

# Conception et synthèse d'un réseau d'antennes parcimonieux dans la bande 3,4 – 3,8 GHz

S. FOFANA<sup>1,2</sup>, B. FUCHS<sup>1</sup>, F. COLOMBEL<sup>1</sup>, S. AVRILLON<sup>1</sup>, S. PALUD<sup>2</sup>

<sup>1</sup> IETR UMR 6164, 263 Av du Général Leclerc, 35000 Rennes, {seydouba.fofana, benjamin.fuchs, franck.colombel, stephane.avrillon}@univ-rennes1.fr

<sup>2</sup> TDF, Centre de Mesures d'Antennes, La haute Galesnais, 35340 Liffré, {seydouba.fofana, sebastien.palud}@tdf.fr

*Mots clés (en français et en anglais) : 5G, réseau, synthèse, parcimonieux, reconfigurable*

## Résumé/Abstract

Ce papier présente le résultat de la conception d'un réseau linéaire d'antennes espacées de  $0,5\lambda_0$  à 3,6 GHz, puis une méthode de synthèse de réseau parcimonieux. L'antenne élémentaire est constituée de deux dipôles croisés à  $\pm 45^\circ$ , son design est réalisé avec le logiciel CST MWS. Le réseau d'antennes fonctionne dans la bande 3,4 -3,8 GHz et est alimenté par une architecture de beamforming numérique. Les diagrammes de rayonnement environnés des antennes sont introduits dans la méthode de synthèse. On démontre qu'avec la méthode de synthèse parcimonieuse, il est possible de réduire le nombre d'antennes utilisées pour une configuration de rayonnement donnée.

This paper presents the result of the design of a linear array of antennas spaced  $0.5\lambda_0$ , then a method to synthesize sparse arrays. The elementary antenna consists of two crossed dipoles at  $\pm 45^\circ$ , its design is made with CST MWS software. The antenna array operates in the 3.4-3.8 GHz band and is powered by a digital beamforming architecture. The embedded patterns of the antennas of the network are taken into account in the synthesis procedure. We show that with the sparse synthesis method, it is possible to reduce the number of antennas used for a given radiation configuration.

## 1 Introduction

La 5G se présente comme un réseau hétérogène et dense qui nécessite des infrastructures performantes et intelligentes [1]. Les infrastructures radio telles que les stations de base seront équipées de réseaux d'antennes reconfigurables qui rendront les couvertures radios plus flexibles, augmentant ainsi les performances en termes de débit et de capacité [2, 3]. Ce type de réseau est constitué de plusieurs amplificateurs de puissance (PA), or les amplificateurs de puissances font partie des composants qui consomme le plus d'énergie dans les stations de base, en particulier dans les macrocellules [4, 5]. Par conséquent, la consommation d'énergétique des stations de base pourrait considérablement augmenter.

Dans ce papier, on propose donc une solution qui consiste à minimiser le nombre d'antennes tout en respectant le gabarit de rayonnement nécessaire à une bonne couverture radio. On vous présente dans un premier temps la méthode de synthèse utilisée, puis dans un second la conception du réseau d'antennes. Ensuite des résultats de mesures de rayonnement et de consommation seront présentés avant de conclure.

## 2 Synthèse de réseau parcimonieux par la méthode d'optimisation convexe

Le problème consiste à déterminer une solution de pondération amplitude et phase parcimonieuse, qui respecte le gabarit de rayonnement défini dans le plan azimutal du réseau. Avec cette méthode, nous cherchons à réduire au maximum possible le nombre d'antennes puis de contrôler les excitations d'amplitudes et de phases des sources utilisées afin d'améliorer la consommation du réseau. Les problèmes seront formulés sous la forme d'un problème d'optimisation convexe [6]. Pour résoudre ces problèmes, nous utilisons CVX [7], qui est une bibliothèque permettant d'utiliser Matlab comme langage de modélisation.

Considérons un réseau linéaire de  $N$  antennes espacées de  $d_i$ . Chaque antenne rayonne un diagramme de rayonnement environné  $E_i$ , ce diagramme de rayonnement nous permet de prendre en compte les effets du couplage sur le rayonnement des antennes au sein du réseau. L'angle du plan azimutal est représenté par  $\varphi$  pour un niveau d'élévation  $\theta = \theta_0$ . Le champ électrique  $E(\varphi)$  rayonné par le réseau dans le plan azimutal s'exprime :

$$E(\varphi) = \mathbf{a}^H(\varphi)\mathbf{x} \quad (1)$$

avec le vecteur directionnel  $\mathbf{a}(\varphi) = [E_1(\varphi)e^{j(\frac{2\pi}{\lambda})d_1 \sin \varphi}, \dots, E_N(\varphi)e^{j(\frac{2\pi}{\lambda})d_N \sin \varphi}]$  (2)

Où  $\mathbf{x}$  est le vecteur d'excitation complexe pour générer un diagramme de rayonnement à la fréquence  $f$  correspondant à la longueur  $\lambda$ . Le vecteur  $\mathbf{x}$  représente la variable d'optimisation du problème.

Le problème d'optimisation convexe consiste à trouver le vecteur d'excitation  $\mathbf{x}$  afin d'émettre un diagramme de rayonnement directif dans une direction  $\varphi_{max}$ . Cependant, nous voulons réduire au maximum le nombre d'excitations. Une excitation nulle signifie que l'antenne correspondant n'est pas utilisée, et par conséquent l'amplificateur associé est éteint. Pour cela, minimiser la norme  $l_1$ , c'est-à-dire la somme des valeurs absolues des excitations se révèle être une approche efficace. Le problème s'écrit :

$$\min_{\mathbf{x}} \sum_{n=1}^N |x_n| \quad \text{sous} \quad C(\mathbf{x}) = \begin{cases} Re(\mathbf{a}^H(\varphi_{max})\mathbf{x}) \geq \beta \\ \max(|\mathbf{a}^H(\varphi)\mathbf{x}|) \leq \frac{\beta}{\sqrt{2}}, \quad \varphi \notin \varphi_{HPBW} \\ \max(|\mathbf{a}^H(\varphi)\mathbf{x}|) \leq \frac{\beta}{\rho}, \quad \varphi \in \varphi_{SLL} \end{cases} \quad (3)$$

Où l'angle  $\varphi_{max}$  représente la direction du lobe principal et  $\rho$  est le rapport entre le niveau maximal du lobe principale et celui des lobes secondaires. Les domaines angulaires  $\varphi_{HPBW}$  et  $\varphi_{SLL}$  sont respectivement les domaines définis pour la contrainte liée à l'ouverture à mi-puissance (HPBW) et celle liée au niveau des lobes secondaires (SLL). De plus,  $\beta$  représente, le champ électrique rayonné par le réseau à une distance  $R$  de celui-ci. Il existe une relation entre  $\beta$  et la puissance isotopique rayonnée équivalente PIRE [8], cela permet donc de dimensionner le réseau par rapport à la puissance d'émission souhaitée. La relation s'écrit :

$$\beta = \frac{\sqrt{30 \cdot PIRE}}{R} \quad (4)$$

Pour augmenter la parcimonie de la solution (3), on peut appliquer la norme  $l_1$  pondérée tel que décrit dans [9].

## 1 Réseau de 16 antennes reconfigurables

Pour nos travaux, nous avons réalisé uniquement les chaînes d'émission, tel que décrit sur la figure 1. Les chaînes d'émission alimentent 16 dipôles ayant la même polarisation, à priori ceux orientés à  $-45^\circ$  par rapport au plan du réseau (voir figure 2). Dans l'idéale, ce réseau doit être en mesure de générer un diagramme qui dépointe jusqu'à  $\pm 45^\circ$  dans son plan azimutal.

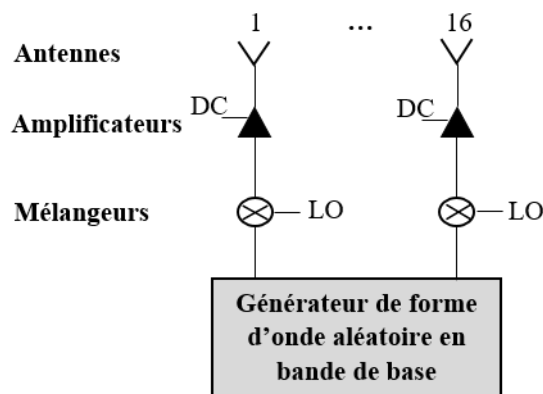


Figure 1 : Architecture du réseau d'antennes reconfigurables

### 1.1. Architecture

L'architecture du réseau choisie est celle d'un réseau d'antennes actives composé d'un générateur de signaux à 16 voix reliés à 16 chaînes d'émission. C'est une architecture de formation de faisceau numérique communément appelé beamforming numérique, le déphasage et les pondérations amplitude et phase sont réalisés en bande de base.

Pour la génération des signaux en bande de base, nous avons utilisé un générateur de forme d'onde aléatoire DN6.662-16 de la compagnie d'instrumentation SPECTRUM [10]. Cet appareil a une fréquence d'échantillonnage maximale de 625 MS/s et il est capable de générer des signaux dont les amplitudes et les phases peuvent être contrôlés par logiciel. Il peut générer des signaux en bande de base de 0 à 200 MHz entre  $\pm 2,5$  V.

Les signaux en bande de base sont transposés dans la bande 3,4 – 3,8 GHz grâce aux 16 mélangeurs [11]. Chaque mélangeur comporte 2 entrées, une entrée pour le signal en bande de base et une autre pour le signal de l'oscillateur local OL dont la fréquence  $f_{OL}$ , fixée à 3,57 GHz, constitue la fréquence de transposition. Les signaux OL proviennent de la même source à l'aide d'un jeu de 5 répartiteurs de puissance à 4 sorties. Tel que décrit par le fabricant, pour garantir un bon fonctionnement du mélangeur, la puissance des signaux OL doit être environ de 13 dBm et celle des signaux en bande de base ne doit pas excéder 10 dBm (soit une amplitude maximale de 1 V) pour éviter la saturation du mélangeur. Dans le cadre des mesures en chambre anéchoïque, les signaux en bande de base sont des porteuses pures à 10 MHz (ou à 50 MHz) avec une différence d'amplitudes et de phases, après transposition on obtient des signaux hautes fréquences à 3,58 GHz (ou 3,62 GHz).

Les signaux transposés sont ensuite amplifiés avant d'être émis par le réseau. Nous avons utilisé pour cela 16 amplificateurs du commerce dénommés BMT352 [12], dédiés aux applications de transmission. Un circuit d'alimentation à polarisation unique incluant des interrupteurs a été conçu pour permettre d'alimenter ou d'éteindre indépendamment chaque amplificateur. Après la mise en place des amplificateurs et leur circuit d'alimentation, ils ont un point de compression d'environ 30 dBm.

Afin de bien dimensionner le réseau, une étape de calibration a été nécessaire. L'étape de calibration a consisté à mesurer, à l'aide d'un analyseur de réseau, le gain associé à chaque chaîne d'émission et leurs différences de phase par rapport à une chaîne RF de référence. Les résultats des mesures sont ensuite intégrés dans l'outil de synthèse pour déterminer directement l'amplitude en tension et la phase du signal que doit générer sur chacune des 16 voix du générateur.

## 1.2. Conception du réseau d'antennes

Le réseau est composé de 16 antennes espacées de  $0,5\lambda_0$  correspondant à la fréquence  $f_0 = 3,6$  GHz. Chaque antenne est constituée de deux dipôles croisés à  $\pm 45^\circ$ , pour notre étude nous considérons uniquement une des dipôles. Le choix de ce type d'antenne répond aux exigences des antennes de station de base, qui doivent être de faible coût, robuste et facile à reproduire [13].

Ces dipôles sont en technologie imprimée, ils ont été conçus à l'aide du logiciel CST MWS (cf. Figure 2). Les dimensions des dipôles et des baluns ont été prédéfinis suivant le modèle théorique décrit dans [14]. Avec l'antenne seule, nous obtenons une bonne adaptation dans la bande 3,4 – 3,8 GHz, à savoir un coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  inférieur – 15 dB et un niveau de découplage  $|S_{ji}|$  inférieur à – 38 dB.

Cependant, une fois les 16 antennes mise en réseau (voir figure 2), les performances radioélectriques ont été impactées par le biais des phénomènes de couplage inter-élément et de réflexions aux alentours des antennes. Comme on peut le voir sur un extrait des résultats de la simulation présenté sur la figure 3a, nous obtenons finalement un niveau maximum de couplage de -15 dB et une adaptation qui reste inférieur à -15 dB. De plus, les diagrammes des antennes sont différents et ne sont plus identiques à celui d'une antenne isolée, on parle de diagramme de rayonnement environné (figure 3b). Pour la formulation du problème (3), ces diagrammes sont extraits de CST MWS pour un niveau de champ (en volt par mètre) correspondant à une distance de  $R = 100$  m du réseau.

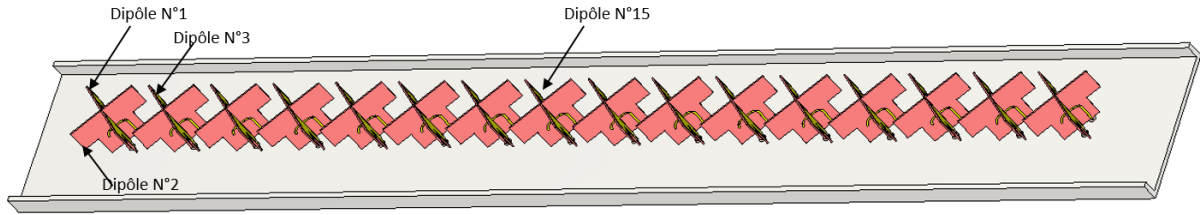


Figure 2: Réseau linéaire de 16 antennes à base de 2 dipôles croisés ( $\pm 45^\circ$ )

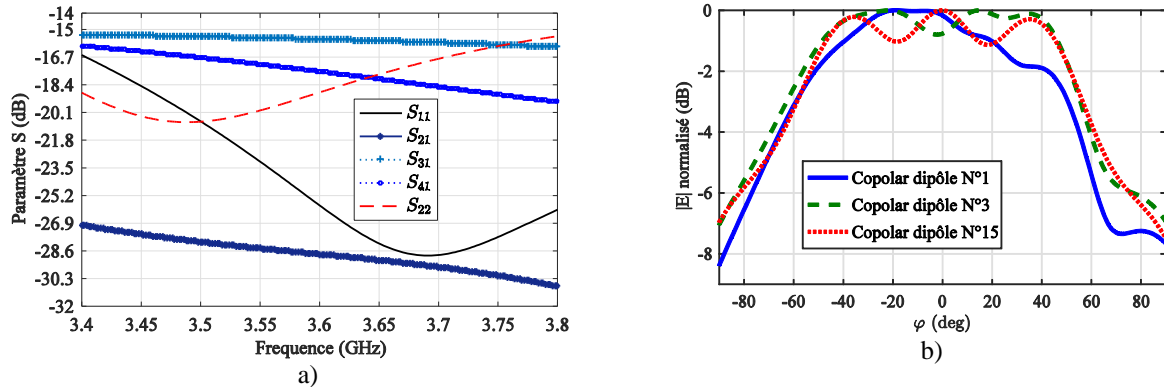


Figure 3: Extrait du paramètre  $S$  des 2 premiers dipôles du réseau (a) et exemples de diagrammes environnés (simulés) de dipôles dans le réseau (b). Ces diagrammes sont représentatifs des diagrammes de rayonnement des dipôles situés à l'extrémité et au centre du réseau.

## 2 Mesures

Les mesures sont réalisées en chambre anéchoïque au centre de mesure d'antennes de TDF. L'objectif est de valider la méthode de synthèse et d'évaluer la consommation énergétique. Pour cela, on analyse les performances de rayonnement en termes de diagramme et de puissance d'émission (PIRE). Les mesures de consommation sont collectées à l'aide d'un microcontrôleur relié au circuit d'alimentation des amplificateurs.

Pour le scénario, deux exemples de faisceaux seront présentés, l'un pour  $\varphi_{\max} = 0^\circ$  à 3,58 GHz (figure 4a) et l'autre pour  $\varphi_{\max} = +30^\circ$  à 3,62 GHz (figure 5a). Pour chacune de ces exemples, le gabarit se résume à une PIRE de 48 dBm, une ouverture à mi-puissance (HPBW) inférieur à  $10^\circ$  et un niveau maximal des lobes secondaires (SLL) de -15 dB en dessous du lobe principal. Connaissant la PIRE, et la distance  $R = 100$  m, on déduit la contrainte  $\beta$  à l'aide de l'équation (4).

### 2.1. Performance en rayonnement

Les jeux de pondération (figure 4b et 5b) pour les 2 exemples cités sont déterminés en résolvant l'équation (3). Dans le premier cas, nous avons 3 sources éteintes contre 2 sources éteintes dans le second cas, car plus on dépointe plus il devient difficile de respecter les contraintes avec moins de sources allumées. Après mesure, nous obtenons les diagrammes représentés sur les figures 4a et 5a. Les diagrammes mesurés sont assez proches des résultats de simulation avec des valeurs de PIRE respectives de 47,25 dBm et 47,5 dBm. De plus les écarts entre la composante co-polarisation et cross-polarisation restent correctes.

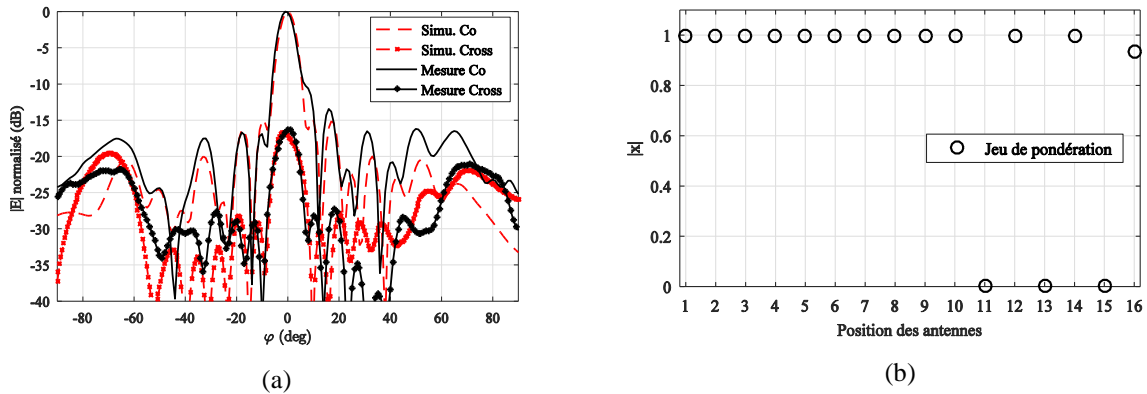


Figure 4: Résultat de la synthèse de réseau (a) et le jeu de pondération en amplitude associé (b) pour un rayonnement à 3,58 GHz et un dépointage à  $0^\circ$ . Comparaison entre simulation et mesures des composantes co- et cross-polarisation du champ électrique rayonné par le réseau.

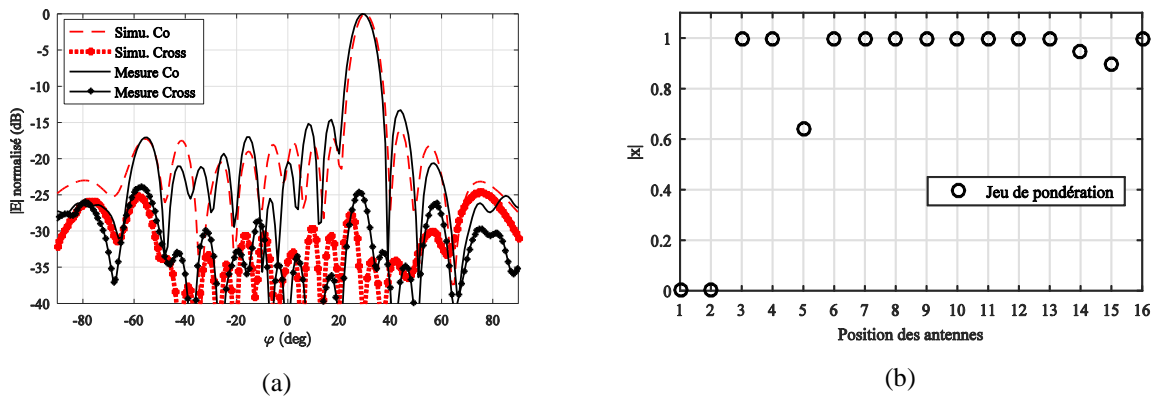


Figure 5: Résultat de la synthèse de réseau (a) et le jeu de pondération en amplitude associé (b) pour un rayonnement à 3,62 GHz et un dépointage à  $+30^\circ$ . Comparaison entre simulation et mesures des composantes co- et cross-polarisation du champ électrique rayonné par le réseau.

D'après une étude qui n'est pas présentée dans ce document, les écarts seraient liés en partie, à l'influence de l'impédance active des amplificateurs éteints sur les diagrammes environnés des antennes allumées. Cette influence est plus importante lorsque les sources éteintes sont entourées de sources allumées, comme dans l'exemple de la figure 4b. Au cours de cette étude nous avons constaté que, en prenant en compte l'impédance active des amplificateurs éteints et allumés, nous obtenons un jeu d'excitation différent et donc de meilleurs résultats.

## 2.2. Réduction de la consommation

Afin d'évaluer la réduction de consommation en énergie, nous comparons notre méthode de synthèse avec une autre solution qui utiliserait toutes les sources du réseau. Cette autre solution est obtenue en résolvant l'équation (3) sans appliquer la norme  $l_1$ , on obtient un jeu de pondération tapérisé. D'après les résultats de mesures présentés dans le Tableau 1, nous constatons une réduction de la consommation d'au moins 4 %. Il faut retenir que plus il y a de sources éteintes, plus la consommation est réduite.

De surcroît, en mettant en place un circuit d'alimentation permettant de changer la polarisation des amplificateurs, pour baisser leur point de compression en fonction de la puissance nécessaire en sortie, nous parviendrons à réduire d'avantage la consommation des amplificateurs et améliorer leur rendement. Après avoir obtenu des résultats convainquant à travers la simulation, ceci constitue la prochaine étape qui démontrerait l'efficacité énergétique d'un réseau d'antenne parcimonieux alimenté par des amplificateurs à polarisation variables.

Type de réseau	$\varphi^{max}$	P <sub>DC</sub> (W)	Sources éteintes	Pourcentage de réduction
Solution proposée	0°	21,3	3	10 %
Sans sources éteintes	0°	23,7	0	
Solution proposée	+ 30 °	22,0	2	4,3 %
Sans sources éteintes	+ 30 °	23,0	0	

Tableau 1 : Consommation des amplificateurs

### 3 Conclusion

Dans ce papier, nous avons présenté la conception d'un réseau d'antennes reconfigurables dans la bande 3,4 – 3,8 GHz, et la méthode de synthèse de réseau parcimonieux associée. D'après les bonnes performances de rayonnement et de réduction énergétique obtenues, nous concluons que ce procédé d'utilisation des réseaux reconfigurables peut être un bon atout pour les stations de base 5G.

### Références bibliographiques

- [1] GSMA Intelligence, «Understandig 5G: Perspectives on future technological advancements in mobile», Dec. 2014
- [2] ICT-317669 METIS project, “Final report on the METIS 5G system concept and technology roadmap,” 30 Apr. 2015.
- [3] Ericsson, «5G Radio Access,» *Ericsson White paper*, Apr. 2016.
- [4] S. K. Bhongde, D. B. Bhojar and S. Mohad, “Strategy for Power Consumption Management at Base Transceiver Station,” *IEEE Word Conference on Futuristic Trends in Research and Innovation for Social Welfare*, 2016.
- [5] M. H. Alsharif, M. Ismail and R. Nordin, “Survey of Green Radio Communications Networks: Techniques and Recent,” *Journal of Computer Networks and Communications*, Dec. 2013.
- [6] H. Leuret and S. Boyd, "Antenna pattern synthesis via convex optimization," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 45, no. 3, pp. 526-531, March 1997.
- [7] CVX Research, Inc. (Sep. 2012). CVX: Matlab Software for Disciplined Convex Programming, Version 2.0 Beta. [Online]. Available: <http://cvxr.com/cvx>
- [8] T. A. Milligan, *Modern Antennas Design*, A JOHN WILEY & SONS, 2nd ed., 2005.
- [9] B. Fuchs, "Synthesis of Sparse Arrays With Focused or Shaped Beampattern via Sequential Convex Optimizations," *IEEE*, vol. 60, pp. 3499 - 3503, July 2012.
- [10] Spectrum, 16 bit Arbitrary Waveform Generator, <https://spectrum-instrumentation.com/en/dn6662-16>.
- [11] Mini-Circuits, Double Balanced Mixer: RF/LO Freq 2300 –7600 MHz, Available: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZX05-762H-S%2B>.
- [12] BEREX, High Power Amplifier, Available: <https://www.berex.com/Products/HighPowerAmplifier.aspx>.
- [13] Z. N. Chen and K.-M. Luk, *Antennas for base sations in wireless communications*, The McGraw-Hill Companies, 2009.
- [14] B. Edward and D. Rees, “A broadband printed dipole with integrated balun”, *Microwave journal*, pp. 339-344, May 1987