} = -15$	$\varphi_A^{max} = 0°$ $\varphi_B^{max} = 0°$
Non parcimonieuse	(44,0 ; 23,2)	(38,6 ; 17,0)	(36,0 ; 14,0)	(35,6 ; 13,0)
Parcimonieuse	(44,6 ; 23,4)	(33,0 ; 23,5)	(28,9 ; 23,2)	(28,6 ; 24,0)
Parcimonieuse et uniforme	(43,3 ; 22,6)	(33,0 ; 23,3)	(28,9 ; 21.3)	(27,0 ; 22,7)
Réduction de la puissance consommée	1,6%	15,0 %	19,7 %	24 %

A l'exception d'une configuration extrême $\varphi_A^{max} = -45°$ et $\varphi_B^{max} = -45°$, où il n'y a aucune antenne éteinte, nous pouvons atteindre une réduction de 24 % de la consommation avec la méthode parcimonieuse. Cela constitue une preuve que la réduction du nombre d'antennes utilisées dans le réseau est un moyen performant pour réduire la consommation énergétique. De plus, l'uniformisation des excitations est un moyen supplémentaire pour réduire davantage la consommation.

En analysant les résultats du rendement global obtenus avec la méthode de synthèse non parcimonieuse, nous constatons une amélioration considérable en passant des directions de rayonnement moins contraignantes aux plus contraignantes alors que la puissance consommée augmente. Il n'y a pas de réel gain d'efficacité lié à la méthode de synthèse non parcimonieuse car la progression du rendement est tout simplement liée à la caractéristique de rendement des amplificateurs, qui est meilleur pour des fortes puissances transmises, ce qui est donc le cas pour des contraintes de rayonnement plus fortes. Au contraire, pour les méthodes parcimonieuses, nous constatons très peu d'écart (1 %) entre les différents rendements obtenus, car en éteignant des antennes nous forçons les autres à émettre plus sans pourtant enfreindre la contrainte de puissance maximale des amplificateurs. De cette manière, nous réduisons la consommation et nous utilisons les amplificateurs dans leur zone de meilleur rendement.

Par ailleurs, comparativement aux excitations parcimonieuses non uniformes, le rendement global des amplificateurs résultant des excitations parcimonieuses uniformes est légèrement inférieur. Cela pourrait bien changer avec une polarisation variable et c'est ce à quoi nous allons nous intéresser dans le paragraphe suivant.

I.7.2 Intérêt d'une polarisation variable

L'uniformisation des amplitudes d'excitation favorise la mise en œuvre d'une polarisation variable et identique pour tous les amplificateurs du réseau, comme l'atteste la Figure I-42, où nous schématisons des moyens de réalisation d'une polarisation variable (voir la Figure I-42 b) et c)) à l'aide des commutateurs à plusieurs sources de tension. En effet le modèle de la Figure I-42c nécessiterait un seul commutateur à k états

(donc susceptible de consommer moins) contre 16 (N) commutateurs à k état chacun pour le modèle de la Figure I-42b.

Pour cela, dans cette section nous allons démontrer les avantages d'une polarisation variable identique par rapport à une polarisation fixe. Ainsi, les tensions de polarisation V_2 ($V_{cc1,bias}$ = 5 V et V_{cc2} = 3,5 – 5 V) répertoriées dans le Tableau I-4 ont été choisies. Afin de choisir une tension de polarisation optimale pour chaque configuration de rayonnement, on cherche parmi les différentes tensions $V_{2,k}$ celle qui répond aux critères suivants :

$$\min_{V_{2,k}}(P_C) \text{ et } \max_{V_{2,k}}(\eta_G) \qquad \text{I.7-1}$$

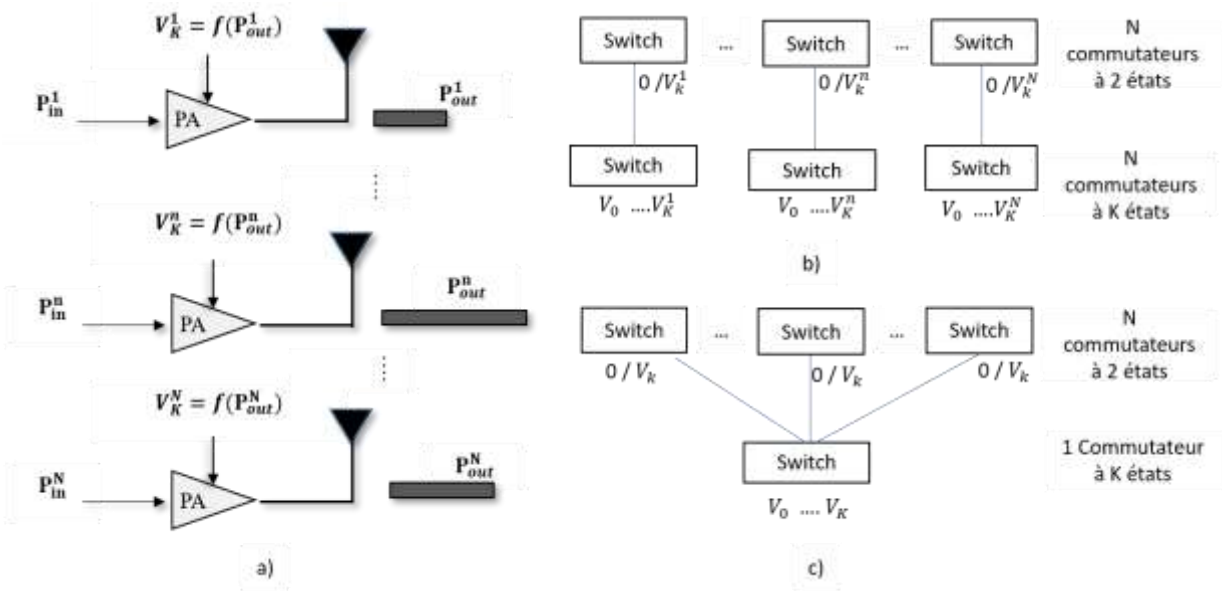


Figure I-42 : Illustration de l'utilisation des amplificateurs du réseau avec la fonction de polarisation variable a), arborescence du circuit de commutation des amplificateurs dans les conditions d'alimentation non uniforme b) ou uniforme c) du réseau d'antennes, où K est le nombre d'états de polarisation

Tableau I-4 : Caractéristiques de la tension de polarisation $V_{2,k}$

$V_{2,k}$	$V_{2,1}$	$V_{2,2}$	$V_{2,3}$	$V_{2,5}(V_{ref})$
Tension (Volt)	3,5	4	4,5	5
P_{1dB} (dBm)	27,0	28,6	29,8	31,2

Comme le souligne le contraste entre les résultats d'une polarisation fixe ou variable (voir Figure I-43 et Figure I-44), les performances énergétiques sont nettement améliorées avec la polarisation variable. Pour l'ensemble des configurations de dépointage, dans le cas d'une polarisation variable, la consommation reste en dessous de 37 W avec un rendement minimal de 23,8 % contre une consommation allant de 27 W à 43 W et un rendement maximal de 23,3 % pour la polarisation fixe.

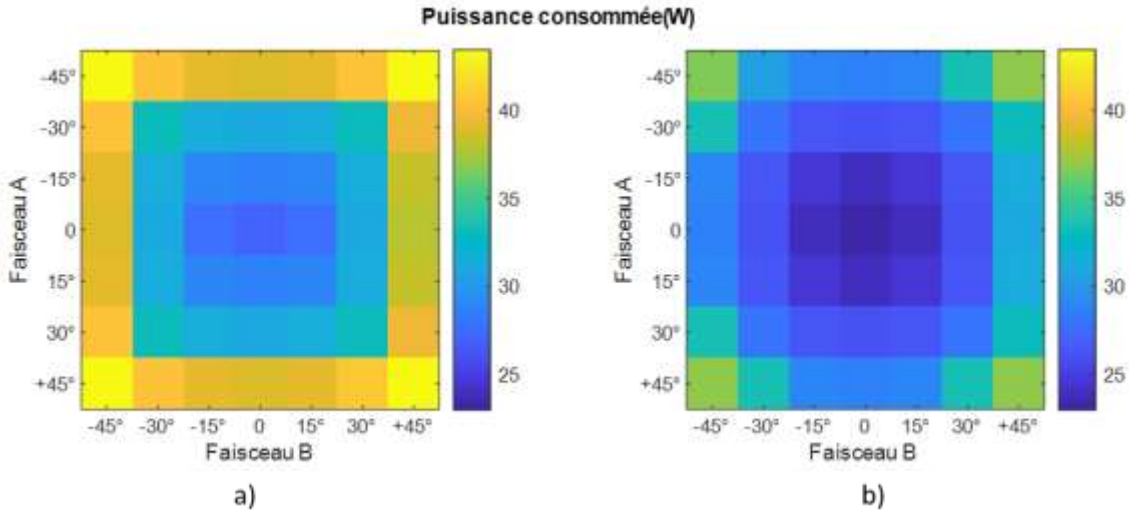


Figure I-43 : Matrice de puissance consommée P_c. Comparaison entre l'utilisation d'une polarisation fixe a) et variable b) avec la méthode de synthèse parcimonieuse uniforme. Contraintes de rayonnement : HPBW = 0°, $\rho_{SLL} = 15$ dB et E_{inc} = 34,88 dBV/m (PIRE = 50 dBm).

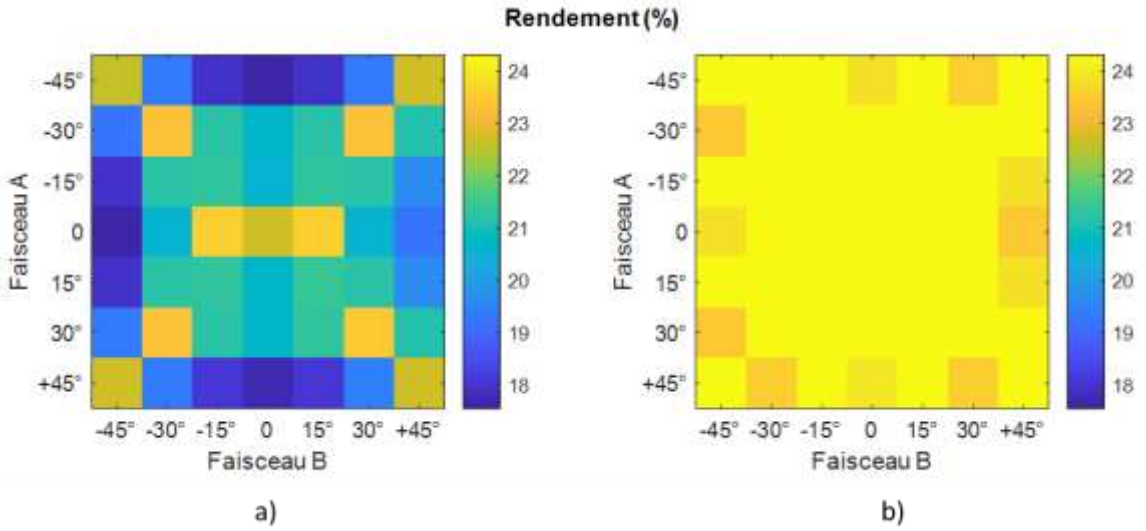


Figure I-44 : Matrice de rendement global des amplificateurs η_G. Comparaison entre l'utilisation d'une polarisation fixe a) et variable b) avec la méthode de synthèse parcimonieuse uniforme. Contraintes de rayonnement : HPBW = 0°, $\rho_{SLL} = 15$ dB et E_{inc} = 34,88 dBV/m (PIRE = 50 dBm).

En observant de plus près les résultats extrêmes de la Figure I-43 et la Figure I-44, détaillés dans le Tableau I-5, nous constatons que la tension de polarisation n'est pas toujours la même à chaque fois. Par exemple pour $\varphi_A^{max} = -45°$ et $\varphi_B^{max} = -45°$ elle vaut $V_{2,2}$ (4 V) contre $V_{2,1}$ (3,5 V) pour $\varphi_A^{max} = 0°$ et φ_B^{max} = -45°. L'utilisation de la polarisation variable à la place de la polarisation fixe V_{ref} (5V) permet de réduire la consommation de 15 % avec des rendements pouvant atteindre 27,5 % soit beaucoup plus près du rendement maximal (34 %) qu'on puisse obtenir avec cet amplificateur.

Malgré les avantages pour la réduction de la consommation d'énergie constaté en théorie, cette méthode de polarisation dynamique des amplificateurs apparait toutefois plus complexe à mettre en œuvre comparativement à une polarisation fixe. Le seul intérêt pour utiliser une polarisation dynamique en pratique, est de réaliser un circuit de polarisation des amplificateurs dont la consommation ne serait pas trop importante pour annuler l'effet escompté. Cependant, en vue de limiter la complexité des prototypes de réseau d'antennes à réaliser, la méthode de polarisation variable n'a pas été implémentée dans le cadre des expérimentations qui seront décrites dans la suite du document.

Tableau I-5 : Comparaison entre les performances énergétiques ($P_c(W)$; $\eta_G(\%)$) des polarisations fixe et variable pour des excitations parcimonieuses uniformes

($P_c(W)$; $\eta_G(\%)$)	$\varphi_A^{max} = -45°$ $\varphi_B^{max} = -45°$	$\varphi_A^{max} = -30°$ $\varphi_B^{max} = -30°$	$\varphi_A^{max} = 0°$ φ_B^{max} = -45°	$\varphi_A^{max} = 0°$ φ_B^{max} = 0°
Fixe (V_{ref})	(43,3 ; 22,6)	(33,0 ; 23,3)	(38,7 ; 17,6)	(27,0 ; 22,7)
Variable et identique	(36,7 ; 26,6)	(28,0 ; 27,5)	(28,6 ; 23,8)	(23,0 ; 26,7)
	$V_{2,2}$	$V_{2,2}$	$V_{2,1}$	$V_{2,2}$
Réduction de la puissance consommée	15,2 %	15,0 %	26,0 %	15,0 %

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons tout d'abord présenté les spécifications radioélectriques et mécaniques d'un réseau d'antennes sur la base desquelles des études ont été menées d'une part sur l'importance et l'impact énergétique d'un usage optimal des amplificateurs de puissance dans le réseau, et d'autre part sur les méthodes de synthèse de réseau d'antennes. Le cahier de charges impose un réseau d'antennes capable d'émettre un rayonnement multifaisceaux reconfigurable sur des fréquences distinctes avec une puissance de rayonnement PIRE de 50 dBm par porteuse. La reconfigurabilité des faisceaux nécessite le respect d'un gabarit de rayonnement fixe, qui pourrait cependant évoluer, et un balayage angulaire de $\pm 45°$. La conception du réseau a été guidée par le souci de réduire au maximum sa consommation énergétique.

Après une étude des caractéristiques d'un amplificateur de puissance, notamment le rendement, la linéarité et le mode de polarisation, nous avons choisi un amplificateur du commerce BMT352 et modélisé ses caractéristiques de rendement et de consommation énergétique pour en faire un moyen d'estimation de la puissance consommée par le réseau d'antennes. Le mode de fonctionnement des amplificateurs dépend du jeu d'excitation en amplitude et en phase qu'ils doivent générer afin d'alimenter les antennes. Pour cela, après un état de l'art sur la synthèse de réseau, nous avons fait le choix d'utiliser

les méthodes d'optimisation convexe pour résoudre les problèmes de synthèse. Nous avons estimé que cette méthode est celle qui offre le meilleur compromis entre la complexité des problèmes et l'optimalité des solutions. Dans la formulation du problème de synthèse, nous modélisons à la fois notre objectif de réduire la consommation énergétique, les contraintes de rayonnement mono ou bi-faisceaux et la contrainte de linéarité des amplificateurs. Notre principale stratégie pour réduire la consommation est d'utiliser un minimum d'antennes dont l'amplitude des excitations sont les plus proches possibles pour l'ensemble des faisceaux à émettre. En plus de cela, nous proposons une méthode supplémentaire qui porte sur l'alimentation variable des amplificateurs en fonction des conditions de rayonnement du réseau à un instant donné. En outre, nous avons proposé une méthode de synthèse robuste afin de rendre les performances en rayonnement du réseau moins sensibles aux erreurs dans l'implémentation des excitations des antennes.

En tenant, compte des spécifications de rayonnement et des contraintes d'encombrement imposées, l'étude a été menée sur un réseau linéaire de 16 antennes dipolaires alimentées chacune par un amplificateur dédié. De cette étude, il en ressort de très bons résultats sur la reconfigurabilité du réseau ainsi que sur sa consommation, parmi lesquelles nous pouvons citer une réduction de la consommation et un dépointage angulaire de $\pm 45°$ de deux faisceaux directifs émis respectivement sur les fréquences de 3,5 GHz et 3,7 GHz. Ces résultats sont comparés à une méthode de référence où toutes les antennes sont utilisées et alimentées suivant une loi d'excitation en forme de cloche (similaire à une loi d'excitation de type binominale, Chebyshev, etc.). Avec la méthode que nous proposons, nous obtenons une réduction maximale de la puissance consommée variant entre 26 % et 35,4 % pour un rendement global de l'ensemble des amplificateurs variant entre 21,3 % et 27,5 % selon le mode d'alimentation de ces derniers, soit de 62,6 à 81 % du rendement maximal (34%) que peut atteindre un amplificateur BMT352, contre un rendement situé entre 38 et 68,2 % avec la méthode de référence.

Par ailleurs, la méthode de synthèse développée dans ce chapitre permet de prendre en compte le couplage comme nous allons le voir dans le chapitre suivant et n'a pas de limitation quant à la topologie du réseau. Dans les prochains chapitres, nous allons nous atteler à la réalisation d'une preuve de concept par la conception, la réalisation et les mesures d'un réseau linéaire d'abord semi-reconfigurable puis reconfigurable. Compte tenu de la complexité de réalisation d'une polarisation dynamique des amplificateurs, nous réaliserons par la suite, dans le cadre de cette thèse, une polarisation fixe des amplificateurs.

Bibliographie

[1] "3GPP." https://www.3gpp.org/.

[2] "2018-05-07_ANFR-DR17-5_Guide_Périmètres_de_Sécurité_VF.pdf." Available: https://www.anfr.fr/fileadmin/mediatheque/documents/sites/2018-05-07_ANFR-DR17-5_Guide_P%C3%A9rim%C3%A8tres_de_S%C3%A9curit%C3%A9_VF.pdf.

[3] N. Deltimple, "Etude et réalisation d'un amplificateur de puissance reconfigurable en technologie BiCMOS SiGe pour des applications multi-standards GSM/DCS/UMTS," phdthesis, Université Sciences et Technologies - Bordeaux I, 2005.

[4] L. M. Correia *et al.*, "Challenges and enabling technologies for energy aware mobile radio networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 11, pp. 66–72, Nov. 2010.

[5] Z. Hasan, H. Boostanimehr, and V. K. Bhargava, "Green Cellular Networks: A Survey, Some Research Issues and Challenges," *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 13, no. 4, pp. 524–540, Fourth 2011.

[6] J. Xia *et al.*, "Highly efficient GaN Doherty power amplifier with 100 MHz signal bandwidth for 3.5 GHz LTE-Advanced application," in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Jun. 2012, pp. 1–3.

[7] X. Hue, F. Baroudi, L. Bollinger, M. Szymanowski, and J.-C. Nanan, "12/25W wideband LDMOS Power Amplifier IC (3400–3800MHz) for 5G base station applications," in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, Oct. 2017, pp. 1033–1036.

[8] B. Sahu and G. A. Rincon-Mora, "A high-efficiency linear RF power amplifier with a power-tracking dynamically adaptive buck-boost supply," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 112–120, Jan. 2004.

[9] M. Mercanti, A. Cidronali, S. Maurri, and G. Manes, "HEMT GaAs/GaN power amplifiers architecture with discrete dynamic voltage bias control in envelope tracking RF transmitter for W-CDMA signals," in *2011 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications*, Jan. 2011, pp. 9–12.

[10] Y. Lei, M. Dong, and Y. Jin, "The sensitivity of modulation fidelity on PA envelope variation in OFDM transmitter systems," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2014, p. 52, Apr. 2014.

[11] M. Brandon, "Optimisation conjointe de méthodes de linéarisation de l'émetteur pour des modulations multi-porteuses," phdthesis, Université de Cergy Pontoise, 2012.

[12] S. Ragusa, "Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles," phdthesis, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2006.

[13] Wangmyong Woo, M. Miller, and J. S. Kenney, "Predistortion linearization system for high power amplifiers," in *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, Jun. 2004, vol. 2, pp. 677-680 Vol.2.

[14] Heung-Gyoon Ryu, Tran Phuong Hoa, Kang Mi Lee, Sang-Woo Kim, and Jin-Soo Park, "Improvement of power efficiency of HPA by the PAPR reduction and predistortion," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 50, no. 1, pp. 119–124, Feb. 2004.

[15] M. Hazouard, "Conception et réalisation d'amplificateurs micro-ondes de puissance à l'aide de la méthode des fréquences réelles," These de doctorat, Bordeaux 1, 2002.

[16] Kyounghoon Yang, G. I. Haddad, and J. R. East, "High-efficiency class-A power amplifiers with a dual-bias-control scheme," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 8, pp. 1426–1432, Aug. 1999.

[17] Kyounghoon Yang, J. R. East, and G. I. Haddad, "Automatic control of efficiency and linearity in power amplifiers for low-power wireless communications," in *1998 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems. Digest of Papers (Cat. No.98EX271)*, Sep. 1998, pp. 113–118.

[18] Narisi Wang, V. Yousefzadeh, D. Maksimovic, S. Pajic, and Z. B. Popovic, "60% efficient 10-GHz power amplifier with dynamic drain bias control," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 1077–1081, Mar. 2004.

[19] R. J. Mailloux, *Phased array antenna handbook*, 2nd ed. Boston: Artech House, 2005.

[20] Berex, "Amplificateur de puissance BMT352." https://www.berex.com/Products/HighPowerAmplifier.aspx.

[21] R. J. Mailloux, *Electronically Scanned Arrays*, 1ère édition. Morgan & Claypool, 2007.

[22] R. C. Hansen, *Phased array antennas*. New York: Wiley, 1998.

[23] S. M. Razavizadeh, M. Ahn, and I. Lee, "Three-Dimensional Beamforming: A new enabling technology for 5G wireless networks," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 31, no. 6, pp. 94–101, Nov. 2014.

[24] W. Hong *et al.*, "Multibeam Antenna Technologies for 5G Wireless Communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6231–6249, Dec. 2017.

[25] J.-M. FLEURIAULT, "Synthese du diagramme de rayonnement d'un reseau de sources," These de doctorat, Rennes 1, 1996.

[26] R. S. Elliott, *Antenna theory and design*, Revised ed. Hoboken, N.J: John Wiley & Sons, 2003.

[27] R. L. Haupt, "An introduction to genetic algorithms for electromagnetics," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 37, no. 2, pp. 7–15, Apr. 1995.

[28] A. Trucco and V. Murino, "Stochastic optimization of linear sparse arrays," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 24, no. 3, pp. 291–299, Jul. 1999.

[29] F. J. Ares-Pena, J. A. Rodriguez-Gonzalez, E. Villanueva-Lopez, and S. R. Rengarajan, "Genetic algorithms in the design and optimization of antenna array patterns," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 3, pp. 506–510, Mar. 1999.

[30] E. Rajo-Iglesias and O. Quevedo-Teruel, "Linear array synthesis using an ant-colony-optimization-based algorithm," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 49, no. 2, pp. 70–79, Apr. 2007.

[31] M. D'Urso and T. Isernia, "Solving Some Array Synthesis Problems by Means of an Effective Hybrid Approach," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 3, pp. 750–759, Mar. 2007.

[32] T. Isernia, F. Ares, O. M. Bucci, M. D'Urso, J. F. Gomez, and J. A. Rodriguez, "A hybrid approach for the optimal synthesis of pencil beams through array antennas," in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, Jun. 2004, vol. 3, pp. 2301-2304 Vol.3.

[33] J. Kennedy' and R. Eberhart, "Particle Swarm Optimization," *Proc. ICNN95 - Int. Conf. Neural Netw. Perth WA Aust. Aust.*, p. 7, Dec. 1995.

[34] J. Robinson and Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization in electromagnetics," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 2, pp. 397–407, Feb. 2004.

[35] Y. Rahmat-Samii, D. Gies, and J. Robinson, "Particle swarm optimization (PSO): A novel paradigm for antenna designs," *URSI Radio Sci. Bull.*, vol. 2003, no. 306, pp. 14–22, Sep. 2003.

[36] M. M. Khodier and C. G. Christodoulou, "Linear array geometry synthesis with minimum sidelobe level and null control using particle swarm optimization," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 8, pp. 2674–2679, Aug. 2005.

[37] K. Y. Reddy, R. B. Kumar, M. Jijenth, B. Sahu, and V. S. Gangwar, "Synthesis of large thinned planar antenna arrays using modified binary coded genetic algorithm," in *2017 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, Dec. 2017, pp. 1–2.

[38] H. Lebret and S. Boyd, "Antenna array pattern synthesis via convex optimization," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 45, no. 3, pp. 526–532, Mar. 1997.

[39] H. Lebret, "Synthese de diagrammes de reseaux d'antennes par optimisation convexe," These de doctorat, Rennes 1, 1994.

[40] B. Fuchs and J. J. Fuchs, "Optimal Narrow Beam Low Sidelobe Synthesis for Arbitrary Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 6, pp. 2130–2135, Jun. 2010.

[41] B. Fuchs, "Application of Convex Relaxation to Array Synthesis Problems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 2, pp. 634–640, Feb. 2014.

[42] N. Karmarkar, "A new polynomial-time algorithm for linear programming," in *Proceedings of the sixteenth annual ACM symposium on Theory of computing*, New York, NY, USA, Dec. 1984, pp. 302–311.

[43] S. E. Nai, W. Ser, Z. L. Yu, and H. Chen, "Beampattern Synthesis for Linear and Planar Arrays With Antenna Selection by Convex Optimization," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 12, pp. 3923–3930, Dec. 2010.

[44] D. F. Kelley and W. L. Stutzman, "Array antenna pattern modeling methods that include mutual coupling effects," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, no. 12, pp. 1625–1632, Dec. 1993.

[45] D. M. Pozar, "The active element pattern," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 8, pp. 1176–1178, Aug. 1994.

[46] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1997.

[47] B. Fuchs, “Synthesis of Sparse Arrays With Focused or Shaped Beampattern via Sequential Convex Optimizations,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 7, pp. 3499–3503, Jul. 2012.

[48] “CVX: Matlab Software for Disciplined Convex Programming | CVX Research, Inc.” http://cvxr.com/cvx/.

[49] “Gurobi - The fastest solver,” *Gurobi*. https://www.gurobi.com/.

[50] “Mosek ApS.” https://www.mosek.com/.

[51] S. P. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex optimization*. Cambridge, UK ; New York: Cambridge University Press, 2004.

[52] Fan Wang, V. Balakrishnan, P. Y. Zhou, J. J. Chen, R. Yang, and C. Frank, “Optimal array pattern synthesis using semidefinite programming,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, no. 5, pp. 1172–1183, May 2003.

[53] A. Mutapcic, S.-J. Kim, and S. Boyd, “Beamforming With Uncertain Weights,” *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 14, no. 5, pp. 348–351, May 2007.

[54] Y. T. Lo and S. W. Lee, *Antenna handbook: theory, applications, and design*. 1988.

[55] G. Toso, C. Mangenot, and A. G. Roederer, “Sparse and Thinned Arrays for Multiple Beam Satellite Applications,” in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007*, Nov. 2007, pp. 1–4.

[56] M. Ibarra, A. Reyna, M. A. Panduro, and C. del Rio-Bocio, “Design of aperiodic planar arrays for desirable isoflux radiation in GEO satellites,” in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Jul. 2011, pp. 3003–3006.

[57] J. Lu, H. Yang, G. Wen, and D. Li, “An aperiodic phased array antenna for space-bome synthetic aperture radar,” in *2016 Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC)*, Nov. 2016, pp. 1–5.

[58] W. Huang, Y. Huang, Y. Zeng, and L. Yang, “Wideband Millimeter Wave Communication With Lens Antenna Array: Joint Beamforming and Antenna Selection With Group Sparse Optimization,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 17, no. 10, pp. 6575–6589, Oct. 2018.

[59] E. J. Candes, M. B. Wakin, and S. P. Boyd, “Enhancing Sparsity by Reweighted L1 Minimization,” *ArXiv07111612 Math Stat*, Nov. 2007.

[60] F. Bach, R. Jenatton, J. Mairal, and G. Obozinski, “Optimization with Sparsity-Inducing Penalties,” *ArXiv11080775 Cs Math Stat*, Nov. 2011.

[61] G. Prisco and M. D’Urso, “Maximally Sparse Arrays Via Sequential Convex Optimizations,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 192–195, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2012.2186626.

[62] O. Mehanna, N. D. Sidiropoulos, and G. B. Giannakis, “Joint Multicast Beamforming and Antenna Selection,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 61, no. 10, pp. 2660–2674, May 2013.

[63] B. Fuchs and S. Rondineau, “Array Pattern Synthesis With Excitation Control via Norm Minimization,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 10, pp. 4228–4234, Oct. 2016.

[64] D. S. Purdy and E. Lier, “EIRP and C/I analysis of multibeam active phased array transmit antennas for communication satellites,” in *Proceedings 2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology (Cat. No.00TH8510)*, May 2000, pp. 203–206.

[65] O. M. Bucci, M. D’Urso, T. Isernia, P. Angeletti, and G. Toso, “Deterministic Synthesis of Uniform Amplitude Sparse Arrays via New Density Taper Techniques,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 6, pp. 1949–1958, Jun. 2010.

[66] B. Fuchs, A. Skrivervik, and J. R. Mosig, “Synthesis of Uniform Amplitude Focused Beam Arrays,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 1178–1181, 2012.

Chapitre II. De l’élément rayonnant unitaire au réseau reconfigurable par paquets

Nous présentons dans ce chapitre une approche de conception de l'antenne élémentaire du réseau ainsi que la réalisation de deux architectures de réseau d'antennes simplifiées. Cette étape intermédiaire nous parait nécessaire en vue de réaliser un réseau d'antennes reconfigurable de 16 éléments qui sera l'objet du chapitre III. Pour entamer ce chapitre, un état de l'art est présenté, dans lequel sont énumérées les spécifications radioélectriques ainsi que les technologies d'antennes élémentaires fréquemment utilisées dans les réseaux d'antennes de stations de base. Ensuite, la méthode et les résultats de conception de l'élément rayonnant de base utilisé dans nos travaux sont exposés. Il ne s'agit pas d'une antenne élémentaire particulièrement innovante, mais sa conception nécessite quelques précautions notamment autour de sa réalisation. Sur ces bases, nous avons ensuite conçu et réalisé un réseau passif et un réseau reconfigurable où la reconfigurabilité est gérée par paquets de 4 éléments rayonnants à la fois et non élément rayonnant par élément rayonnant. Nous avons adopté cette démarche afin de mieux appréhender les éventuels problèmes liés au couplage entre antennes mais également les difficultés liées à la réalisation de réseau d'antennes intégrant des composants passifs ou actifs. Les résultats expérimentaux de ces étapes sont confrontés aux résultats théoriques obtenus avec la méthode de synthèse de réseau proposée au chapitre précédent.

II.1 Etat de l'art

Le choix du type d'antenne élémentaire et de ses caractéristiques dépend du domaine d'application. Celui des antennes de station de base repose essentiellement sur un compromis entre les performances et la facilité de mise en œuvre industrielle. Pour cette application, les antennes sont produites à une très grande échelle industrielle, par conséquent, on préfère de loin des structures simples et peu coûteuses comme c'est le cas des antennes dipôles ou des antennes patchs.

II.1.1 Caractéristiques radioélectriques d'une antenne élémentaire

Conformément à l'état de l'art antérieur des antennes de stations de base [1], [2], les spécifications radioélectriques reposent d'une part sur le modèle de couverture et d'autre part sur les caractéristiques électriques nécessaires pour maximiser les performances de rayonnement de l'antenne (adaptation d'impédance, gain, etc.). On ajoute à cela la notion de diversité de polarisation, qui met la transmission radio à l'abri d'éventuelles pertes de niveau du signal liées à la dépolarisation provoquée par les multi-trajets du champ reçu par les antennes. De plus, en tenant compte de notre cahier des charges établi pour le réseau (Chapitre I Introduction), nous pouvons résumer les spécifications souhaitées de l'antenne élémentaire dans le tableau suivant :

Tableau II-1 : Spécifications radioélectriques d'une antenne élémentaire

Fréquence	**3,4 – 3,8 GHz (11,11%)**
Gain minimum	8 dBi
VSWR (adaptation)	< 1,4 (soit $\lvert\Gamma_n\rvert \leq -15$ dB)
Ouverture à θ_{-3dB} dans le plan azimutal	> 65°
Ouverture à θ_{-3dB} dans le plan vertical	Non spécifiée
Polarisation	Double polarisation linéaire $\pm$ 45°
Discrimination de la polarisation croisée	< -15 dB
Isolation entre les ports	< -20 dB

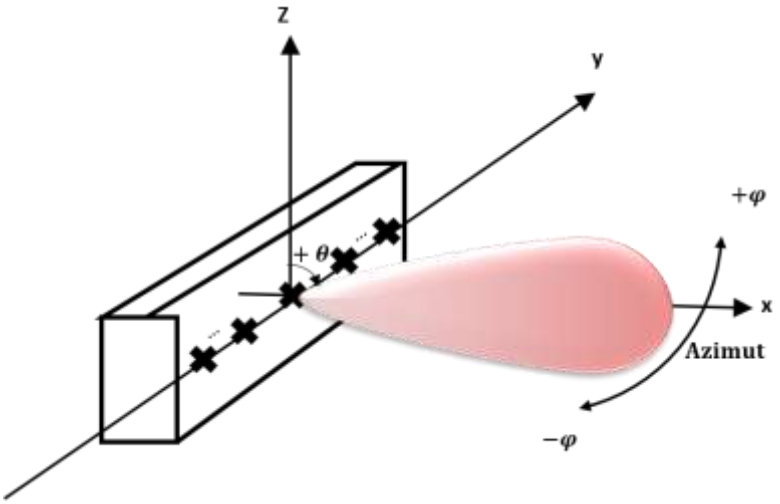


Figure II-1 : Disposition du réseau d'antennes à l'usage

De manière générale, pour les stations de base, le réseau est orienté verticalement, par conséquent l'ouverture du diagramme des antennes dans le plan azimutal désigne également la largeur angulaire de couverture du réseau. Le principal intérêt des réseaux est jusqu'alors d'accroitre le gain et de permettre un léger dépointage du diagramme de rayonnement dans le plan vertical autour de 10 -15°. Cependant, dans le cas des réseaux d'antennes à rayonnement reconfigurable dans le plan azimutal, comme représenté sur la Figure II-1, l'ouverture de rayonnement des antennes élémentaires influence directement la capacité de dépointage du diagramme de rayonnement du réseau. Une antenne élémentaire à rayonnement large entrainera une perte de gain moindre lors d'un dépointage. Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, pour réaliser des dépointages à ±45° à moindre coût énergétique, il est préférable d'avoir une ouverture à

mi-puissance supérieure ou égale à 90°. Sous l'influence de leur environnement, les antennes en réseau ont tendance à se retrouver avec des diagrammes de rayonnement à ouverture plus large et pour cette raison il convient d'utiliser une antenne dont l'ouverture à mi-puissance est moins large lorsqu'elle est isolée (65° - 90°). Pour plus de clarté, la Figure II-1 présente l'orientation du réseau d'antennes dans le repère xyz. Nous pouvons distinguer le plan azimutal qui correspond au plan xoy, il définit également le plan de coupe ($\theta = +90°$ et $-90° \leq \varphi \leq +90°$) des diagrammes de rayonnement qui seront étudiés.

Le gain d'une antenne est principalement impacté par les pertes dues aux désadaptations et celles inhérentes au système d'alimentation alors que la directivité est une grandeur intrinsèque de l'antenne. Lorsqu'on connait les pertes liées à la désadaptation de l'antenne et aux matériaux (métal et diélectrique), le gain réalisé peut être déduit de la directivité en appliquant la relation suivante [3]:

$$G = (1 - |\Gamma|^2)\varepsilon_L D \qquad \text{II.1-1}$$

où Γ désigne le coefficient de réflexion mesuré sur le port d'entrée de l'antenne et ε_L le paramètre quantifiant les pertes liées aux matériaux ($\varepsilon_L = 1$ sans perte), ce sont des pertes qu'on retrouve au niveau de l'antenne et des lignes de transmission. Le facteur $(1 - |\Gamma|^2)\varepsilon_L$ représente l'efficacité de rayonnement d'une antenne.

L'adaptation d'une antenne est définie par son impédance d'entrée qui est complexe et traduit ainsi les effets inductifs ou capacitifs de cette dernière. Cette impédance d'entrée peut être représentée par le coefficient de réflexion de l'onde sur son accès ou le rapport d'ondes stationnaires noté VSWR [4] pour « Voltage Standing Wave Ratio ».

$$Z = Z_o \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \qquad \text{II.1-2}$$

$$\text{VSWR} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \qquad \text{II.1-3}$$

L'impédance d'entrée idéale d'une antenne est désignée par Z_o, elle vaut souvent 50 Ω mais peut différer notamment dans le cas d'antennes large bande et/ou très basse fréquence. Lorsqu'une antenne est bien adaptée, son coefficient de réflexion tend vers 0 et son rapport d'ondes stationnaires vers 1. Ceci est particulièrement important pour une antenne à l'émission. Par exemple une adaptation de -15 dB correspond à une perte d'efficacité de 3 % environ, ce qui est en pratique généralement acceptable.

Lorsque l'antenne élémentaire est à double polarisation, donc disposant de deux ports d'alimentation, les coefficients de réflexion sur chaque port et leurs coefficients de couplage peuvent être représentés respectivement par S_{11} et S_{22} et par S_{21} et S_{12}.

Compte tenu du couplage, les performances radioélectriques de l'antenne élémentaire changent après sa mise en réseau. C'est pourquoi, le gain ainsi que l'adaptation et l'isolation (niveau de découplage) entre les ports sont spécifiés de manière à garantir au minimum un gain de 5 dBi par antenne, une adaptation de -10 dB et un découplage de 15 dB. Il faut noter qu'il est indispensable d'avoir un minimum d'adaptation et de découplage pour minimiser les pertes d'efficacité de rayonnement du réseau, et pour éviter le dysfonctionnement du circuit d'alimentation des antennes notamment des amplificateurs en l'absence d'isolateur [5], [6].

En outre, le champ électromagnétique émis subit plusieurs réflexions et diffractions qui ont tendance à modifier la polarisation de l'onde. Cela occasionne une dégradation du signal reçu [1], [2]. C'est pourquoi, les antennes pour les stations de base de type macrocellule en particulier exploitent la diversité de polarisation en utilisant une antenne à double polarisation orthogonale (voir Figure II-4) afin de réduire les effets indésirables de la dépolarisation des signaux reçus. On note que la double polarisation est réalisée à ± 45° par rapport au plan de rayonnement azimutal du réseau, afin de ne pas être sensible aux différences de propagation des polarisations E et H. Pour obtenir une bonne diversité de polarisation, les composantes croisées des diagrammes de rayonnement doivent être au moins 10 dB en-dessous des composantes principales dans leurs ouvertures principales. De plus, les deux polarisations doivent être suffisamment isolées (15 dB).

II.1.2 Antennes élémentaires de stations de base

II.1.2.1 Antennes patchs

Les antennes patchs sont des antennes imprimées sur substrat diélectrique. On les rencontre principalement sous une forme carrée ou circulaire. La conception et les propriétés de rayonnement de ce type d'antenne sont décrites suivant le modèle des cavités rayonnantes ou plus simplement par celui des lignes de transmission [3], [7]. Elles peuvent être simulées avec une bonne précision avec les logiciels d'analyse électromagnétique commerciaux du type Ansoft Designer, HFSS ou CST. Ces antennes sont compactes et faciles à intégrer et on les retrouve dans certaines antennes de stations de base de la téléphonie mobile de type microcellule où les équipements radio de faible encombrement sont utiles.

Le principal défaut des antennes patchs est leur faible bande passante. Pour un modèle simple alimenté directement par câble coaxial ou directement par une ligne microruban, la bande passante n'excède pas 5 % [7], [8]. Pour remédier à cela, on a recours à des solutions telles que l'utilisation d'une excitation par fente à la place d'une excitation directe par câble coaxial, ou alors l'utilisation de plusieurs résonateurs pour former une structure multicouche [3], [7], [8]. Si les caractéristiques de bande passante de l'antenne sont améliorées, cette dernière devient plus complexe et ne peut pas toujours convenir dans un contexte industriel.

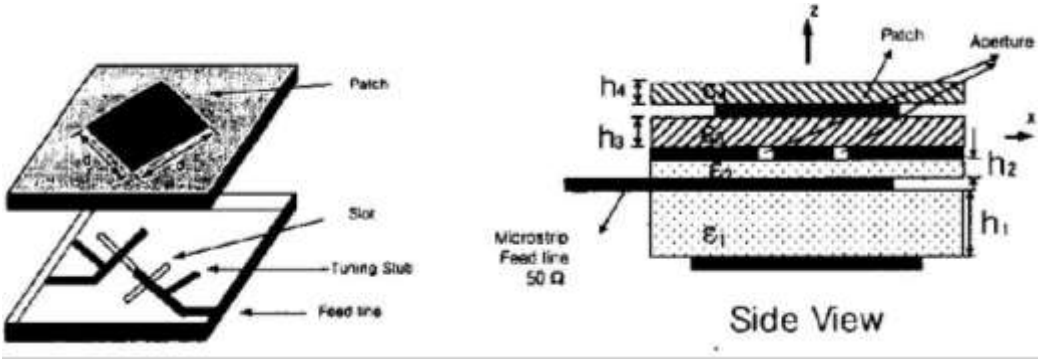


Figure II-2 : Antenne de station de base à double polarisation de taille compacte utilisant des patchs microruban à ouverture couplée fonctionnant dans la bande 2,2 – 2,5 GHz [9].

On montre sur la Figure II-2, qu'il est possible atteindre une bande passante de 10 % en utilisant une excitation par fente [1], [2], [9] et 20 – 25 % en combinant le patch principal avec un patch parasite [3], [8]. Encore mieux, une structure multicouche (voir Figure II-3) alimentée à travers une fente permet d'obtenir des largeurs de bande avoisinant 50% [3], [10].

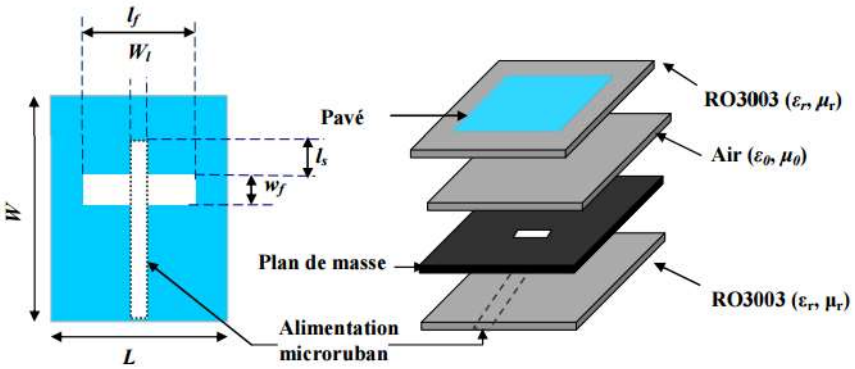


Figure II-3 : Antenne large bande fonctionnant dans la bande GSM 900 MHz et 1800 MHz [10].

Par ailleurs, dans le cas d'un réseau d'antennes patchs, le couplage peut être important par rayonnement et par onde de surface, qui affectent le diagramme de rayonnement et l'adaptation du réseau induisant une plus faible efficacité de rayonnement [3], [7], [11].

II.1.2.2 Les dipôles

Les dipôles sont également fréquemment utilisés dans les antennes de station de base. Ils sont réalisés soit avec une structure métallique (voir Figure II-4), soit en circuit imprimé (voir Figure II-5). Le principe de fonctionnement d'un dipôle est régi par l'apparition de champs électromagnétiques créés par le déplacement d'un courant sinusoïdal sur ses bras et la fréquence de résonance est simplement définie par la longueur de ses bras qui peut être par exemple de 0,5λ ou de λ. Les bras sont alimentés par le centre à l'aide d'un symétriseur [3], [7]. Ces derniers peuvent atteindre facilement 20 % de bande passante sans complexité majeure. A l'aide d'un plan réflecteur et d'éléments parasites, il est possible d'accroître le gain en rendant l'antenne unidirectionnelle.

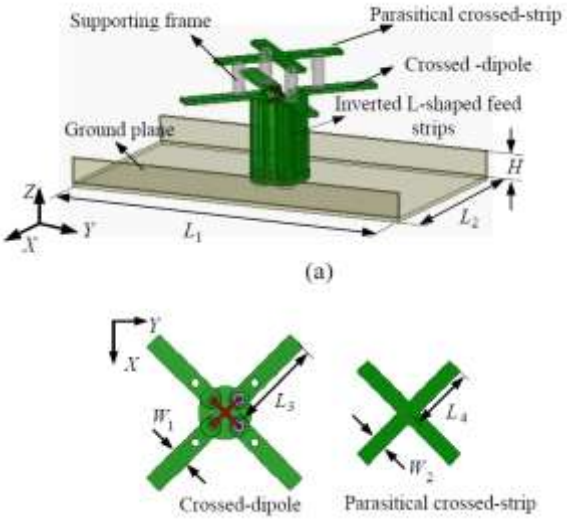


Figure II-4 : Antenne dipôles large bande à double polarisation pour les stations de base UMTS (1,63 - 2,42 GHz) [12].

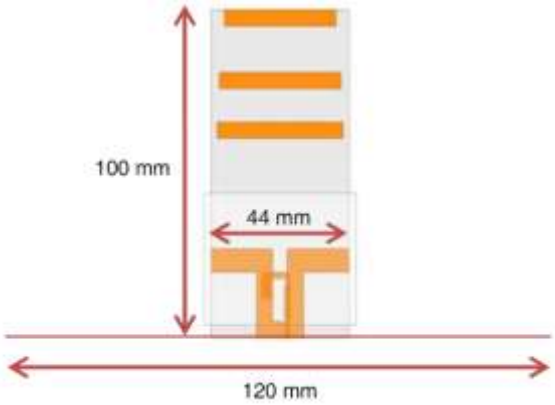


Figure II-5 : Dipôle imprimé à 1,7 – 2,7GHz avec éléments directeurs pour station de base [13].

Les réseaux de dipôles présentent souvent de meilleurs propriétés de balayage [11], [14] que les réseaux constitués d'antennes patchs. Cependant, ils sont plus encombrants et le couplage par rayonnement peut être important.

II.2 Etude de l'élément rayonnant simple et interaction entre antennes mises en réseau

Afin de réaliser le réseau d'antennes, nous avons besoin d'un élément rayonnant de base simple à double polarisation qui réponde le mieux possible aux performances citées dans le Tableau II-1. La distance inter-éléments du réseau est de $0{,}5\lambda_o$ ($f_o = 3{,}6$GHz), ce qui signifie que les antennes seront assez proches et susceptibles d'être fortement couplées, d'où l'intérêt de favoriser le choix d'une antenne avec le moins de problème de couplage possible. En dépit de la bande passante (3,4 – 3,8 GHz) qui peut être obtenue

aussi bien par une antenne patch qu'un dipôle, un réseau de dipôles offre de meilleures propriétés de dépointage et d'efficacité de rayonnement. Par conséquent, notre choix s'est porté sur les dipôles, en particulier les dipôles croisés à double polarisation et en technologie imprimée.

Dans la suite, nous expliquons les étapes de conception d'une antenne dipôle à double polarisation ±45° suivant les spécifications qui ont été établies. Puis, on présente une étude sur les conséquences notamment sur le diagramme de rayonnement, lorsqu'une antenne élémentaire est disposée dans un réseau de plusieurs antennes. Cette dernière étape nous a permis de prendre en compte le couplage entre antennes qui se traduit par la modification de l'adaptation et la déformation du diagramme de rayonnement d'une antenne élémentaire au sein du réseau comparé à celui d'une antenne élémentaire isolée. Ceci a été introduit dans la formulation du problème de synthèse. Des comparaisons sont également faites entre les résultats de simulation et des mesures afin de vérifier la bonne adéquation entre les deux.

II.2.1 Conception de dipôles croisés en technologie microruban

Les antennes dipôles présentent des bras de longueur souvent voisine d'un quart de longueur d'onde. Il faut noter que dans notre cas, de manière à avoir un rayonnement unidirectionnel, le dipôle sera placé au-dessus d'un plan réflecteur. Le principal défi de la conception d'un dipôle est son alimentation, qui est réalisée à l'aide d'un symétriseur (balun en anglais). Ce dernier est un transformateur qui permet de convertir une alimentation non-symétrique (côté connecteur) en une alimentation symétrique (côté dipôle). Il peut également permettre par la même occasion de ramener l'impédance d'entrée du dipôle à 50 Ω [3], [15]. Le balun est indispensable pour équilibrer les courants sur les bras de dipôle et éviter ainsi des dépointages et instabilité fréquentielle des diagrammes indésirables. Le modèle de dipôle réalisé dans nos travaux est inspiré des références [8], [16], dans lesquels sont décrites la réalisation d'un dipôle et son alimentation. Notre démarche nous a conduit à adapter les travaux référencés à notre cas pratique.

L'antenne élémentaire à double polarisation $\pm 45°$ a été conçue à l'aide du simulateur électromagnétique CST « Computer Simulation Technology ». Elle est composée de deux dipôles croisés représentant chacun une polarisation. Sur la Figure II-6, on présente une vue éclatée des deux dipôles, le dipôle 1 (face 1) possède le balun le plus court (face 2) tandis que le dipôle 2 (face 1) utilise le balun le plus long (face 2). Chaque dipôle et son balun sont en cuivre d'une épaisseur de 0,35 µm imprimés chacun sur une face d'un substrat diélectrique. Nous avons choisi le substrat NX9300 de la société Neltec. Ce substrat a une épaisseur de 0,8 mm et une permittivité relative $\varepsilon_r = 3$.

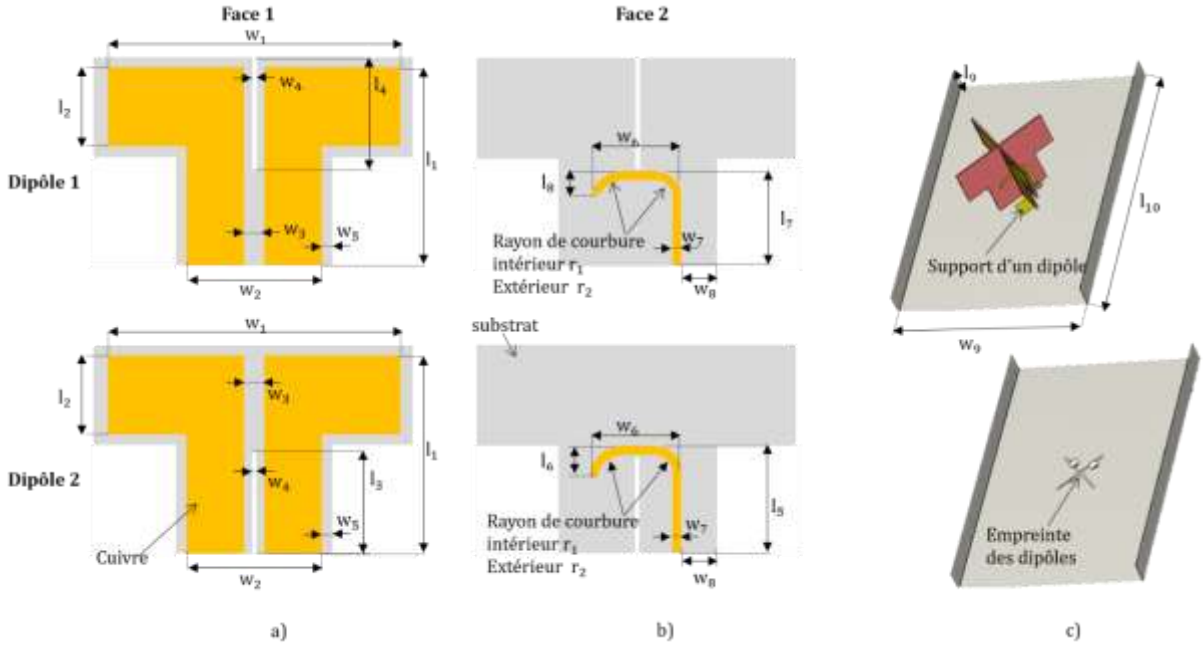


Figure II-6 : Vue éclatée de l'antenne conçue. (a) : Dipôle imprimé sur la face 1 du substrat et (b) : ligne d'alimentation imprimée sur la face 2 du substrat. (c) : Antenne dans son plan réflecteur.

Les dimensions des deux dipôles croisés sont identiques excepté celles des baluns et des fentes usinées dans les substrats afin de permettre aux dipôles de se croiser. La largeur des fentes est assez étroite et très voisine de l'épaisseur du substrat de manière à maintenir un montage orthogonal des deux dipôles l'un par rapport à l'autre. De plus, pour corriger les éventuels défauts de réalisation par rapport à l'orthogonalité, une pièce supplémentaire a été prévue pour être placée au sommet du montage des dipôles. Cette dernière est réalisée dans une mousse de permittivité diélectrique relative proche de 1. Afin de s'assurer du bon maintien mécanique des dipôles dans leur axes de polarisation respectif, les deux dipôles sont positionnés dans des empreintes de 0,5 mm de profondeur usinées dans le plan de masse puis maintenus chacun par un support métallique (Voir Figure II-6c).

Chaque dipôle a une longueur w_1 avoisinant $\frac{\lambda_0}{2}$ et est situé à une hauteur de $\frac{\lambda_0}{4}$ du plan de masse. Cette hauteur est nécessaire afin d'avoir un rayonnement constructif au-dessus du plan de masse. Ces deux dimensions sont les principaux paramètres qui définissent la fréquence de fonctionnement du dipôle. La largeur des bras l_2 en particulier permet de modifier la bande passante, en l'augmentant de quelques millimètres, on élargit la bande passante. Mais cela reste une technique limitée, car elle peut entrainer la désadaptation du dipôle et augmenter le niveau de couplage.

Tableau II-2 : Dimensions (mm) de l'antenne élémentaire et du plan réflecteur avant et après optimisation.

Dipoles			Baluns			Plan réflecteur		
Avant		Après	Avant		Après	Avant		Après
l_1	24,1	29 (0,35λ_o)	l_5	4	4,5	l_9	14,3	9,6
l_2	7	11,9	l_6	13,5	17,1	w_9	83,3	83,3 (λ_o)
l_3	10,3	13,9	l_7	12	15,6	l_{10}	83,3	120
l_4	17,2	13,7	l_8	2	3			
w_1	41,6	39(0,46λ_o)	w_6	14,2	-			
w_2	20	-	w_7	2	1,1			
w_3	2,5	-	w_8	2,9	-			
w_4	0,8	-	r_1	3	-			
w_5	2	-	r_2	4,2	-			

Le plan de masse et les rebords sur les côtés de ce dernier permettent de focaliser le rayonnement de l'antenne élémentaire. Pour minimiser l'influence des dimensions du plan de masse sur l'impédance des dipôles, la longueur et la largeur de ce dernier doivent être supérieures ou égales à λ_o. Nous précisons que la position de l'antenne doit être définie avec soin afin d'avoir en particulier un diagramme de rayonnement bien symétrique. L'antenne doit être placée de façon symétrique par rapport aux rebords du plan de masse. Une fois que les dimensions de départ des dipôles et des baluns ont été définies, le résultat final a été obtenu à l'aide des outils d'optimisation du simulateur électromagnétique CST. Les dimensions sont récapitulées dans le Tableau II-2, certaines sont définies par rapport à λ_o qui vaut 83,3 mm à 3,6 GHz. Ce tableau comporte les dimensions avant et après optimisation.

Au cours de la recherche de solutions pour adapter les dipôles, la difficulté a été de trouver une bonne disposition des symétriseurs respectifs, tout en garantissant une bonne adaptation et un faible couplage.

II.2.1.1 Adaptation des dipôles

Pour que l'efficacité de rayonnement dans la bande désirée soit bonne, il faut que l'impédance d'entrée du dipôle ramenée à l'aide du balun (côté connecteur) soit très proche de 50 Ω. Chaque dimension du balun a une influence sur l'adaptation. Les longueurs l_5 ou l_7 (Figure II-6) permettent de déplacer les fréquences de résonance des dipôles et les autres dimensions (l_6, l_8 et w_8) permettent une meilleure adaptation autour

des fréquences de résonance. Cependant, comme exposé sur la Figure II-7, le croisement des deux dipôles nécessite de créer un léger écart (d_{lb}) de longueur des baluns des dipôles 1 et 2 par rapport au plan de masse tout en garantissant des niveaux suffisants d'adaptation ($S_{nn} \leq -15$ dB) et de découplage ($S_{mn} \leq -15$ dB) dans la bande de fonctionnement de l'antenne. De plus, compte tenu de la taille des dipôles et pour des raisons mécaniques, les baluns doivent être suffisamment éloignés (d_c) pour pouvoir monter les connecteurs correctement et sans chevauchement sur le plan de masse (voir la Figure II-7 et Figure II-8).

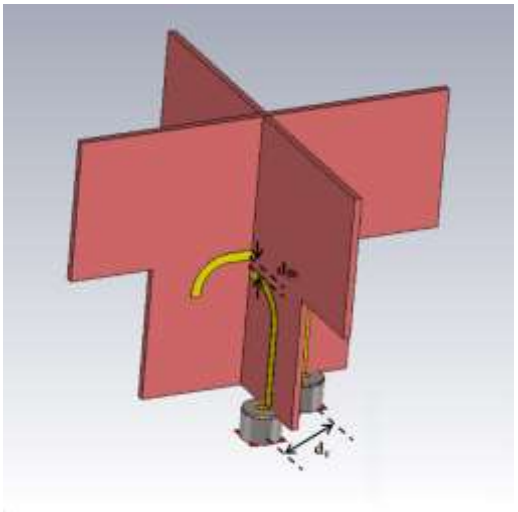


Figure II-7 : Vue des alimentations des dipôles sans le plan réflecteur.

Avant de procéder à l'adaptation des baluns, il a été nécessaire de définir la position de chaque balun de manière à respecter au minimum une distance de 7 mm entre les axes des connecteurs (voir la Figure II-8) afin de permettre leurs montages mécaniques. Cet espacement a été choisi afin de pouvoir correctement utiliser le connecteur à platine rectangulaire de la Figure II-8. Nous avons trouvé que ce type de connecteur, avec son embase rétrécie, est le plus approprié pour alimenter ces dipôles.

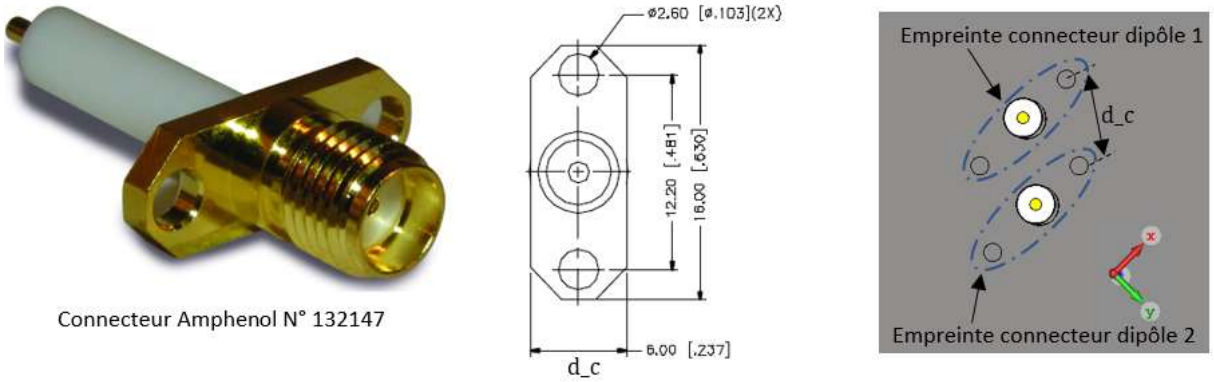


Figure II-8 : Image du connecteur, dimensions de l'embase du connecteur et son positionnement sur le plan de masse.

Ensuite, nous avons ajouté le balun du dipôle 1 (celui en-dessous) puis le même modèle a été reproduit pour le second dipôle. Pour permettre aux lignes de se croiser en évitant une trop grande proximité qui est une source de couplage, un espace dans le sens vertical a été retenu. Cet espacement correspond à la distance d_{lb}.

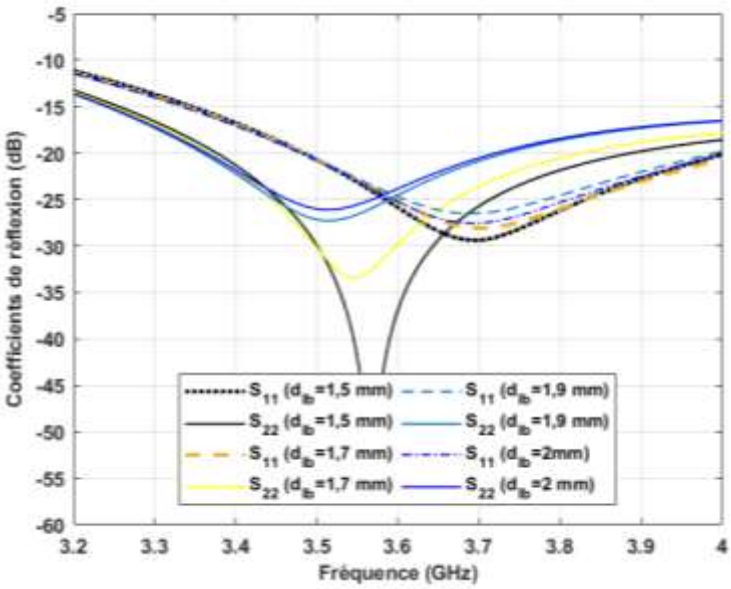


Figure II-9 : Influence de la différence de longueur (d_{lb}) entre les deux baluns sur l'adaptation des deux dipôles ($|S_{11}|$ et $|S_{22}|$).

Il faut noter que plus l'espacement d_{lb} entre les baluns est faible, plus les fréquences de résonance des dipôles se rapprochent (voir Figure II-9) et les adaptations se superposent. En revanche, plus cet écart diminue plus le couplage inter-éléments augmente (voir Figure II-10). La Figure II-9 et la Figure II-10 montrent respectivement le coefficient de réflexion du dipôle 1 $|S_{11}|$ et celui du dipôle 2 $|S_{22}|$, ainsi que leurs niveaux de découplage ou d'isolation $|S_{12}|$ et $|S_{21}|$ en fonction de d_{lb}. Les dipôles se couplent mutuellement et de façon réciproque, les coefficients d'isolation $|S_{12}|$ et $|S_{21}|$ sont donc identiques. Par exemple, la fréquence de résonance du dipôle 2 passe de 3,57 GHz pour d_{lb} = 1,5 mm à 3,5 GHz pour d_{lb} = 2 mm (voir Figure II-9), alors que l'isolation s'améliore de 5,8 dB (voir Figure II-10).

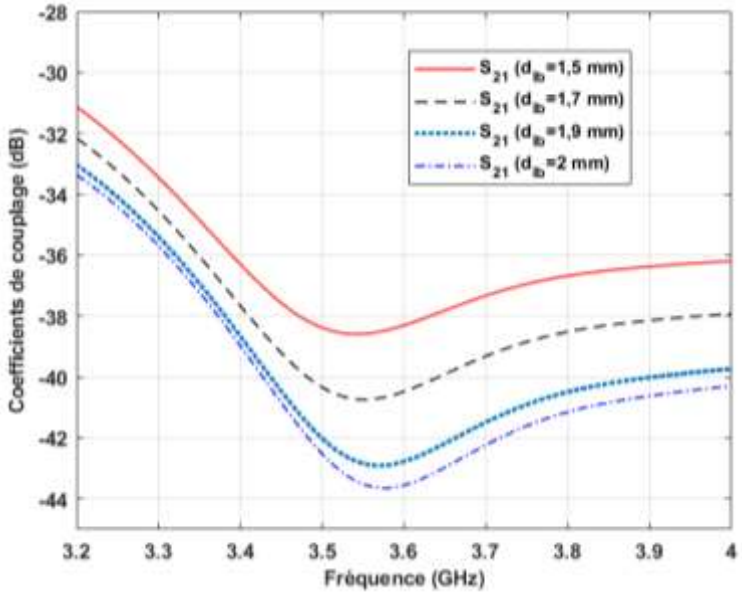


Figure II-10 : Influence de la différence de longueur (d_{lb}) entre les deux baluns sur le niveau de couplage entre les deux dipôles ($|S_{12}|$).

Comme annoncé plus tôt, les dimensions du réflecteur (l_{10}, w_9 et l_9) ont également un impact sur l'adaptation et le couplage entre les dipôles. Après analyse, l'adaptation des dipôles sera moins sensible à la variation de la longueur l_{10} du plan de masse lorsque l'optimisation de l'antenne élémentaire est faite en utilisant une longueur de plan de masse supérieur à λ_o. Comme présenté sur la Figure II-11, les adaptations de chaque dipôle pour une longueur $l_{10} > 83{,}3$ mm sont presque identiques, mais différentes de celles que l'on obtient lorsque $l_{10} = 83{,}3$ mm. La hauteur des rebords l_9 en particulier a un impact sur le couplage entre les dipôles. En analysant, les résultats de la Figure II-12, on s'aperçoit que pour éviter de dégrader l'isolation entre les dipôles, les rebords ne doivent pas être trop près des bras des dipôles. Par exemple lorsque la largeur du plan réflecteur w_9 vaut 83,3 mm, il préférable que la hauteur des rebords l_9 ne dépasse pas la moitié de la hauteur des dipôles soit $\frac{l_1}{2}$ (14,3 mm).

Ces simulations ont permis d'étudier l'influence de la distance d_{lb} et des dimensions du plan réflecteur sur l'adaptation et l'isolation entre les dipôles croisés. Nous avons retenu : une distance d_{lb} de 1,9 mm, une longueur l_{10} de 120 mm et une hauteur l_9 de 9,6 mm soit $\frac{l_1}{3}$. Cette étape a permis de contrôler l'influence des éléments externes sur l'adaptation et l'isolation entre les dipôles.

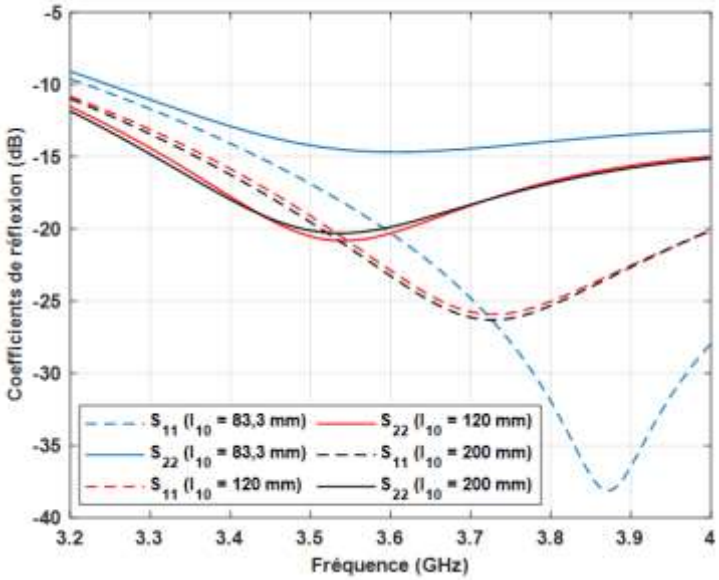


Figure II-11 : Influence de la longueur du plan de masse l_{10} sur l'adaptation des dipôles lorsque $w_9 = 83,3$ mm et $l_9 = 9,6$ mm.

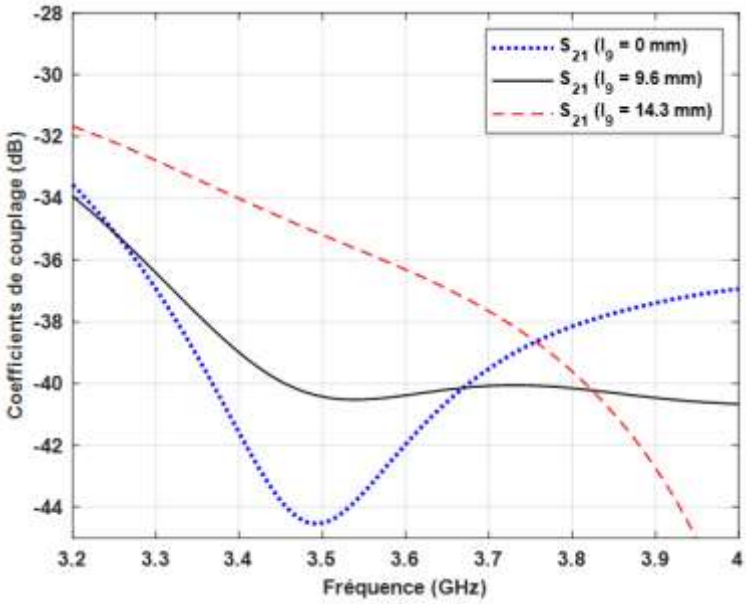


Figure II-12 : Influence de la hauteur l_9 des rebords du réflecteur sur le niveau de couplage entre les deux dipôles ($|S_{12}|$), lorsque $w_9 = 83,3$ mm et $l_{10} = 120$ mm.

A l'issue de ces étapes, le résultat final de conception de l'antenne a été obtenu par optimisation sur les autres dimensions des baluns et des bras des dipôles. Le résultat final de l'adaptation obtenue est présenté sur la Figure II-13 et la Figure II-14. Sur la Figure II-13, nous pouvons voir que les dipôles sont bien adaptés ($|S_{11}|$ et $|S_{22}| < -15$ dB) et bien isolés entre eux ($|S_{12}|$ et $|S_{21}| < -30$ dB) dans la bande 3,2 - 4 GHz voire au-delà. Sur l'abaque de Smith de la Figure II-14, le centre correspond à une impédance réelle d'une valeur de 50 Ω. Les deux courbes sont ramenées le plus près possible du centre de

l'abaque afin d'avoir une partie réelle de l'impédance d'accès du dipôle qui tend vers 50 Ω et une partie imaginaire très faible sur toute la bande.

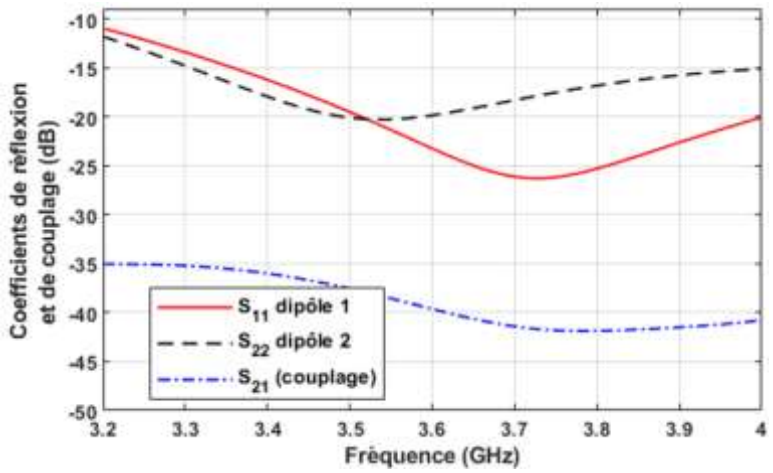


Figure II-13 : Coefficients de réflexion et de couplage des dipôles.

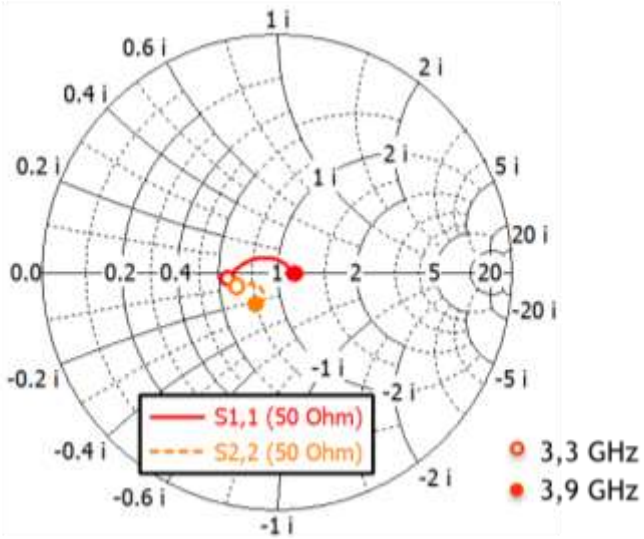


Figure II-14 : Impédances des dipôles présentées sur abaque de Smith.

II.2.1.2 Diagramme de rayonnement de l'antenne

Nous nous intéressons d'abord à l'influence des rebords du plan réflecteur sur le rayonnement, avant de présenter ensuite les gains réalisés. La Figure II-15 correspond au diagramme de rayonnement 3D d'un dipôle à 3,6 GHz ce dernier présente une directivité maximale de 8,7 dBi.

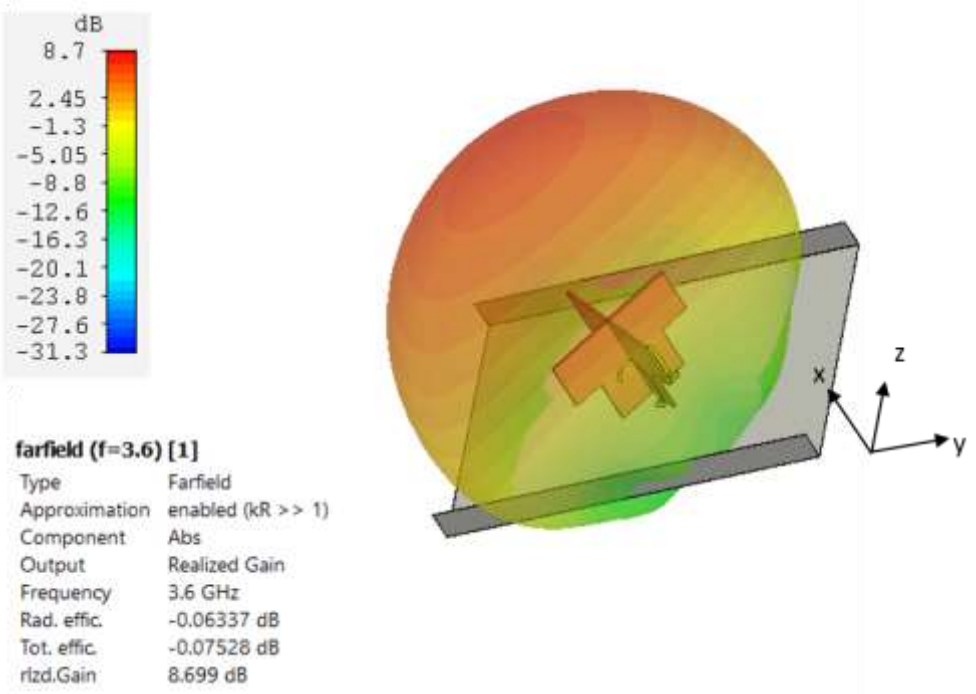


Figure II-15 : Diagramme de rayonnement 3D d'un dipôle de l'antenne élémentaire.

Par rapport à la vue 3D du diagramme de rayonnement de l'antenne, on s'intéresse à la composante principale (Copolar) et à la composante croisée (Crosspolar) du champ électrique rayonné de chaque dipôle dans le plan azimutal de l'antenne défini par l'angle φ pour $\theta = +90°$. Le plan azimutal de l'antenne seule est le même que celui du réseau linéaire.

- **Influence des rebords sur le rayonnement**

La présence des rebords permet d'ajuster l'ouverture du faisceau et la directivité. Les résultats de la Figure II-16 sont obtenus pour différentes valeurs de la hauteur (l_9) des rebords à 3,6 GHz. Nous constatons que plus les rebords sont hauts plus les lobes secondaires sont bas (ils passent de - 25 dB à - 29 dB), contrairement au niveau de la polarisation croisée qui augmente (pour les faibles ouvertures seulement, inverse ailleurs). A ± 25° d'ouverture, le niveau de la polarisation croisée est au minimum à 15 dB en dessous de celui de la polarisation principale et avoisine 5 dB à ± 60° d'ouverture. Une hauteur de $l_9 = 9{,}6$ mm est un bon compromis entre les lobes secondaires et le niveau de polarisation croisée dans la direction de rayonnement maximale (< - 20 dB).

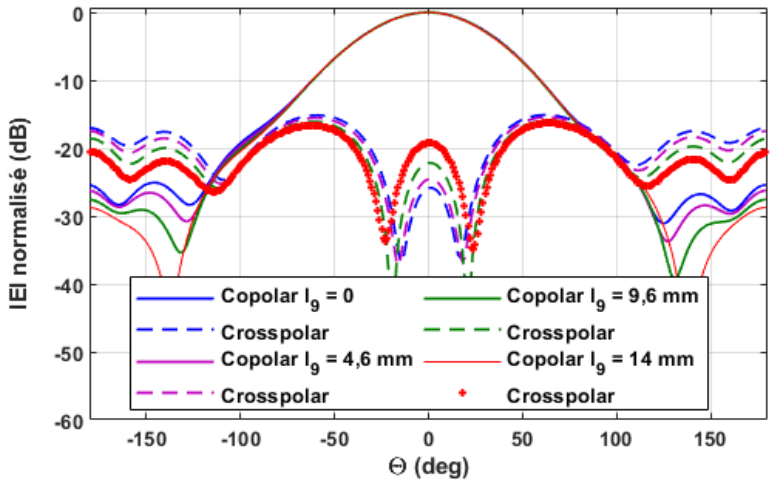


Figure II-16 : Influence de la hauteur des rebords sur le diagramme de rayonnement à 3,6 GHz, pour une longueur $l_{10} = 120$ mm et une largeur $w_9 = 83,3$ mm.

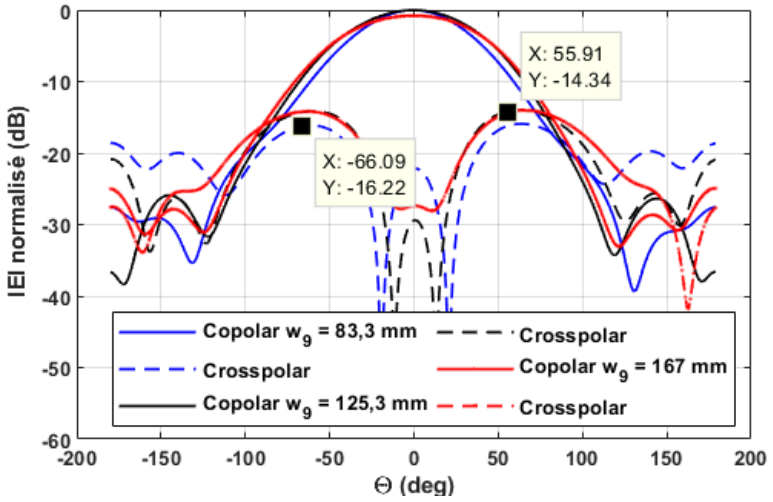


Figure II-17 : Influence de la position des rebords sur le diagramme de rayonnement à 3,6 GHz, pour une longueur $l_{10} = 120$ mm et une hauteur de $l_9 = 9,6$ mm.

Pour une hauteur des rebords l_9 de 9,6 mm et une longueur du plan de masse (l_{10}) de 120 mm, on fait varier la largeur du plan de masse w_9 à partir de λ_o (83,3 mm) afin d'ajuster l'ouverture du diagramme. En faisant varier la largeur, on éloigne ou rapproche les rebords. Plus les rebords sont éloignés moins le diagramme est directif et en moyenne plus la composante croisée du champ augmente. La largeur optimale est obtenue pour $w_9 = \lambda_o$, elle donne une meilleure directivité et une meilleure discrimination de la composante croisée du champ à 3,6 GHz (voir la Figure II-17).

Pour la configuration finale du plan de masse et des rebords, les dimensions suivantes ont été choisies : $w_9 = 83,3$ mm, $l_{10} = 120$ mm et $l_9 = 9,6$ mm.

- **Gain de l'antenne**

Sur la Figure II-18, nous constatons que les rayonnements des deux dipôles dans le plan azimutal et vertical sont quasi-identiques. A 3,6 GHz, ils ont un gain maximal de 8,7

dBi et des composantes croisées en dessous de -15 dB de la composante principale dans l'ouverture ±25° du lobe principal.

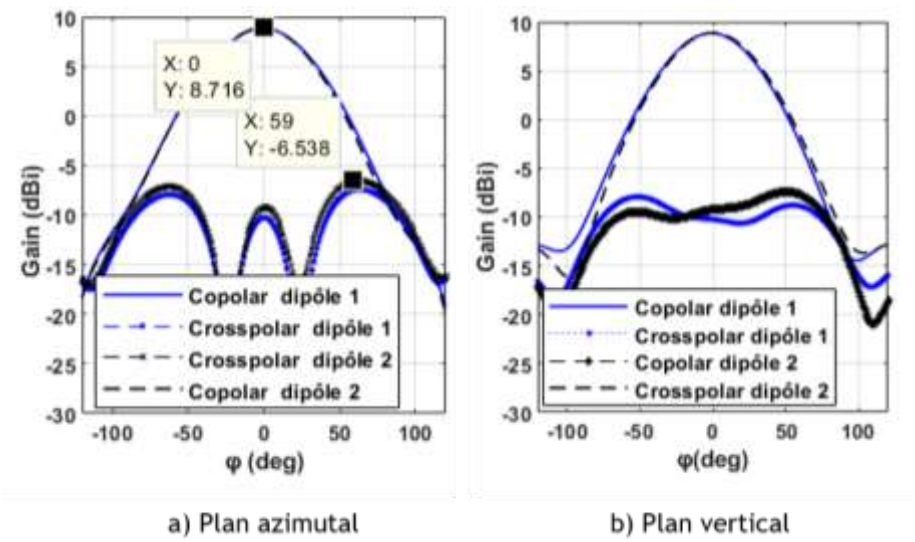


Figure II-18 : Gain des dipôles 1 et 2 à 3,6 GHz dans le plan : (a) azimutal et (b) vertical.

Cependant, sur l'ensemble de la bande, nous pouvons déduire de la Figure II-19 et de la Figure II-20 que le diagramme de rayonnement est de moins en moins directif de 3,4 GHz à 3,8 GHz. Le gain baisse de 0,5 dB et l'ouverture à mi-puissance passe d'environ 60° à 70 °. Ce constat reste le même pour le dipôle 2. En principe, cette baisse de directivité devrait être plus importante en bas de bande (3,4 GHz), seulement nous constatons le contraire ici à cause de la proximité des rebords du plan réflecteur. Lorsque ces rebords sont assez éloignés (w_9 = 250 mm), la directivité est plus importante en haut de bande. Par ailleurs la directivité sera également plus importante en haut de bande, lorsque plusieurs antennes seront mises en réseau. Car, compte tenu de la proximité entre les antennes voisines, leurs interactions avec les rebords diminuent.

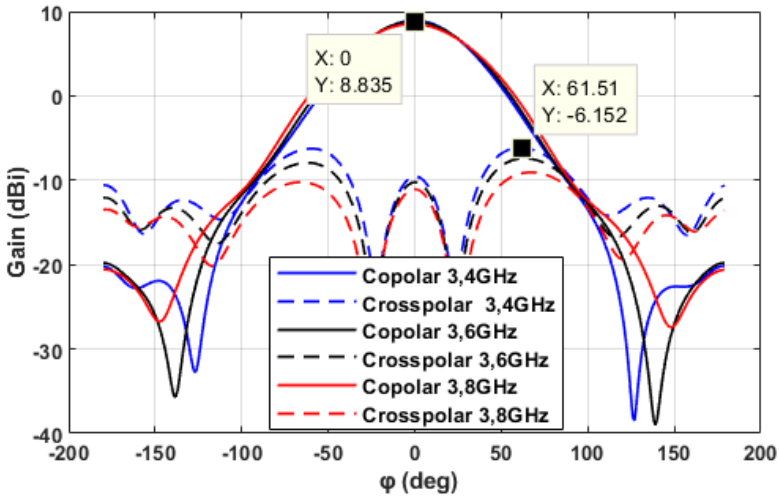


Figure II-19 : Gain du dipôle 1 à 3,4 GHz, 3,6 GHz et 3,8 GHz dans le plan azimutal.

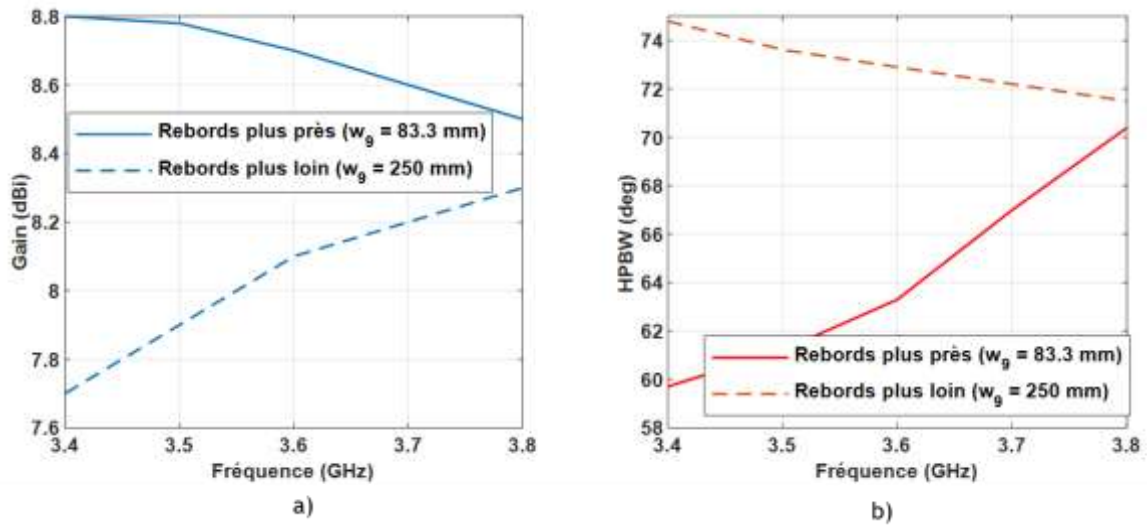


Figure II-20 : Variations du gain maximal (a) et de l'ouverture à -3 dB (HPBW) (b) du dipôle 1 dans la bande 3,4 - 3,8 GHz.

Au vu des résultats obtenus, nous pouvons conclure que les caractéristiques de rayonnement dans la bande de fonctionnement ont été atteintes (gain de 8 dBi minimum avec une ouverture à mi-puissance entre 60 et 90°, adaptation $|S_{11}|/|S_{22}| \leq -15$ dB et couplage $|S_{21}|/|S_{12}| \leq -20$ dB).

Pour notre projet, cette antenne élémentaire est destinée à être mise en réseau. Dans le paragraphe suivant, nous poursuivons notre présentation en mettant en évidence les phénomènes de couplage entre deux ou plusieurs antennes élémentaires insérées dans un réseau linéaire. Ce point est essentiel pour inclure des effets de couplage réalistes dans l'outil de synthèse présenté au premier chapitre.

II.2.2 Mise en réseau et prise en compte du couplage

Les caractéristiques d'une antenne élémentaire et précisément son diagramme de rayonnement et son impédance d'entrée sont influencés par son environnement. Une antenne élémentaire seule en espace libre n'a pas les mêmes caractéristiques qu'une antenne élémentaire au sein du réseau car la configuration de son champ proche, c'est-à-dire les conditions aux limites, est différente.

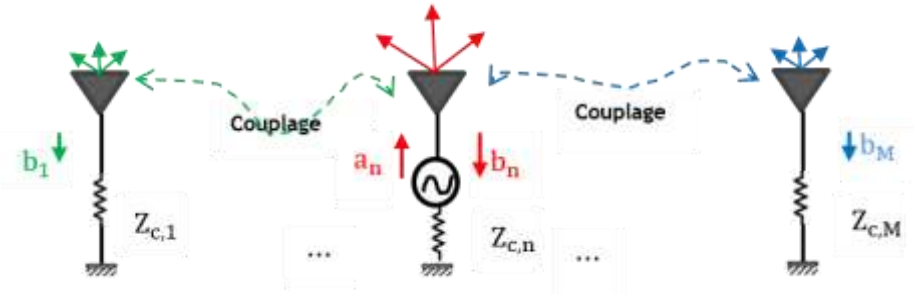


Figure II-21 : Illustration du phénomène de couplage entre antennes voisines, où a et b désignent respectivement les ondes incidente et réfléchie sur un port.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne élémentaire au sein du réseau, appelé diagramme environné, résulte de l'association de son rayonnement propre avec les rayonnements issus d'interactions (réflexion et diffraction) de l'onde émise avec son environnement (antennes élémentaires voisines, plan réflecteur). Ces phénomènes symbolisent le couplage mutuel qui existe au sein d'un réseau d'antennes (voir la Figure II-21). Il est donc essentiel de connaitre les caractéristiques d'une antenne au sein du réseau et ainsi prendre en compte l'interaction entre les antennes du réseau, c'est-à-dire le couplage.

II.2.2.1 Diagrammes environnés

Nous utilisons le concept de diagramme environné (« embedded element pattern ») proposé notamment par Pozar [17]. Pour déterminer le diagramme E_n de chaque antenne, on alimente l'antenne correspondante puis on charge les autres antennes du réseau sur une charge adaptée ($Z_c = 50\ \Omega$). Le rayonnement résultant représente le diagramme de rayonnement environné de l'antenne alimentée [17], [18]. La Figure II-22 illustre un diagramme environné d'une antenne élémentaire au sein d'un réseau par rapport à son diagramme de rayonnement lorsqu'elle est isolée. Nous constatons une modification très importante de l'allure du diagramme et notamment une perte de directivité de 2 dB et une augmentation de l'ouverture à mi-puissance HPBW de 63° à 100 ° (voir la Figure II-23).

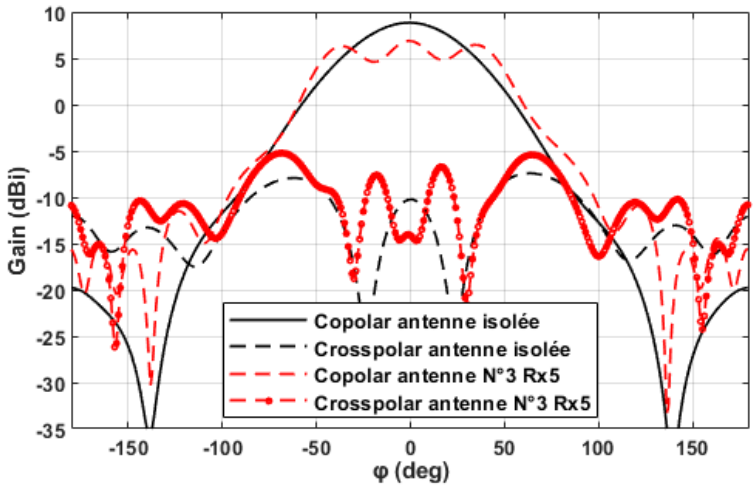


Figure II-22 : Diagrammes de rayonnement à 3,6 GHz d'une antenne isolée et d'une antenne au centre d'un réseau de 5 antennes

Comme, annoncé précédemment le gain d'une antenne au sein du réseau est plus important en haut de bande contrairement à celui d'une antenne isolée. La Figure II-23 présente l'évolution du gain et l'ouverture à mi-puissance de l'antenne (dipôle 1) située au centre d'un réseau de 5 antennes.

Ces diagrammes environnés sont précisément ceux utilisés en pratique pour la résolution des problèmes de synthèse de réseau.

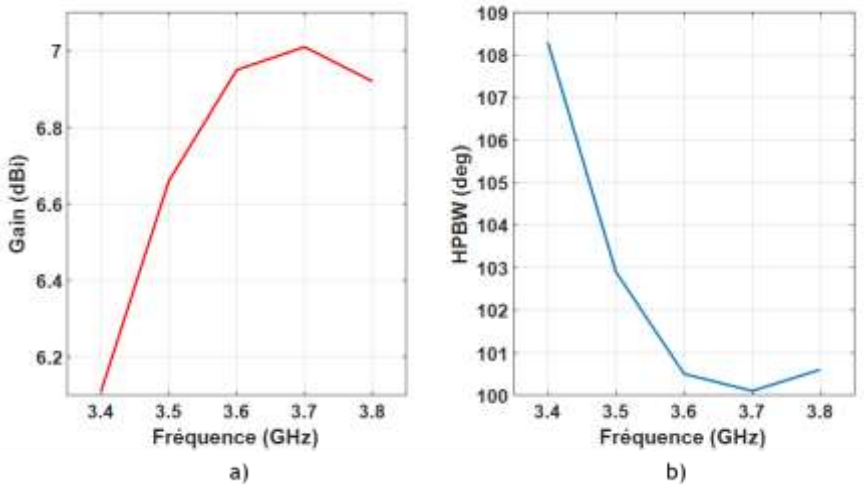


Figure II-23 : Variations du gain maximal a) et de l'ouverture à -3 dB (HPBW) b) d'une antenne (dipôle 1) au centre d'un réseau de 5 antennes dans la bande 3,4 - 3,8 GHz.

II.2.2.2 Matrice de couplage et coefficient de réflexion actif

Un réseau de N antennes peut aussi être vu comme un composant à N ports avec sa matrice d'impédance, ou de manière équivalente sa matrice d'admittance ou encore matrice **S**. Les éléments de cette matrice **S** sont d'ailleurs souvent appelés coefficients de couplage. Cette matrice **S** a sur sa diagonale les coefficients de réflexion intrinsèques S_{nn} des antennes et ailleurs les coefficients de couplage S_{mn} entre les antennes. Elle s'écrit :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \qquad \text{II.2-1}$$

Il faut noter que la matrice **S** ne suffit pas à elle seule à donner une image complète des effets de couplage entre antennes. En d'autres termes, la connaissance du diagramme de rayonnement de l'antenne isolée et de la matrice **S** n'est en général pas suffisante pour déduire les diagrammes environnés des antennes.

La matrice de couplage peut être exploitée pour quantifier la désadaptation des antennes du réseau. En effet, lorsque toutes les antennes du réseau sont alimentées, c'est-à-dire lorsque le réseau fonctionne, le coefficient de réflexion intrinsèque de l'antenne n noté S_{nn} est modifié. On parle alors de coefficient de réflexion actif [19] qui se calcule comme suit:

$$\Gamma_n^{actif} = S_{nn}^{actif} = \frac{1}{x_n}\sum_{m=1}^{N} S_{mn}x_m \qquad \text{II.2-2}$$

où N est le nombre d'antennes du réseau, $S_{nn} = \frac{b_n}{a_n}$ et $S_{mn} = \frac{b_m}{a_n}$ sont respectivement les coefficients de réflexion intrinsèques et les coefficients de couplage des antennes.

En référence à la Figure II-21, les ondes incidente (a_n) et réfléchie (b_n) peuvent être exprimées respectivement en fonction de l'amplitude du courant incident ($I_{i,n}$) et réfléchie ($I_{r,n}$) tel que $a_n = \sqrt{Z_o}I_{i,o}x_n$ et $b_n = \sqrt{Z_o}I_{r,o}x_n$, d'où l'expression II.2-2 de Γ_n^{actif} en fonction des excitations x_n. Ces excitations sont déterminées par la méthode de

synthèse en fonction de la direction de pointage et du gabarit de rayonnement du réseau. Les coefficients de réflexion actifs varient donc en fonction des contraintes en rayonnement. Ces modifications peuvent s'avérer particulièrement néfastes pour les réseaux à balayage de faisceau comme le nôtre.

Pour remédier à cela, nous introduisons dans les problèmes de synthèse une contrainte supplémentaire limitant la valeur maximale des coefficients de réflexion actif à -10 dB ($\left|\Gamma_{n}^{actif}\right| \leq -10$ dB). Cette contrainte permet de s'assurer que l'adaptation d'entrée des antennes reste acceptable quel que soit l'angle de dépointage réalisé.

A titre d'exemple, considérons un réseau de 2 antennes, pour lequel $S_{11} = -10$ dB et $S_{12} = -20$ dB. Si on a $|x_2| = 1{,}5\ |x_1|$, alors le coefficient de réflexion de l'antenne 1 se dégrade significativement, il passe de -10 dB à environ - 6,6 dB.

On comprend alors que cette notion de coefficient de réflexion actif aura d'autant plus d'importance que la dynamique des excitations synthétisées est grande. C'est donc un argument de plus en faveur de l'uniformisation des amplitudes, méthode de synthèse que nous avons proposée précédemment.

En pratique, une première itération du problème de synthèse est effectuée pour trouver un jeu d'excitations et ainsi calculer les coefficients de réflexion actifs. Ceux-ci peuvent alors être approchés afin d'être limité à -10 dB grâce à la valeur de l'excitation à l'itération précédente afin de conserver la convexité du problème à résoudre.

Par ailleurs, on note que le nombre de paramètres radioélectriques E_n et S augmente au fur et à mesure que le nombre d'antennes augmente. Or, à partir d'une certaine taille de réseau, les propriétés radioélectriques de certaines antennes sont quasiment identiques. Par conséquent, si l'on veut faciliter la prise en compte du couplage dans la formulation du problème de synthèse, une approximation simple des paramètres radioélectriques du réseau consiste à considérer un sous-réseau et faire une distinction entre les antennes au cœur du réseau et celles situées aux extrémités [18], [20]. Cela permet de réduire le temps de simulation ou le temps de mesures pour collecter les données E_n et S_{mn}. Cette démarche est appliquée à notre réseau dans la section qui suit.

II.2.2.3 Approximation des paramètres radioélectriques du réseau de 16 antennes

L'étude est basée sur trois réseaux qui sont composés respectivement de 5, 7 et 9 antennes. Afin de définir la taille du réseau adéquat pour estimer les paramètres radioélectriques d'un réseau linéaire de taille supérieure à 5 antennes, une étude comparative est faite entre les diagrammes de rayonnement environnés des antennes et les paramètres S extraits des différentes tailles de réseau. Les nombres d'antennes sont suffisamment grands pour intégrer les effets de dissymétrie du réseau sur le rayonnement des antennes situées près des extrémités. De plus, pour garder la symétrie du réseau par rapport à une antenne située au centre, nous avons considéré des réseaux constitués d'un nombre impair d'antennes.

- **Approximation des diagrammes environnés**

Sur la Figure II-24, nous pouvons identifier les correspondances entre les antennes des différents réseaux. Le principe est de savoir à partir de quelle taille de réseau il est possible d'identifier les caractéristiques des réseaux de taille supérieure. Pour cela, on effectue dans un premier temps la comparaison entre le réseau Rx5 et Rx7, puis dans un second temps entre le réseau Rx5 et Rx9. Pour la bonne compréhension de l'étude, dans chaque réseau les antennes à double polarisation sont représentées par deux dipôles croisés, l'un avec un numéro impair et l'autre avec un numéro pair. Sur chaque réseau, les autres antennes sont symétriques par rapport à l'antenne du milieu, l'étude sera donc faite sur la première moitié de chaque réseau sur les éléments G (gauche), CG (centre gauche) et C (centre).

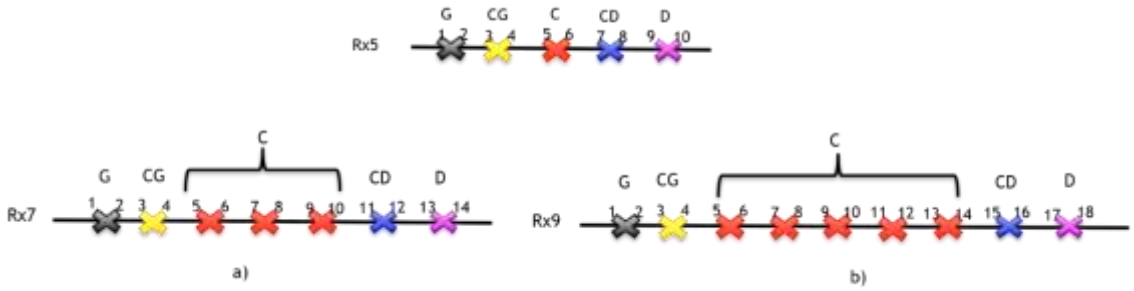


Figure II-24 : Identification des éléments G (gauche), CG (centre gauche), C (centre), CD (centre droit) et D (droit) d'un réseau de 5 antennes à ceux : (a) d'un réseau de 7 antennes et (b) d'un réseau de 9 antennes.

En référence à la Figure II-24, nous comparons sur la Figure II-25 d'abord les dipôles périphériques 1 et 3 du Rx5 avec ceux du Rx7 (a), ensuite le dipôle 5 du Rx5 avec le dipôle 5 du Rx7 (a) et le dipôle 7 du Rx9 (b), et enfin les dipôles centraux des trois réseaux (dipôle 5 pour Rx5 7 pour Rx7 et 9 pour Rx9). Nous constatons que les amplitudes des champs électriques des dipôles périphériques (1 et 3) du Rx5 et du Rx7 sont identiques. A quelques écarts près, une même conclusion peut être pour les éléments du milieu. Les différences se situent essentiellement sur la crête de l'ouverture des diagrammes caractérisées par des ondulations. Ces ondulations symbolisent la recombinaison des multiples réflexions de l'onde émise par une antenne. En observant la comparaison du dipôle 5 du Rx5 avec le dipôle 9 du Rx9, nous constatons que le nombre d'ondulations augmente et leurs amplitudes s'estompent avec la taille du réseau. Par rapport au Rx5, il existe une différence moyenne de 1 dB qui peut être négligée en faveur de la simplification des études de réalisation d'un réseau. Ainsi, nous pouvons donc utiliser les propriétés de rayonnement des antennes d'un réseau linéaire de 5 antennes pour représenter celles des réseaux linéaires de tailles supérieures.

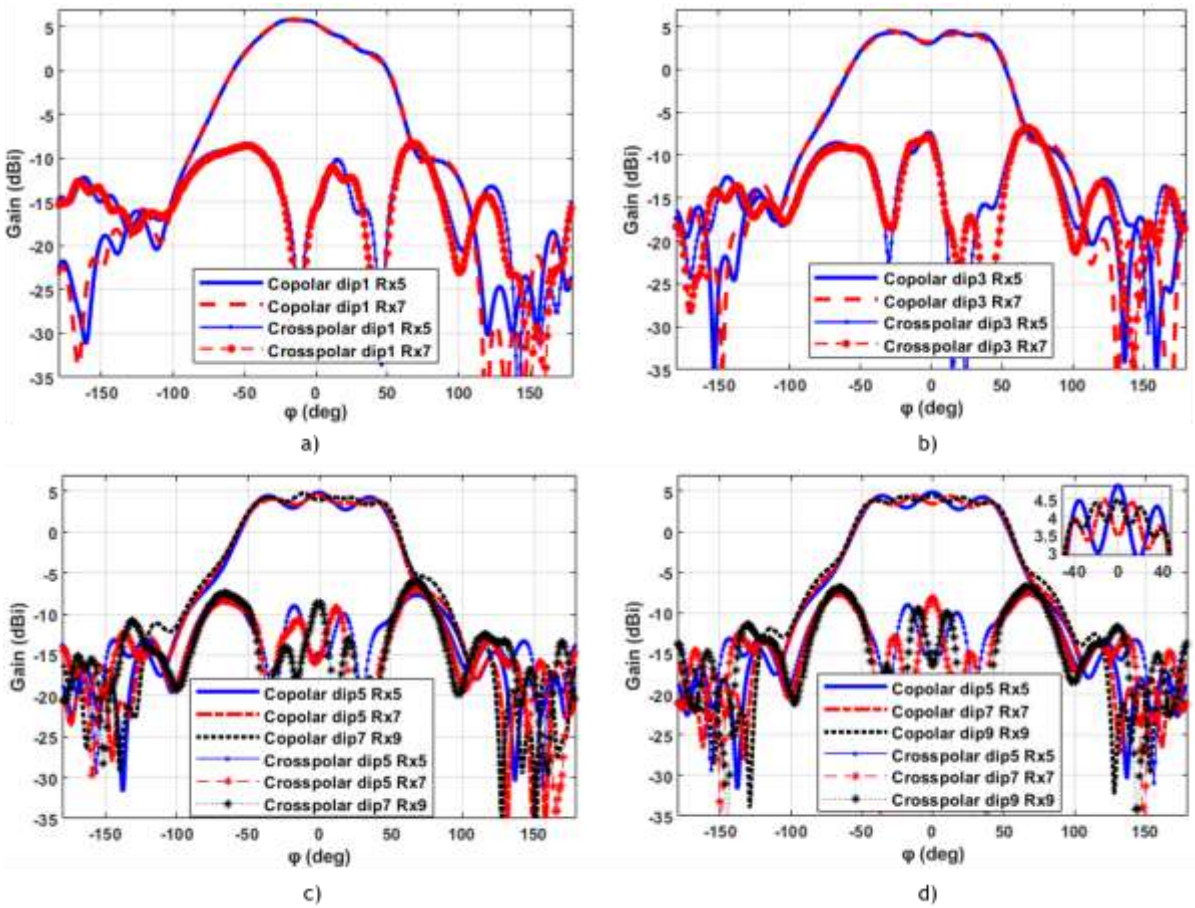


Figure II-25 : Comparaison entre les gains des antennes (simulation) d'un réseau de 5, 7 et 9 antennes, (a) et (b) représentent les diagrammes des antennes périphériques, (c) et (d) ceux des antennes à l'intérieur du réseau

- **Approximation des coefficients de réflexion et de couplage**

Le calcul des coefficients de réflexion actifs nécessite la connaissance des coefficients de réflexion intrinsèques S_{nn} et de couplage S_{mn} des antennes. De manière analogue aux diagrammes environnés, considérer un sous-réseau permet d'approcher correctement les paramètres S d'un réseau plus grand.

La Figure II-26 est une illustration de cette possibilité d'approximation. Nous comparons les résultats d'un réseau de 5 antennes à celui de 7 antennes. Sur la Figure II-26a, en dehors des antennes situées à l'extrémité du réseau, toutes les autres ont le même coefficient de réflexion, et ce, quelle que soit la taille du réseau. A côté, sur la Figure II-26b, nous comparons les coefficients de couplage de l'antenne centrale des réseaux Rx5 et Rx7 qui correspondent respectivement aux dipôles 5 et 7. Nous constatons que les deux dipôles ont des niveaux de couplage similaires. Par exemple, pour les voisines respectives du dipôle 1 du Rx5 et du dipôle 3 du Rx7, les niveaux de couplage $|S_{15}|$ et $|S_{37}|$ sont quasi-identiques. Cela est dû à la nature du réseau, composé d'antennes identiques à espacement régulier.

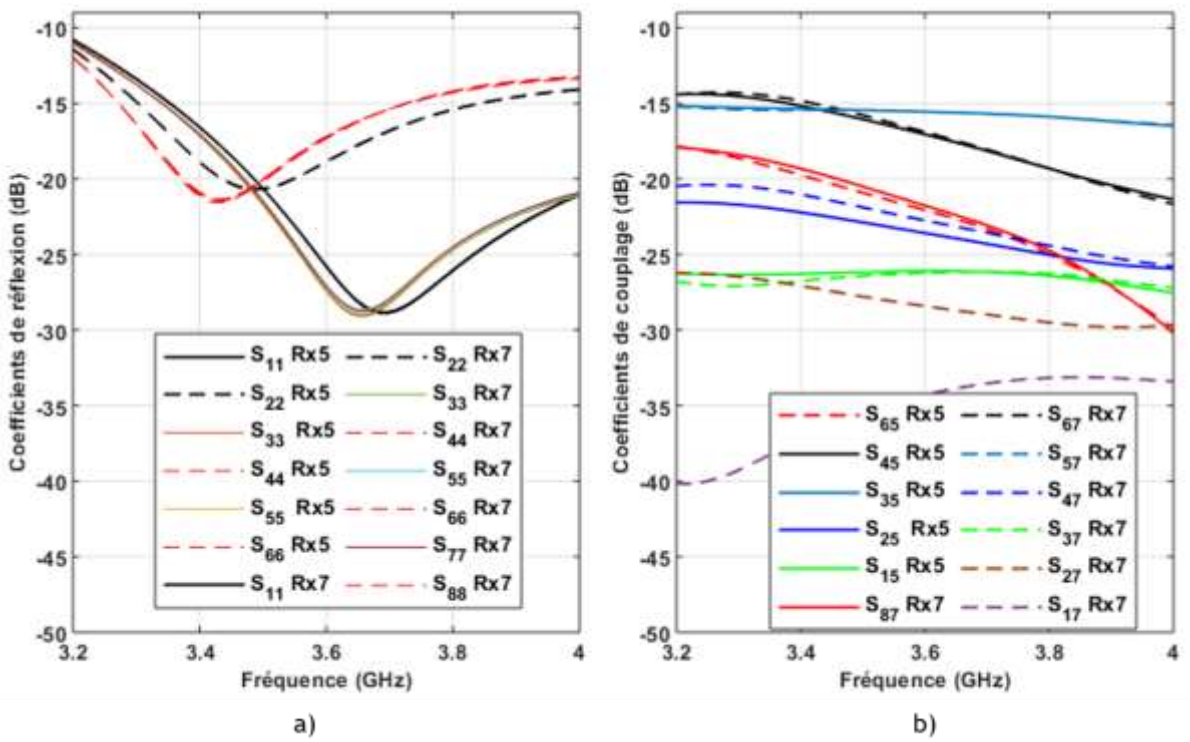


Figure II-26 : Comparaison entre (a) les coefficients de réflexion et (b) de couplage d'un réseau linéaire de 5 antennes par rapport à un réseau linéaire de 7 antennes.

A l'issue de cette analyse, et en fonction du niveau de tolérance du couplage ($|S_{mn}| < -30$ dB), on montre qu'il est tout à fait possible d'estimer les paramètres S_{nn} et S_{mn} à partir des antennes périphériques et de quelques antennes à l'intérieur du réseau. L'estimation de ces paramètres peut être faite à partir d'un réseau de 5 antennes. Par exemple, dans le cas du réseau linéaire de 16 antennes, pour chaque antenne nous avons considéré les coefficients de couplage de ses 4 plus proches voisines situées de part et d'autre. Par conséquent, il a été possible de déduire les paramètres S_{nn} et S_{mn} du réseau de 16 antennes à partir d'un réseau de 5 antennes.

Par la suite, un réseau de 5 antennes a été utilisé pour mesurer en pratique les caractéristiques radioélectriques des antennes.

II.2.2.4 Réalisation et mesure d'un réseau de 5 antennes

Un réseau linéaire de 5 antennes a été réalisé à l'atelier mécanique du laboratoire IETR (voir Figure II-27), puis mesuré au centre de mesure d'antennes de TDF situé à Liffré. Les mesures concernent le rayonnement des dipôles, leur adaptation et couplages mutuels. Le but de cette étude expérimentale est de vérifier la corrélation entre les résultats de simulation et les mesures. Pour chaque mesure, seules les antennes sous test sont connectées à l'analyseur de réseau, les autres antennes sont chargées sur 50 Ω. Les mesures de rayonnement sont représentées par les diagrammes de gain.

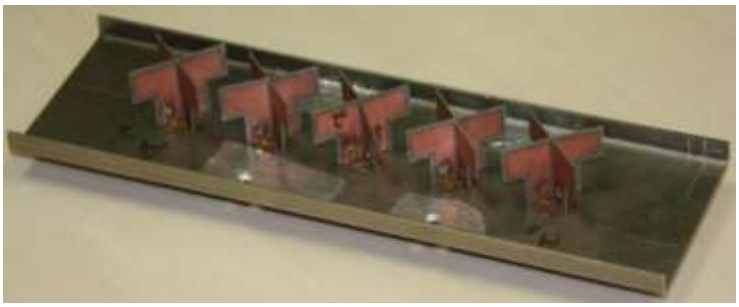


Figure II-27 : Réseau de 5 antennes réalisé

Sur la Figure II-28, on présente les diagrammes de gain des dipôles 1, 3 et 5, dans le plan azimutal a) et vertical b) du réseau. Les résultats démontrent une très bonne similarité entre les résultats de simulation et de mesures dans l'ouverture avant du réseau ($-90° \leq \varphi \leq +90°$). Sur la partie arrière du réseau, l'accord est moins bon à cause de l'impact de la tête du positionneur sur les mesures. De plus, la Figure II-29 montre une très bonne cohérence entre les mesures et les simulations pour les coefficients de réflexion et les couplages.

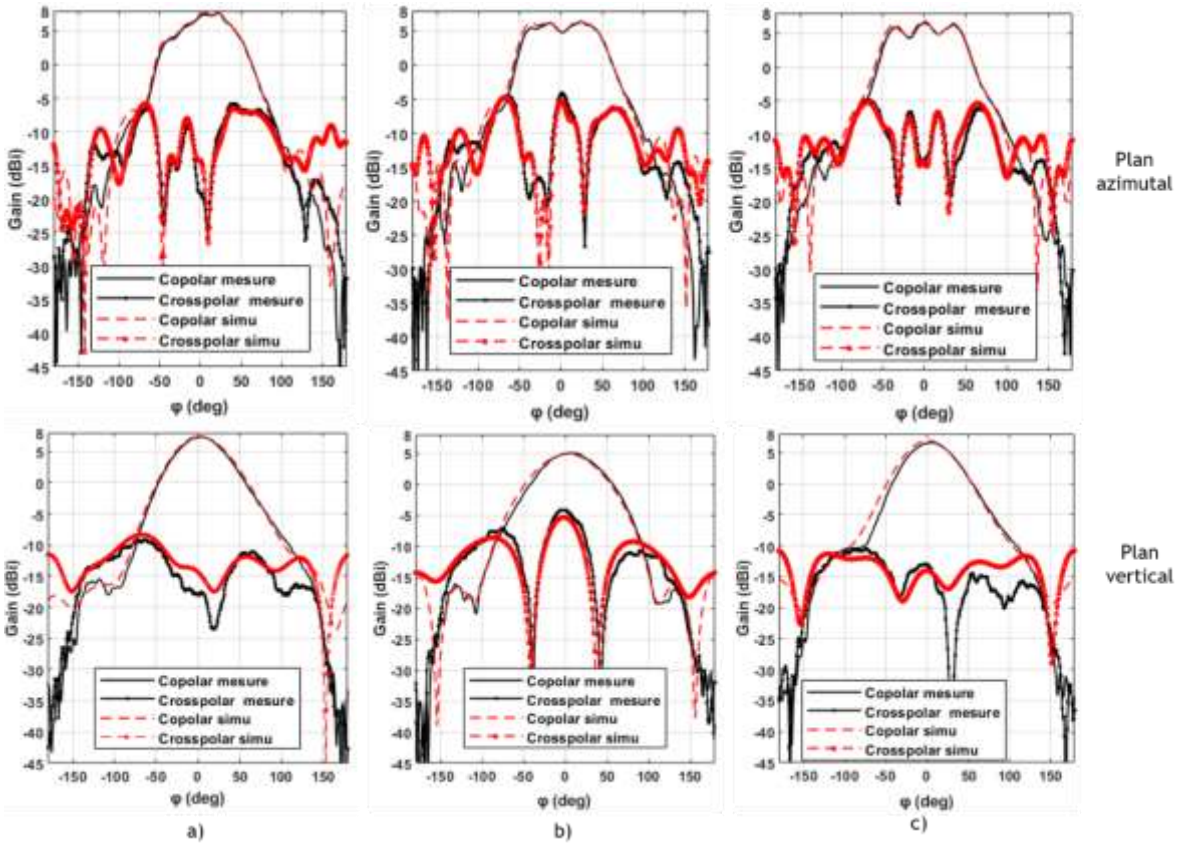


Figure II-28 : Comparaison entre gains mesurés et simulés des dipôles 1 (a), 3 (b) et 5 (c) à 3,6 GHz dans le plan azimutal et vertical du réseau.

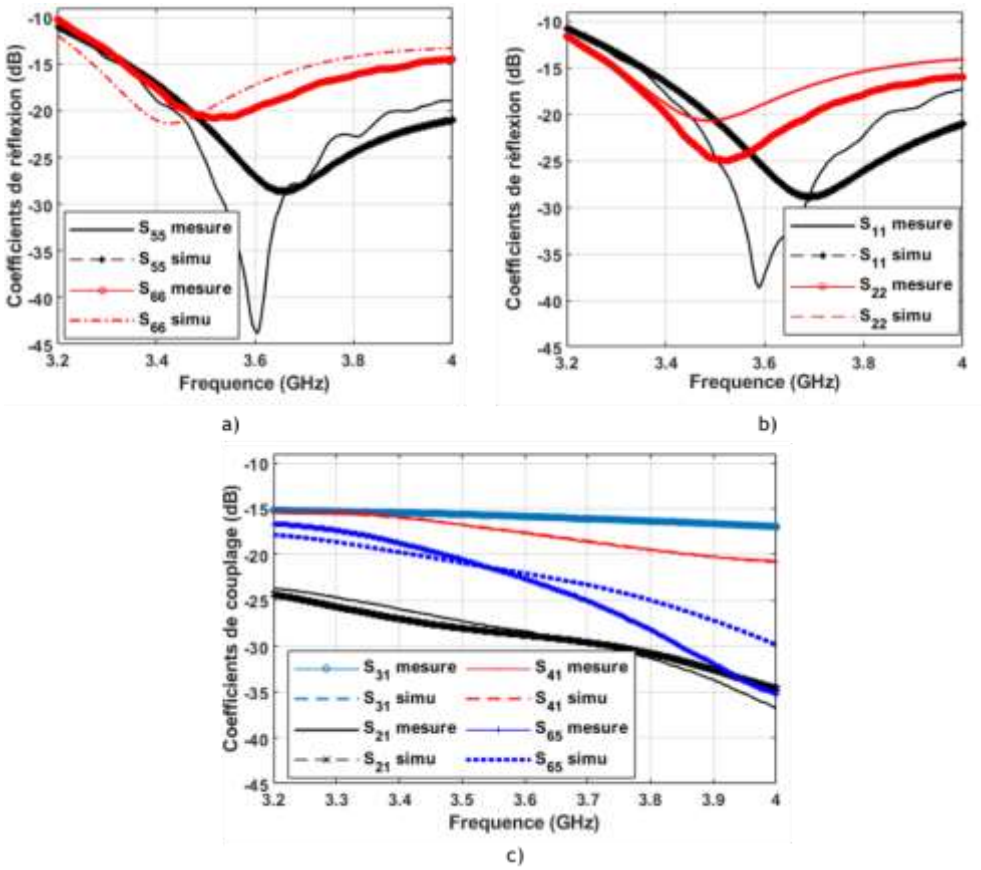


Figure II-29 : Comparaison entre mesures et simulations des coefficients de réflexion (a) et (b) et de couplage (c) d'un réseau de 5 antennes Rx5.

Ces comparaisons permettent de valider les résultats de simulation et les procédés de fabrication du réseau. A l'issue de ces mesures, des architectures complètes de réseau composé de 16 antennes ont été réalisées afin d'étudier les performances de rayonnement du réseau. Les diagrammes environnés et les paramètres radioélectriques issus de ces mesures ont été utilisés dans le problème de synthèse de réseau pour trouver les excitations en amplitude et en phase du réseau de 16 antennes. Pour rappel, chaque antenne est composée de 2 dipôles polarisés respectivement à -45° et +45°, un seul (dipôle 1 polarisé à -45°) est utilisé et l'autre est chargé sur 50 Ω. Au final, sur l'ensemble du réseau, 16 dipôles de même polarisation sont alimentés à chaque fois.

Pour atteindre notre objectif final qui est de concevoir un réseau de 16 antennes reconfigurable, nous avons choisi d'avancer progressivement. Dans ce contexte, nous présentons dans le paragraphe suivant l'étude d'un réseau linéaire passif de 16 antennes permettant de dépointer le diagramme de rayonnement azimutal dans une direction.

II.3 Réseau passif à dépointage

Nous souhaitons dans cette partie vérifier la capacité en dépointage de faisceau et démontrer la première expérience de réseau parcimonieux. Pour cela, un réseau passif a été réalisé. On applique une loi d'excitation en amplitude uniforme et une loi de phase synthétisée afin d'obtenir le dépointage souhaité. Cette loi de phase est réalisée en pratique en utilisant des câbles de longueurs différentes pour alimenter chaque antenne du réseau.

II.3.1 Présentation des scénarios de dépointage

Deux scénarios de dépointage mono-faisceau ont été choisis. Dans un cas, le faisceau est émis à 3,5 GHz et dépointe de $-15°$ et dans l'autre cas il est émis à 3,7 GHz et dépointe de $+45°$. Le gabarit de rayonnement est celui défini dans le cahier de charges à l'exception de la contrainte initiale sur le niveau maximal des lobes secondaires (-15 dB). Cette contrainte a été relâchée et remplacée par -12 dB (décrit dans le Tableau II-3) afin de favoriser des solutions d'excitations complètement uniformes. L'outil de synthèse de réseau développé au Chapitre I, plus précisément la méthode robuste associée au contrôle des excitations, a été utilisée pour définir les excitations du réseau. Une tolérance ρ de 6 % a été fixée pour effectuer la synthèse robuste, cette valeur tient compte notamment de la précision attendue sur la phase. De plus, la condition sur les coefficients de réflexion actifs des antennes (≤ -10 dB) a été prise en compte.

Tableau II-3 : Contraintes radioélectriques pour le dépointage de $-15°$ d'un faisceau émis à 3,5 GHz et pour le dépointage de $+45°$ d'un faisceau émis à 3,7 GHz

HPBW	SLL	ρ	Γ_n^a
10°	≤ -12 dB	6 %	≤ -10 dB

L'outil de synthèse de réseau détermine les excitations en amplitude et en phase comme exposé sur la Figure II-30 et la Figure II-31. Les excitations en amplitude pour les deux scénarios sont bien uniformes, le scénario de dépointage de $-15°$ en particulier présente une solution d'excitation uniforme et parcimonieuse car l'antenne 14 est considérée éteinte et connectée à une charge 50 Ω. Les excitations en phase sont utilisées pour déterminer la longueur des câbles qui alimentent chaque antenne.

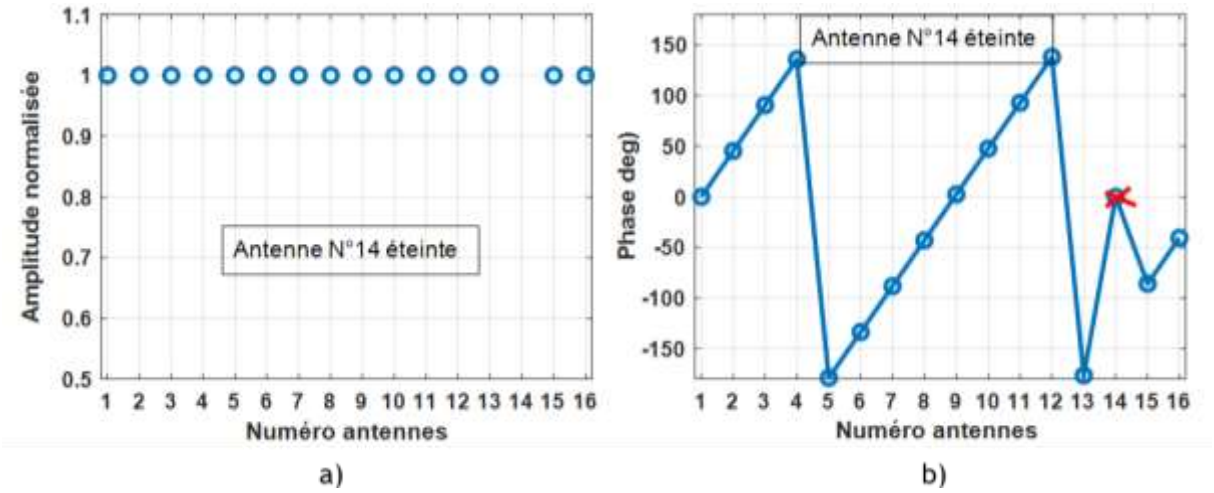


Figure II-30 : Solution d'excitations en amplitude (a) et en phase (b) pour le scénario de dépointage $\varphi^{max} = -15°$ à 3,5 GHz.

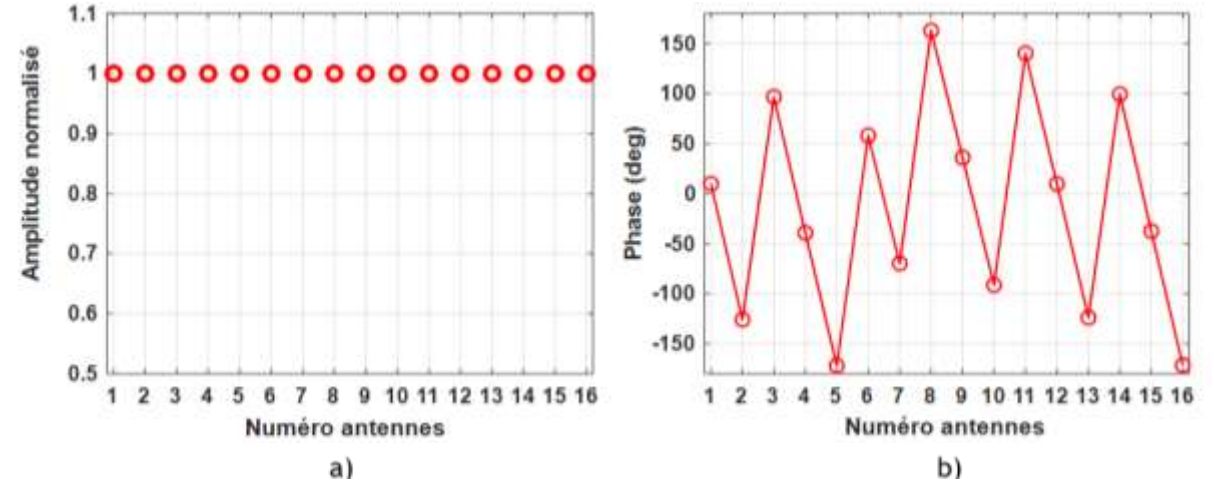


Figure II-31 : Solution d'excitations en amplitude (a) et en phase (b) pour le scénario de dépointage $\varphi^{max} = +45°$ à 3,7 GHz.

II.3.2 Mise en œuvre technologique

L'architecture du réseau passif (voir Figure II-32) est composée de 5 répartiteurs 4 voies équi-amplitude de type Wilkinson [21]. Comme nous pouvons le voir sur la Figure II-32, un premier répartiteur divise le signal d'entrée et alimente les 4 derniers répartiteurs. Ces derniers sont reliés au réseau d'antennes à travers 16 câbles. Chacun d'eux introduit le déphasage adéquat sur chacune des antennes.

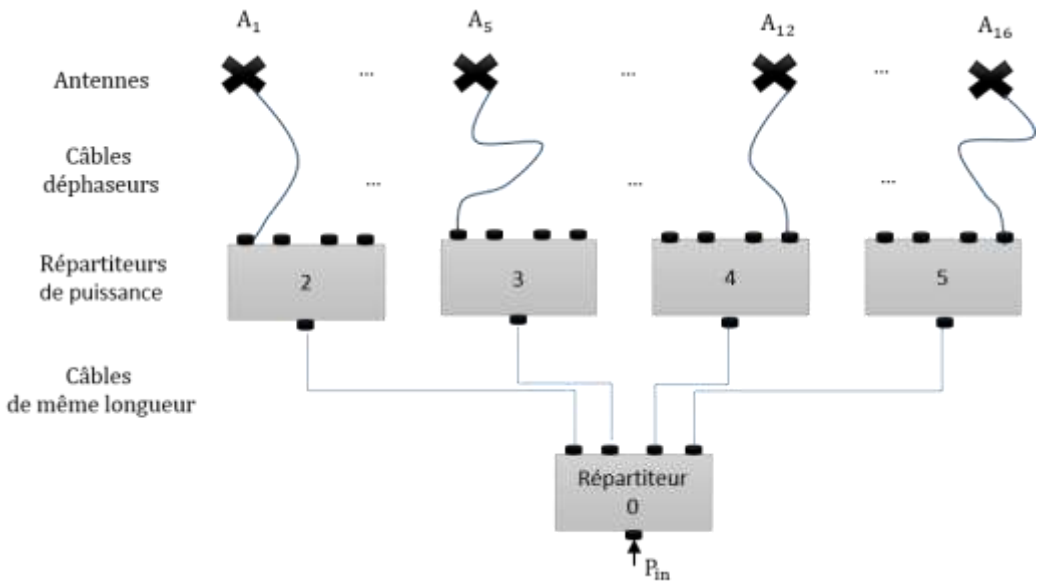


Figure II-32 : Architecture du réseau passif.

Les répartiteurs Wilkinson présentent une bonne isolation entre les ports de sortie et une bonne adaptation sur les différents ports, ces deux propriétés permettent de minimiser les réflexions d'onde causées par le couplage mutuel sur les ports de sortie des répartiteurs et par conséquent réduisent le risque de modifications des diagrammes environnés des antennes. Le répartiteur utilisé fonctionne dans la bande 3,4 – 3,8 GHz avec pour caractéristiques :

- Adaptation VSWR : 1,12 – 1,26
- Isolation entre les sorties : 27,0 – 31,7 dB
- Pertes par voie : 0,2 – 0,5 dB
- Déséquilibre en amplitude et phase entre les voies : ≤ 0,16 dB et ≤ 2,6°

Les informations sur les pertes et les déséquilibres en amplitude et phase entre les voies sont importants pour le dimensionnement et la réalisation d'une synthèse robuste. Ces informations en plus des informations sur la précision (1 mm) de réalisation des câbles, ont conduit au choix d'une tolérance $\rho = 6$ % sur les excitations.

Les longueurs de câble sont définies à l'aide de la relation entre la distance parcourue par une onde électromagnétique et son déphasage. Pour une propagation guidée, une longueur de câble de permittivité relative ε_r est définie par :

$$l_n = \frac{\arg(x_n)\lambda_o}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \text{II.3-1}$$

où $\lambda_o/\sqrt{\varepsilon_r}$ est la longueur d'onde guidée et $\arg(x_n)$ correspond à la phase (en radian) de l'excitation du port n. Les longueurs des câbles l_n sont donc définies en fonction des excitations complexes x_n (voir Annexe B).

II.3.3 Mesures et comparaison avec les résultats de la synthèse

Les mesures sont réalisées en chambre anéchoïde. A l'émission, nous avons le réseau d'antennes passif et à la réception une antenne cornet. Les deux antennes sont connectées à un analyseur de réseau qui sert à la fois d'émetteur et de récepteur.

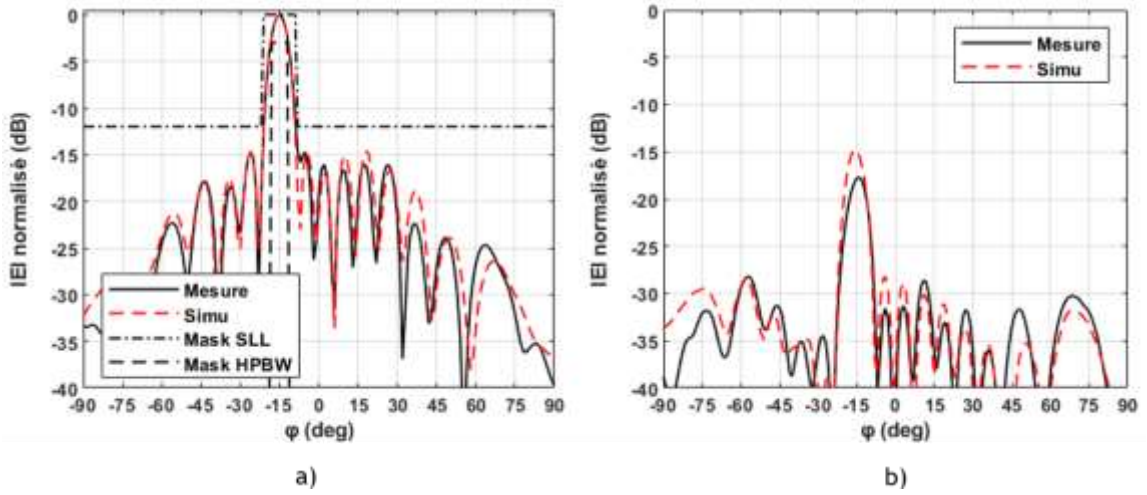


Figure II-33 : Diagrammes de rayonnement du réseau parcimonieux (antenne 15 éteinte) à 3,5 GHz dans la direction $\varphi^{max} = -15°$: (a) composante principale et (b) composante croisée.

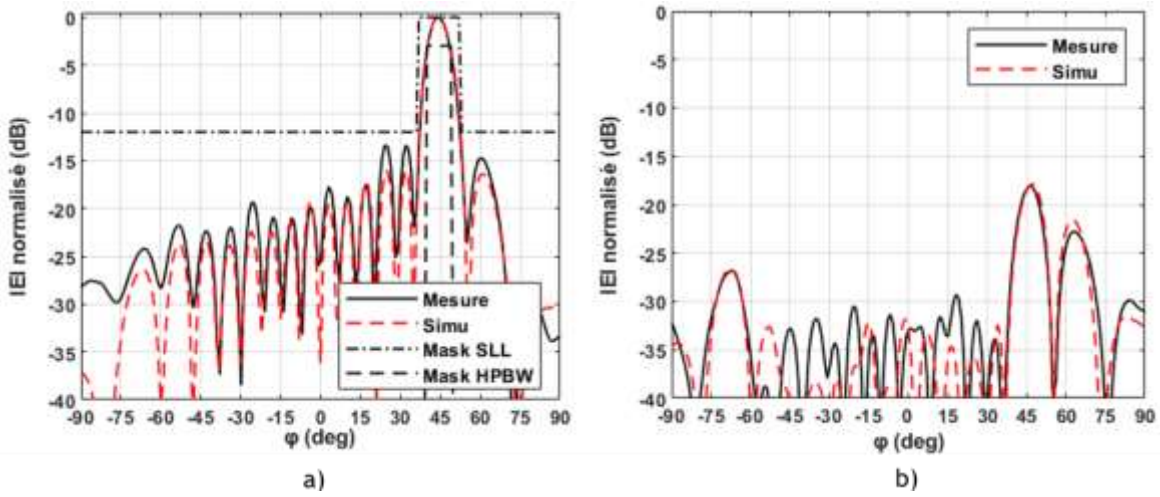


Figure II-34 : Diagrammes de rayonnement du réseau à 3,7 GHz dans la direction $\varphi^{max} = +45°$: (a) composante principale et (b) composante croisée.

Les solutions d'excitation du réseau sont toutes à amplitude uniforme. Dans les deux cas, comme présenté sur la Figure II-33 et Figure II-34, les mesures et simulations sont en bon accord. Les niveaux de polarisation croisée du champ sont suffisamment bas (inférieur à -15 dB) dans l'ouverture principale. Les causes possibles des écarts entre les diagrammes simulés et mesurés sont dues d'une part aux approximations faites sur les

diagrammes environnés et d'autre part aux erreurs de réalisation (réflexions parasites, incertitudes des excitations).

Par ailleurs, la qualité de ce résultat est due aussi en partie à la bonne adaptation des antennes, avec des coefficients de réflexion actifs maintenus en dessous de -10 dB comme nous pouvons le voir sur la Figure II-35.

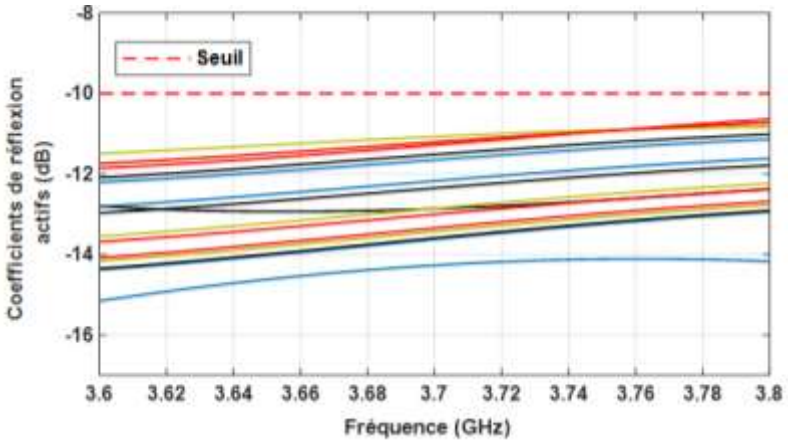


Figure II-35 : Coefficients de réflexion actifs simulés pour le scénario de dépointage de $\varphi^{max} = +45°$.

Cette première étape valide à la fois le fonctionnement des antennes en réseau et la pertinence des résultats de la synthèse de réseau pour le cas d'une loi d'excitation uniforme en amplitude et variable en phase. L'étape suivante consiste à introduire des variations d'amplitude dans la loi d'excitation tout en ayant des phases variables. Afin de procéder progressivement, nous optons pour scinder le réseau en 4 paquets de 4 antennes chacun. Chaque groupe de 4 antennes est alimenté avec une amplitude qui lui est propre. Cette étude concerne donc un réseau reconfigurable par paquets et est l'objet du paragraphe suivant.

II.4 Réseau reconfigurable par paquets

Cette étape est un pas de plus vers la conception du réseau d'antennes actives. L'objectif est ici de mettre en évidence les avantages énergétiques d'une loi d'excitation uniforme du réseau d'antennes par rapport à une excitation non uniforme, pour une PIRE donnée. Pour cela, nous utilisons une architecture semblable à celle du réseau passif à la différence que des amplificateurs BMT352 [1] permettent d'agir sur l'amplitude des excitations par paquets de 4 antennes.

II.4.1 Présentation des modes d'excitation du réseau d'antennes

Dans cette partie, nous étudions deux modes d'excitation du réseau pour une même direction de dépointage. Ces deux modes représentent deux méthodes différentes d'excitation du réseau d'antennes, à savoir des excitations uniformes et des excitations uniformes par paquets de 4. L'expérience s'est portée sur le scénario de dépointage de +45° à 3,7 GHz, dont les contraintes radioélectriques pour chaque mode d'excitation sont répertoriées dans le Tableau II-4.

Tableau II-4 : Contraintes radioélectriques selon le mode d'excitation, pour une puissance de rayonnement PIRE de 50 dBm identique et un dépointage du faisceau de +45° à 3,7 GHz.

Excitations d'amplitude	HPBW	SLL	P_{max}	Tolérance (ρ)	Γ_n^a
Uniformes par paquets	10°	-15 dB	31 dBm	6 %	≤ -10 dB
Uniformes		-12 dB			

Les contraintes en rayonnement (HPBW et SLL) et la contrainte de puissance P_{max} des amplificateurs BMT352 qui sont définies pour le mode d'excitation à amplitude uniforme par paquets correspondent à celles qui ont été élaborées dans le cahier des charges au chapitre I. En particulier pour le mode d'excitation à amplitude uniforme le niveau maximal des lobes secondaires SLL a été revu à la baisse afin de faciliter l'uniformisation des excitations comme pour l'exemple du réseau passif. Chacune des solutions d'excitation en amplitude et en phase doit être robuste avec une tolérance de 6 % (définie suivant les incertitudes de réalisation) et garantir une bonne adaptation des antennes ($\Gamma_n^a \leq -10$ dB). Pour trouver les excitations à amplitude uniforme par paquets en particulier, nous appliquons l'équation I.6-7 sur chaque paquet d'excitations. La Figure II-36 représente les solutions d'excitations en amplitude et en phase simulées qui remplissent les contraintes radioélectriques. Nous pouvons voir sur la Figure II-36 a) la solution d'excitation à amplitude uniforme par paquets de 4, l'écart de puissance d'excitation entre paquet varie de 3,5 dB à 0,5 dB. Cependant, les solutions d'excitation en phase pour les deux modes de réalisation sont proches. Cela signifie que les amplitudes permettent d'atteindre le niveau des lobes souhaités alors que le jeu de phase est principalement important pour la direction de pointage.

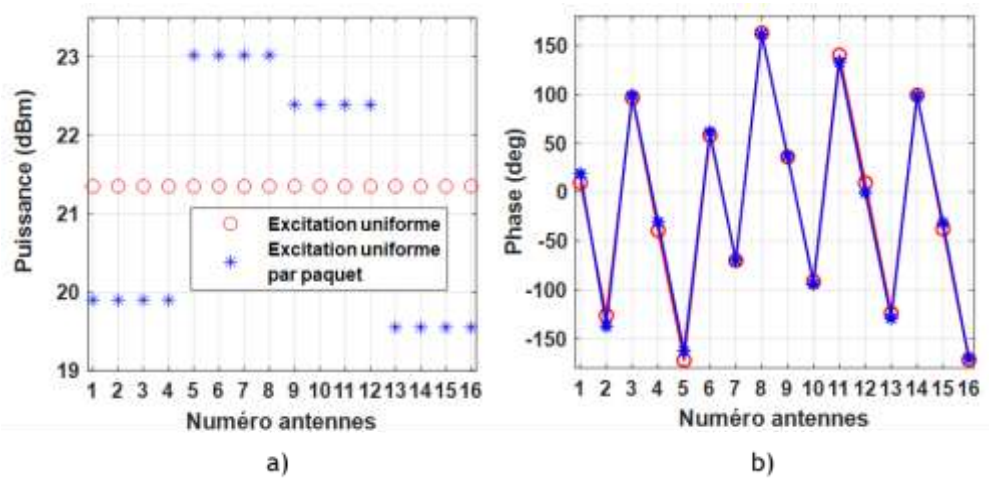


Figure II-36 : Solution d'excitation en amplitude (a) et en phase (b) pour les deux modes d'excitation (excitations à amplitude uniforme et uniforme par paquets) du réseau d'antennes pour émettre à 3,7 GHz un faisceau qui dépointe de +45°.

II.4.2 Mise en œuvre technologique

Le prototype de réseau reconfigurable par paquets (ou semi-actif) est montré sur la Figure II-37. Il comporte 4 amplificateurs de puissance en vue de reconfigurer les amplitudes de 4 groupes ou paquets d'excitations g. Ces amplificateurs sont alimentés par un signal RF provenant d'un premier répartiteur Wilkinson équi-amplitude et en DC à partir d'une source de tension de polarisation fournie par une alimentation de laboratoire. Chaque amplificateur alimente un autre répartiteur Wilkinson équi-amplitude qui alimente à son tour 4 antennes du réseau à travers des câbles déphaseurs.

Comme pour le réseau passif, les dimensions des câbles de déphasage sont déterminées à l'aide de l'équation II.3-1 (voir Annexe C). Les puissances d'alimentation P_{tx}^{n} des antennes pour chaque mode d'excitation sont obtenues à l'aide de la relation suivante déduite de l'architecture du réseau présentée sur la Figure II-37b :

$$P_{tx}^{n} = G_{PA}^{g}(f_o, V_1) + P_{in} - 10\log_{10}(4) - L_n \qquad \text{II.4-1}$$

où G_{PA}^{g} est le gain de l'amplificateur relié au répartiteur du groupe d'antennes g tel que g = {1, 2, 3,4}, P_{in} représente la puissance du signal RF en entrée du réseau et L_n les pertes de puissance associées au circuit d'alimentation d'une antenne n. Ces pertes sont d'environ 2,5 dB, elles sont causées d'une part par les répartiteurs (2 dB) et d'autre part par les câbles (0,5 dB).

Le gain G_{PA}^{g} dépend de la fréquence f_o du signal et de la tension de polarisation $V_{1,g}$ de l'amplificateur. Conformément à l'étude réalisée dans le chapitre I sur l'amplificateur BMT352, le mode de polarisation V_1 permet de modifier son gain.

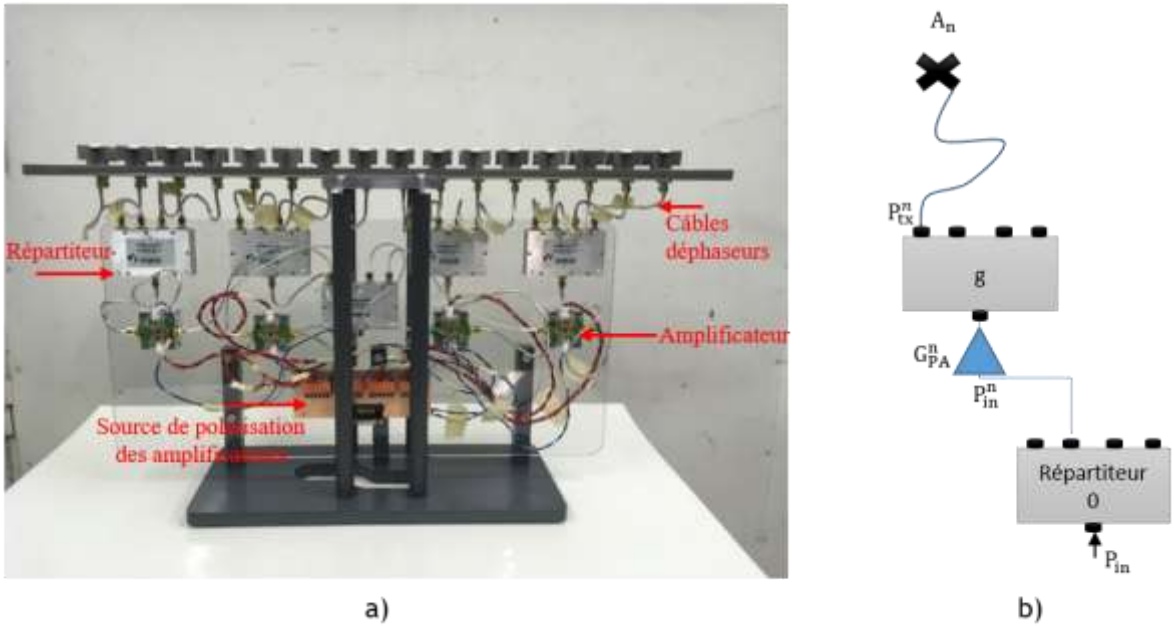


Figure II-37 : Prototype du réseau d'antennes semi-actif en (a) et en (b) schéma du circuit d'alimentation RF d'une antenne A_n.

Tableau II-5 : Tensions de polarisation des amplificateurs correspondant aux deux modes d'excitation du réseau d'antennes pour émettre une PIRE de 50 dBm

Amplitudes		Groupe 1	Groupe 2	Groupe 3	Groupe 4
Uniforme par groupe	$V_{1,g}$ (V)	3,3	5	4,6	3,3
	P_{out} (dBm)	19,9	23,0	22,4	19,5
Uniforme	$V_{1,g}$ (V)	3,7	3,8	3,8	3,9
	P_{out} (dBm)	21,3			

Simultanément au réglage de la polarisation des amplificateurs (voir Tableau II-5) pour générer les modes d'excitation par paquets, nous avons procédé aux mesures des excitations en amplitude et en phase réalisés sur les 16 voies d'émission à l'aide d'un analyseur de réseau**.** La mesure consiste à déterminer la puissance et la phase du signal RF en sortie de chaque voie d'émission du réseau. Pour mesurer une voie, nous relions l'analyseur de réseau entre le port d'entrée du réseau et la sortie de la voie d'émission correspondante, pendant ce temps les autres voies restent connectées au réseau d'antennes. En observant la Figure II-38 et la Figure II-39, nous constatons des écarts plus ou moins importants entre les résultats souhaités et réalisés. D'une part, les lois d'amplitude ne sont pas tout à fait respectées. Sur les amplitudes d'un même paquet supposés être uniformes, nous constatons une différence de 0,5 dB au maximum. Cet écart est causé par les déséquilibres en sortie des répartiteurs qui peuvent atteindre 0,5 dB au lieu de 0,17 dB lorsqu'ils sont mesurés en dehors du réseau (voir Annexe D). C'est pour

cela que le mode d'excitation en amplitude uniforme par paquets a été le plus difficile à réaliser. D'autre part, les erreurs de phase avoisinent 8° à 3,7 GHz, elles sont causées d'une part par les déviations de phase causées par les répartiteurs et les amplificateurs (influencées par les différentes polarisations) et d'autre part par les incertitudes de réalisation des câbles déphaseurs.

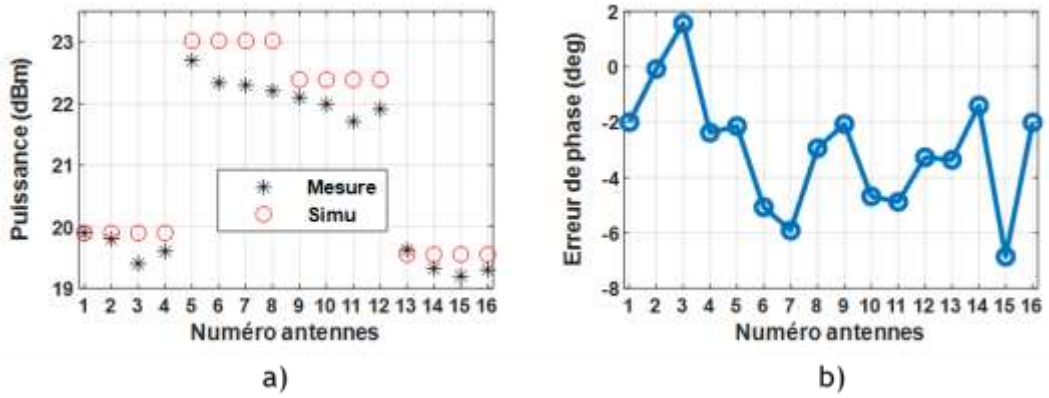


Figure II-38 : Réseau à excitations uniformes par paquets : (a) amplitudes, (b) phases à 3,57 GHz.

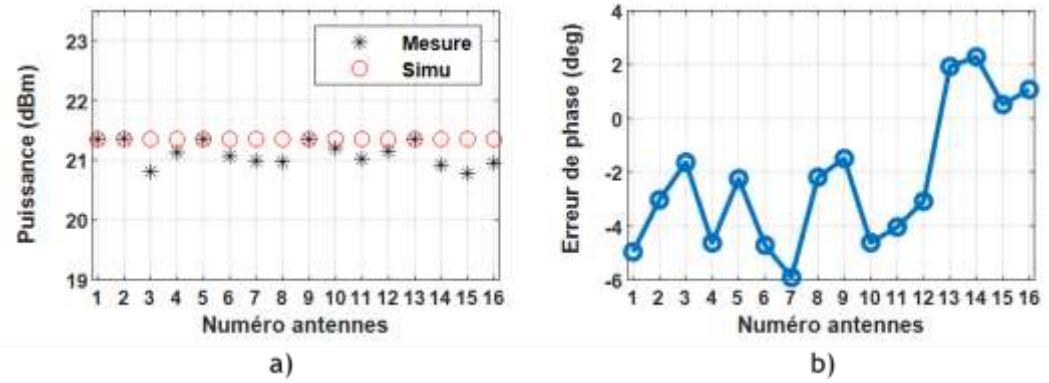


Figure II-39 : Réseau à excitations uniformes : (a) amplitudes, (b) phases à 3,57 GHz.

II.4.3 Mesures des diagrammes de rayonnement et de la consommation énergétique

Ce réseau a été mesuré en chambre anéchoïde. A l'émission, nous avons placé le réseau d'antennes et ses sources d'alimentation. La source d'alimentation continue et la source RF sont placées au pied du positionneur. La source d'alimentation continue à 4 sorties sert à polariser les 4 amplificateurs et la source RF génère un signal sur une porteuse pure à la fréquence f_o qui sera amplifié puis rayonné par le réseau d'antennes. En réception, nous disposons d'une antenne cornet, d'un wattmètre, d'un analyseur de spectre et d'un ordinateur pour le traitement des données. Contrairement aux mesures précédentes (réseau passif), les composants d'émission et de réception du signal sont indépendants et

disjoints afin de réaliser des mesures de puissance rayonnée à l'aide du wattmètre piloté par l'ordinateur. L'analyseur de spectre a été utilisé à la place d'un analyseur de réseau pour mesurer l'amplitude du champ reçu par l'antenne cornet.

Pour déterminer la PIRE, nous mesurons d'abord la puissance du signal reçu P_r par l'antenne cornet à l'aide du wattmètre (pour plus de précision) qui sera directement connecté en sortie de ce dernier à la place de l'analyseur de spectre. Puis par application de la formule de Friis, nous déduisons la puissance rayonnée PIRE par le réseau d'antennes.

$$P_r = \mathrm{PIRE} \,.\, G_r \,.\left(\frac{\lambda_o}{4\pi r}\right)^2 \qquad \text{II.4-2}$$

$$\text{avec PIRE} = P_e \,.\, G_e$$

où G_e et G_r sont respectivement le gain de l'antenne d'émission et de réception, P_e la puissance d'émission, λ_o la longueur d'onde correspondant à la fréquence porteuse f_o du signal émis et r la distance (environ 14 m) qui sépare le réseau d'antennes d'émission et l'antenne cornet de réception.

Cette formule sert habituellement à déterminer le gain de l'antenne d'émission (ou de réception). Elle est utilisée ici pour déduire la PIRE car les mesures de la consommation énergétique du réseau dépendent de la puissance rayonnée par ce dernier.

Pour les deux modes d'excitation, les mesures de consommation sont réalisées pour une même puissance rayonnée, à l'aide des informations collectées sur la source d'alimentation.

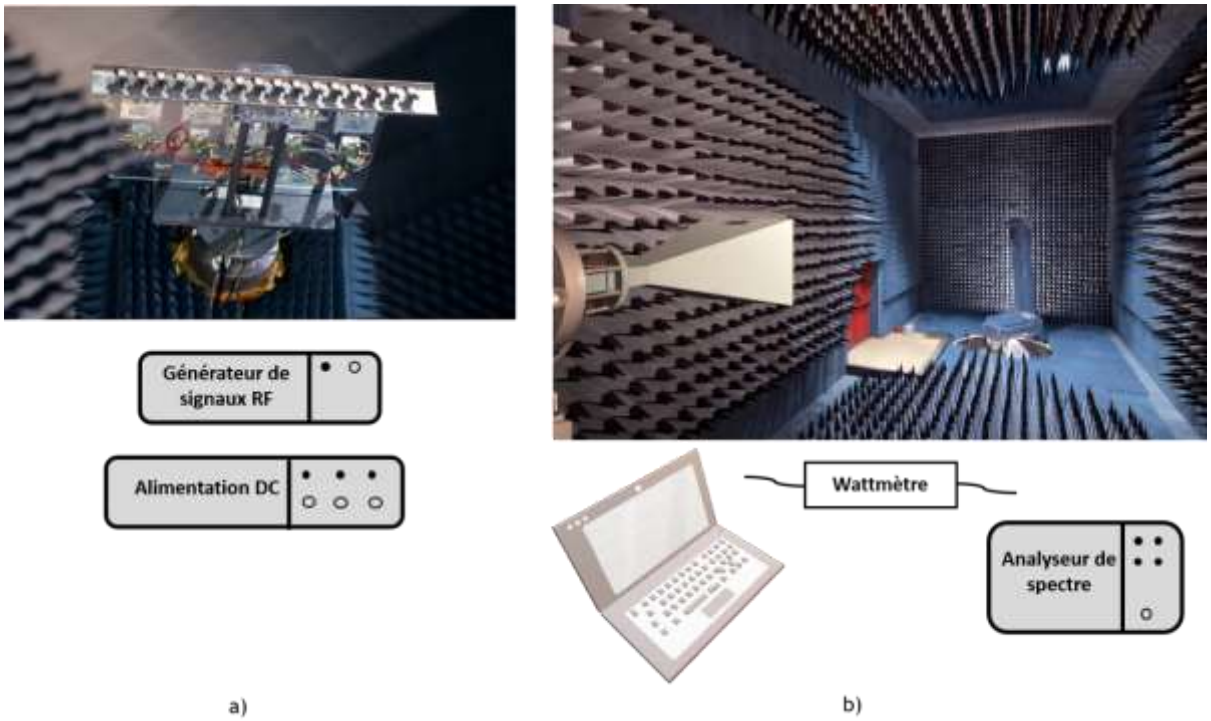


Figure II-40 : Synoptique du dispositif de mesure du réseau reconfigurable par paquets en chambre anéchoïde, (a) côté émission et (b) côté réception.

II.4.3.1 Caractéristiques de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement obtenus à l'issue des mesures sont présentés sur la Figure II-41a et la Figure II-42a. Nous pouvons noter quelques différences par rapport aux niveaux des lobes secondaires des diagrammes simulés (un dépassement de 3 dB). Toutefois, l'accord entre les diagrammes simulés et mesurés est satisfaisant, en particulier dans l'ouverture de rayonnement principal. Grâce à la robustesse des solutions d'excitation, le gabarit de rayonnement est très bien respecté.

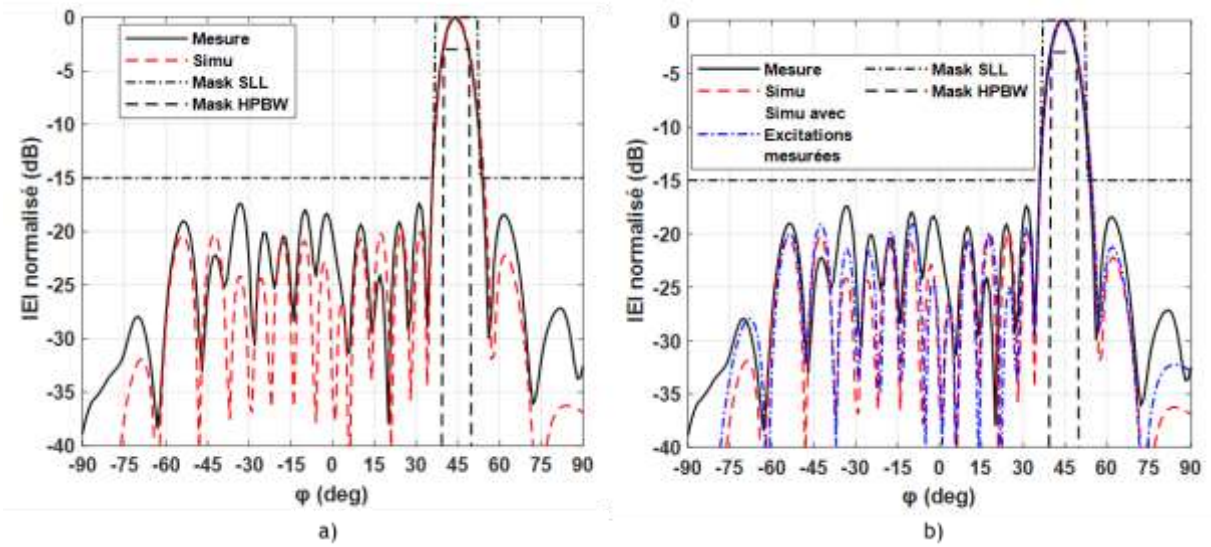


Figure II-41 : Réseau à excitations uniformes par paquets : (a) : diagrammes de rayonnement mesuré et simulé, (b) : diagrammes de rayonnement mesuré, simulé et rétro-simulé.

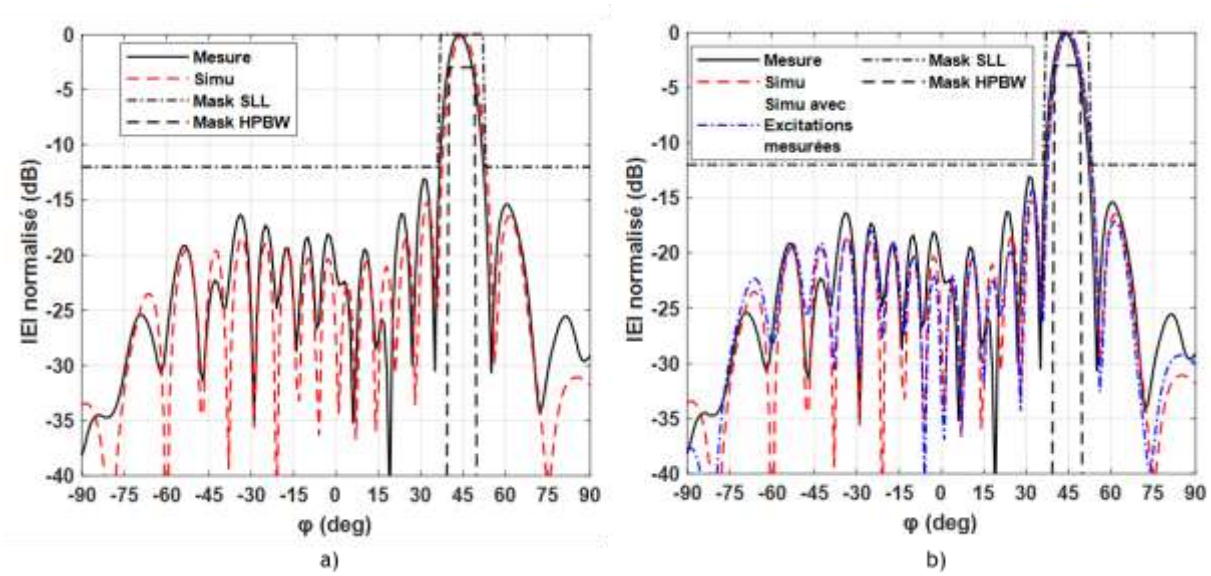


Figure II-42 : Réseau à excitations uniformes : (a) : diagrammes de rayonnement mesuré et simulé, (b) : diagrammes de rayonnement mesuré, simulé et rétro-simulé.

Les différences entre les diagrammes simulés et mesurés s'expliquent en grande partie par les erreurs d'excitation constatées pendant la phase de configuration du réseau. Pour le prouver, nous avons procédé à des rétro-simulations. La Figure II-41b et la Figure II-42b présentent ces rétro-simulations des diagrammes de rayonnement en se servant des excitations mesurées. L'accord est meilleur même s'il reste des écarts au niveau des lobes secondaires.

II.4.3.2 Consommation des amplificateurs

Dans cette partie, nous présentons les études de consommation des modes d'excitation à amplitude uniforme et uniforme par paquets. Ces mesures sont réalisées sur la base d'une puissance rayonnée identique pour les deux modes d'alimentation du réseau d'antennes. Toutefois, pour des raisons d'ajustement, la puissance RF injectée dans le système pour les excitations à amplitude uniforme est légèrement supérieure à celle des excitations à amplitude uniforme par paquets. Cela ne favorise pas pour autant le mode d'excitation à amplitude uniforme en termes de consommation, car plus la puissance injectée est forte plus les amplificateurs consomment.

Tableau II-6: Puissance totale consommée par les amplificateurs pour une PIRE de 50 dBm

Amplitude	P_{in}	Puissance totale consommée
Uniforme par paquets	16.5 dBm	9,4 W
Uniforme	16.7 dBm	8,5 W

La solution d'excitation à amplitude uniforme par paquets a deux groupes d'amplitude forte (23,0 dBm et 22,4 dBm) et deux autres faibles (19,9 dBm et 19,5 dBm) tandis que la solution à excitation uniforme présente un niveau intermédiaire de 21,3 dBm. Nous constatons le même rapport concernant les tensions de polarisation des deux configurations. Par conséquent, comme cela est présentée dans le Tableau II-6, le mode d'excitation uniforme permet de baisser le niveau moyen de consommation des amplificateurs, le réseau consomme 0,95 W (soit 10 %) de moins avec 24 % de rendement contre 21,5 % pour le mode d'excitation uniforme par paquets.

II.5 Conclusion

Après un état de l'art sur les antennes élémentaires des stations de base, ce chapitre a été consacré à la conception et à la réalisation d'antennes dipôles à double polarisation en technologie imprimée et à la réalisation de deux architectures différentes d'alimentation d'un réseau de 16 antennes.

L'antenne élémentaire conçue est constituée de deux dipôles croisés à $\pm 45°$ qui répondent aux spécifications radioélectriques élaborées sur la base du cahier des charges et de l'état de l'art. Parmi ces spécifications, nous pouvons citer entre autres le gain (8 dBi

minimum), l'adaptation ($S_{11} \leq -15$ dB) et le découplage (20 dB minimum). Suite à cela, une étude sur les problématiques de mise en réseau des antennes a été abordée. Cette étude a consisté à mettre en évidence les problématiques de couplage mutuel entre antennes et leurs influences sur les adaptations. Ensuite, une méthode a été proposée pour intégrer le problème de couplage dans l'outil de synthèse, d'une part en utilisant les diagrammes environnés et d'autre part en garantissant une bonne adaptation des antennes à travers le contrôle de leur coefficient de réflexion actif. La prise en compte de ces deux paramètres a été simplifiée à l'aide d'une méthode d'approximation des propriétés radioélectriques des antennes du réseau. Nous avons montré qu'il était possible de prédire correctement les performances en rayonnement ainsi que les propriétés électriques de notre réseau de 16 antennes à partir d'un sous-réseau de seulement 5 antennes. Cette analyse a débouché sur la réalisation et la mesure des caractéristiques d'un réseau de 5 antennes.

Parmi les architectures de réseau d'antennes qui ont été réalisées, l'une passive a servi à confirmer la capacité de dépointage de $\pm 45°$ et le bon fonctionnement d'un réseau parcimonieux, et l'autre reconfigurable par paquets a permis de valider l'avantage lié à la réduction d'énergie que favorise une loi d'excitation à amplitude uniforme, comparée à une loi d'excitation à amplitude non uniforme (pour une PIRE équivalente de 50 dBm). Pour notre étude de cas, on obtient une réduction de consommation de 10 % par le mode d'excitation à amplitude uniforme comparé au mode d'excitation uniforme par paquets de 4.

Les études réalisées dans ce chapitre sont un pas de plus vers la réalisation du réseau d'antennes actives qui permettra de satisfaire toutes les spécifications énoncées dans le premier chapitre. Ce réseau reconfigurable est présenté dans le chapitre suivant.

Bibliographie

[1] Z. N. Chen and K. M. Luk, *Antennas for base stations in wireless communications*. New York: McGraw-Hill, 2009.

[2] "Basic Antenna Principles for Mobile Communications - Antenna Principles for Mobile Communications Dipl. Ing. Peter Scholz KATHREIN-Werke KG Anton-Kathrein-Strae 1 83004 Rosenheim," *pdfslide.net*. https://pdfslide.net/documents/basic-antenna-principles-for-mobile-communications-antenna-principles-for-mobile.html.

[3] T. A. Milligan, *Modern antenna design*, 2nd ed. Hoboken, N.J: IEEE Press : Wiley-Interscience, 2005.

[4] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1997.

[5] W. Lee, "Mutual Coupling Effect on Maximum-Ratio Diversity Combiners and Application to Mobile Radio," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. 18, no. 6, pp. 779–791, Dec. 1970.

[6] G. Zakka El Nashef *et al.*, "An accurate modeling technique for antennas and nonlinear RF power amplifiers mixed simulation," *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 3, no. 6, pp. 647–655, Dec. 2011.

[7] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1997.

[8] K. C. Gupta, "Broadbanding Techniques for Microstrip Patch Antennas - A Review," Electromagnetics Laboratory/The MIMICAD Research Center, University of Colorado, 1985.

[9] Myungwan Lyou and Bomson Lee, "Compact size dual-polarized WLL base-station antenna using aperture coupled microstrip patches," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium. 2000 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (C*, Jul. 2000, vol. 4, pp. 2200–2203 vol.4.

[10] H. BADAOUI, Amina BELKHOUCHE, B. BENADA, and M. ABRI, "Antennes Larges Bandes Destinés Aux Normes GSM," *5th International Conference : Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications*, Tunisie, 2009.

[11] "Phased array theory and technology - IEEE Journals & Magazine." .

[12] S. Zuo, Q.-Q. Liu, and Z.-Y. Zhang, "Wideband Dual-Polarized Crossed-Dipole Antenna with Parasitical Crossed-Strip for Base Station Applications," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 48, pp. 159–166, 2014.

[13] L. Martin, B. Froppier, E. Motta Cruz, and T. Razban-Haghighi, "New Compact High Gain Radiating Element for Base Station Antenna," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 65, pp. 183–190, 2016.

[14] R. J. Mailloux, *Phased array antenna handbook*, 2nd ed. Boston: Artech House, 2005.

[15] W. L. Roy, "Baluns: What They Do and How They Do It - RF Cafe," American Radio Relay League Antenna Compendium, 1985. [Online]. Available: http://www.rfcafe.com/miscellany/homepage-archive/2013/Baluns-What-They-Do-How-They-Do-lt.htm.

[16] R. Li, T. Wu, B. Pan, K. Lim, J. Laskar, and M. M. Tentzeris, “Equivalent-Circuit Analysis of a Broadband Printed Dipole With Adjusted Integrated Balun and an Array for Base Station Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 7, pp. 2180–2184, Jul. 2009.

[17] D. M. Pozar, “The active element pattern,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 8, pp. 1176–1178, Aug. 1994.

[18] D. F. Kelley and W. L. Stutzman, “Array antenna pattern modeling methods that include mutual coupling effects,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, no. 12, pp. 1625–1632, Dec. 1993.

[19] D. M. Pozar, “A relation between the active input impedance and the active element pattern of a phased array,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 9, pp. 2486–2489, Sep. 2003.

[20] S. Zhang, S. Gong, Q. Gong, Y. Guan, and B. Lu, “Application of the Active Element Pattern Method for Calculation of the Scattering Pattern of Large Finite Arrays,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 83–86, 2011.

[21] “Mini-Circuits.” https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZB4PD-42-N%2B.

Chapitre III. Réseau d’antennes linéaire reconfigurable pour les applications de radiocommunication

Nous abordons dans ce dernier chapitre la réalisation et les mesures d'un prototype de réseau d'antennes multi-faisceaux reconfigurable sur des fréquences distinctes. Pour commencer, une étude sur l'état de l'art des réseaux d'antennes multi-faisceaux est présentée afin d'expliquer notre choix de l'architecture du réseau d'antennes reconfigurable. Nous poursuivons avec le choix des composants, les étapes de réalisation incluant la description du générateur de bande de base 16 voies permettant de fournir la loi d'excitation du réseau, la description précise du processus de calibration et de mesure du réseau puis la caractérisation du réseau reconfigurable en lui-même. Les performances du réseau sont confrontées aux résultats de simulation pour validation. Nous rappelons que les mesures portent sur les caractéristiques de rayonnement mono-faisceau et bi-faisceaux du réseau ainsi que sur la consommation énergétique qui en découle. Enfin, ce chapitre se termine par l'interprétation des écarts entre les résultats de simulation et de mesure, notamment au niveau des diagrammes de rayonnement et de la puissance rayonnée (PIRE). Dans cette dernière sous-section, nous mettons ainsi en évidence les conséquences du couplage sur la parcimonie du réseau d'antennes et proposons une solution pour la suite de ces travaux.

III.1 Etat de l'art des réseaux d'antennes multi-faisceaux

Les réseaux d'antennes multi-faisceaux ont suscité beaucoup d'intérêt depuis les années 50 [1]–[3]. Ce type de réseau a été et est toujours largement utilisé pour de nombreuses applications et notamment les applications militaires, radars et les satellites de communication [4], [5]. A ses débuts, cette technologie était strictement réservée pour les applications militaires à cause du coût de réalisation élevé. Cependant, grâce à la maturité technologique de ces systèmes antennaires favorisant la baisse du coût de fabrication, ils ont été dernièrement très sollicités dans des systèmes de communication civile[6]–[8]. Les réseaux multi-faisceaux offrent la possibilité d'une forte réutilisation des ressources spectrales, une couverture multi-sectorielle intelligente et performante, et la capacité à pouvoir partager l'usage du réseau entre plusieurs opérateurs. Ces caractéristiques permettent d'accroitre la capacité d'un système.

Il existe plusieurs architectures pour réaliser un réseau d'antennes multi-faisceaux. Ces architectures peuvent être classées selon le type de formateur de faisceau (beamforming en anglais et souvent noté BFN) : analogique ou numérique.

III.1.1 Systèmes analogiques de formation de faisceaux simultanés

Sur la base de l'architecture d'un transmetteur radio à une entrée et une sortie, l'architecture du beamforming analogique consiste à utiliser des déphaseurs, des atténuateurs ou des répartiteurs de puissance pour réaliser la formation de faisceaux. L'ensemble de ces composants constituent ce qu'on appelle le circuit de beamforming (ou Beamforming Network en anglais BFN)[5], [9]. Ce circuit se situe généralement entre les convertisseurs numérique-analogique DAC (et analogique-numérique ADC) et les antennes (voir Figure III-1). Chaque port d'entrée de ce circuit représente une voie de

transmission du signal d'un faisceau, les signaux provenant de ce port d'accès sont ensuite déphasés suivant la loi de phase du faisceau correspondant et répartis sur les M antennes. Les atténuateurs servent à contrôler la loi d'amplitude, ils sont reliés en sortie des déphaseurs. Ainsi, pour générer N faisceaux, il faudra M ports d'accès. Cela nécessite N*M déphaseurs et atténuateurs. Le nombre d'antennes M définit la résolution du faisceau. Pour limiter le coût et la complexité du circuit de beamforming, le nombre de voie de transmission est généralement inférieur au nombre d'antennes.

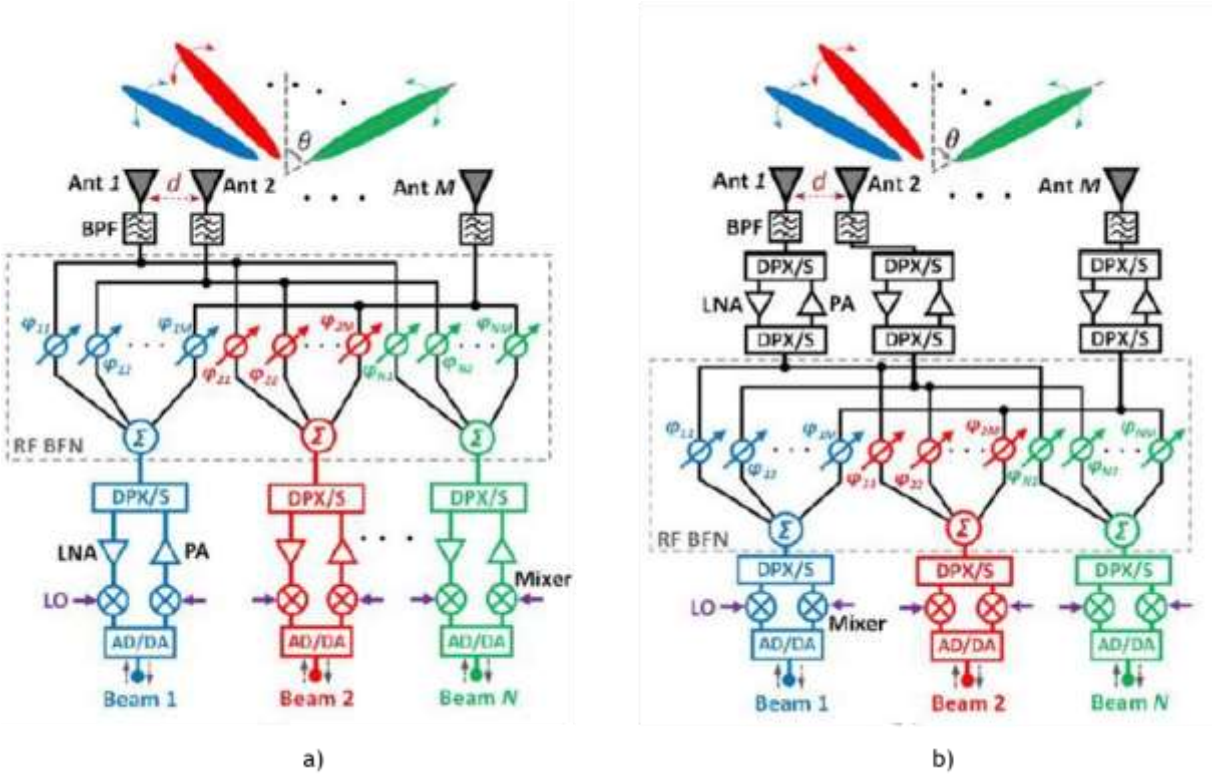


Figure III-1 : Systèmes analogiques de formation de faisceaux simultanés. (a) : Architecture de réseau d'antennes passifs et (b) : architecture de réseau d'antennes actives [10].

Comme exposé sur la Figure III-1, les systèmes analogiques de formation de faisceaux se déclinent en deux architectures de réseau d'antennes : passives et actives. La différence se situe dans la manière d'utiliser les amplificateurs (PA et LNA). Dans l'architecture des réseaux d'antennes passives, N amplificateurs de puissance sont connectés en amont du circuit de beamforming soit un amplificateur par voie de transmission ou par faisceau tandis que dans l'architecture d'un réseau d'antennes actives, M amplificateurs sont connectés entre les antennes et le circuit de beamforming. Par conséquent, comme assez souvent le nombre d'antennes est très grand par rapport au nombre de voies de transmission, alors les amplificateurs utilisés dans l'architecture des réseaux d'antennes actives nécessitent beaucoup moins de puissance, ce qui est favorable à l'amélioration de la linéarité du système. De plus une telle architecture améliore le facteur de bruit et la sensibilité du récepteur.

Dans la catégorie des réseaux d'antennes passifs multi-faisceaux, il existe plusieurs solutions permettant de générer des faisceaux fixes et prédéfinis. Nous pouvons ainsi citer les matrices de Butler et de Blass ainsi que la lentille de Rotman [1], [2] à la place des

déphaseurs, des répartiteurs et des atténuateurs. La matrice de Butler est composée de coupleurs et de déphaseurs comme le montre la Figure III-2. Cette méthode est souvent utilisée dans les applications nécessitant un faible coût comme dans les stations de base [11], [12].

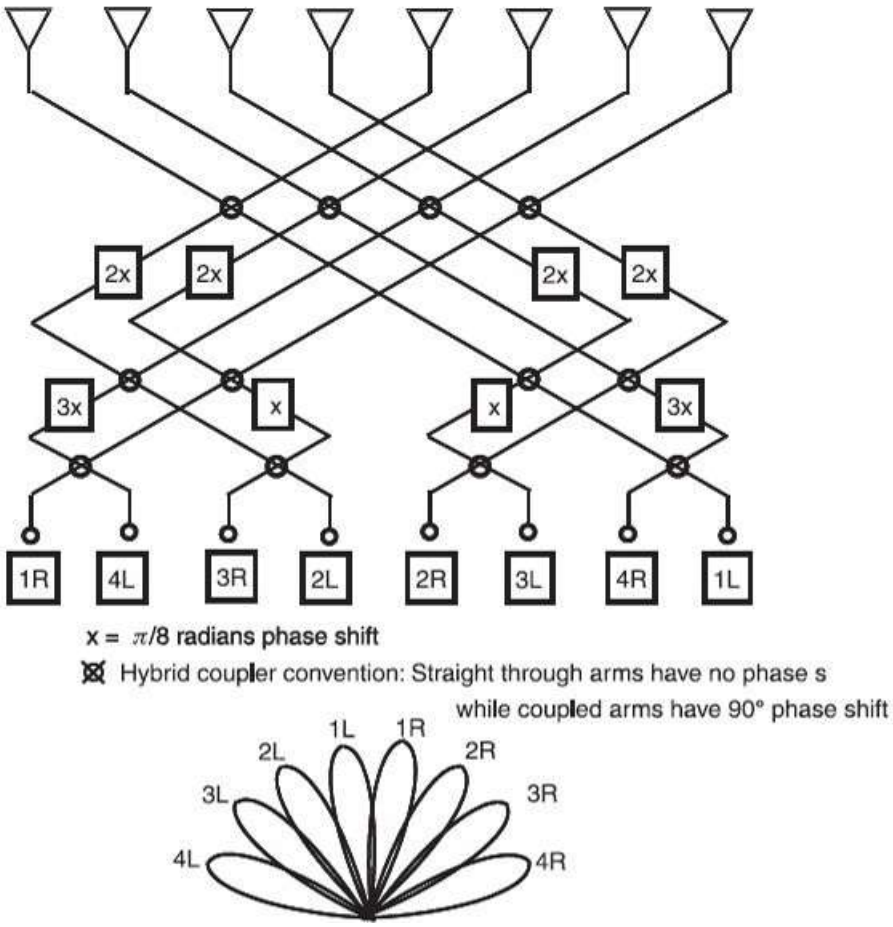


Figure III-2 : Matrice de Butler à 8 accès pour générer 8 faisceaux simultanément [1].

Les principaux défauts des systèmes analogiques de formation de faisceaux sont liés d'une part à la dépendance entre la largeur de bande passante, les fréquences d'émission des faisceaux et le circuit de beamforming (déphaseurs et lignes de transmission), et d'autre part, au faite que les pertes d'insertion de ces circuits analogiques augmentent avec la complexité. Les déphaseurs par exemple, sont très influencés par la température ce qui provoque des erreurs de phase et d'amplitude pouvant dégrader la précision de dépointage et le diagramme de rayonnement.

III.1.2 Systèmes numériques de formation de faisceaux simultanés

A la différence des systèmes analogiques, dans un système numérique, le circuit de beamforming est ici remplacé par une opération numérique de pondération des signaux en amplitude et en phase suivant la loi d'excitation souhaitée. Cette opération est réalisée directement en bande de base grâce à des modules numériques de traitement du signal, tel qu'un FPGA[11] ou un DSP[12]. A travers le multiplexage des signaux des différents faisceaux, il est possible de générer un nombre important de faisceaux N (voir sur la Figure III-3). Ce nombre de faisceaux dépend des caractéristiques RF des M voies de transmission et de la puissance de calcul des modules de traitement de signal (FPGA ou DSP). En particulier, les DAC (et ADC) ainsi que les modules de traitement de signal doivent être très rapides (plus que ceux qu'on retrouve dans les systèmes analogiques) pour réaliser le traitement des données numériques et la mise en forme des signaux analogiques.

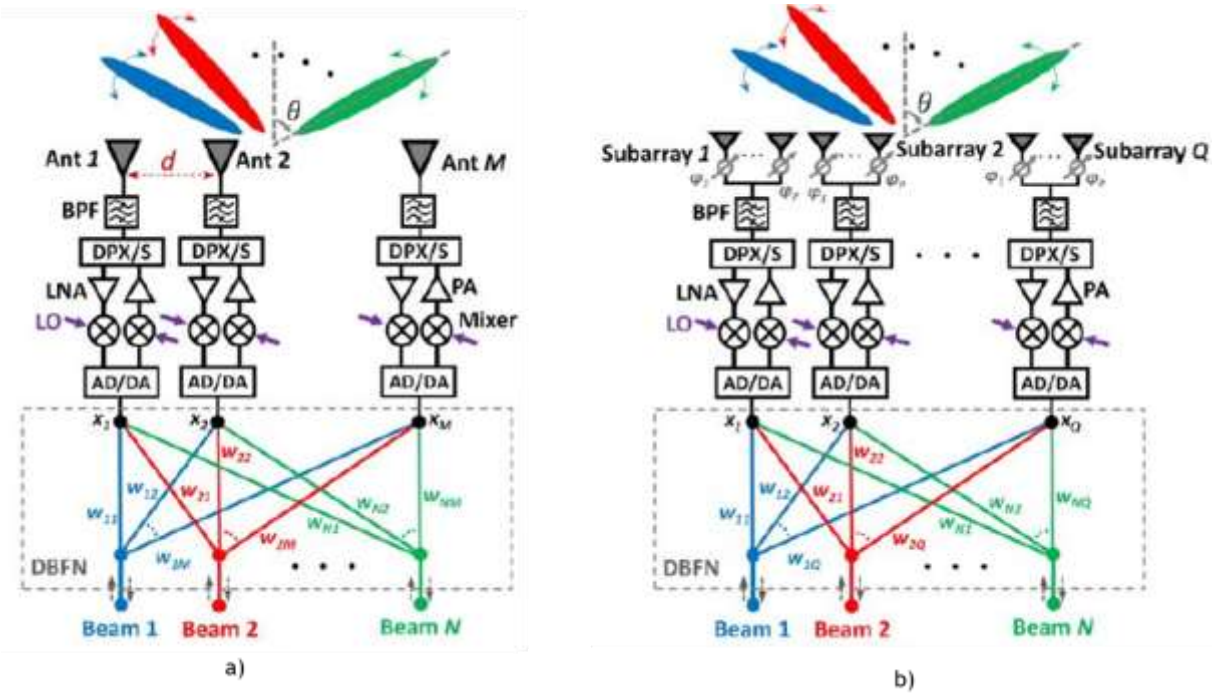


Figure III-3 : Systèmes numériques de formation de faisceaux simultanés. (a) : Système entièrement numérique et (b) : système hybride de formation de faisceaux [10].

Comparativement aux systèmes analogiques, les systèmes numériques sont plus flexibles et adaptatifs, ils permettent d'exploiter au maximum les performances de rayonnement d'un réseau d'antennes. Leur architecture est robuste face aux défaillances des voies de transmission. Par exemple, elle permet de corriger le dysfonctionnement du réseau causé par un amplificateur, grâce à une prise en compte de cette défaillance dans la recherche de solutions d'excitation du réseau. Ce système est très répandu dans les

[11] Field Programmable Gate Arrays ou « réseaux logiques programmables »
[12] Digital Signal Processor ou « processeur de signal numérique »

applications RADAR pour la détection et le suivi intelligent des objets [13], [14]. Nous le retrouvons également dans les applications de communication notamment avec la technologie MIMO [7], [10]. Leurs inconvénients majeurs sont le coût et la consommation énergétique entrainée par les modules de traitement de signal, dont le nombre augmente avec le nombre M d'antennes du réseau. Pour tirer profit des avantages du beamforming numérique, dans les réseaux d'antennes de taille importante ou nécessitant un faible coût de réalisation, il existe des architectures numériques hybrides. Ces systèmes hybrides sont un mélange entre les systèmes analogiques et numériques. Le nombre de voies de transmission N est inférieur au nombre d'antennes M. Le plus souvent, le réseau est constitué de sous-groupes d'antennes (voir sur la Figure III-3b) auxquelles il est possible de relier des déphaseurs. Une voie de transmission est dédiée à chaque sous-groupe.

Dans les systèmes de formation de faisceau entièrement numériques, on compte autant d'amplificateurs (PA et LNA) que de voies de transmission, c'est pourquoi ils sont aussi considérés comme des architectures de réseau d'antennes actives. En raison du caractère reconfigurable des faisceaux, les réseaux d'antennes actives sont aussi appelés réseau d'antennes reconfigurable.

Par ailleurs, les systèmes de formation de faisceau numériques sont pressentis comme l'une des technologies phares pour les futurs réseaux 5G [7], [10]. Par conséquent, notre choix s'est porté sur la conception d'un réseau d'antennes reconfigurable à formation de faisceaux numérique.

III.2 Conception du réseau linéaire reconfigurable

L'architecture du réseau est celui d'un réseau d'antennes reconfigurable à formation de faisceaux numérique tel que schématisé sur la Figure III-4**.** Cependant, compte tenu de nos études théoriques sur la réduction de la consommation énergétique de ce type de réseau, le réseau réalisé concerne uniquement la partie émission de l'architecture, qui se trouve être la plus énergivore à cause d'une importante utilisation d'amplificateurs de puissance. Cette architecture est composée de deux parties, à savoir la partie basse fréquence représentée par un générateur de formes d'onde (signaux) arbitraires en bande de base et la partie haute fréquence constituée de mélangeurs, d'amplificateurs et du réseau d'antennes qui fonctionnent dans la bande 3,4 – 3,8 GHz.

Le réseau est composé de 16 voies RF contrôlables indépendamment (amplitude, phase et forme d'onde) par le générateur de signaux en bande de base qui dispose de 16 sorties de signaux basse fréquence, synchronisées en fréquence et en temps. Les signaux émanant du générateur sont transposés dans la bande 3,4 – 3,8 GHz grâce à des mélangeurs et sont ensuite amplifiés par les amplificateurs HF à gain quasi-identique avant d'être émis par les 16 antennes élémentaires.

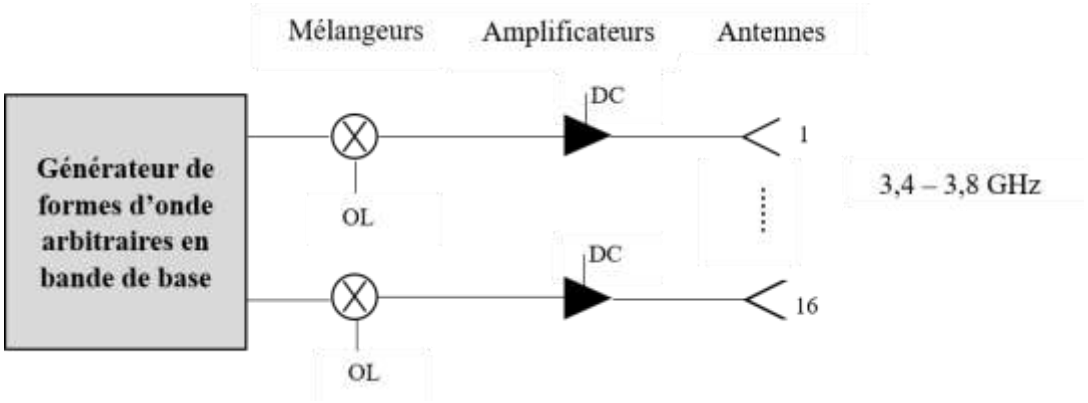


Figure III-4 Architecture d'émission simplifiée du réseau d'antennes reconfigurable.

La Figure III-5 est une photographie du prototype du réseau d'antennes reconfigurable sans les générateurs de signaux (basse fréquence et OL des mélangeurs) et sans la source d'alimentation DC des amplificateurs. Les caractéristiques techniques ainsi que des informations de mise en œuvre de ce prototype sont présentées dans les prochaines sous-sections. Pour entamer la présentation du prototype, nous présentons la génération des signaux en bande de base.

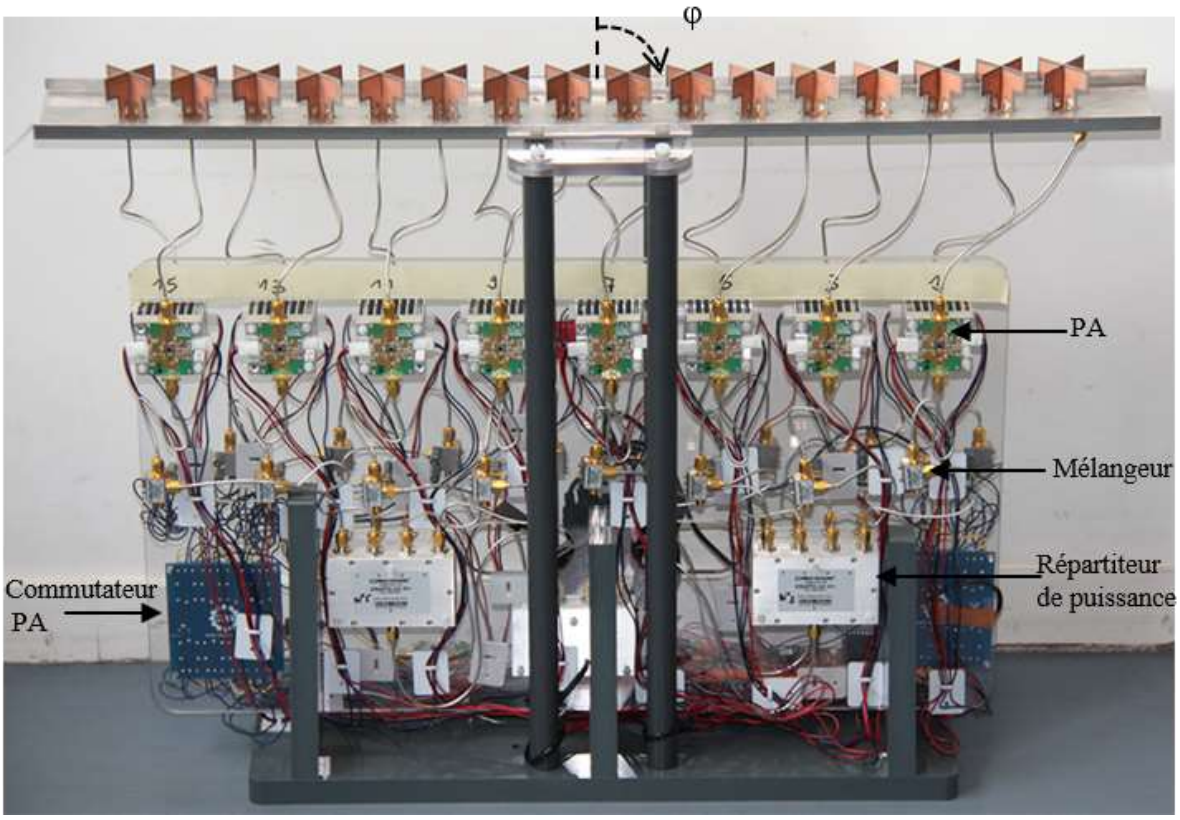


Figure III-5 : Prototype du réseau d'antennes reconfigurable (émetteur) dans la bande 3,4 – 3,8 GHz. Compte tenu du nombre important de composants, l'architecture est répartie sur les deux faces, un seul étant visible ici.

III.2.1 Génération des signaux en bande de base

Nous utilisons le générateur NETBOX DN6.662-16 de la société Spectrum [15], visible sur la Figure III-6. Ce générateur est principalement constitué de 4 modules AWG (Arbitrary Waveform Generator) qui comportent des blocs de mise en forme analogique (DAC, amplificateurs, filtres, etc.), de contrôle, de stockage de données et de synchronisation (voir la Figure III-7) avec une précision de l'horloge inférieure à ± 20 ppm. Chaque module AWG compte 4 voies de sortie de signaux, soit un total de 16 voies pour l'appareil complet. Le générateur NETBOX peut atteindre une fréquence d'échantillonnage de 625 MS/s et émettre des signaux d'une largeur de bande maximale de 200 MHz avec une puissance ajustable entre -11,9 dBm et 19 dBm. Ce générateur contient en plus un module appelé Star-Hub qui permet de synchroniser les 4 modules AWG de manière à ce que l'on puisse émettre des signaux de même phase simultanément sur les 16 voies. D'après nos mesures effectuées à l'aide d'un oscilloscope [16], la déviation maximale entre les 16 voies est de 3° et 12 ° pour des signaux identiques émis respectivement à 50 MHz et 200 MHz, soit environ 0,16 ns.

Figure III-6 : Générateur de signaux 16 voies en bande de base (generator NETBOX AWG DN6.662-16) [15].

Cet appareil est piloté à l'aide d'un ordinateur (voir les annotations BE_4 et BE_1 de la Figure III-11) à travers des interfaces de programmation logiciel comme MATLAB ou Python. Grâce à ces interfaces et à une bibliothèque dédiée, il est possible de contrôler toutes les fonctions du générateur notamment la calibration des voies, la fréquence d'échantillonnage, la synchronisation, etc. De plus, à travers ces interfaces, il est possible de générer des échantillons de signaux de forme d'onde sophistiquée (modulation numérique) ou simple (sinusoïdale). Les échantillons de signaux dédiés à chaque voie peuvent alors être affectés d'une amplitude et d'un retard (une phase pour un signal sinusoïdal) différents d'une voie à l'autre. Les échantillons de signaux sont ensuite stockés dans les blocs de mémoire des modules AWG en attendant leur conversion en signaux analogiques. Le générateur peut être connecté directement à l'ordinateur à l'aide d'un câble Ethernet, ou à travers un réseau local qui donne alors la possibilité de le piloter à distance.

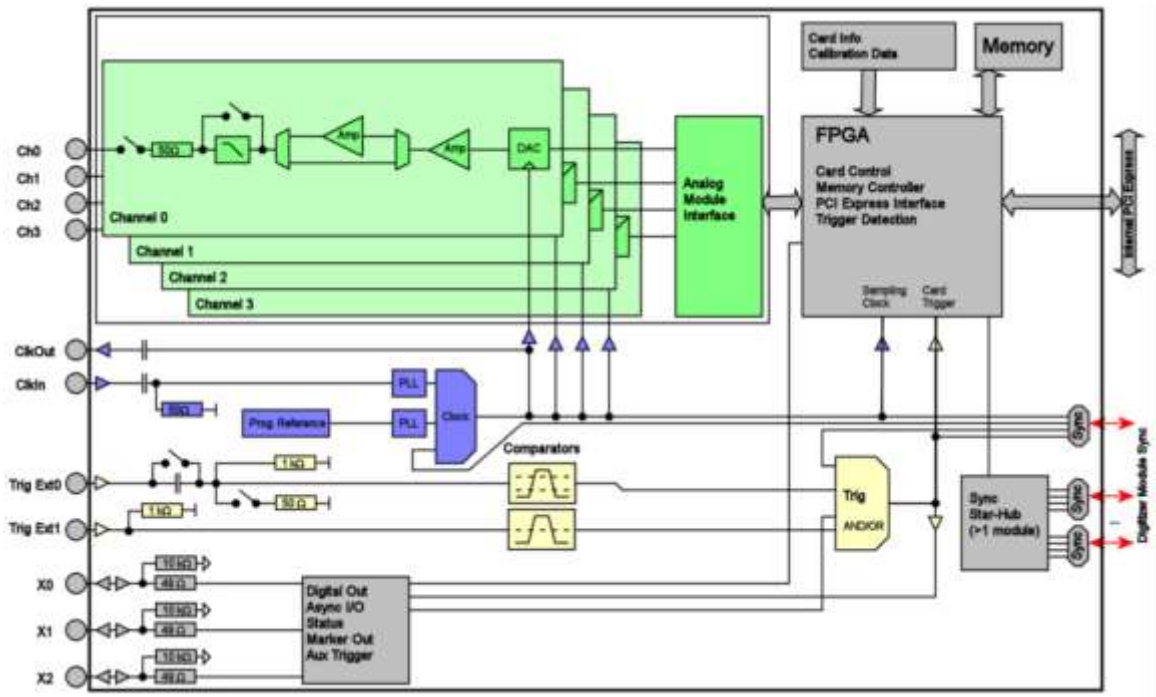


Figure III-7 : Architecture interne du générateur NETBOX [15].

Pour réaliser les prototypes de réseau d'antennes actives, il est possible d'utiliser des modules SDR[13] (USRP[14]) [17], [18]. Ceux-ci sont particulièrement adaptés pour faire des transmissions de données plus complexes comme l'émission et la réception de flux vidéo (éventuellement en temps réel). Cependant, en utilisant des modules SDR pour alimenter le réseau d'antennes, il y a souvent le problème de la non cohérence (synchronisation) de phase entre les différentes voies RF. Cela arrive lorsque les DAC (ADC) et les modulateurs IQ des différentes voies n'utilisent pas la même boucle à verrouillage de phase (PLL), générant ainsi à chaque redémarrage du système des écarts de phase aléatoires entre les voies qui nécessiteront à nouveau un recalibrage. De plus, comme nous travaillons uniquement sur la partie émission d'un réseau d'antennes reconfigurable, il est coûteux d'utiliser ces dispositifs pour contrôler les 16 antennes.

Le générateur NETBOX, est moins approprié que l'USRP pour réaliser des techniques de modulation sophistiquées comme l'OFDM. Mais, il dispose d'un moyen de synchronisation plus facile à mettre en œuvre et très pratique pour des mesures de réseau d'antennes reconfigurable en chambre anéchoïde. De plus, en procédant à un prétraitement du flux d'information à transmettre afin d'obtenir les échantillons de signal numérique, il est alors possible d'utiliser ce générateur pour générer le signal analogique nécessaire pour émettre ce flux d'information.

Pour la suite du document, les signaux générés par le NETBOX seront appelés signaux IF (pour 'Intermediate Frequency' en anglais). Pendant les mesures de diagrammes de rayonnement en chambre anéchoïde, le réseau émet des porteuses pures (signaux sinusoïdaux) dont les fréquences sont définies par le signal IF du générateur NETBOX et

[13] Software Defined Radio ou « Radiologicielle »
[14] High Performance Software Defined Radio

la fréquence du signal de l'oscillateur local. Cependant, afin de générer des signaux IF parfaitement formés, le nombre d'échantillons par période du signal doit être suffisant, sachant que la fréquence maximale d'échantillonnage est de 625 MHz. Par conséquent, nous avons choisi d'utiliser des signaux IF avec des fréquences de 10 MHz et 50 MHz, qui garantissent également un niveau de précision de phase suffisante (inférieur à 5°) entre les voies.

III.2.2 Réseau de mélangeurs et leur source OL

Pour alimenter les antennes, il est nécessaire de transposer les signaux en basse fréquence issus du NETBOX en haute fréquence. Pour réaliser ceci, nous utilisons des mélangeurs RF. Ces derniers font partie du circuit de beamforming (voir Figure III-11). D'une manière simple, le mélangeur agit comme un multiplicateur. L'opération consiste à transposer le spectre d'un signal d'une fréquence basse (IF) à une fréquence supérieure pour une transmission hertzienne (voir Figure III-8) et inversement lorsqu'il s'agit d'une réception. Cette transposition est faite en fonction d'une fréquence porteuse qui est celle du signal de l'oscillateur local (OL).

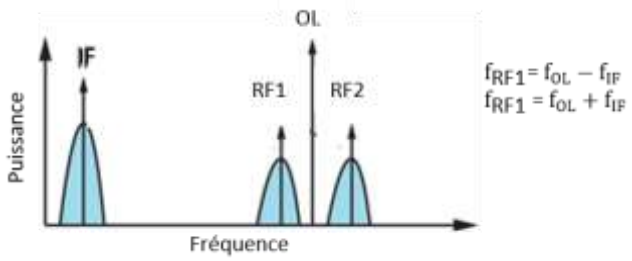


Figure III-8 : Principe de tranposition de fréquence.

L'opération de transposition de fréquence produit autour de la fréquence porteuse f_{OL} un spectre désiré de fréquence centrale $f_{OL} + f_{IF}$ et son symétrique non désiré de fréquence centrale $f_{OL} - f_{IF}$. En principe, à l'émission, il aurait été nécessaire d'utiliser un filtre passe bande pour ne garder que les signaux utiles $f_{OL} + f_{IF}$ qui seront ensuite amplifiés puis rayonnés par les antennes. Dans le cas où les signaux IF sont des signaux modulés de 10 MHz de largeur de bande chacun autour des fréquences IF de 10 MHz et 50 MHz, alors il faudra un filtre passe-bande de 50 MHz de bande passante au maximum pour filtrer simultanément les signaux transposés autour des fréquences porteuses de f_{OL} + 10 MHz et f_{OL} + 50 MHz. A moins de concevoir un filtre dédié, il a été impossible de trouver un filtre convenable (ou aussi sélectif) dans le commerce. Le réseau a donc été conçu sans filtre haute fréquence. La puissance émise est ainsi le double de la puissance utile ce qui entraîne une surcharge des amplificateurs mais n'entrave pas les mesures en chambre anéchoïde.

Nous avons utilisé le mélangeur large bande ZX05-762H+ [19] de chez Mini-circuits destiné notamment aux applications RADAR et de radiocommunications. Il a les caractéristiques suivantes :

- Fréquence OL ou RF de 2,3 à 7,6 GHz

- Puissance OL optimale de 17 dBm
- Fréquence IF du continu à 3 GHz
- Perte de conversion de 6 - 8 dB
- Isolation > 21 dB entre le port du signal OL et les autres

Pour une utilisation optimale de ce mélangeur, la puissance du signal OL préconisée est de 17 dBm. Cela permet de réduire les pertes de conversion à 6 dB et d'améliorer le VSWR sur les ports du composant au mieux à 1,5 :1 (soit un coefficient de réflexion de -14 dB). Pour nos mesures, nous avons choisi une fréquence f_{OL} de 3,57 GHz.

Dans l'architecture du réseau présentée sur la Figure III-4, les signaux OL doivent être identiques. Pour cela, ces signaux proviennent de la même source répartie sur 16 voies grâce à 5 répartiteurs Wilkinson équi-amplitude[20]. A noter que les câbles en sortie d'un même répartiteur sont de même longueur. La Figure III-9 montre, l'acheminement du signal OL provenant d'un générateur RF (la source) puis amplifié par un amplificateur BMT352 afin de pouvoir fournir un bon niveau de signal aux mélangeurs. Cet amplificateur est alimenté par une tension fixe de 5V. Les pertes de la chaine d'alimentation à partir du générateur jusqu'aux câbles en sortie des derniers répartiteurs sont de l'ordre de 2,5 dB. Elles sont causées d'une part par les répartiteurs (~2 dB) et d'autre part par le câblage (~0,5 dB). La puissance des signaux OL fournies aux mélangeurs est d'environ 16,5 dBm.

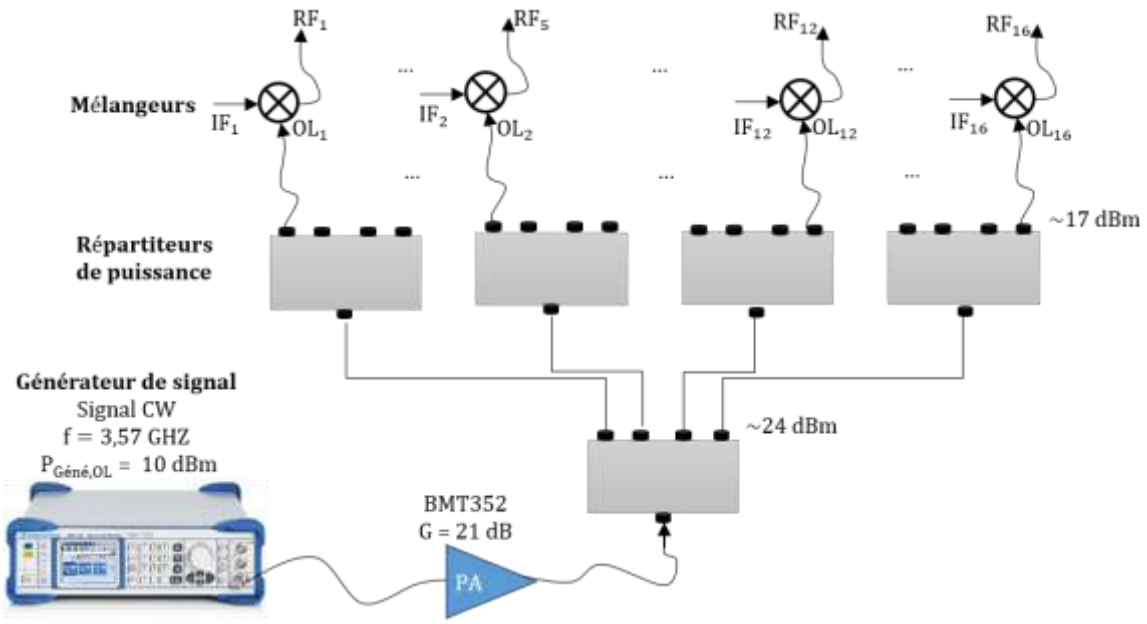


Figure III-9 : Schéma de génération des signaux OL des 16 mélangeurs.

Les signaux RF en sortie des mélangeurs sont ensuite amplifiés chacun par un amplificateur BMT352. Cette étape est décrite dans la section suivante.

III.2.3 Amplification et circuit de commande

Les amplificateurs BMT352 ont été présentés dans la section I-2. Ils possèdent 3 tensions d'alimentation V_{cc1}, V_{cc2} et V_{bias}. A l'issue des mesures nous avons défini 2 modes de polarisation variable à savoir V_1 pour un fonctionnent à gain variable (lorsque $V_{cc1,2}$ = 5 V et V_{bias} est variable) et V_2 pour un fonctionnement à point de compression P_{1dB} variable (lorsque V_{cc1} = V_{bias} = 5 V et V_{cc2} est variable). La tension V_{bias} en particulier permet d'éteindre l'amplificateur BMT352 lorsqu'elle vaut 0 V. Pour limiter d'éventuelles complexités liées à la mise en place d'une polarisation variable, nous avons décidé dans cette étude d'utiliser une polarisation fixe avec la possibilité d'allumer ou d'éteindre indépendamment les amplificateurs. Pour cela, le mode de polarisation V_1 a été choisi, où les tensions $V_{cc1,2}$ valent 5 V et la tension V_{bias} vaut 0 V pour éteindre un amplificateur ou 4 V pour l'allumer.

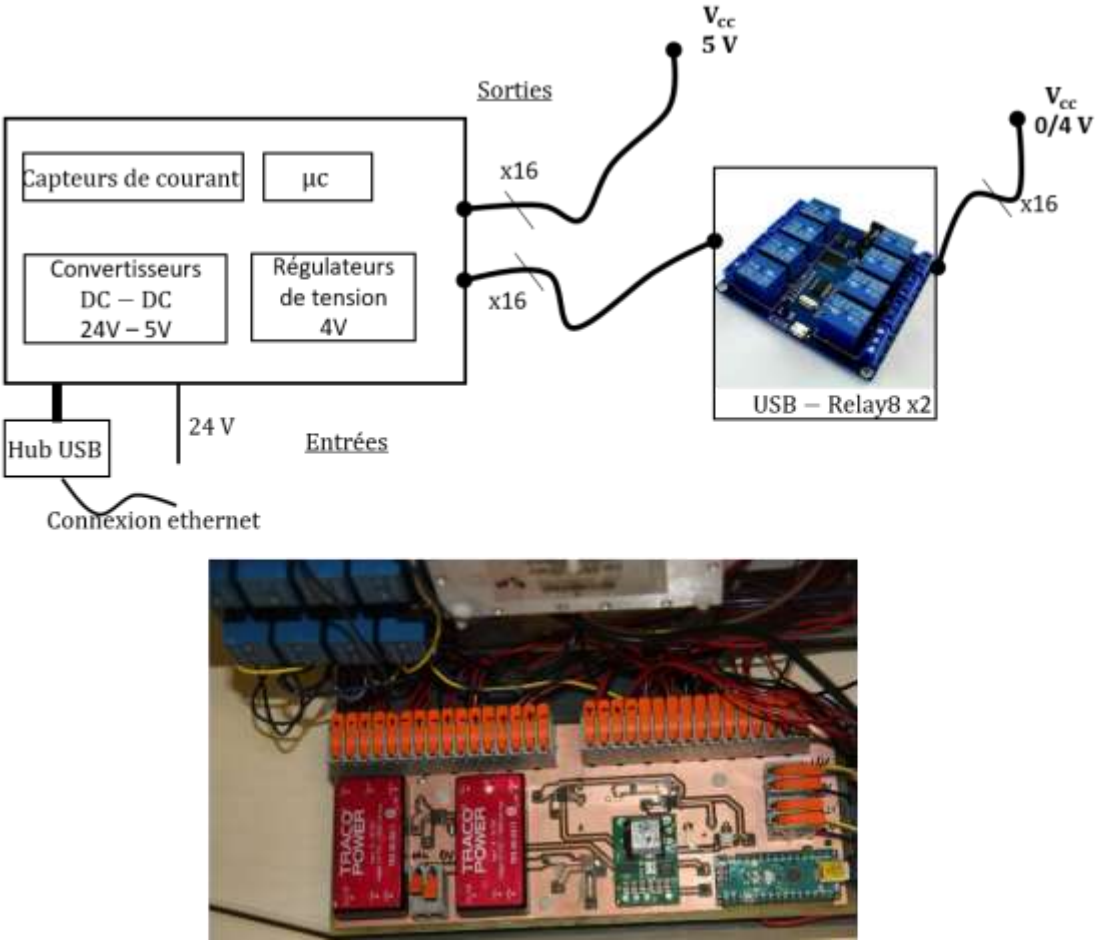


Figure III-10 : Circuit d'alimentation et de commande des amplificateurs BMT352.

La source de tension principale 24 V du circuit d'alimentation des amplificateurs est fournie à travers un câble d'alimentation de 15 m relié à une alimentation de laboratoire (voir les annotations Cmd PA et BE_3 de la Figure III-11) qui a été placée au pied du positionneur lors des mesures en chambre anéchoïde. Le circuit d'alimentation des

amplificateurs (voir Figure III-10) est composé essentiellement de 2 convertisseurs de tension continue identiques [21] (DC – DC) 24 V vers 5 V, d'un convertisseur de tension ajustable [22] alimenté aussi en 24V et réglé pour fournir une tension de 4 V, de 3 capteurs de courant [23] connectés aux convertisseurs, d'un microcontrôleur (µc) [24] et de 2 modules de commutation USB-Relay8 [25].

Les deux convertisseurs identiques fournissent des sources de tension 5 V qui permettent de créer 16 sources de tension Vcc de 5 V pour alimenter les amplificateurs. L'alimentation ou la tension de polarisation Vcc de chaque amplificateur consomme au maximum 500 mA, soit un courant de 8 A au total pour les 16 amplificateurs, ce qui implique que les convertisseurs DC – DC doivent être en mesure de débiter un courant supérieur à 8 A. Par conséquent, les modèles de convertisseur en tension de 5V qui ont été choisis peuvent fournir un courant de 20 A au maximum afin de pouvoir alimenter d'autres composants comme l'amplificateur du signal OL et le microcontrôleur.

Le convertisseur de tension ajustable ou régulateur de tension fournit à son tour une source de tension de 4 V aux 16 commutateurs des modules USB-Relay8. Deux modules USB-Relay8 ont été utilisés, ils comptent chacun 8 commutateurs. Chaque commutateur fournit 8 une tension d'alimentation V_{bias} à un amplificateur, cette tension vaut 0 V ou 4 V suivant l'état du commutateur commandé à distance par ordinateur via une connexion USB. Ainsi, il est possible d'allumer (4 V) ou d'éteindre (0 V) indépendamment chaque amplificateur. Le courant total débité par les alimentations V_{bias} n'excède pas 1 A.

Le microcontrôleur utilisé est un Arduino, il permet de déterminer la puissance consommée par les amplificateurs en interprétant les valeurs de courant mesurées par des capteurs. Le microcontrôleur est aussi piloté à distance par un ordinateur à l'aide d'une connexion USB.

Pendant les mesures en chambre anéchoïde, le réseau d'antennes sera situé à environ 5 m de haut par rapport au pied du positionneur. Cette distance est trop importante pour réaliser une connexion USB fiable. Nous avons donc utilisé un Hub USB qui permet de gérer simultanément plusieurs connexions USB, notamment celle du microcontrôleur et des modules USB – Relay8, à travers une connexion Ethernet avec l'ordinateur de pilotage.

A l'issue de cette réalisation, chaque amplificateur allumé présente un gain G d'environ 20 dB et une puissance au point de compression P_{1dB} de 31,2 dBm à 3,6 GHz.

III.3 Banc de mesure et calibration

La Figure III-11 présente une vue globale de la configuration de mesure du réseau dans la chambre anéchoïde du centre de mesure TDF de LIffré. Cette figure permet de faciliter la compréhension des liaisons qui existent entre les différents éléments. A l'émission, nous pouvons voir les différentes connexions entre le réseau d'antennes et ses commandes et sources d'alimentation (DC et RF). A la réception, nous distinguons une antenne cornet et les instruments de mesures de diagramme de rayonnement et de puissance rayonnée PIRE.

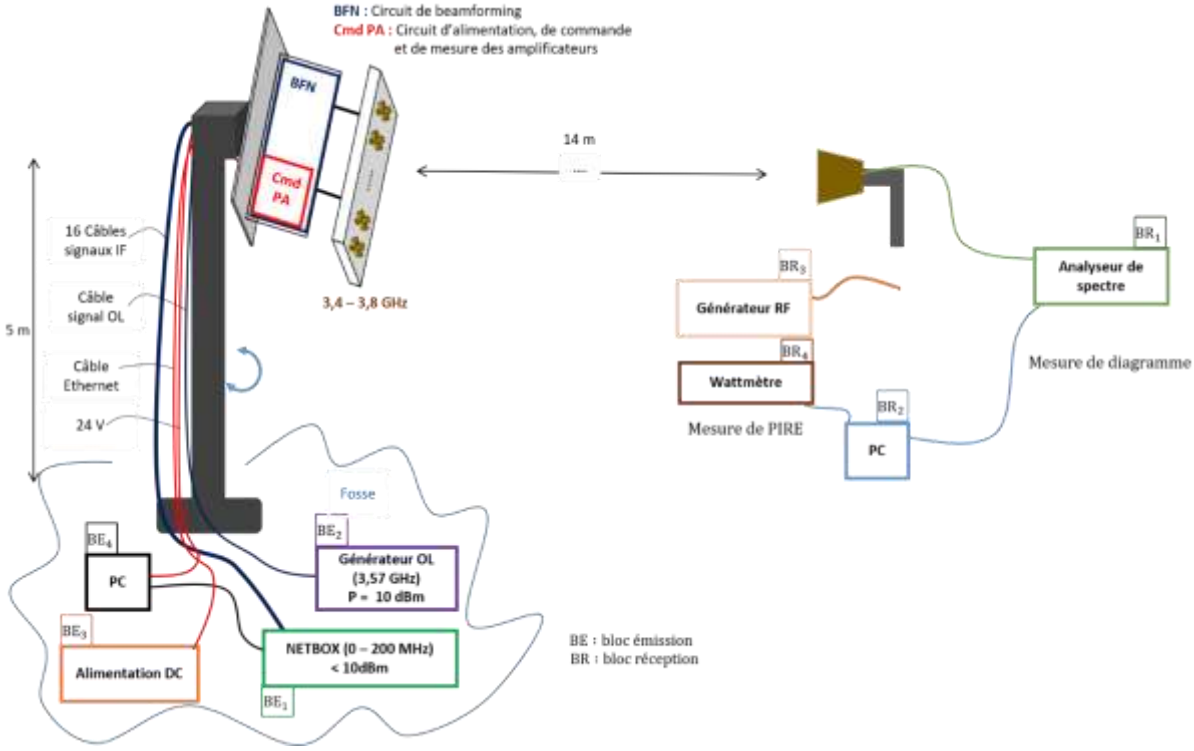


Figure III-11 : Schéma global de mesure du réseau d'antennes reconfigurable.

III.3.1 Description du banc de mesure en chambre anéchoïde

Comme nous pouvons le voir sur la Figure III-11 et la Figure III-12, à l'émission, il y a le réseau d'antennes actives monté sur le positionneur et au pied du positionneur (voir la fosse sur la Figure III-11) se trouvent le générateur de signaux en bande de base (NETBOX), le générateur de signal OL (BE_2) et une alimentation DC (BE_3) du réseau. De plus, il y a les câbles d'alimentation et de commande qui font chacun 15 m minimum. Ces câbles relient le réseau d'antennes à ses sources d'alimentation (RF et DC) et à l'ordinateur (BE_4) qui pilote le microcontrôleur et les commutateurs du circuit d'alimentation DC du réseau d'antennes. Cet ordinateur sert également à piloter le générateur de signaux en bande de base (NETBOX). A distance, à l'aide de l'ordinateur, nous pouvons modifier la forme des signaux en bande de base ainsi que leurs amplitudes et phases en fonction de la solution d'excitation fournie par l'outil de synthèse de réseau. Chaque solution correspond à un scénario de rayonnement (gabarit, mono/bi-faisceaux, etc.). Dans le cas des scénarios où les excitations de certaines antennes sont nulles, alors aucun signal IF n'est généré par le générateur NETBOX sur les voies correspondantes. Par conséquent, les amplificateurs associés à ces antennes sont éteints.

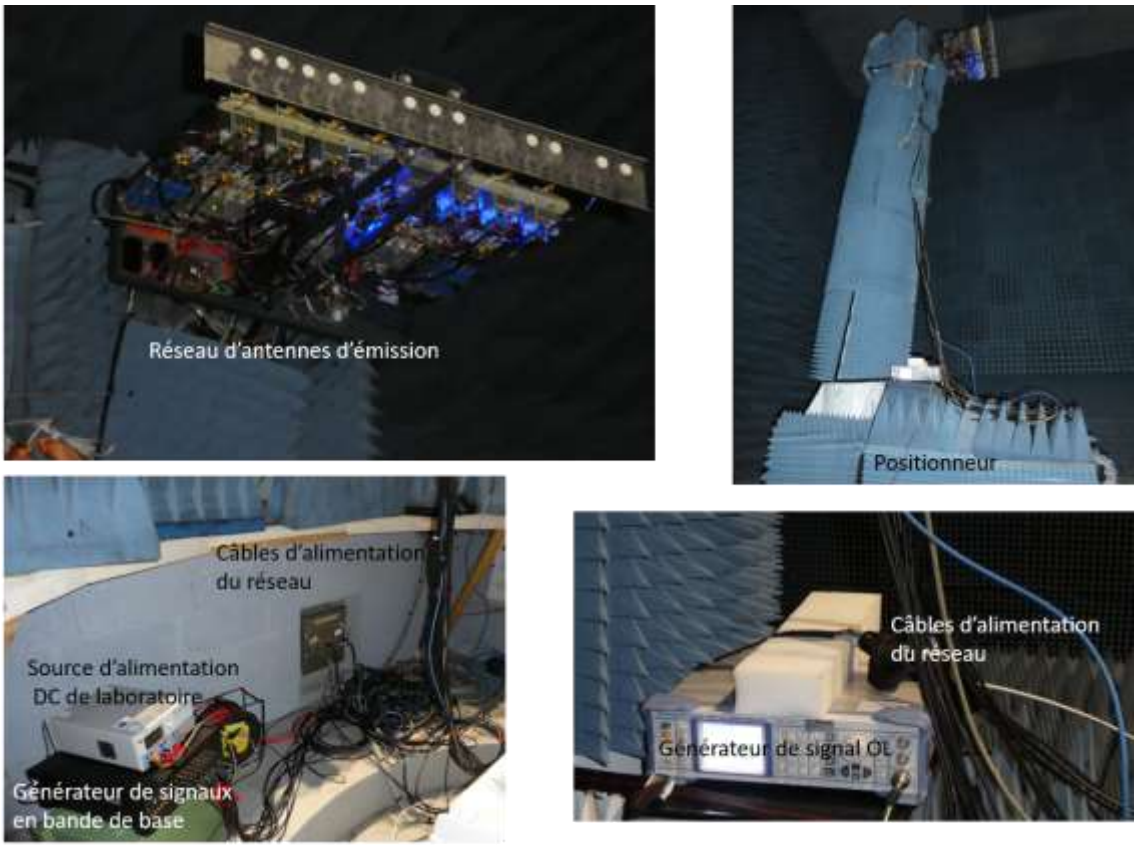


Figure III-12 : Photographies de l'installation du réseau d'antennes reconfigurable pour sa caractérisation dans chambre anéchoïde de TDF à Liffré.

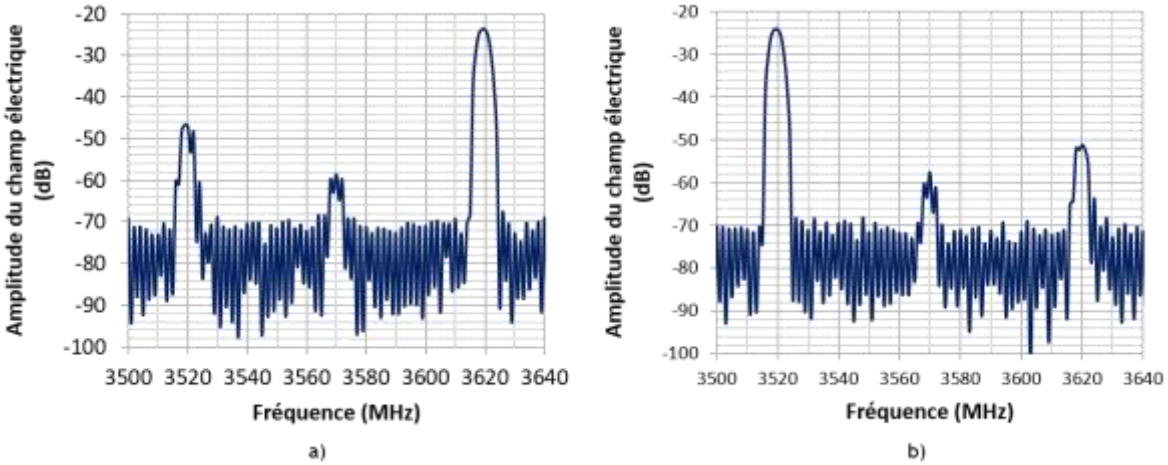


Figure III-13 : Mesures de l'amplitude du champ |E| des signaux rayonnés par le réseau d'antennes à l'aide d'un analyseur de spectre. (a) : Spectre du signal utile émis dans la direction $\varphi = +30°$ à 3,62 GHz et (b) : Spectre symétrique (non utile) dans la direction $\varphi = -30°$ à 3,52 GHz.

A la réception, nous avons un analyseur de spectre pour mesurer le module du champ électrique rayonné (diagramme de rayonnement) par le réseau d'antennes à une fréquence donnée, puis un générateur RF et un wattmètre piloté par un ordinateur pour la mesure de la puissance rayonnée. Contrairement aux dernières mesures de la section

II-4, les mesures de PIRE et de diagrammes de rayonnement concernent à la fois des scénarios d'émission mono-faisceau et bi-faisceaux d'un réseau d'antennes parcimonieux. De plus, comme présenté sur la Figure III-13, pour chaque faisceau émis à une fréquence porteuse $f_{OL} + f_{IF}$, le réseau émet en même temps un faisceau symétrique (non utile) à la fréquence porteuse $f_{OL} - f_{IF}$ dans une direction de rayonnement opposée. Ainsi, pour mesurer à chaque fois un scénario de rayonnement, l'analyseur de spectre est paramétré pour filtrer sur une largeur de 100 KHz uniquement la fréquence porteuse utile.

Le wattmètre est une sonde qui réalise des mesures sur un spectre plus large, par conséquent la présence simultanée de plusieurs signaux rend impossible l'usage directe du wattmètre pour mesurer la PIRE de chaque faisceau utile.

III.3.2 Procédure de mesure de la PIRE

Les mesures se déroulent en trois étapes qui font intervenir l'analyseur de spectre, le générateur RF, l'antenne de réception et le wattmètre :

- **Etape 1 :**

Nous relevons sur l'analyseur de spectre le niveau maximal du signal reçu par l'antenne cornet (voir Figure III-14). Ce niveau correspond à la puissance du signal reçu en plus des pertes liées au câble de connexion et à l'analyseur de spectre.

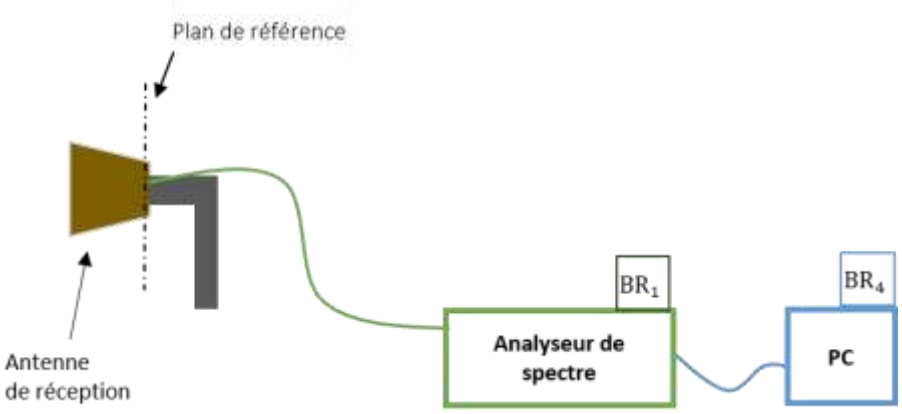


Figure III-14 : Mesure de la PIRE : 1ère étape.

- **Etape 2 :**

Le cornet de réception est remplacé par un générateur RF (voir Figure III-15) dont la puissance de sortie est réglée de telle sorte que le niveau mesuré sur l'analyseur de spectre soit le même que celui prélevé avec le cornet.

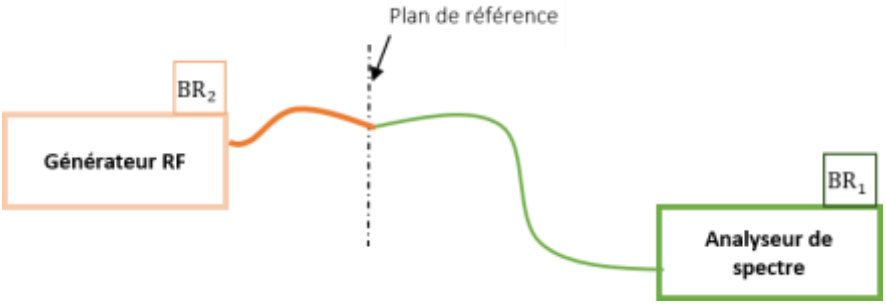


Figure III-15 : Mesure de la PIRE : 2ème étape.

- **Etape 3 :**

Enfin à l'aide du wattmètre (voir Figure III-16), la puissance réellement émise par le générateur est mesurée. Les puissances relevées par le wattmètre correspondent aux puissances aux bornes du cornet de réception lorsque le réseau d'antennes émet. Connaissant cette puissance aux bornes du cornet de réception, le gain du cornet de réception, et la distance entre les antennes, nous déduisons la PIRE à partir de la formule de Friis (équation II.4-2).

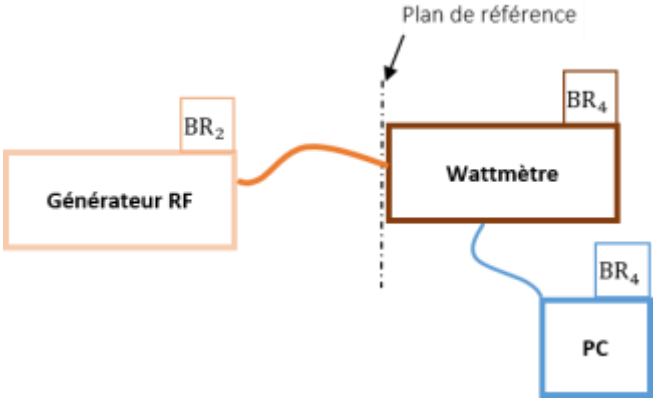


Figure III-16 : Mesure de la PIRE : 3ème étape.

Ces différentes étapes nous ont permis d'outrepasser la limite du wattmètre par rapport au filtrage du signal utile afin d'améliorer la précision des mesures de PIRE. Sur l'ensemble des mesures qui ont été réalisées sur différents jours, entre des mesures faites directement à l'analyseur de spectre et celles réalisées par la méthode des 3 étapes, nous avons enregistré des écarts pouvant atteindre 1,3 dB.

Avant de procéder aux mesures de rayonnement du réseau d'antennes, une étape de dimensionnement et de calibration a été nécessaire pour tenir compte de la limite d'utilisation des composants d'alimentation (générateurs NETBOX, mélangeurs et amplificateurs) et des erreurs (amplitude et phase) que ces derniers peuvent induire sur le fonctionnement du réseau d'antennes.

III.3.3 Dimensionnement et processus de calibration du système

L'étape de dimensionnement permet de s'assurer que les excitations fournies par la synthèse soient implémentables en pratique. De plus, afin de restaurer les déséquilibres éventuels entre les excitations (en amplitude et en phase) des différentes voies RF, une calibration est réalisée pour faire en sorte que les lois d'excitation en amplitude et en phase soient très proches de celles souhaitées théoriquement.

III.3.3.1 Dimensionnement

Cette opération consiste à définir les conditions d'utilisation optimales de chaque composant de l'architecture du réseau en se basant sur leurs spécifications techniques et leurs comportements en interaction avec les autres composants. Pour cela nous avons réalisé des mesures de phase et de bilan de puissance après chaque étape de transformation du signal, à l'aide d'un oscilloscope pour les mesures de phase et d'un analyseur de spectre pour les mesures de puissance. Les principales étapes de transformation du signal sont : l'étape de génération des signaux en bande de base, puis l'étape de transposition en haute fréquence et pour finir l'étape d'amplification.

- **Génération des signaux en bande de base et transposition de fréquence**

Tout d'abord, la première remarque sur le générateur NETBOX est le décalage de phase qui intervient entre 2 voies lorsque l'écart de puissance entre ces voies augmente. En effet, un écart de puissance de 6 dB entre deux voies (de niveau de puissance compris entre 7 dBm et 19 dBm) provoque un déphasage de 6° environ et lorsque cet écart atteint 8 dB ce déphasage peut même devenir supérieur à 10 °. La synthèse des excitations à amplitude uniforme permet donc de réduire ces déphasages qui peuvent toutefois exister lorsqu'une telle synthèse n'est pas appliquée.

Ensuite, nous avons constaté entre les voies de sortie du générateur NETBOX et les mélangeurs une perte de puissance de 0,6 dB et de 1,7 dB respectivement aux signaux de fréquence IF1 10 MHz et IF2 50 MHz. Ce sont des pertes d'atténuation du signal dans les câbles sur une longueur de 15 m. En ce qui concerne les mélangeurs, il faut tenir compte du point de compression et des pertes de conversion qui dépendent de la puissance du signal OL. Nous avons analysé l'évolution du point de compression des mélangeurs à travers des mesures de puissance du signal RF en sortie d'un mélangeur échantillon. Dans cette analyse, nous avons recherché les points de compression pour deux puissances différentes du générateur de signal OL $P_{Géné,OL}$ (voir Figure III-9), comme spécifié dans le Tableau III-1. D'après les spécifications techniques du mélangeur, les caractéristiques électriques sont presque identiques aux fréquences IF1 et IF2, d'où le choix fait pour l'exemple d'un signal de fréquence IF de 30 MHz. En comparant les puissance RF mesurées et estimées pour chaque puissance $P_{Géné,OL}$, nous constatons que la puissance RF du signal transposé est de plus en plus compressée lorsque la puissance IF augmente. Par exemple, en passant de P_{IF} = 4 dBm (puissance du signal IF) à 11,6 dBm la puissance RF est compressée de 0,5 dB (5,2 dB - 4,7 dB) et 0,6 dB (5,1 dB – 4,5 dB) pour les puissances $P_{Géné,OL}$ respectives de 10 dBm et 9 dBm. Plus la puissance du générateur OL est

importante, plus le point de compression à 1 dB du signal IF (P_{IF}) est élevé. Lorsque $P_{Géné,OL}$ vaut 10 dBm, elle est supérieure à 13,5 dBm alors qu'à 9 dBm elle vaut 13,5 dBm.

Tableau III-1 : Recherche du point de compression des mélangeurs pour une fréquence du signal OL de 3,57 GHz et de signal RF de 3,6 GHz.

P_{IF} (dBm)	$P_{Géné,OL} = 10$ dBm $Loss_{OL} = 6,4$ dB		$P_{Géné,OL} = 9$ dBm $Loss_{OL} = 6,5$ dB	
	Estimées (dBm) ($P_{IF} - Loss_{OL}$)	**Mesurées (dBm)**	**Estimées (dBm)** ($P_{IF} - Loss_{OL}$)	**Mesurées (dBm)**
4	-2,4	-2,4	-2,5	-2,5
10	3,6	3,3	3,5	3,2
11,6	5,2	4,7	5,1	4,5
13,5	7,1	6,3	7	5,9

Finalement, compte tenu des limites de puissance de l'amplificateur assurant l'amplification du signal OL, le générateur de signal OL a été paramétré pour générer une puissance de 10 dBm (soit une puissance OL de 16,5 dBm par mélangeur). Puis, dans la recherche de solution d'excitations du réseau d'antennes, la puissance P_{IF} a été limitée à 10 dBm (soit un signal RF de 3,3 dBm environ) pour réduire les distorsions d'amplitude du signal RF. Cette limite permet également de minimiser les erreurs de phase dues à une dynamique importante entre les amplitudes des signaux des différentes voies. Cette limite concerne également un signal IF multi-porteuses dans le cas d'une émission bi-faisceaux.

- **Transposition de fréquence et amplification des signaux**

Après la transposition d'un signal de fréquence IF de 50 MHz à l'aide du signal OL de 3,57 GHz, nous avons en sortie 3 raies spectrales (voir Figure III-17) sur les fréquences suivantes : $f_{OL} - f_{IF}$ (3,52GHz), f_{OL} (3,57 GHz) et $f_{OL} + f_{IF}$ (3,62 GHz).

L'absence de filtrage en sortie des mélangeurs a pour conséquences une surconsommation des amplificateurs et un rayonnement de signaux non désirés. En se référant aux mesures de la Figure III-17, plus de la moitié de la puissance en sortie des amplificateurs est utilisée pour ces signaux non désirés. Néanmoins, cela ne remet pas en cause l'étude comparative prévue sur la consommation énergétique de la méthode de synthèse de réseau parcimonieux qui a été développée et décrite au chapitre I. Pour garantir cette affirmation, il faudrait que le signal utile amplifié soit 3 fois inférieur (pour plus de sécurité) à la puissance maximale P_{1dB} (31 dBm) de l'amplificateur BMT352. La puissance du signal utile n'excédera pas $P_{1dB} - 10 * \log(3)$ (soit 26,2 dBm).

En résumé, nous retiendrons essentiellement deux contraintes à respecter afin d'éviter une dégradation importante du signal à transmettre. La première contrainte exige que la puissance du signal IF soit inférieure ou égale à 10 dBm. Après transposition et amplification du signal utile, cela équivaut approximativement à un signal utile de 23,3

dBm (P_{IF} – $Loss_{OL}$ + G_{PA}) suivant les valeurs décrites dans le Tableau III-1. Ensuite, la deuxième contrainte par rapport à la puissance maximale de sortie des amplificateurs impose une limite de 26,2 dBm. Par conséquent, nous avons retenu la puissance limite la plus contraignante qui porte sur la puissance du signal IF à savoir 23,3 dBm. Ainsi, grâce à la contrainte de puissance P_{max} introduite dans la formulation du problème de synthèse de réseau (Chapitre I), nous avons finalement fixé P_{max} à 23,3 dBm de sorte que la puissance du signal d'excitation sollicitée pour chaque antenne à chaque configuration de rayonnement n'altère pas la nature du signal et au final la puissance rayonnée par le réseau d'antennes.

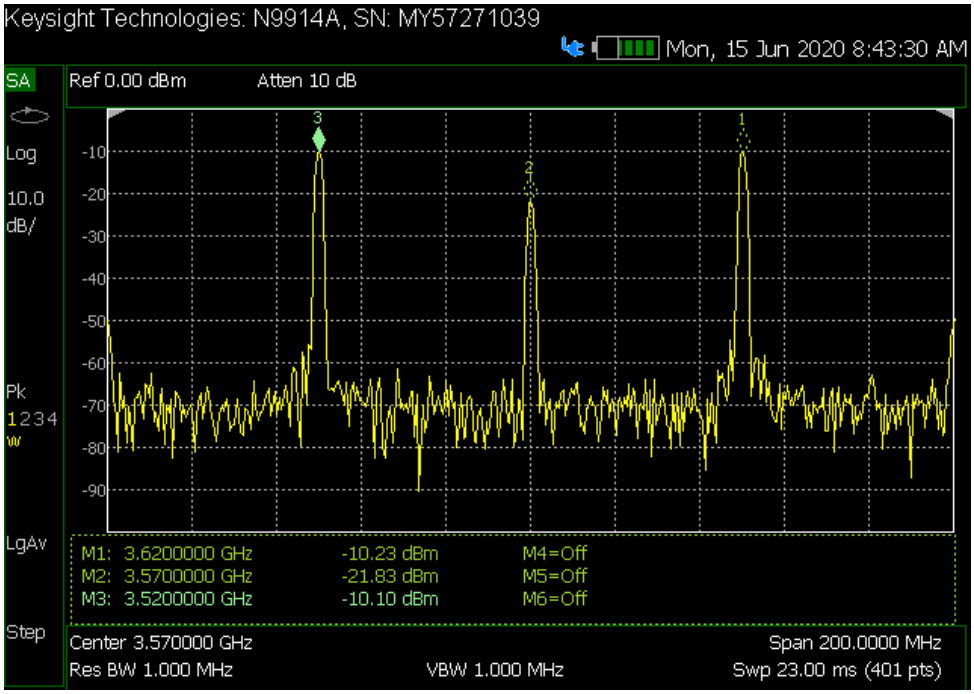


Figure III-17 : Mesure du spectre du signal en sortie du mélangeur alimenté (avec atténuateur de 6 dB) par un signal OL de 17 dBm à 3,57 GHz et un signal IF de 3 dBm à 50 MHz.

Par ailleurs, à la suite de cette analyse, nous nous apercevons que cette contrainte de puissance limite P_{max} de 23,3 dBm est inférieure aux estimations de puissance d'excitation des antennes élaborées dans le chapitre I pour obtenir une PIRE de 50 dBm. Or, il faut au minimum une puissance d'excitation par antenne de 24 dBm (voir chapitre I section I-2) pour un scénario de rayonnement bi-faisceaux (configuration de puissance extrême) afin de rayonner une puissance PIRE de 50 dBm par faisceau émis. Par conséquent, pour que les scénarios de rayonnement bi-faisceaux en particulier soient implémentables, la puissance rayonnée PIRE par faisceau doit être inférieure à 50 dBm. En tenant compte de ces considérations, nous avons appliqué une PIRE de 48 dBm.

III.3.3.2 Calibration du système

La calibration permet de compenser le déséquilibre entre les différentes voies du réseau d'antennes, elle permet de faire en sorte que le réseau fonctionne le plus

idéalement possible. Ce déséquilibre concerne des différences de phase et de gain non souhaitées entre les voies de transmission du réseau d'antennes. Ces problèmes sont liés d'une part au caractère non idéal des composants (câblage, NETBOX, mélangeur, PA, etc) et d'autre part aux conditions d'utilisation (alimentation, température, etc.). Par exemple, le circuit de répartition permettant de fournir le signal d'OL à chaque mélangeur n'est pas tout à fait uniforme. Cette distribution est réalisée à l'aide de répartiteurs de type Wilkinson qui peuvent induire des écarts de $\pm 0{,}5$ dB et $\pm$ 2,6° entre les différentes sorties, comme nous l'avons vu précédemment dans le chapitre II (voir section II-4). Ces erreurs entrainent un écart de puissance et de phase entre les signaux transposés en haute fréquence. De plus, les mesures effectuées sur 5 amplificateurs BMT352 dans le réseau mettent en évidence des différences de $\pm$ 0,3 dB et $\pm$ 7°. La conséquence de tout ceci se traduirait par des erreurs de dépointage et des remontés de lobes secondaires des diagrammes de rayonnement.

Il existe essentiellement deux techniques [26]–[28] pour calibrer un réseau d'antennes reconfigurable. La première consiste à intégrer dans les circuits d'émission et de réception du réseau, des composants dédiés (coupleurs, générateur de signal de calibration, etc.) qui servent à prélever une partie du signal et définir une fonction de transfert correspondant à chaque voie RF afin de corriger les imperfections (voir la Figure III-18). La deuxième technique s'opère à travers une transmission hertzienne entre les différentes antennes du réseau sous test et une antenne de réception. Cette dernière permet de corriger essentiellement la non cohérence de phase entre les voies RF [28].

Pour nos mesures, à la place d'un dispositif de calibration complexe comme celui présenté sur la Figure III-18, nous avons utilisé un banc de calibration composé d'un analyseur de réseau vectoriel, du réseau d'antennes et des sources d'alimentation (NETBOX, alimentation DC, etc), comme schématisé sur la Figure III-19. Ce banc de mesure permet de déterminer la fonction de transfert $T_n(j\omega)$ de chacune des voies RF. Les modules $|T_n(j\omega)|$ ont été mesurés en absolu pour respecter le dimensionnement et les phases arg $(T_n(j\omega))$ en relatif (par rapport à une voie RF de référence) car il n'est pas commode de mesurer une différence de phase entre des signaux IF et RF.

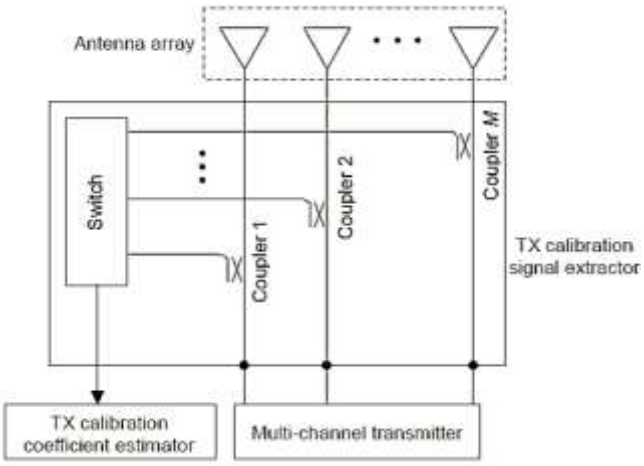


Figure III-18 : Architecture de réseau d'antennes actives avec son système de calibration [26].

Le module est déterminé à partir du rapport entre les puissances des signaux RF et IF pour chaque voie n :

$$|T_n(j\omega)| = \frac{P_{n,RF}}{P_{n,IF}} \qquad \text{III-1}$$

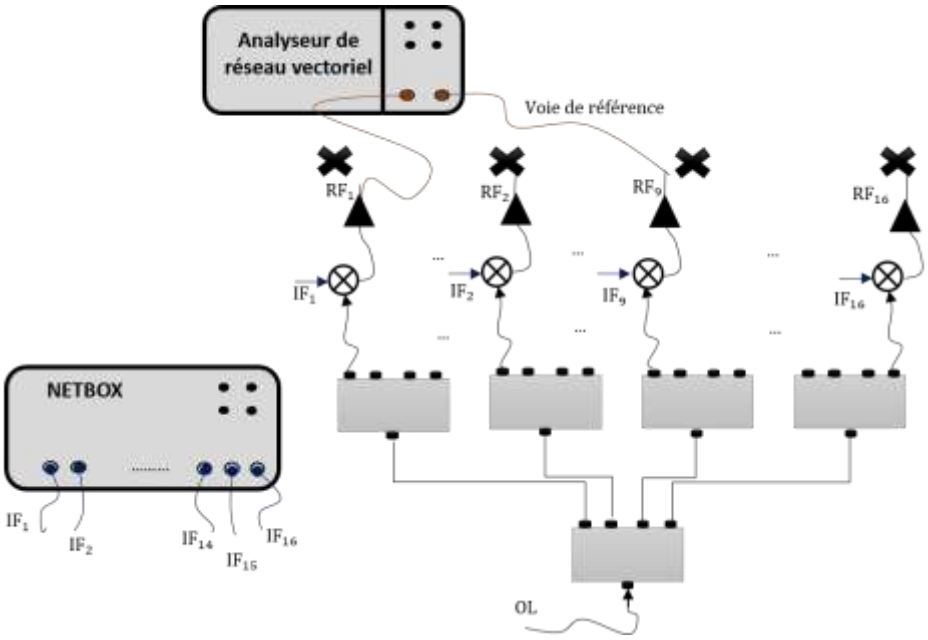


Figure III-19 : Synoptique du banc de calibration du circuit de formation de faisceau.

Pour mesurer les phases relatives $\arg(T_n(j\omega))$ entre les autres voies RF et une voie RF de référence, 16 signaux IF équi-amplitudes et équi-phases sont d'abord générés en bande de base puis d'un côté la voie RF de référence est connectée avec le port d'accès de référence de l'analyseur de réseau et sur un second port d'accès les autres voies RF les unes après les autres. Pendant ces mesures les voies RF non reliées à l'analyseur sont connectées au réseau d'antennes. L'opération réalisée par l'analyseur de réseau correspond à ceci :

$$\arg(T_n(j\omega_{RF})) = \arg(S_{ref}(j\omega_{RF})) - \arg(S_n(j\omega_{RF})) \qquad \text{III-2}$$

$$\text{avec } \omega_{RF} = 2\pi f_{RF}$$

où $S_n(j\omega_{RF})$ représente la transformée de Fourier du signal RF associée à la voie n et f_{RF} la fréquence porteuse $f_{OL} + f_{IF}$.

A l'issue des mesures de fonctions de transfert $T_n(j\omega_{RF})$, une matrice de calibration **T** est constituée, c'est une matrice diagonale des fonctions de transfert $T_n(j\omega_{RF})$. Ensuite, la correction en amplitude et en phase entre les différentes voies RF est établie en appliquant la relation suivante :

$$x_{IF} = T^{-1}x_{RF} \qquad \text{III-3}$$

où $\mathbf{x}_{IF}$ et $\mathbf{x}_{RF}$ sont des vecteurs complexes formés de 16 composantes, leurs composantes $x_{IF,n}$ et $x_{RF,n}$ constituent respectivement les pondérations complexes des signaux IF

($S_n(j\omega_{IF})$) générés en bande de base et celles des signaux utiles transposés en haute fréquence ($S_n(j\omega_{RF})$) pour alimenter les antennes. Le vecteur $\mathbf{x}_{RF}$ correspond à la solution d'excitation en amplitude et en phase qui est définie par l'outil de synthèse de réseau.

Tableau III-2 : Coefficients de calibration du réseau pour les fréquences porteuses de 3,58 GHz et 3,62 GHz.

Voie	3,58 GHz	3,62 GHz	Voie	3,58 GHz	3,62 GHz
1	11,2 dB	10 dB	9	11,1 dB	10 dB
	-4,2°	-1,4°		Réf.	Réf.
2	11,8 dB	10,3 dB	10	11,4 dB	10,2 dB
	+2°	+2,4°		-14,6°	-12,8°
3	11,4 dB	10,1 dB	11	11,6 dB	10,3 dB
	-3,4°	+3,3°		-5,8°	-3,2°
4	11,5 dB	10,3 dB	12	11 dB	9,7 dB
	-0,2°	+0,9°		-1,9°	0°
5	11,2 dB	9,8 dB	13	11,3 dB	10,3 dB
	-2,7°	+2,8°		+1,4°	+7,8°
6	11,7 dB	10,5 dB	14	11,2 dB	10 dB
	-0,4°	+1,4°		-4,2°	-2°
7	11,4 dB	10,1 dB	15	11,8 dB	10,4 dB
	-2,5°	+1,4°		-5,8	-3,1°
8	11 dB	9,5 dB	16	11,4	10,3 dB
	-0,6°	+2,6°		-1°	+1°

Les fonctions de transfert dépendent de la fréquence porteuse. Par conséquent, la matrice de calibration **T** est différente selon la fréquence porteuse $f_{OL} + f_{IF}$. Des résultats de mesure des coefficients de calibration sont présentés dans le Tableau III-2. La voie N°9 est la voie de référence. Compte tenu de la sensibilité de la phase du signal à haute fréquence par rapport à la manipulation des câbles de liaison entre l'analyseur de réseau

vectoriel et le réseau (notamment la courbure des câbles), plusieurs séries de mesures ont été réalisées en considérant des voies de référence différentes et éloignées (voies N°1, 9 et 15). Puis, ces différentes mesures ont été converties en une seule référence (voies N° 9) afin de faire la moyenne des mesures de phase obtenues sur chaque voie.

A cause des imperfections du système (niveau du signal OL, câblage, caractéristique des mélangeurs et des PA, etc.), nous pouvons constater des différences de niveau et des écarts de phase entre les différentes voies. Les fluctuations en amplitude sont respectivement de 11,4 ± 0.2 dB à 3,58 GHz et 10,1 ± 0,3 dB à 3,62 GHz. La voie N°10 en particulier est celle qui présente le plus grand écart de phase de -14,6° à 3,58 GHz et -12,8° à 3,62 GHz par rapport à la voie de référence.

Avec le choix d'un générateur de signaux IF (NETBOX) bien synchronisé en fréquence et en temps, ces valeurs de calibration sont réutilisables à chaque redémarrage du système.

Le réseau enfin dimensionné et calibré peut être caractérisé en chambre anéchoïde. La caractérisation concerne les mesures de diagramme de rayonnement, la puissance rayonnée PIRE et la consommation énergétique du réseau d'antennes reconfigurable.

III.4 Caractérisation en rayonnement et consommation énergétique

L'objectif est d'étudier les performances en rayonnement et en économie d'énergie du réseau d'antennes reconfigurable lorsqu'il est alimenté de façon parcimonieuse c'est-à-dire en utilisant (ou allumant) le minimum d'antennes possible pour respecter le cahier des charges. Pour cela, dans les prochaines sous-sections, différentes configurations de rayonnement établissant notamment le gabarit de rayonnement et les scénarios de dépointage seront présentées, ainsi que des résultats de puissance rayonnée (PIRE), de diagramme de rayonnement et de puissance consommée par le réseau d'antennes à chaque configuration de rayonnement.

III.4.1 Configurations de mesures

Après une étude de la mise en œuvre technologique, les spécifications radioélectriques finales du réseau d'antennes se résument aux valeurs citées dans le Tableau III-3. D'un côté, nous avons les spécifications en rayonnement qui sont représentées par le gabarit (HPBW, SLL), le dépointage et la PIRE et de l'autre côté les spécifications électriques à savoir la puissance maximale P_{max} par antenne et le niveau d'adaptation des antennes Γ_n^a quelle que soit la configuration du réseau. Comme cela a été expliqué lors de la phase de dimensionnement du réseau, la PIRE prévue par porteuse a été réduite de 2 dB (48 dBm au lieu de 50 dBm) et la puissance maximale à 23,3 dBm au lieu de 24 dBm. Les scénarios de rayonnement mono/bi-faisceaux doivent respecter ces spécifications.

Tableau III-3 : Spécifications radioélectriques du réseau d'antennes reconfigurable pour les scénarios de rayonnement mono/bi-faisceaux

HPBW	SLL	Dépointage	PIRE par porteuse	P_{max}	Γ_n^a
10°	-15 dB	Entre $\pm 45°$	48 dBm	23,3 dBm	≤ -10 dB

Conformément à l'étude qui a été menée au chapitre I, nous avons défini un certain nombre de scénarios de rayonnement mono et bi-faisceaux avec des dépointages plus ou moins importants. Dans le cas d'un rayonnement bi-faisceaux, $f_A = 3{,}58$ GHz et $f_B = 3{,}62$ GHz désignent respectivement les fréquences porteuses des faisceaux A et B. Les exemples de dépointage étudiés sont les suivants :

- Mono-faisceau
  - $\varphi^{max} = 0°$; $+45°$ pour $f = 3{,}58$ GHz
  - $\varphi^{max} = -15°$; $+30°$; $-45°$ pour $f = 3{,}62$ GHz
- Bi-faisceaux
  - $\varphi_A^{max} = -15°$ pour $f_A = 3{,}58$ GHz et $\varphi_B^{max} = +30°$ pour $f_B = 3{,}62$ GHz

La méthode de synthèse de réseau parcimonieux avec le contrôle des excitations (uniformisation des excitations plus précisément), développée précédemment, nous a permis de déterminer pour chaque scénario de rayonnement l'amplitude et la phase du signal de chacune des 16 voies RF. Cependant, après une étape de dimensionnement et de calibration, la notion de robustesse n'a pas été appliquée pendant la résolution du problème de synthèse. En outre, sur certains exemples, nous avons comparé les performances en rayonnement de notre méthode de synthèse avec une méthode de synthèse de réseau non parcimonieux et dont la loi d'excitation en amplitude est non uniforme. Les exemples choisis sont les suivants :

- Mono-faisceau
  - $\varphi^{max} = 0°$ pour $f = 3{,}58$ GHz
  - $\varphi^{max} = -15°$ pour $f = 3{,}62$ GHz

Pour analyser davantage la consommation énergétique du réseau, des scénarios de rayonnement supplémentaires ont été considérés. Cependant, pour ces exemples, le réseau est alimenté pour réaliser uniquement des mesures de consommation énergétique sans que les caractéristiques de rayonnement soient évaluées.

III.4.2 Diagrammes de rayonnement et PIRE

III.4.2.1 Scénarios mono-faisceau

La Figure III-20 et la Figure III-21 présentent les comparaisons entre la mesure et la simulation (résultat de synthèse) des diagrammes de rayonnement de réseau parcimonieux pour différents dépointages du faisceau principal. Il s'agit à chaque fois de configuration mono-faisceau. A chaque diagramme de rayonnement, une indication est donnée sur le niveau de puissance de chacune des antennes alimentées ainsi que le numéro des antennes éteintes.

Nous pouvons voir qu'il y a au moins une antenne éteinte pour chaque scénario et la puissance des signaux qui alimentent les antennes allumées est inférieure à la contrainte de puissance P_{max} (23,3 dBm). Pour ces différents scénarios, à chaque fois, la distribution de puissance est quasi-uniforme. Cependant, comme nous avons pu le constater pendant l'étude théorique, la parcimonie du réseau (nombre d'antennes éteintes) diminue au fur et à mesure que le faisceau dépointe. Par exemple sur la Figure III-20, pour le scénario mono-faisceau $\varphi^{max} = +45°$ il y a 1 antenne éteinte contre 3 antennes pour le scénario mono-faisceau $\varphi^{max} = 0°$.

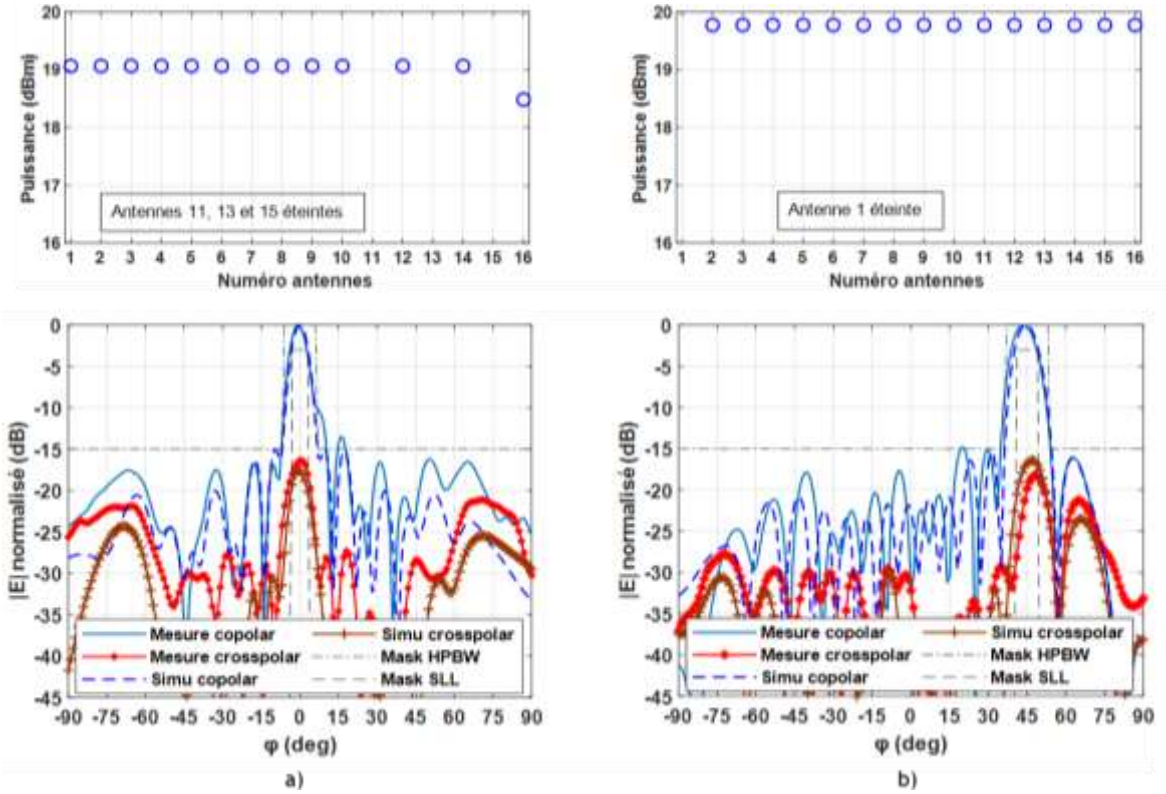


Figure III-20 : Méthode de synthèse parcimonieuse mono-faisceau à 3,58 GHz. Puissances d'excitation synthétisées et diagrammes de rayonnement des scénarios (a) : $\varphi^{max} = 0°$ et (b) $\varphi^{max} = +45°$.

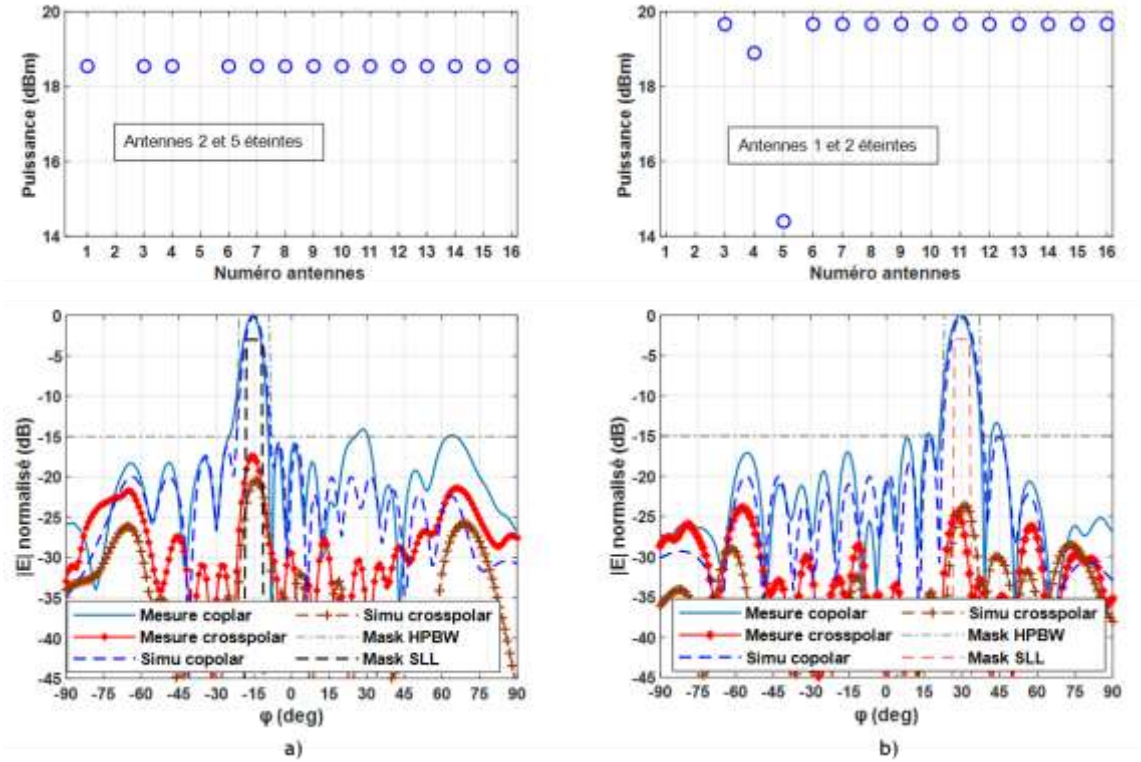


Figure III-21 : Méthode de synthèse parcimonieuse mono-faisceau à 3,62 GHz. Puissances d'excitation synthétisées et diagrammes de rayonnement des scénarios (a) : $\varphi^{max} = -15°$ et (b) : $\varphi^{max} = +30°$.

Bien que des écarts existent, les diagrammes de rayonnement en polarisation principale (copolar) mesurés sont proches de ceux simulés et respectent assez bien le gabarit de rayonnement. Les mesures de diagrammes de rayonnement en polarisation croisée (crosspolar) sont également très similaires à la simulation, principalement dans le lobe principal où leurs niveaux sont 15 dB en-dessous du niveau de rayonnement principal. Sur les mesures de diagramme de rayonnement en polarisation principale, nous enregistrons dans le pire cas, un dépassement maximum de 1 dB de la limite des lobes secondaires. En particulier pour les scénarios $\varphi^{max} = 0°$ à $f = 3{,}58$ GHz (voir Figure III-20) et $\varphi^{max} = -15°$ à $f = 3{,}62$ GHz (voir Figure III-21), on remarque à certains endroits, une remontée importante d'un premier nul (gauche ou droite) de rayonnement et des lobes secondaires 3 dB au-dessus de la simulation.

III.4.2.2 Scénario bi-faisceaux

Nous comparons également la mesure et la simulation des diagrammes de rayonnement de réseau parcimonieux pour un scénario bi-faisceaux. Pour une meilleure lisibilité des diagrammes de rayonnement, nous avons séparé le diagramme à 3,58GHz de celui à 3,62GHz. La répartition de puissance sur les antennes alimentées ainsi que le numéro de l'antenne éteinte sont également visibles sur la Figure III-22. Grâce à la formulation du problème de synthèse, nous avons une antenne éteinte identique pour les faisceaux A et B, et le cumul de leurs puissances sur chaque voie de transmission n'excède pas P_{max} (22 dBm).

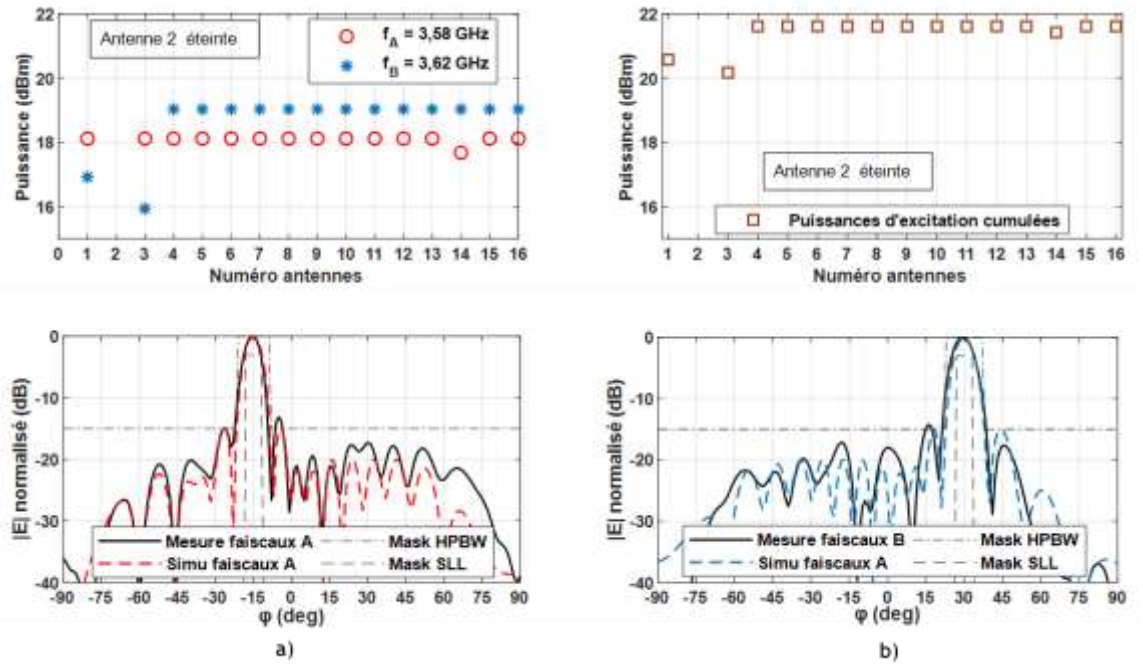


Figure III-22 : Méthode de synthèse parcimoneuse. Puissances d'excitation synthétisées et diagrammes de rayonnement pour un scénario bi-faisceaux (a) : $\varphi_A^{max} = -15°$ à 3,52 GHz et (b) : $\varphi_B^{max} = +30°$ à 3,62 GHz.

Comparativement aux scénarios mono-faisceau pour les mêmes dépointages, nous avons une seule antenne éteinte au lieu de 2 antennes (voir Figure III-21 et Figure III-22). Cela est dû en partie à l'aspect multi-faisceaux où les contraintes étant plus fortes, il est normal d'avoir moins d'antennes éteintes.

Nous notons une bonne corrélation entre les diagrammes mesurés et simulés, hormis un léger dépassement du niveau maximal des lobes secondaires.

III.4.2.3 Comparaison entre les diagrammes de rayonnement d'une solution parcimonieuse et non parcimonieuse

A travers les scénarios mono-faisceau présentés sur la Figure III-23, nous comparons la méthode de synthèse parcimonieuse avec uniformisation des amplitudes d'excitations et une méthode de synthèse non parcimonieuse. Pour rappel, les solutions d'excitation de la méthode de synthèse non parcimonieuse sont aussi définies à l'aide de l'outil de synthèse de réseau développé dans le cadre de nos travaux, à la différence qu'il n'y aura ni la réduction du nombre d'antennes ni l'uniformisation des puissances d'excitation pendant la résolution du problème. Les solutions d'excitation de la méthode de synthèse non parcimonieuse sont des distributions de puissances d'excitation similaires à celles que nous pouvons obtenir avec des méthodes classiques de synthèse de réseau (Chebyshev, Taylor, Binominal, etc.).

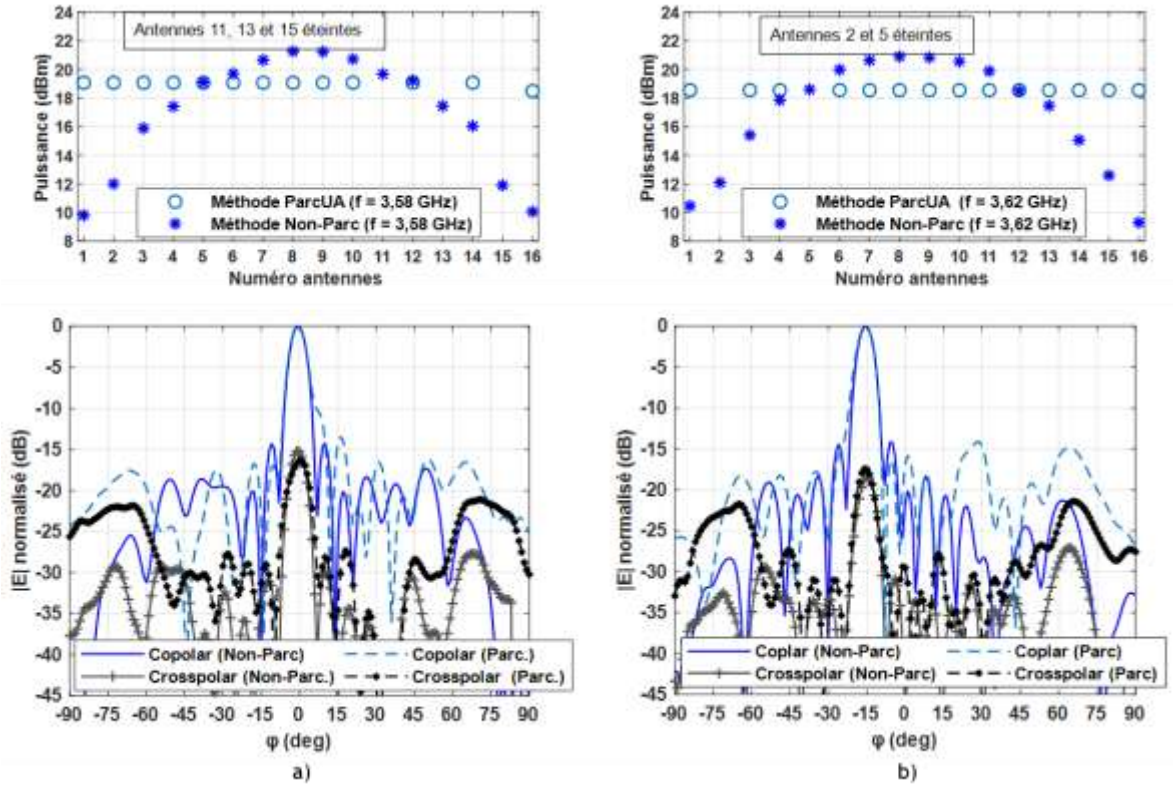


Figure III-23 : Comparaison entre la méthode de synthèse parcimonieuse (ParcUA) et non-parcimonieuse mono-faisceau (Non-Parc). Puissances d'excitation simulées et diagrammes de rayonnement mesurés. Scénarios mono-faisceau (a) : $\varphi^{max} = 0°$ à 3,58 GHz et (b) : $\varphi^{max} = -15°$ à 3,62 GHz.

Malgré certaines antennes éteintes (3 pour $\varphi^{max} = 0°$ et 2 pour $\varphi^{max} = -15°$), près de la moitié des excitations non uniformes est au-dessus des excitations uniformes, ce qui est un argument favorable aux excitations parcimonieuses et uniformes pour le bon fonctionnement des amplificateurs. Dans le lobe principal, les diagrammes de rayonnement résultant des deux méthodes d'excitation du réseau sont identiques sur toute l'ouverture à -10 dB, mais au-delà de cette ouverture nous constatons une augmentation de la largeur du lobe principal avec la méthode parcimonieuse. Dans les deux cas, il y a un dépassement du niveau des lobes secondaires. En outre, les écarts de niveau entre ces deux méthodes, sur une partie de la région angulaire des lobes secondaires, sont une des conséquences de la solution parcimonieuse proposée, qui est soumise toutefois aux exigences (gabarit) de rayonnement.

III.4.2.4 Mesure de la puissance rayonnée

Les résultats présentés dans le Tableau III-4 sont les valeurs de PIRE mesurées pour les scénarios mono-faisceau et bi-faisceaux correspondant aux diagrammes de rayonnement étudiés dans la section précédente. Pour différencier les résultats de la méthode de synthèse parcimonieuse avec celle non parcimonieuse, les résultats de cette dernière ont été mis entre parenthèse.

Tableau III-4 : Comparaison de la PIRE mesurée par rapport à la PIRE simulée de 48 dBm pour les différents scénarios.

	Mono-faisceau				**Bi-faisceaux**
Fréquence	3,58 GHz		3,62 GHz		$f_A = 3{,}58$ GHz $f_B = 3{,}62$ GHz
$\boldsymbol{\varphi^{max}}$	0°	+45°	−15°	+30°	$\varphi_A^{max} = -15°$ $\varphi_B^{max} = +30°$
Nombre d'antennes éteintes	3	1	2	2	1
PIRE mesurée (dBm)	46,2 (47,5)	48,2	46,1 (46,7)	47,5	46,6 (φ_A^{max}) 46,9 (φ_B^{max})
Pertes (dB)	1,8 (0,5)	- 0,2 dB	1,9 (1,3)	0,5	1,4 (φ_A^{max}) 1,1 (φ_B^{max})

Sur l'ensemble des mesures de PIRE réalisées, seul le scénario mono-faisceau $\varphi^{max} = +45°$ enregistre une PIRE de 48,2 dBm supérieure à la valeur simulée (48 dBm). Les autres scénarios enregistrent des valeurs plus faibles. Deux exemples en particulier attirent notre attention, à savoir les scénarios mono-faisceau $\varphi^{max} = -15°$ et +30° à 3,62 GHz et le scénario bi-faisceaux. Dans le premier exemple, les scénarios mono-faisceau $\varphi^{max} = -15°$ et +30° à 3,62 GHz comptent le même nombre d'antennes éteintes mais à des positions différentes (voir Figure III-21). Dans le deuxième exemple, les valeurs de PIRE mesurées pour le scénario bi-faisceaux sont plus faibles que celle du scénario mono-faisceau de $\varphi^{max} = +45°$ alors que le nombre d'antennes éteintes est identique (une seule). De plus, on enregistre également des pertes sur les résultats des solutions d'excitation non parcimonieuse surtout pour le scénario $\varphi^{max} = -15°$ à 3,62 GHz (entre parenthèse).

A l'issue de l'analyse des résultats du Tableau III-4, nous avons remarqué premièrement, que les pertes sont plus importantes (1,9 dB et 1,8 dB) pour les scénarios de dépointage ($\varphi^{max} = 0°$ et $\varphi^{max} = -15°$) où les antennes éteintes sont entourées de voisines allumées (voir Figure III-20 et Figure III-21). Puis, deuxièmement, en comparant les résultats des deux solutions non parcimonieuses (aucune antenne éteinte) $\varphi^{max} = 0°$ à 3,58 GHz et $\varphi^{max} = -15°$ à 3,62 GHz, nous remarquons qu'il y a plus de pertes sur la fréquence 3,62 GHz. Ces résultats nous amènent à nous poser la question sur la technique d'approximation des diagrammes environnés. Toutefois, l'une des raisons des pertes de puissance pour l'exemple bi-faisceaux est liée aux multiplexages numériques (addition des signaux) des signaux des deux faisceaux.

L'accord entre les résultats de mesure et de simulation reste cependant satisfaisant. A l'instar des études réalisées dans [29], [30] sur la présence d'éléments parasites à côté d'une antenne alimentée, les écarts constatés sur les mesures de diagramme de rayonnement et de PIRE pourraient être en partie liés aux interactions entre les éléments actifs (amplificateurs) et les antennes. Les amplificateurs présentent en effet une impédance de sortie différente selon leur polarisation et sont ainsi susceptibles de modifier les diagrammes de rayonnement environnés des antennes.

III.4.3 Mesure de consommation

Nous présentons ici les résultats de la puissance consommée en particulier par les amplificateurs au cours des différents scénarios mono-faisceau. Le principal objectif est de comparer les résultats de puissance consommée par le circuit de formation de faisceau correspondant aux solutions d'excitation parcimonieuse et non parcimonieuse. Nous nous sommes donc limités sur les scénarios mono-faisceau.

Tableau III-5 : Puissance consommée (W) par l'alimentation DC du réseau d'antennes pour les différentes scénarios mono-faisceau.

Fréquence	**3, 58 GHz**		**3, 62 GHz**		
φ^{max}	0°	+ 45°	- 15°	+ 30°	- 45°
Parcimonieuse et uniforme (ParcUA) (W)	27,5 (21,3)	29,9 (23,3)	27,1 (21)	28,3 (22)	30,4 (23,7)
Nombre d'antennes éteintes	3	1	2	2	0
Non parcimonieuse (Non-Parc) (W)	30,2 (23,7)	30,2 (23,7)	28,8 (22,4)	29,5 (23)	30,7 (24)
Pourcentage de réduction de puissance consommée (%)	8,9 (10)	1 (1,7)	6 (6,3)	4 (4,3)	1 (1,3)

Les résultats de mesure de consommation présentés dans le Tableau III-5 proviennent soit du microcontrôleur (valeurs entre parenthèses), soit des informations affichées sur l'alimentation DC. Les mesures du microcontrôleur donnent exclusivement la consommation des amplificateurs de puissance alors que ceux de l'alimentation DC représentent à la fois la consommation des amplificateurs et de leur circuit d'alimentation (voir Figure III-10). Entre les deux moyens de mesure, nous avons enregistré un écart d'environ 6 W. Cette valeur correspond à la consommation du circuit d'alimentation DC. Ce constat confirme d'une part, la cohérence entre les deux méthodes de mesure. D'autre part, il met la lumière sur le fait qu'il est important d'accorder une attention sur l'efficacité énergétique du circuit d'alimentation DC du réseau. Ce dernier n'est pas l'objet de nos travaux, mais il peut être intéressant de trouver une solution d'alimentation DC de plus

faible consommation. De surcroît, pour qu'une solution de polarisation variable des amplificateurs soit favorable à une réduction de la consommation d'énergie. Il faudrait en effet s'assurer avant tout que la consommation globale (circuits et amplificateurs) soit meilleure que celle d'une solution de polarisation fixe, et pas seulement de la consommation des amplificateurs comme c'est le cas de l'étude réalisée au Chapitre I.

Dans ce tableau nous comparons les consommations de la méthode de synthèse de réseau parcimonieuse par rapport à la méthode de synthèse non-parcimonieuse. De manière analogue aux études théoriques, la méthode de synthèse parcimonieuse permet de réaliser une réduction de la consommation énergétique qui est logiquement d'autant plus intéressante que le nombre d'antennes éteintes est élevé. Notamment dans le scénario $\varphi^{\max} = 0°$ (3 antennes éteintes) la consommation énergétique est réduite de 10 % contre 1,3 % pour le scénario de dépointage plus contraignant $\varphi^{\max} = -45°$ (aucune antenne éteinte).

Par ailleurs, contrairement aux études théoriques, nous n'avons pas déterminé le rendement global des amplificateurs compte tenu de l'amplification de signal non utile.

Après toutes ces analyses, nous avons conclu que les performances en rayonnement et en consommation énergétique du réseau d'antennes reconfigurable sont satisfaisantes. Néanmoins, les pertes enregistrées pendant les mesures de PIRE méritent une attention particulière car la consommation du réseau en dépend. Par conséquent une investigation est maintenant menée sur les causes des écarts entre les résultats de rayonnement simulés et mesurés.

III.5 Interprétation – Proposition de solution

Les différences constatées entre les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés et les pertes de puissance rayonnée PIRE plus ou moins importantes à l'issue des mesures en chambre anéchoïde peuvent être causées par les facteurs suivants :

- Les incertitudes de réalisation
- L'approximation des calculs de diagrammes environnés

Les incertitudes de réalisation représentent les erreurs entraînées par la dérive des composants du réseau d'antennes causée par la température, le câblage, le fonctionnement non linéaire des composants actifs (NETBOX, mélangeur et PA) et le couplage inter-éléments. Par conséquent, des mesures ont été réalisées afin de minimiser ces incertitudes, notamment par le dimensionnement, la calibration, la prise en compte du couplage. Jusqu'à présent, la prise en compte du couplage dans la synthèse de réseau a consisté d'une part à utiliser les diagrammes de rayonnement environnés et d'autre part à favoriser les lois d'excitation en amplitude et en phase des antennes élémentaires qui limitent les coefficients de réflexion actifs Γ_n^a à un certain seuil (-10 dB).

Cependant, nous avons constaté que la première estimation des diagrammes environnés n'est pas tout à fait satisfaisante. Pour améliorer cette estimation, nous présentons dans la prochaine section l'impact de l'impédance de sortie des amplificateurs (en mode allumé ou éteint) sur les diagrammes environnés des antennes. Ensuite, une méthode est également proposée pour prendre en compte ce changement dans la formulation du problème de synthèse.

III.5.1 Influence de l'état des amplificateurs sur le rayonnement des antennes

Certains amplificateurs du réseau d'antennes peuvent être éteints selon le résultat de la synthèse de réseau parcimonieuse. Ils sont toujours connectés aux antennes mais leur impédance de sortie est alors complètement différente (voir Figure III-24). En effet, un amplificateur allumé présente une impédance $Z_{PA,on}$ beaucoup plus proche du centre de l'abaque (donc proche de 50 Ω) que lorsqu'il est éteint ($Z_{PA,off}$). De plus, les amplificateurs sont plus ou moins adaptés suivant la fréquence. Par exemple, les amplificateurs allumés ont une meilleure adaptation en sortie à 3,58 GHz qu'à 3,62 GHz. Ces mesures d'impédances ont été faites directement en sortie des câbles qui relient les amplificateurs aux antennes élémentaires de manière à prendre en compte l'influence des dits câbles.

Pour réaliser un réseau d'antennes, on considère généralement que les antennes élémentaires seront alimentées par un générateur d'impédance Z_o (50 Ω). Ainsi, lors de la mesure du diagramme environné d'une antenne, on alimente cette antenne et on considère les antennes voisines connectées à une charge $Z_c = Z_o$. Or, cette situation n'est pas toujours respectée dans la mesure où certaines antennes voisines sont connectées à des amplificateurs relativement bien adaptés en sortie (allumés) et d'autres à des amplificateurs complètement désadaptés en sortie (éteints). Par conséquent, les diagrammes de rayonnement environnés des antennes sont différents de ce qui a été prédit. De plus, en raison de la parcimonie du réseau ils peuvent changer d'une solution d'excitations parcimonieuse à une autre.

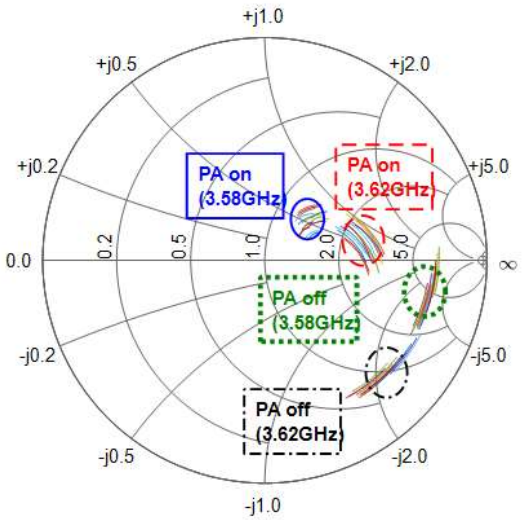


Figure III-24 : Zone d'impédance de sortie (encerclée) des 16 amplificateurs allumés ou éteints à 3,58 GHz et 3,62 GHz.

Afin d'illustrer l'influence de l'impédance active, une cosimulation associant l'impédance de sortie des 16 amplificateurs et le réseau d'antennes a été réalisée sur CST MWS. L'impédance de charge de chaque antenne est adaptée à l'état de l'amplificateur (allumé ou éteint). Cette simulation permet de déterminer les diagrammes de rayonnement environnés des antennes dans le scénario de rayonnement $\varphi^{max} = 0°$ à

3,58 GHz. En effet, comme exposé sur la Figure III-25a, pour démontrer l'influence des états des amplificateurs ($Z_{PA,on}$ et $Z_{PA,off}$), nous avons étudié le diagramme de rayonnement environné de l'antenne n° 5 dont les plus proches voisines sont allumées et de l'antenne n°12 entourée à la fois d'antennes allumées et éteintes. Nous avons remarqué que l'antenne n°5 est très peu impactée par la charge ($Z_{PA,on}$) des antennes voisines (voir Figure III-25b). En revanche, le diagramme de rayonnement environné final de l'antenne n°12 est très différent de la première estimation (voir Figure III-25c), il est moins directif et plus ouvert. Cela est dû en grande partie à la charge $Z_{PA,off}$ des antennes éteintes. De plus, comme les charges actives que constituent les amplificateurs changent en fonction de la fréquence, alors le diagramme de rayonnement de l'antenne n°12 change nettement entre la fréquence 3,58 GHz et 3,62 GHz.

Ainsi, à l'issue de cette analyse, nous avons déduit que la mauvaise estimation des diagrammes de rayonnement environnés des antennes pour le cas de ce réseau d'antennes reconfigurable est en partie responsable des écarts entre les résultats de rayonnement (diagramme et PIRE) simulés et mesurés.

Face à la diversité des solutions d'excitation parcimonieuses qui dépendent des conditions de rayonnement, nous avons interprété puis formulé l'expression du diagramme environné final en tenant compte de l'impact des charges actives afin de l'adapter aux solutions d'excitation.

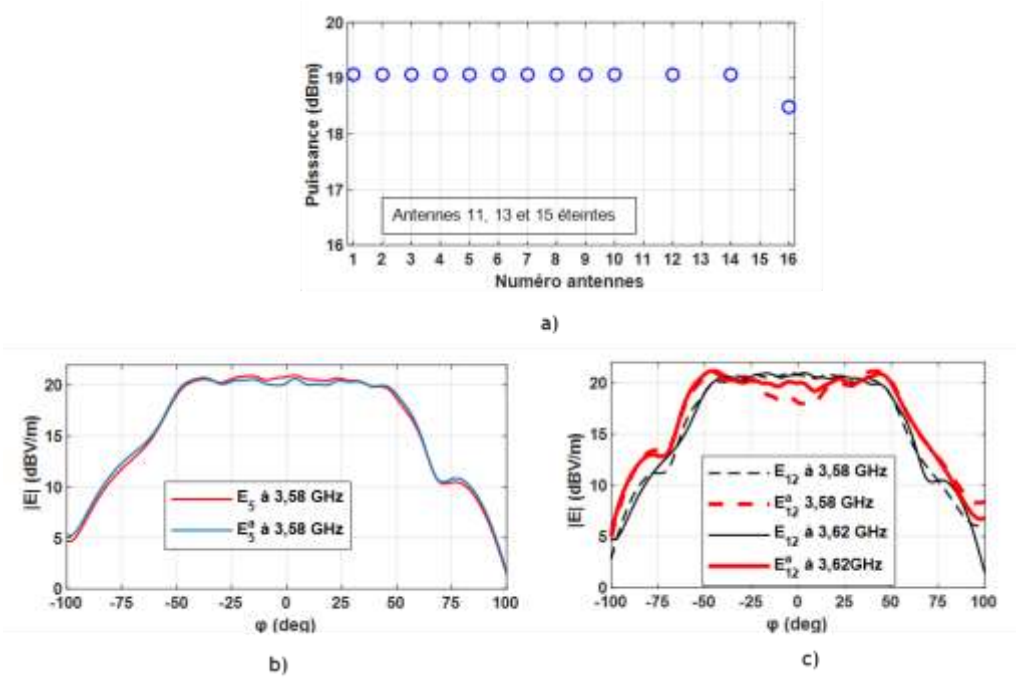


Figure III-25 : Influence de la charge des antennes sur leur diagramme de rayonnement environné. (a) : Solution d'excitation du scénario $\varphi^{max} = 0°$ à 3,58 GHz, (b) : Diagrammes environnés de l'antenne n° 5 et (b) : Diagrammes environnés de l'antenne n° 12.

III.5.2 Prise en compte de l'impédance active des amplificateurs

Le couplage entre les éléments d'un réseau dépend de la charge associée à l'antenne. Dans notre cas, le couplage dépend de l'impédance de sortie de l'amplificateur et donc de son état (allumé ou éteint). Ainsi, les diagrammes environnés seront en réalité des diagrammes environnés actifs E_n^a car ils évoluent en fonction des excitations du réseau et en particulier de l'état allumé ou éteint de l'amplificateur.

III.5.3 Diagrammes environnés actifs

De notre analyse, nous avons estimé que le diagramme environné actif de chaque antenne représente l'association du résultat de son diagramme de rayonnement environné idéal E_n (calculé lorsque toutes les autres antennes sont fermées sur une charge adaptée) et du résultat de la retransmission de l'énergie reçue par les charges actives des antennes voisines (voir Figure III-26). Le diagramme de rayonnement environné idéal d'une antenne comporte déjà l'impact de son environnement passif (réflexions, diffractions et re-rayonnement de toutes pièces métalliques voisines dus à l'énergie reçue par couplage). Ce dernier est obtenu par simulation sur CST MWS. Le diagramme de rayonnement environné actif est défini alors par la relation suivante :

$$E_n^a(\varphi) = E_n(\varphi)e^{jk\hat{r}_n.\hat{r}(\varphi)} + \sum_{m=1}^{M} \beta_m S_{mn} E_m(\varphi) e^{jk\hat{r}_m.\hat{r}(\varphi)} \qquad \text{III-4}$$

$$\text{avec } \beta_m = \Gamma_{c,m}(1 - S_{mm})$$

où S_{mn} représente le coefficient de couplage entre l'antenne n alimentée et sa l'antenne m chargée d'une impédance $\Gamma_{c,m}$, $Z_{PA,m}$ et S_{mm} désignent respectivement le coefficient de réflexion d'une onde incidente aux bornes de la charge $Z_{PA,m}$ et le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne m.

L'énergie qui arrive sur le port de l'antenne m ($b_m = a_n S_{mn}$) est absorbée par la charge si celle–ci est adaptée ($\Gamma_{c,m} = 0$), sinon elle est retransmise ($\Gamma_{c,m} \neq 0$) et alimente l'antenne m qui ré-rayonne un champ électrique dont le diagramme de rayonnement est proche de son diagramme environné idéal. La portion de l'énergie réfléchie par la charge et retransmise par l'antenne m est pondérée par β_m.

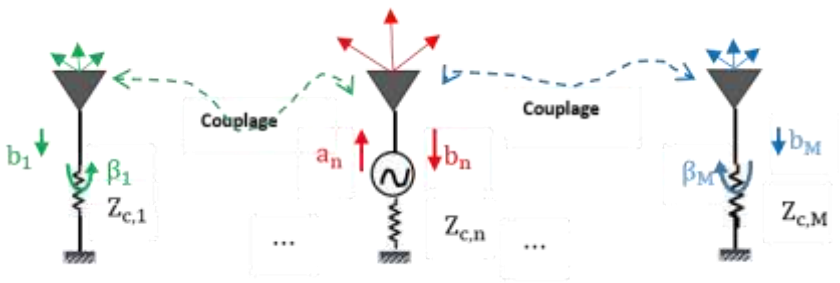


Figure III-26 : Influence par couplage de la charge des antennes dans la mesure du diagramme de rayonnement environné.

Le calcul de $E_n^a(\theta)$ est fait à l'image du calcul du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes, où le réseau est constitué de M+1 antennes et dont l'antenne excitée (voir Figure III-26) est située quasiment au milieu (ou à côté pour les antennes périphériques) des M antennes voisines non excitées, d'où la présence du facteur de réseau $e^{jk\hat{r}_m.\hat{r}(\varphi)}$. M est le nombre d'antennes voisines considérées, il vaut N-1 par défaut. Ce nombre peut être réduit en fonction du niveau de couplage de la $n^{ième}$ antenne avec ses voisines. Pour nos études, cette valeur a été fixée à 4, c'est-à-dire qu'on considère les 4 premières voisines situées de part et d'autre de l'antenne excitée.

Afin de vérifier l'expression du diagramme environné actif III-4, une comparaison a été faite avec le résultat que nous aurions obtenu à travers une co-simulation sur CST MWS, comme sur la Figure III-25. Le résultat est visible sur la Figure III-27. Nous avons noté que les représentations des diagrammes environnés simulés des antennes n°3, 5, 9 et 12, obtenus avec la méthode que nous proposons sont quasiment conformes à ceux de CST MWS. Ce qui valide l'approche proposée.

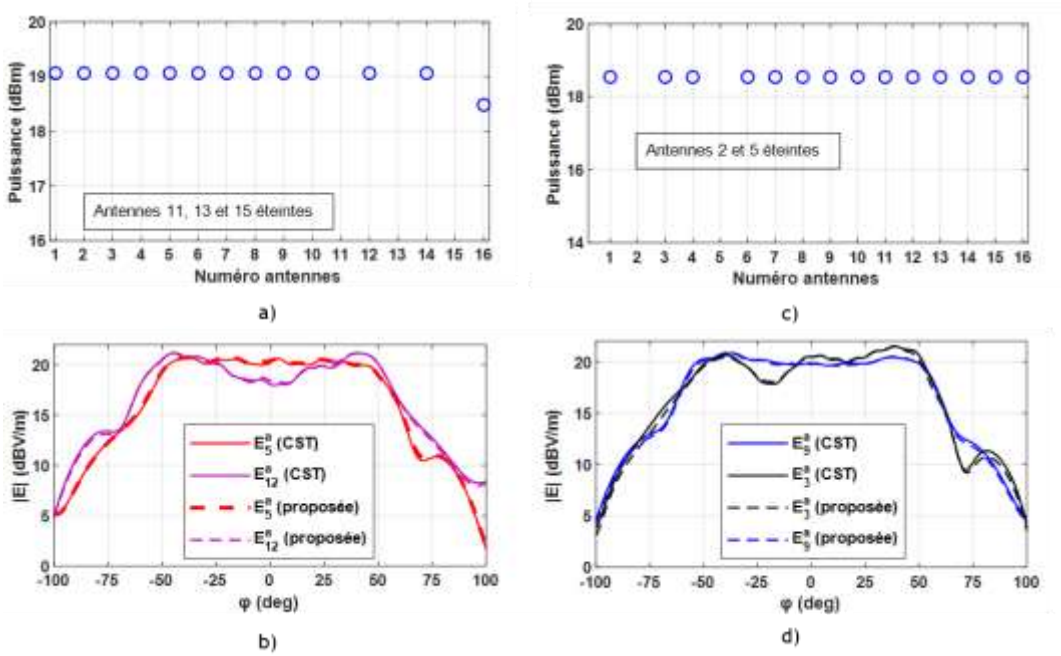


Figure III-27 : Comparaison entre la co-simulation CST MWS et la méthode du diagramme environné actif. (a) : solution d'excitation du scénario $\varphi^{max} = 0°$ à 3,58 GHz, (b) : diagrammes environnés des antennes n° 5 et 12, (c) : solution d'excitation du scénario $\varphi^{max} = -15°$ à 3,62 GHz, et (d) : diagrammes environnés des antennes n° 3 et 9.

Ainsi pour mettre en évidence l'influence d'une mauvaise estimation des diagrammes de rayonnement environnés sur les performances de rayonnement du réseau d'antennes reconfigurable, une rétro-simulation a été réalisée. Cette dernière a consisté à utiliser les solutions d'excitation obtenues précédemment pour les scénarios de rayonnement qui ont été mesurés, avec la nouvelle estimation des diagrammes environnés.

III.5.3.1 Rétro-simulation avec des diagrammes environnés actifs

Cette étude comparative est faite sur les scénarios mesurés précédemment. Nous avons choisi les scénarios $\varphi^{max} = 0°$ à 3,58 GHz et $\varphi^{max} = -15°$ à 3,62 GHz, où les écarts entre diagrammes simulés et mesurés sont les plus importants afin de mieux pouvoir évaluer l'intérêt de l'approche proposée. Comme montré sur la Figure III-28, les diagrammes rétro-simulés sont plus proches des diagrammes mesurés, dans l'ouverture principale tout comme dans la région des lobes secondaires.

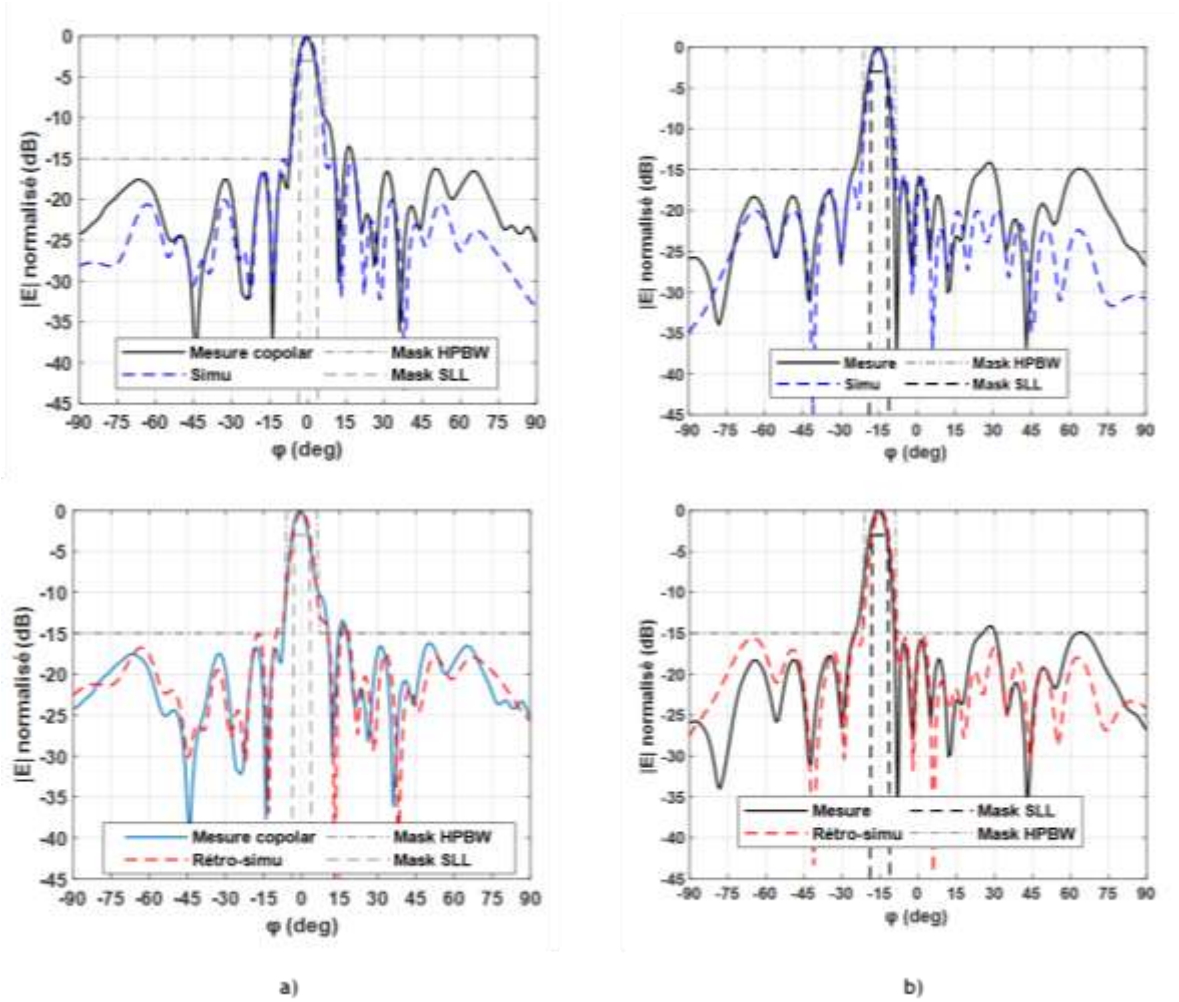


Figure III-28 : Comparaison entre les diagrammes de rayonnement mesuré, simulé avec les diagrammes environnés initials et rétro-simulé avec les diagrammes environnés actifs. (a) : Scénario $\varphi^{max} = 0°$ à 3,58 GHz et (b) : scénario $\varphi^{max} = -15°$ à 3,62 GHz GHz.

Pour démontrer que les écarts entre les PIRE mesurées et souhaitées sont également causés en grande partie par une approximation imparfaite des diagrammes environnés, nous avons présenté dans le Tableau III-6 les résultats des PIRE rétro-simulées ($PIRE_{rs}$). Nous pouvons constater que les résultats des PIRE rétro-simulées sont différentes de la valeur souhaitée 48 dBm. Pour les scénarios où il y a plus d'antennes éteintes ($\varphi^{max} = 0°$

à 3,58 GHz et $\varphi^{max} = -15°$ à 3,62 GHz), les erreurs d'estimation (48 dBm – $PIRE_{rs}$) sont plus importantes (respectivement de -1,2 dB et -1,4 dB). Même pour les solutions d'excitation non parcimonieuses (entre parenthèse), il existe une erreur d'estimation. Cela démontre que l'impact de l'impédance de sortie des amplificateurs allumés n'est pas négligeable. En particulier, à 3,62 GHz où les amplificateurs allumés sont moins adaptés qu'à 3,58 GHz (voir Figure III-24) les pertes sont importantes (-1,2 dB) pour l'exemple non-parcimonieux $\varphi^{max} = -15°$.

Tableau III-6 : Erreurs d'estimation de la PIRE simulée de 48 dBm pour les différents scénarios

PIRE simulée de 48 dBm	**Mono-faisceau**				**Bi-faisceaux**
Fréquence	3,58 GHz		3,62 GHz		$f_A = 3{,}58$ GHz $f_B = 3{,}62$ GHz
$\boldsymbol{\varphi^{max}}$	0°	+45°	−15°	+30°	$\varphi_A^{max} = -15°$ $\varphi_B^{max} = +30°$
Nombre d'antennes éteintes	3 (0)	1	2 (0)	2	1
PIRE mesurée (dBm)	46,2 (47,5)	48,2	46,1 (46,7)	47,5	46,6 (φ_A^{max}) 46,9 (φ_B^{max}
$PIRE_{rs}$ (dBm)	46,8 (47,5)	48,3	46,6 (46,8)	47,7	47,3 (φ_A^{max}) 47,6 (φ_B^{max})
Erreur d'estimation (dB)	-1,2 (-0,5)	+0.3	-1,4 (-1.2)	-0,3	0,7 (φ_A^{max}) 0,4 (φ_B^{max})

Cette méthode de calcul des diagrammes de rayonnement environnés a alors été introduite dans l'outil de synthèse (voir Annexe E) afin de tenir compte de l'influence des impédances actives dans la résolution du problème de synthèse de réseau parcimonieux.

III.5.3.2 Synthèse avec diagrammes environnés actifs

Suite aux constatations faites par rapport à l'erreur d'estimation des diagrammes environnés, il convient à présent de vérifier à quel point la nouvelle estimation contribue à améliorer les performances de rayonnement. Pour cela, une nouvelle recherche de solutions d'excitation du réseau pour les scénarios de rayonnement mono-faisceau $\varphi^{max} = 0°$ à 3,58 GHz et $\varphi^{max} = -15°$ à 3,62 GHz a été réalisée avec l'outil de synthèse de réseau mis à jour. Cependant, compte tenu de l'indisponibilité de la chambre anéchoïde,

nous avons utilisé la méthode de co-simulation de CST MWS pour comparer les performances de rayonnement correspondant à la prise en compte ou non des diagrammes environnés actifs (voir Figure III-29).

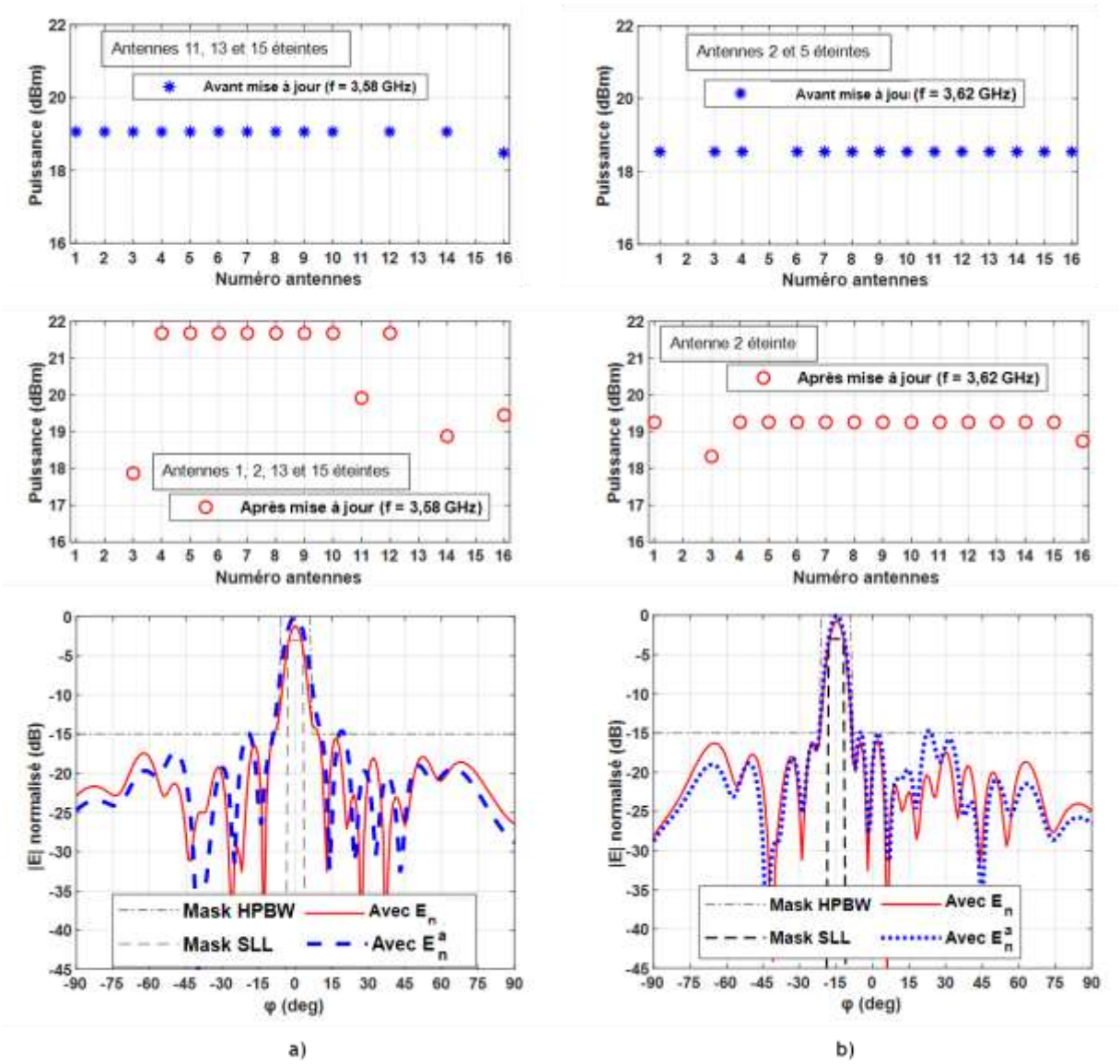


Figure III-29 : Comparaison des résultats avant et après prise en compte des diagrammes environnés actifs par la cosimulation (CST MWS). (a) : Scénario $\varphi^{max} = 0°$ à 3,58 GHz et (b) : scénario$\varphi^{max} = -15°$ à 3,62 GHz.

Comme montré sur la Figure III-29, la prise en compte des diagrammes environnés actifs influence les résultats de la synthèse à la fois au niveau des excitations et des diagrammes de rayonnement. Pour le scénario $\varphi^{max} = 0°$ à 3,58 GHz (voir Figure III-29a) la solution initiale propose un réseau parcimonieux où les antennes n° 11, 13 et 15 sont éteintes alors que la synthèse incluant les diagrammes environnés actifs conduit à éteindre davantage d'antennes (n° 1, 2, 13 et 15). En revanche dans le scénario $\varphi^{max} = -15°$ à 3,62 GHz (voir Figure III-29b), nous avons plus d'antennes allumées

(n° 5). Par conséquent, suivant les résultats de CST MWS, les diagrammes de rayonnement qui prennent en compte les diagrammes environnés actifs respectent mieux les contraintes en rayonnement. Pour le scénario $\varphi^{max} = 0°$ à 3,58 GHz, nous obtenons une PIRE de 47,8 dBm et un SLL de -14,5 dB contre 46,7 dBm et -14,3 dB. De la même manière, pour le scénario $\varphi^{max} = -15°$ à 3,62 GHz la PIRE vaut 47,5 dBm avec un SLL de -14,6 dB contre 46,6 dBm et -14,3 dB.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre des architectures de réseau d'antennes reconfigurable ont été présentées à travers un état de l'art à l'issue duquel nous avons fait le choix d'un système numérique de formation de faisceaux. Il se trouve qu'une bonne partie de la consommation énergétique de ce type de réseau est liée à ses composants d'émission et notamment ses amplificateurs de puissance.

Avant la phase de mesure, des étapes de dimensionnement et de calibration du réseau ont été nécessaires afin que ce dernier fonctionne au mieux. L'étape de dimensionnement en particulier nous a conduit à réduire la puissance d'émission à 48 dBm par porteuse au lieu de 50 dBm prévue initialement par le cahier des charges. Une campagne de mesure intensive a été menée pour vérifier les performances en rayonnement et en consommation du réseau d'antennes pour divers scénarios mono-faisceau et bi-faisceaux. Les gabarits de rayonnement sont quasiment respectés et les mesures sont bien corrélées aux simulations. En comparant les solutions d'excitation des réseaux parcimonieux et non parcimonieux, nous réalisons une réduction de consommation énergétique de 10 % dans le meilleur des cas. Cependant, nous avons constaté des pertes de puissance rayonnée de près de 2 dB, principalement dans les scénarios où le nombre d'antennes éteintes est important. A l'issue des interprétations menées à ce sujet, il s'est avéré que le changement d'impédance de sortie des amplificateurs selon leur état (allumé ou éteint) faussait les approximations des diagrammes de rayonnement environnés des antennes du réseau. Nous avons proposé d'améliorer cette approximation en introduisant les diagrammes environnés actifs. Ainsi nous avons réussi à réduire les écarts entre les résultats simulés et mesurés.

Les réalisations effectuées dans ce chapitre nous ont donc permis de valider par la pratique les performances de la méthode de synthèse de réseau parcimonieux multi-faisceaux ainsi que son intérêt en vue d'une réduction de consommation énergétique.

Bibliographie

[1] R. J. Mailloux, *Phased array antenna handbook*, 2nd ed. Boston: Artech House, 2005.

[2] Y. T. Lo and S. W. Lee, *Antenna handbook: theory, applications, and design*. 1988.

[3] J. Allen, "A theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in linear arrays," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 9, no. 4, pp. 350–352, Jul. 1961.

[4] K. S. Rao, M. Cuchanski, and M. Q. Tang, "Multiple beam antenna concepts for satellite communications," in *Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM 1994]*, Aug. 1994, pp. 289–292.

[5] D. Parker and D. C. Zimmermann, "Phased arrays-part II: implementations, applications, and future trends," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 688–698, Mar. 2002.

[6] G. Liang, W. Gong, H. Liu, and J. Yu, "61-channel digital beamforming (DBF) transmitter array," in *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, Dec. 2009, pp. 739–742.

[7] P. Xingdong, H. Wei, Y. Tianyang, and L. Linsheng, "Design and implementation of an active multibeam antenna system with 64 RF channels and 256 antenna elements for massive MIMO application in 5G wireless communications," *China Commun.*, vol. 11, no. 11, pp. 16–23, Nov. 2014.

[8] Z. Wu, B. Wu, Z. Su, and X. Zhang, "Development challenges for 5G base station antennas," in *2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Mar. 2018, pp. 1–3.

[9] D.-W. Kang, K.-J. Koh, and G. M. Rebeiz, "A Ku -Band Two-Antenna Four-Simultaneous Beams SiGe BiCMOS Phased Array Receiver," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 4, pp. 771–780, Apr. 2010.

[10] W. Hong *et al.*, "Multibeam Antenna Technologies for 5G Wireless Communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6231–6249, Dec. 2017.

[11] H. Zhu, H. Sun, C. Ding, and Y. J. Guo, "Butler Matrix Based Multi-Beam Base Station Antenna Array," in *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Mar. 2019, pp. 1–4.

[12] M. M. Alam, "Microstrip antenna array with four port Butler matrix for switched beam base station application," in *2009 12th International Conference on Computers and Information Technology*, Dec. 2009, pp. 531–536.

[13] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel, and C. Waldschmidt, "Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 3, pp. 845–860, Mar. 2012.

[14] M. Malanowski and K. Kulpa, "Digital beamforming for Passive Coherent Location radar," in *2008 IEEE Radar Conference*, May 2008, pp. 1–6.

[15] "DN6.662-16 | Spectrum." https://spectrum-instrumentation.com/en/dn6662-16.

[16] "LeCroy WavePro 760Zi," *Testwall Boutique*. https://www.testwall.com/fr/product/lecroy-wavepro-760zi/.

[17] “USRP X310 High Performance Software Defined Radio - Ettus Research | Ettus Research, a National Instruments Brand | The leader in Software Defined Radio (SDR).” https://www.ettus.com/all-products/x310-kit/.

[18] “Matériel de radio logicielle USRP - National Instruments.” https://www.ni.com/fr-fr/shop/select/usrp-software-defined-radio-device?cid=Paid_Search-a243q000004k8S0AAI-Consideration-Google_USRP_SDR_USRP.

[19] “Mini-Circuits.” https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZX05-762H-S%2B.

[20] “Mini-Circuits.”Available: https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZB4PD-42-N%2B.

[21] “TEN 50-2411 | Convertisseur CC-CC isolé, TRACOPOWER, TEN 50, 5V cc, 24 V c.c., 10A | RS Components.” https://fr.rs-online.com/web/p/convertisseurs-dc-dc-isoles/1666014/.

[22] “I6A-240-14A-033V/001-R | Convertisseur CC-CC non isolé / Vout 3.3 → 24V c.c., 14A, 250W | RS Components.” https://fr.rs-online.com/web/p/products/9181300?cm_mmc=FR-PPC-DS3A-_-google-_-3_FR_FR_M_A_and_C_BMM-_-TDK_Lambda%7CConvertisseurs_DC_DC_non_isol%C3%A9s-_-%2BI6A+%2B240+%2B14A+%2B033V/001+%2BR&matchtype=b&aud-326142132227:kwd-182558766056&gclid=CjwKCAjwrvv3BRAJEiwAhwOdM5NbHV06WdJv7AFGWonp4r-7LuIH5CEAW_vHLOf6Prbx7z8zge0eURoCAdYQAvD_BwE&gclsrc=aw.ds.

[23] “ACS712ELCTR-20A-T - Capteur de courant linéaire, Effet Hall, +/- 20A, SOIC-8.” https://fr.farnell.com/allegro-microsystems/acs712elctr-20a-t/capteur-current-20a-soic8-712/dp/1329624.

[24] “Search results for: ‘arduino nan.’” https://store.arduino.cc/catalogsearch/result/?q=arduino+nan&tab=&domains=&sitesearch=.

[25] “USB-RELAY08 - Carte relais USB à 8 canaux, connexion - SEEIT.” http://www.seeit.fr/produits.php?produit_ref=USB-RELAY08.

[26] “Array Calibration for CDMA Smart Antenna Systems - Kyeong - 2004 - ETRI Journal - Wiley Online Library.” https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.4218/etrij.04.0103.0139.

[27] T. Cooper, J. McCormack, R. Farrell, and G. Baldwin, “Toward Scalable, Automated Tower-Top Phased Array Calibration,” in *2007 IEEE 65th Vehicular Technology Conference - VTC2007-Spring*, Apr. 2007, pp. 362–366.

[28] J. Okkonen, “Uniform linear adaptive antenna array beamforming implementation with a wireless open-access research platform,” 2013. .

[29] G. Zakka El Nashef *et al.*, “An accurate modeling technique for antennas and nonlinear RF power amplifiers mixed simulation,” *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 3, no. 6, pp. 647–655, Dec. 2011.

[30] B. Schaer, K. Rambabu, J. Bornemann, and R. Vahldieck, “Design of reactive parasitic elements in electronic beam steering arrays,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 6, pp. 1998–2003, Jun. 2005.

Conclusion générale et perspectives

1. Conclusion générale

L'objectif de la thèse a été de concevoir un réseau d'antennes reconfigurable multifaisceaux qui fonctionne dans la bande 3,4 – 3,8 GHz.

Les principales caractéristiques de ce réseau actif ont tout d'abord été déterminées afin de répondre aux spécifications radioélectriques (dépointage, ouverture du lobe principal, niveau des lobes secondaires, PIRE). Cette étape de dimensionnement nous a conduits à la conception d'un réseau de 16 dipôles à double polarisation et le choix des amplificateurs de puissance a également été discuté.

La conception du réseau d'antennes a été menée avec pour ligne directrice la réduction de la consommation énergétique. Pour cela, nous avons développé plusieurs méthodes de synthèse de réseau d'antennes afin de prendre en compte les caractéristiques de consommation énergétique des amplificateurs tout en respectant les contraintes en rayonnement. Ces outils de synthèse permettant de concevoir des réseaux économes en énergie ont tous été formulés en problème d'optimisation convexe. Ils peuvent donc être résolus efficacement en utilisant des routines facilement disponibles et la convergence vers la meilleure solution est garantie.

Plus précisément, nous avons développé une méthode de synthèse de réseau dite parcimonieuse dont l'objectif est de minimiser le nombre d'antennes utilisées afin de pouvoir éventuellement éteindre certains amplificateurs de puissance et ainsi réduire la consommation énergétique. Cette synthèse de réseau parcimonieuse existait déjà mais elle a été généralisée au cas de deux opérateurs (ou plus) afin de pouvoir éteindre certains amplificateurs tout en rayonnant simultanément deux faisceaux dans des bandes de fréquence différentes et contrôlables indépendamment à souhait.

De plus, une méthode de synthèse de réseau robuste, c'est-à-dire peu sensible aux inévitables erreurs d'implémentation des excitations, a été proposée. Elle permet ainsi de réduire l'impact des incertitudes sur la longueur des câbles, des écarts de répartition de puissance sur les diviseurs de Wilkinson ou sur les caractéristiques intrinsèques des amplificateurs.

Enfin, nous avons pris en compte la zone de rendement optimal des amplificateurs en favorisant l'uniformisation des amplitudes d'excitation des antennes.

Une attention particulière a également été portée sur la prise en compte du couplage entre les antennes afin de modéliser fidèlement le réseau d'antennes et ainsi réaliser la synthèse la plus fiable possible. Pour cela, une méthodologie permettant d'approcher le calcul des diagrammes environnés a été proposée puis améliorée pour prendre en compte le changement d'impédance en fonction de l'état (allumé ou éteint) des amplificateurs. De plus, les coefficients de réflexion actifs des antennes ont été pris en compte lors de la synthèse afin de garantir une adaptation correcte des éléments rayonnants quelle que soit la configuration du réseau.

Pendant la phase théorique, des échantillons de mesures d'un amplificateur de puissance BMT352 ont été utilisés pour modéliser la consommation et le rendement de l'ensemble des 16 amplificateurs qui alimentent les antennes du réseau. Cette modélisation a permis de réaliser une étude comparative entre la méthode que nous

proposons et d'autres méthodes classiques. Les résultats de cette comparaison ont montré qu'une réduction maximale de 24 % de la consommation avec un rendement global de 62,6% pour 6 antennes éteintes était réalisable contre un rendement global de 38 % pour les méthodes de référence.

Par ailleurs, nous avons aussi démontré théoriquement qu'il est possible d'améliorer encore plus les performances énergétiques des amplificateurs grâce à l'application d'une polarisation variable de ces derniers en fonction de la puissance de sortie souhaitée. Par rapport aux résultats précédents et sans prendre en considération la consommation propre des circuits d'alimentation, nous avons constaté qu'il serait possible de réduire la consommation de 35 % pour un rendement global des amplificateurs de 81 %. La confirmation de ces résultats très prometteurs est conditionnée par la mise au point d'alimentations variables qui demande un investissement très important.

Les étapes de la conception du réseau d'antennes ont ensuite été détaillées, montrant la progression allant de l'élément unitaire en passant par un réseau passif, puis reconfigurable par groupe de 4 antennes pour finir au réseau ayant 16 voies reconfigurables. Plusieurs prototypes ont été réalisés et mesurés afin de valider expérimentalement chaque étape.

Le premier prototype a été un réseau d'antennes passif qui nous a permis de valider à travers quelques scénarios de rayonnement les procédés de réalisation et les caractéristiques de dépointage du réseau. Le deuxième prototype a été un réseau d'antennes reconfigurable par paquets de 4 antennes dont le gain est contrôlable grâce à 4 amplificateurs. Ainsi, grâce à l'arborescence de cette architecture, il a été possible de réaliser des solutions d'excitation à amplitude uniforme par groupe ou entièrement uniforme. Sans éteindre d'antennes, ce prototype nous a permis de vérifier que l'uniformisation des amplitudes d'excitation serait favorable à une amélioration des performances énergétiques (consommation et rendement) d'un réseau d'antennes actives.

Le dernier prototype est un réseau d'antennes possédant 16 voies reconfigurables. Il nous a permis de valider expérimentalement la majorité des études théorique menées, à savoir les performances en rayonnement pour deux faisceaux ou deux opérateurs simultanés, la bonne prise en compte du couplage et des impédances actives et la réduction en consommation de puissance.

Ces nombreuses validations expérimentales, effectuées à TDF, ont nécessité la mise en œuvre de campagnes de mesure conséquentes dont les détails sont également fournis et discutés dans le manuscrit. L'accord entre les performances en rayonnement simulées et mesurées est dans l'ensemble satisfaisant et des pistes pour expliquer les différences existantes ont été avancées. Pour une PIRE cible de 48 dBm, le cas le plus favorable est la configuration mono-faisceau sans dépointage. Dans ce cas, 3 antennes peuvent être éteintes et une réduction de la consommation de 10 % a été mesurée. Dans un cas plus défavorable, où aucune antenne ne peut être éteinte, la réduction de consommation observée est de l'ordre de 1 %. Toutefois, le réseau d'antennes reconfigurable par paquets de 4 nous a permis de montrer que l'uniformisation des amplitudes des excitations permet également d'accroître l'efficacité énergétique du réseau.

2. Perspectives

Au cours de ces travaux de thèse, nous avons commencé à défricher quelques pistes qui n'ont pas abouti complètement faute de temps. Ces travaux préliminaires constituent les perspectives de ce travail.

Vers une consommation en puissance encore plus réduite

Une meilleure utilisation des amplificateurs de puissance grâce à une polarisation adaptée semble être une perspective de recherche intéressante. Cette solution, présentée théoriquement dans le manuscrit, est très prometteuse pour améliorer significativement le rendement des amplificateurs et ainsi réduire leur consommation énergétique. Ainsi, il a été montré théoriquement que cette méthode permettrait de doubler les performances de réduction de la consommation énergétique. La mise en œuvre de cette solution nécessite cependant la conception d'un circuit de polarisation variable des amplificateurs. Notamment, nous pouvons envisager d'utiliser plusieurs tensions fixes à l'aide de commutateurs ou alors une alimentation variable efficace intégrée directement aux amplificateurs. Cette dernière solution pourrait être un amplificateur à gain variable ou à point de compression variable, qui n'aurait pas recours à des atténuateurs.

Vers des performances en rayonnement et transmission améliorées

Le scénario de radiocommunication terrestre étudié lors de cette thèse imposait le rayonnement d'un faisceau directif pouvant balayer un secteur angulaire de ±45°. Or, le réseau reconfigurable développé est composé de 16 voies indépendamment contrôlables en amplitude et phase. Il offre donc une grande flexibilité permettant facilement de répondre à d'autres spécifications radioélectriques. Il serait ainsi possible, sans aucune modification matérielle mais seulement avec un jeu d'excitations différent, de contrôler la forme du diagramme de rayonnement, offrant ainsi de nouvelles perspectives d'applications. Les diagrammes sectoriels sont notamment intéressants pour faire de la diffusion d'information ou pour changer de mode de couverture cellulaire en cas de baisse du trafic.

De plus, nous avons présenté dans le manuscrit les résultats de mesure en rayonnement de deux faisceaux sur deux fréquences porteuses différentes. Un même réseau d'antennes pourrait ainsi être partagé par deux opérateurs qui disposeraient de couvertures différentes. Ces résultats peuvent facilement être étendus à plus de deux opérateurs. En effet, la bande passante de 200 MHz du générateur de signaux aléatoires nous permet d'envisager cette extension sans apporter de changement matériel au système développé. Les outils de synthèse de réseau peuvent également être directement étendus sans modification majeure à plus de deux opérateurs.

Enfin, nous nous sommes limités, pour l'instant, à la transmission d'une sinusoïde pure pour valider expérimentalement les performances en rayonnement et consommation du réseau actif. La transmission d'un signal modulé contenant une image ou une vidéo est l'étape suivante afin de considérer un scénario plus représentatif d'une situation réelle de radiocommunication terrestre. Pour cela, nous avons commencé à étudier une solution utilisant des modules HackRF (voir Figure III-30) en réception. A l'aide de la plateforme logicielle GNU Radio, deux modules HackRF sont paramétrés en réception pour recevoir des flux d'information différents (images ou vidéos) sur deux fréquences porteuses distinctes à 3,57 GHz et 3,62 GHz. Sur chacune des fréquences porteuses, la largeur de bande du signal modulé n'excédera pas 20 MHz. Les deux récepteurs seront placés dans

des directions angulaires différentes, comme sur la Figure III-31. Ainsi à travers le rayonnement bi-faisceaux émanant du réseau d'antennes reconfigurable conçu, nous pourrons transmettre à chaque récepteur le flux d'information qui lui est dédié. L'objectif est également de pouvoir suivre la consommation du réseau d'antennes au moment de la transmission.

Figure III-30 : Module HackRF

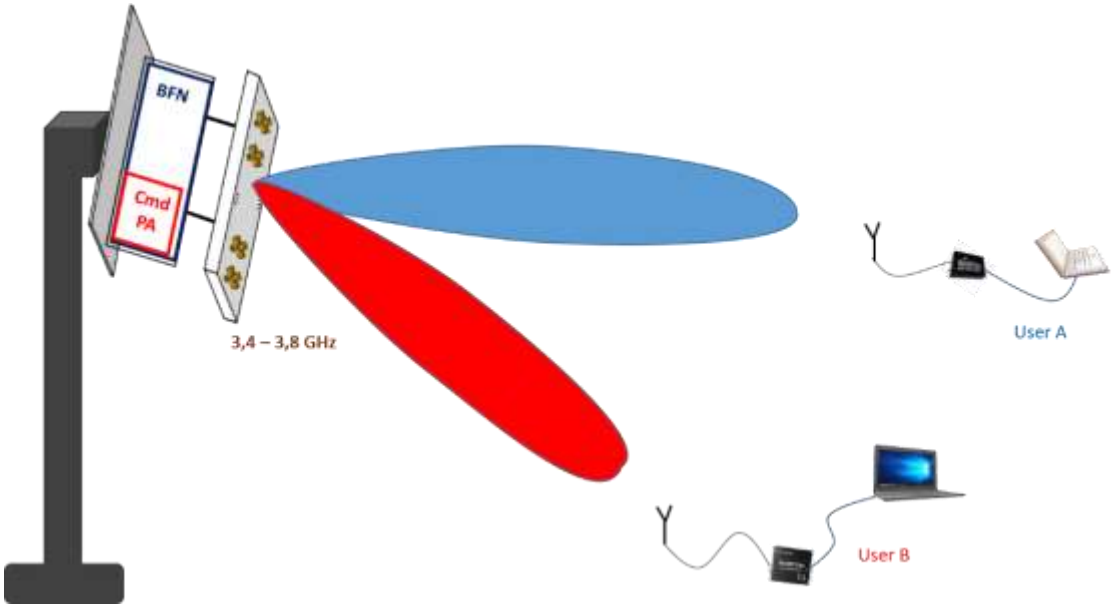


Figure III-31 : Vue générale de la transmission d'un signal modulé à deux utilisateurs via le réseau d'antennes conçu

Bibliographie de l'auteur

Brevets

Demande de dépôt de brevet n° FR1912812, déposée le 15 novembre 2019

Auteurs : Seydouba FOFANA, Benjamin. FUCHS, Franck COLOMBEL, Stéphane AVRILLON, Sébastien PALUD

Titre : Procédé de configuration d'un réseau d'antennes actives et réseau d'antennes actives configurés selon ledit procédé

2 autres en cours de dépôt

Revues internationales

Titre du papier : Reconfigurable Antenna Array with Reduced Power Consumption – Synthesis Methods and Experimental Validations in S-Band

Auteurs : Seydouba FOFANA, Benjamin. FUCHS, Franck COLOMBEL, Stéphane AVRILLON, Sébastien PALUD, Laurent LEZE

Statut : En attente de publication

Conférences Nationales

S. Fofana, B. Fuchs, F. Colombel, S. Avrillon, et S. Palud, "Conception et synthèse d'un réseau d'antennes en bande C," 21ème Journées Nationales Microondes, Caen, France, Mai 2019

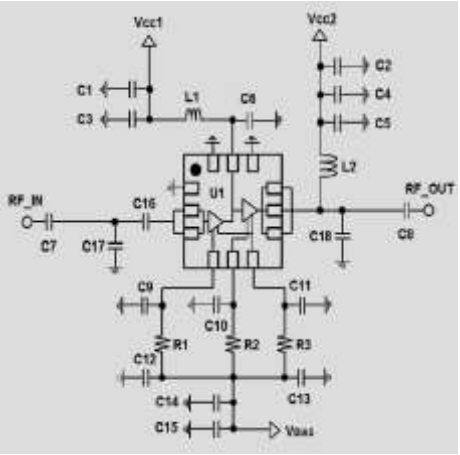
S. Fofana, B. Fuchs, F. Colombel, S. Avrillon, et S. Palud, "Conception et synthèse d'un réseau d'antennes parcimonieux dans la bande 3,4 – 3,8 GHz,"Conférence URSI France, Mars 2020

Annexes

A. Amplificateur BMT352

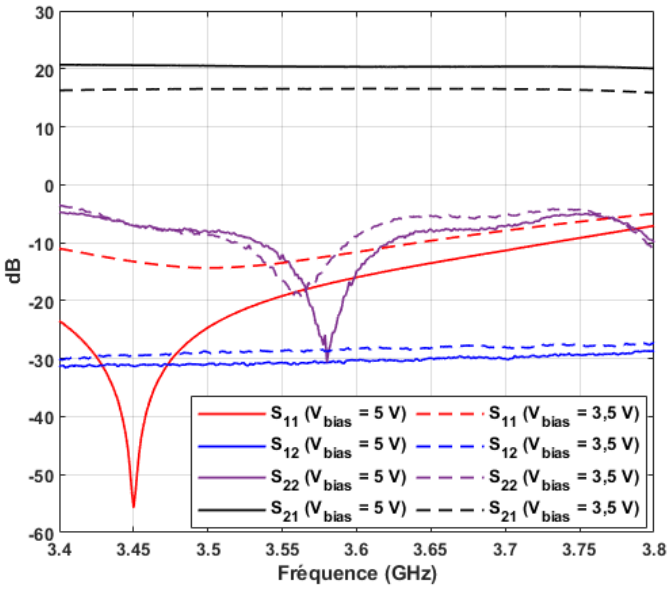
Schéma électrique de l'amplificateur BMT352

Nous pouvons voir sa structure à 2 étages d'amplification avec les tensions de polarisation V_{cc1}, V_{cc2} et V_{bias}



Influence du changement de polarisation sur les caractéristiques électriques de l'amplificateur

La figure ci-dessous présente les paramètres S de l'amplificateur BMT352 avec une polarisation V_{cc} = 5 V et V_{bias} variable. Cette figure est une preuve de l'influence de la polarisation d'un amplificateur sur son adaptation.



B. Longueur des câbles déphaseurs du réseau

Afin de concevoir des câbles suffisamment longs, une longueur de référence de 100 mm a été rajoutée à tous les câbles. Pour le scénario $\varphi^{max} = -15°$ en particulier, l'antenne N° 14 est éteinte.

Scénario $\boldsymbol{\varphi^{max} = -15°}$		**Scénario $\boldsymbol{\varphi^{max} = +45°}$**
N° 1	130,1 mm	128,9 mm
N° 2	137,7 mm	107,3 mm
N° 3	145,3 mm	142,8 mm
N° 4	152,9 mm	121,1 mm
N° 5	100 mm	100 mm
N° 6	107,6 mm	136,6 mm
N° 7	115,2 mm	116,3 mm
N° 8	122,9 mm	153,3 mm
N° 9	130,5 mm	133,1 mm
N° 10	138,1 mm	112,9 mm
N° 11	145,7 mm	149,7 mm
N° 12	153,4 mm	128,9 mm
N° 13	100,4 mm	107,6 mm
N° 14	null	143,2 mm
N° 15	115,6 mm	121,4 mm
N° 16	123,3 mm	100 mm

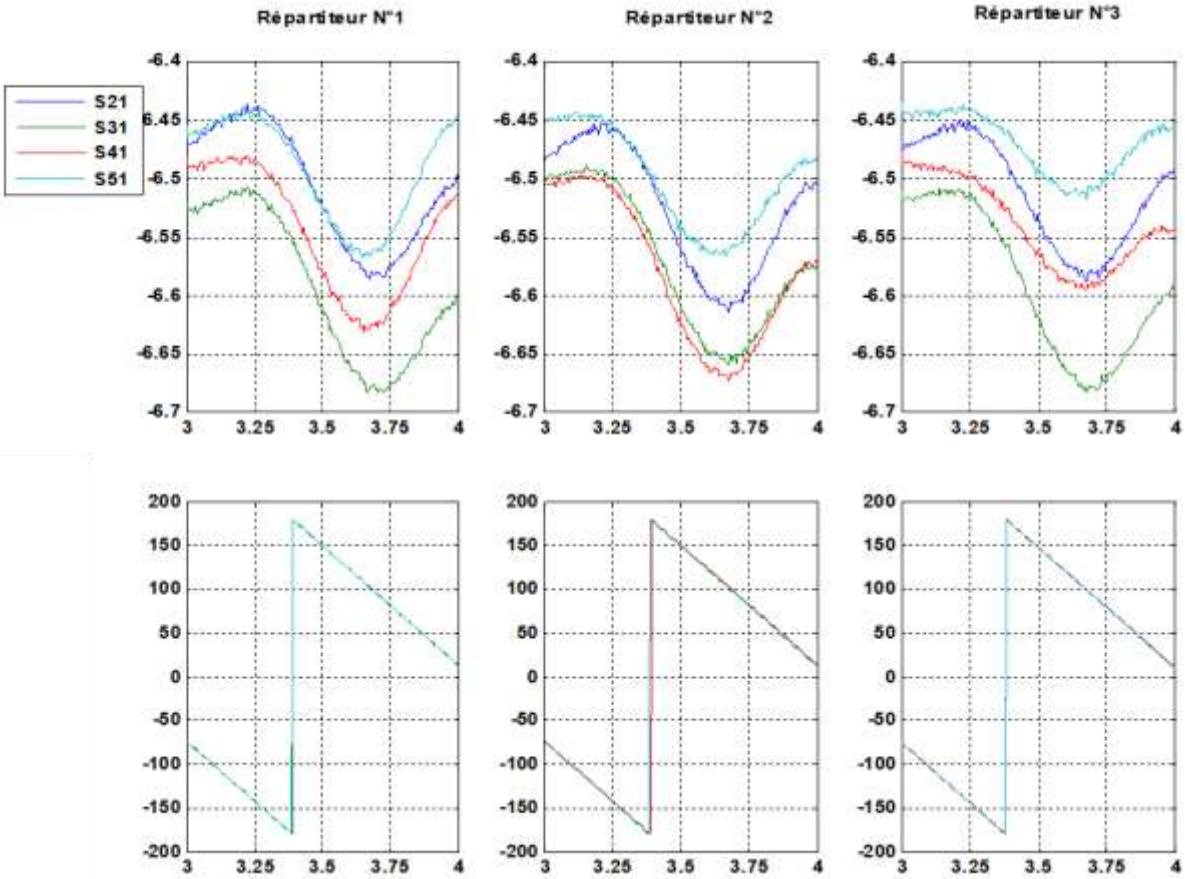
C. Longueur des câbles déphaseurs du réseau reconfigurable par paquets

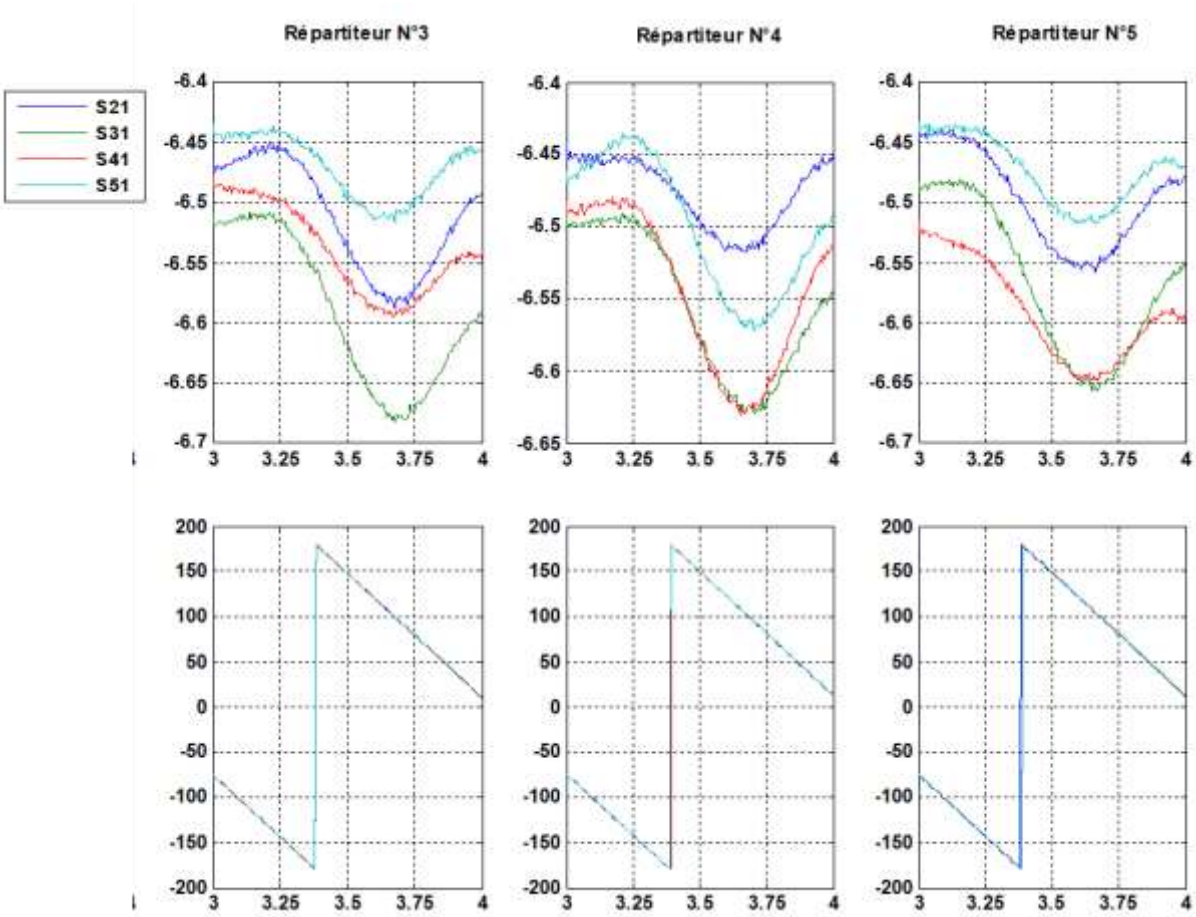
Ces deux configurations correspondent aux modes d'excitation en amplitude uniforme par paquets (configuration N°1) et uniforme (configuration N°2). Afin de concevoir des câbles suffisamment longs, une longueur de référence de 100 mm a été rajoutée à tous les câbles.

Configuration N°1		**Configuration N°2**
N° 1	130,1 mm	128,9 mm
N° 2	105,2 mm	107,3 mm
N° 3	142,9 mm	142,8 mm
N° 4	122,3 mm	121,1 mm
N° 5	101,1 mm	100 mm
N° 6	137 mm	136,6 mm
N° 7	116 m	116.3 mm
N° 8	153 mm	153,3 mm
N° 9	133 mm	133,13 mm
N° 10	112,5 mm	112,9 mm
N° 11	148,4 mm	149,7 mm
N° 12	127,1 mm	128,9 mm
N° 13	106,5 mm	107,6 mm
N° 14	142,9 mm	143,2 mm
N° 15	122,6 mm	121,4 mm
N° 16	100 mm	100 mm

D. Coefficients de transmission des répartiteurs équi-amplitudes

Nous constatons que les phases sont quasiment identiques et que les amplitudes présentent des écarts de près de 0,17 dB.




Répartiteur N°3
Répartiteur N°4
Répartiteur N°5
S21
S31
S41
S51
-6.4
-6.45
-6.5
-6.55
-6.6
-6.65
-6.7
3
3.25
3.5
3.75
4
200
150
100
50
0
-50
-100
-150
-200

E. Résumé des procédures de synthèse de réseau d'antennes

Nous résumons ici les principales méthodes de synthèse développées lors de la thèse.

Données d'entrée

Gabarit en rayonnement (PIRE, HPBW, SLL, φ^{max}) => Contraintes C

Paramètres S des antennes et des amplificateurs

Diagrammes environnés (idéaux) des N antennes $E_n(\varphi)$ => Diagrammes environnés actifs

Diagrammes environnés actifs des N antennes $E_n(\varphi)$ => Facteur de réseau d'antennes

Contraintes sur l'adaptation des antennes (impédances actives limitées à -10dB)

Contraintes de linéarité des amplificateurs (puissance d'entrée inférieure à P_{1dB})

Tolérance d'erreur sur la réalisation des excitations

1 - Synthèse parcimonieuse

Cas mono-faisceau (minimisation de la norme L_1 en respectant C)

Cas bi-faisceaux (minimisation de la norme L_1 / L_2 en respectant C)

Des itérations sont nécessaires pour calculer les diagrammes environnés actifs qui remplacent les diagrammes environnés idéaux.

2 - Synthèse avec uniformisation des amplitudes d'excitations

Cette étape intervient à la place ou à la suite de l'étape 1.

Minimisation de la norme L_∞ ou L_∞ / L_2 en respectant C.

3 - Synthèse robuste

Cette étape intervient seule ou en complément des étapes 1 ou 2.

Nous cherchons une solution qui respecte les contraintes C en incluant la tolérance d'erreur sur les excitations.

4 – Choix des tensions de polarisation des amplificateurs

Cette étape intervient en cas d'utilisation d'une polarisation variable identique pour tous les amplificateurs.

Nous déterminons parmi les choix de tension de polarisation v_{dc}^{k} possible (k est le nombre de choix de polarisation) celle qui maximise le rendement global et minimise la puissance consommée.

Sortie

N excitations complexes (en amplitude et phase)

Tension de polarisation v_{dc}^{k} des amplificateurs

UNIVERSITÉ DE RENNES 1

Titre : Conception et mesure d'un réseau d'antennes reconfigurable sur la bande 3,4 – 3,8 GHz - Contribution à la réduction de la consommation énergétique.

Mots clés : Réseau d'antennes, formation de faisceaux, réseau parcimonieux, composants RF, synthèse de réseau, antennes reconfigurables, antennes multifaisceaux, consommation énergétique.

Résumé :

Cette thèse présente la conception, réalisation et mesure d'un réseau d'antennes reconfigurable dans la bande 3,4-3,8 GHz. Le réseau actif est composé de 16 dipôles à double polarisation qui peuvent rayonner un faisceau pouvant dépointer dans un plan sur un secteur angulaire de ±45°. Grâce à l'utilisation d'un générateur de signaux arbitraires, deux faisceaux pointant dans deux directions peuvent être rayonnés simultanément à deux fréquences différentes et reconfigurés à souhait. Ce réseau peut être vu comme un candidat pour de futurs systèmes de communication terrestre. Deux opérateurs mobiles pourraient alors partager le même réseau d'antennes.

Les étapes de la conception du réseau sont détaillées progressivement, de l'élément unitaire, vers le réseau passif, puis reconfigurable par paquets, pour finir par le réseau complètement reconfigurable. La conception du réseau a eu pour ligne directrice la réduction de consommation d'énergie. Ainsi, des outils de synthèse ont été développés pour exploiter au mieux les caractéristiques de consommation des amplificateurs utilisés. De nombreux résultats de mesure valident les performances en rayonnement du réseau à chaque étape intermédiaire. De plus, ils montrent la réduction de consommation d'énergie réalisée et valident ainsi expérimentalement l'intérêt pratique des outils de synthèse développés.

Title : Design and characterization of reconfigurable antenna array in the 3.4 – 3.8 GHz band – Contribution to the reduction of energy consumption.

Keywords : Antenna array, beamforming, sparse array, RF components, array synthesis, reconfigurable antennas, multibeam antennas, energy consumption.

Abstract :

This thesis is dedicated to the design, manufacturing and characterization of a reconfigurable antenna array in the 3.4-3.8 GHz band. The active array is composed of 16 dual polarized dipoles that are able to radiate a beam steerable from ± 45° in a plane. Thanks to an arbitrary waveform generator, two beams can be radiated in two directions at two different frequencies simultaneously and can be reconfigured at will. This array can be seen as a candidate for future terrestrial communication systems. Two mobile network operators could then share the same antenna array

The steps of the array design are detailed showing the progression from the single antenna, to the passive array, the reconfigurable array by cluster to finish with the fully reconfigurable array.

The array design has been driven by the reduction of the energy consumption. For that purpose, array synthesis tools have been developed to leverage at best the consumption characteristics of amplifiers. A number of measurement results validate experimentally the array radiation performances at each step of the design. Moreover, they demonstrate the achieved reduction of energy consumption and thus validate experimentally the practical interest of the developed synthesis tools.