THÈSE

Pour l'obtention du grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE POITIERS
UFR des sciences fondamentales et appliquées
XLIM
(Diplôme National - Arrêté du 25 mai 2016)

École doctorale : Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique (Limoges)
Secteur de recherche : Électronique, Microélectronique et Nanoélectronique

Cotutelle : École nationale d'ingénieurs de Sfax

Présentée par :
Mariem Kanoun

Contribution à l'étude et à la conception d'un système de transfert et de récupération d'énergie électromagnétique à 5.8 GHZ

Directeur(s) de Thèse :
Jean-Marie Paillot, Mourad Loulou, David Cordeau, Hassène Mnif

Soutenue le 07 décembre 2019 devant le jury

Jury :

Président	**Kamel Besbes**	Professeur, CRMN, Sousse, Tunisie
Rapporteur	**Noureddine Boulejfen**	Professeur, CRMN, Sousse, Tunisie
Rapporteur	**Nathalie Deltimple**	Maître de conférences, Université de Bordeaux
Membre	**Jean-Marie Paillot**	Professeur, XLIM, Université de Poitiers
Membre	**Mourad Loulou**	Professeur, École nationale d'ingénieurs, Université de SFAX
Membre	**David Cordeau**	Maître de conférences, XLIM, Université de Poitiers
Membre	**Hassène Mnif**	Professeur, ENET'COM, Sfax, Tunisie
Membre	**Hichem Trabelsi**	Professeur, École Nationale d'Ingénieurs, Carthage, Tunisie

Pour citer cette thèse :
Mariem Kanoun. *Contribution à l'étude et à la conception d'un système de transfert et de récupération d'énergie électromagnétique à 5.8 GHZ* [En ligne]. Thèse Électronique, Microélectronique et Nanoélectronique. Poitiers : Université de Poitiers, 2019. Disponible sur Internet <http://theses.univ-poitiers.fr>

THESE

en cotutelle
Pour l'obtention du Grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE POITIERS

(Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées)
(Diplôme National - Arrêté du 25 mai 2016)

Ecole Doctorale : Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique (SISMI)

Secteur de Recherche : Electronique, Microélectronique et Nanoélectronique

et de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE SFAX

(Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax)

Discipline : Génie Electrique

Présentée par :
Mariem KANOUN

CONTRIBUTION A L'ETUDE ET A LA CONCEPTION D'UN SYSTEME DE TRANSFERT ET DE RECUPERATION D'ENERGIE ELECTROMAGNETIQUE A 5,8 GHZ

Directeurs de Thèse : **Jean-Marie PAILLOT, Mourad LOULOU**
Co-directeurs de Thèse : **David CORDEAU, Hassene MNIF**

Soutenue le 07 Décembre 2019 devant la Commission d'Examen

JURY

Rapporteurs :

Nathalie DELTIMPLE	Maître de conférences HDR à l'Université de Bordeaux
Noureddine BOULEJFEN	Professeur au CRMN de Sousse

Examinateurs :

Kamel BESBES	Professeur au CRMN de Sousse
Hichem TRABELSI	Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Carthage
Mourad LOULOU	Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax
Jean-Marie PAILLOT	Professeur à l'Université de Poitiers
David CORDEAU	Maître de conférences HDR à l'Université de Poitiers
Hassene MNIF	Professeur à l'ENET'COM de Sfax

A ma chère mère « L'amour de ma vie »

A mon cher père « Ma raison d'être »

A vous qui m'avez tout donné, sans rien demander. Aucune dédicace ne saurait exprimer mon amour éternel et ma grande reconnaissance envers les inestimables sacrifices que vous avez faits tout au long de ces années. Votre présence, votre amour, votre soutien et vos encouragements sont la bouffée d'oxygène qui me permettait de tenir dans les moments les plus pénibles. Que ce modeste travail soit le témoignage de ma grande reconnaissance, l'exaucement de vos vœux et le résultat de vos innombrables sacrifices, bien que je ne pense pas pouvoir m'en acquitter.

Que dieu vous préserve et vous procure santé et longue vie.

Remerciements

Cette thèse de Doctorat est l'aboutissement d'un travail effectué dans le cadre d'une convention en cotutelle entre le laboratoire LETI de l'université de Sfax, Tunisie, et le laboratoire XLIM de l'université de Poitiers, France. A ce propos, j'adresse mes premiers remerciements à Monsieur Nouri MASMOUDI, Professeur à L'ENIS, et directeur du laboratoire LETI ainsi qu'à Monsieur Dominique BAILLARGEAT Professeur à l'université de Limoges et ancien directeur du laboratoire XLIM, de m'avoir accueillie au sein de leurs laboratoires.

Ma profonde gratitude et mes vifs remerciements s'adressent naturellement à mes directeurs de thèse Monsieur Mourad LOULOU et Monsieur Jean-Marie PAILLOT ainsi qu'à mes co-directeurs de thèse Monsieur David CORDEAU et Monsieur Hassene MNIF.

Je remercie Monsieur Mourad LOULOU, Professeur à l'ENIS et responsable du groupe de recherche d'Electronique et de Communication (ELECOM), pour son suivi et son implication tout au long de mon parcours universitaire. Je lui suis reconnaissante pour la grande confiance qu'il m'a accordée, pour son soutien et ses encouragements durant mes années de thèse, pour tous ses conseils avisés et pertinents ainsi que pour tous les moyens qu'il a mis à ma disposition pour mener à bien mes travaux de thèse.

Je remercie Monsieur Jean Marie PAILLOT, Professeur à l'Université de Poitiers et directeur de l'Institut Universitaire de Technologie d'Angoulême, d'avoir toujours été bienveillant à mon égard. Je lui suis très reconnaissante pour avoir toujours su trouver du temps pour m'écouter, me conseiller et m'orienter dans mes recherches. Son dévouement pour la réussite de mes travaux, sa patience et les discussions fructueuses que nous avons pu avoir, m'ont constamment permise de progresser et d'approfondir mes connaissances sur plusieurs points de mon travail.

Mes sincères remerciements s'adressent également à Monsieur David CORDEAU, Maître de conférence HDR à l'Université de Poitiers, de m'avoir activement soutenue le long de ces années de thèse afin de mener ce travail à terme. Il n'a jamais hésité à me consacrer du temps, me guider, et m'orienter dans mes recherches. Je le remercie pour la qualité de son encadrement, son implication, ses précieux conseils scientifiques et sa disponibilité.

Je remercie aussi Monsieur Hassene MNIF, Professeur et directeur de l'Ecole Nationale d'Electronique et des TéléCommunications de Sfax d'avoir contribué à la mise en place de cette thèse et de m'avoir fait confiance tout au long de mes travaux.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur Kamel BESBES, Professeur et directeur du Centre de Recherche en Microélectronique et Nanotechnologie de Sousse, qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de soutenance de thèse. Je tiens également à remercier Madame Nathalie DELTIMPLE, Maître de Conférences HDR à l'Université de Bordeaux, et Monsieur Noureddine BOULEJFEN, Professeur au Centre de Recherche en Microélectronique et Nanotechnologie de Sousse, pour avoir accepté de juger ce travail et assurer la tâche de rapporteurs. Je remercie aussi Monsieur Hichem TRABELSI, Professeur à ENI-Carthage, pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail en acceptant d'être examinateur de ma thèse.

Un grand merci à Sébastien SOUBIE, technicien informatique à l'IUT d'Angoulême, « the Genuis » du laboratoire, pour sa grande disponibilité, sa bonne humeur, sa gentillesse, son efficacité et son aide précieuse. Je remercie également, Olivier NEGRO, technicien électronique à l'IUT d'Angoulême, pour la réalisation des prototypes des circuits. Je tiens aussi à remercier Monsieur Arnaud ROBELIN, enseignant à l'IUT d'Angoulême, pour son aide et son expertise sur les convertisseurs DC-DC.

Si ce travail a pu être mené à terme, c'est aussi grâce à l'amabilité et la bonne humeur que m'ont témoignés tous mes amis et collègues doctorants de l'IUT d'Angoulême, ainsi que tous les membres des départements GEII et GMP de l'IUT d'Angoulême. Je me suis toujours sentie comme dans ma famille et j'ai pu travailler dans une ambiance agréable malgré toutes les difficultés. Je tiens à témoigner tout particulièrement ma sympathie et ma reconnaissance à Bhanu, Seb, Sergui, Abdu, Younes, Tayeb, Mohamed et Maissa avec lesquels j'ai passé d'inoubliables moments d'amitié et de complicité très sincères. Je garderai de ces trois années un très bon souvenir. Mes remerciements vont également aux collègues du groupe ELECOM de l'ENIS.

J'associe à mes remerciements ma reconnaissance et ma gratitude à mon cher oncle Dhaker REBAI, Secrétaire général à la FSEG Sfax, pour le soutien inconditionnel qu'il m'a accordé tout au long de mes études. Merci d'être l'épaule solide et l'œil attentif.

Enfin, une pensée particulière et affectueuse à toute ma famille et en particulier mon mari et ma petite fille « ma championne » Chema. Merci pour votre amour, votre soutien et vos encouragements qui m'ont été d'un grand réconfort et ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

Table des Matières

Liste des Figures ..... **vi**

Liste des Tableaux ..... **x**

Liste des Abréviations ..... **xii**

Introduction Générale **1**

CHAPITRE 1 : Introduction au sujet de recherche **5**

1.1 Introduction 7

1.2 Internet des objets 7

1.3 Les réseaux de capteurs sans fils 9

1.3.1 Description 9

1.3.2 Domaines d'applications des RCSF 10

1.3.3 Alimentation et recharge énergétique d'un nœud capteur 12

1.3.3.1 La problématique énergétique dans les RCSF 12

1.3.3.2 La récupération de l'énergie ambiante 14

1.3.3.2.1 L'énergie solaire 15

1.3.3.2.2 L'énergie mécanique 15

1.3.3.2.3 L'énergie thermique 16

1.3.3.2.4 L'énergie radiofréquence 17

1.3.3.2.5 Bilan sur les systèmes de récupération d'énergie ambiante 18

1.4 La transmission d'énergie sans fil 19

1.4.1 Principe 19

1.4.2 Historique 20

1.4.3 Quelques travaux récents sur la TESF 21

1.4.4 Structure globale d'un système TESF 22

1.4.5 Contraintes 24

1.5 La formation de faisceau 25
1.5.1 Les réseaux d'antennes 26
1.5.1.1 Principe 26
1.5.1.2 Classification des réseaux 28
1.5.2 Synthèse du diagramme de rayonnement 29
1.5.2.1 Principe 29
1.5.2.2 Cas d'un réseau linéaire périodique 31
1.5.2.3 Cas d'un réseau planaire périodique 32
1.6 Positionnement des travaux de thèse : présentation du concept et originalité 33
1.7 Conclusion 35
CHAPITRE 2 : Etude, conception et implémentation d'un déphaseur actif à 5,8 GHz en technologie BiCMOS SiGe:C 0,25 µm 37
2.1 Introduction 39
2.2 Architectures des systèmes de commande en phase d'un réseau d'antennes 39
2.2.1 Les réseaux d'oscillateurs couplés 40
2.2.2 Les réseaux d'oscillateurs verrouillés par injection 42
2.3 Théorie des oscillateurs verrouillés par injection 43
2.3.1 Principe des oscillateurs 43
2.3.2 Théorie de l'injection 44
2.4 Conception et implémentation d'un déphaseur actif à 5,8 GHz 50
2.4.1 Présentation de l'architecture du déphaseur actif proposée 50
2.4.2 Conception de la source de courant 51
2.4.3 Conception de l'oscillateur verrouillé par injection 52
2.4.3.1 Conception d'un O.C.T différentiel 53
2.4.3.1.1 Partie active 53
2.4.3.1.2 Le résonateur 53
2.4.3.2 Conception du circuit d'injection 56

2.4.4 Conception du modulateur IQ 56

2.4.4.1 Filtre polyphase RC/CR 58

2.4.4.2 Multiplieurs 61

2.4.5 Conception de l'étage de sortie 63

2.5 Implémentation et résultats de mesures 64

2.5.1 Implémentation du déphaseur actif à 5,8 GHz 64

2.5.2 Résultats de mesures et comparaison avec les simulations post-layout 67

2.5.2.1 Comportement du déphaseur actif en oscillations libres 68

2.5.2.2 Comportement du déphaseur actif sous injection 69

2.6 Conclusion 75

CHAPITRE 3 : Conception et implémentation d'un système de récupération d'énergie EM……77

3.1 Introduction 79

3.2. Rectenna : présentation et principe 80

3.2.1 Structure globale d'une rectenna 80

3.2.2 La diode Schottky 81

3.2.3 Critère de mérite d'une « rectenna » 82

3.2.4 Topologies de circuits de conversion RF-DC 84

3.2.4.1 Topologie série 84

3.2.4.2 Topologie parallèle 85

3.2.4.3 Topologie doubleur de tension 85

3.3 Etude et conception d'un circuit de conversion RF-DC à 5,8 GHz 86

3.3.1 Modélisation d'un multiplieur à N étages 87

3.3.2 Méthodologie de conception d'un circuit de conversion RF-DC 91

3.3.2.1 Programme développé sous Matlab 92

3.3.2.1.1 Choix de la diode Schottky 93

3.3.2.1.2 Choix de la topologie 97

3.3.2.2 Conception et optimisation du circuit de conversion RF-DC sous ADS 99

3.3.2.2.1 Etapes d'optimisation du circuit de conversion sous ADS 99

3.3.2.2.2 Résultats de simulations 103

3.3.3 Fabrication et validation expérimentale : Comparaison des performances mesurées et simulées 105

3.4 Mise en application d'une « rectenna » à 5,8 GHz associée à un gestionnaire d'énergie BQ 25570 pour la récupération d'énergie EM 110

3.4.1 Le gestionnaire d'énergie BQ25570 110

3.4.2 Etude expérimentale du système constitué du circuit de conversion RF-DC associé au convertisseur BQ25570 112

3.4.3 Etude expérimentale du système de TESF complet 116

3.5 Conclusion 119

Conclusion Générale 121

Références Bibliographiques 124

Liste des publications auxquelles a donné lieu ce travail 133

Liste des Figures

Figure 1. 1 Estimation du nombre d'objets connectés d'ici 2025 [3] 8
Figure 1. 2 Les modules d'un nœud capteur 9
Figure 1. 3 La maison intelligente [6] 11
Figure 1. 4 Comparaison de l'évolution des performances : densité de surface des disques durs et le nombre de transistors dans un microprocesseur Intel avec la densité d'énergie des batteries lithium ion [11] 13
Figure 1. 5 Densité de puissance en fonction du temps pour différentes sources d'énergie 14
Figure 1. 6 Kit de développement complet de récupération d'énergie solaire [18] 15
Figure 1. 7 Genouillère qui récupère l'énergie de la marche [20] 16
Figure 1. 8 Montre thermique de Seiko [22] 17
Figure 1. 9 Récupération des ondes TV [23] 18
Figure 1. 10 Bilan d'estimation du potentiel des sources d'énergies ambiantes 18
Figure 1. 11 Système de TESF par faisceau microonde 23
Figure 1. 12 Différentes configurations géométriques de réseaux d'antennes : (a) linéaire, (b) planaire, et (c) circulaire 27
Figure 1. 13 Réseaux d'antennes planaires périodiques : (a) maille rectangulaire, (b) maille triangulaire 28
Figure 1. 14 (a) Schéma illustrant le principe d'un réseau d'antennes lacunaire, (b) Réseau d'antennes apériodique développé par Thales Alenia Space Italia [41] 29
Figure 1. 15 Gabarit illustrant les caractéristiques d'un diagramme de rayonnement 30
Figure 1. 16 Réseau linéaire uniforme 31
Figure 1. 17 Réseau d'antennes planaire 33
Figure 1. 18 Schéma illustrant le principe de la TESF appliqué à la recharge d'un réseau de capteurs à la demande 34
Figure 2. 1 Schéma de principe d'un réseau d'oscillateurs couplés 41
Figure 2. 2 Schéma de principe d'un réseau d'oscillateurs verrouillés par injection 42
Figure 2. 3 Modèle d'un oscillateur à un port 43
Figure 2. 4 Schéma équivalent d'un oscillateur LC 44
Figure 2. 5 Oscillateur verrouillé par injection 45

Figure 2. 6 Oscillateur de Van der Pol sous injection 45
Figure 2. 7 Evolution théorique du déphasage d'un ILO en fonction de ω_0 50
Figure 2. 8 Schéma bloc d'une voie de déphaseur actif 51
Figure 2. 9 Architecture de la source de courant 51
Figure 2. 10 Schéma de l'OCT verrouillé par injection 52
Figure 2. 11 Schéma du varactor « VcapDB » proposé dans la librairie QUBiC4X 54
Figure 2. 12 Dessin des masques de l'inductance différentielle utilisée 55
Figure 2. 13 Synoptique du modulateur IQ 57
Figure 2. 14 Diagramme de constellation 58
Figure 2. 15 Filtre polyphase RC/CR 59
Figure 2. 16 Réponse fréquentielle du filtre polyphase : (a) Amplitude des signaux de sortie (b) Phase des signaux de sortie 60
Figure 2. 17 Schéma électrique d'une cellule de Gilbert 62
Figure 2. 18 Schéma électrique du sommateur avec deux cellules de Gilbert 63
Figure 2. 19 Architecture de l'amplificateur différentiel et du Buffer 64
Figure 2. 20 Dessin des masques du déphaseur actif 65
Figure 2. 21 Photomicrographie du déphaseur actif réalisé 66
Figure 2. 22 Carte de test utilisée 66
Figure 2. 23 Banc de mesure utilisé 67
Figure 2. 24 Variation de la fréquence d'oscillation libre f_0 en mesure et en simulation post layout pour « IQ=00 » 68
Figure 2. 25 Coefficient de réflexion (S_{11}) mesuré en fonction de la fréquence 69
Figure 2. 26 Densité spectrale de puissance pour "IQ=10" et V_{tune}=0,4 V (a) en oscillation libre et (b) sous injection 70
Figure 2. 27 Variation du déphasage en fonction de $\Delta f = f_{inj} - f_0$ pour "IQ=00"en mesure et en simulation 71
Figure 2. 28 Formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du déphaseur pour : (a)"IQ = 01" et V_{tune} = 0,85 V, (b) "IQ = 00" et V_{tune} = 0,48 V 72
Figure 2. 29 Variation du déphasage $\Delta\phi$ en fonction de $\Delta f = f_{inj} - f_0$ pour les combinaisons IQ ("00","01","11","10") 73
Figure 2. 30 Diagramme de distribution de phase 73
Figure 2. 31 Plage de verrouillage en fonction de la puissance du signal injecté 74
Figure 3. 1 Schéma synoptique d'une « rectenna » 80
Figure 3. 2 Modèle électrique d'une diode Schottky 81

Figure 3. 3 Relation générale entre le rendement de conversion RF-DC théorique et la puissance d'entrée 84
Figure 3. 4 Schéma synoptique d'une « rectenna » en topologie série 85
Figure 3. 5 Schéma synoptique d'une « rectenna » en topologie parallèle 85
Figure 3. 6 Schéma synoptique d'une « rectenna » en doubleur de tension 86
Figure 3. 7 Topologie d'un multiplieur à N étages 87
Figure 3. 8 Formes d'ondes des signaux V_n et V_j 89
Figure 3. 9 Organigramme de la procédure de conception d'un circuit de conversion RF-DC 92
Figure 3. 10 Variation du rendement de conversion théorique en fonction (a) de la résistance série « R_s », (b) de la capacité de jonction à polarisation nulle « C_{j0} », (c) de la tension de seuil « V_t »et (d) de la tension inverse de claquage « V_{br} »..... 95
Figure 3. 11 Rendement théorique en fonction de la puissance incidente RF pour trois types de série de diodes Schottky : HSMS-286x, HSMS-285x et HSMS-282x 97
Figure 3. 12 Rendement théorique en fonction de la puissance incidente RF pour différents nombres d'étages 98
Figure 3. 13 Tension DC de sortie théorique en fonction de la puissance incidente RF pour différents nombres d'étages 98
Figure 3. 14 Schéma équivalent du circuit de conversion..... 99
Figure 3. 15 Modèle du boitier SOT-323 100
Figure 3. 16 Filtre DC en ligne micro-ruban..... 100
Figure 3. 17 Principe d'adaptation du circuit de conversion RF-DC..... 101
Figure 3. 18 Dessin des masques du circuit de conversion RF-DC 102
Figure 3. 19 S_{11} simulé (a) en fonction de la puissance pour différentes valeurs fréquences (b) en fonction de la fréquence pour différentes niveaux puissances 104
Figure 3. 20 Variation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la charge R_L.104
Figure 3. 21 (a) Variation de la tension DC et (b) Variation du rendement en fonction de la fréquence pour différents niveaux puissances..... 106
Figure 3. 22 Photographie du prototype fabriqué 106
Figure 3. 23 Banc de mesure du redresseur 107
Figure 3. 24 (a) Tension DC (b) Rendement de conversion en fonction de la puissance RF à 5,8 GHz 108
Figure 3. 25 Coefficient de réflexion (S_{11})..... 109
Figure 3. 26 Schéma synoptique du système de TESF mis en application..... 110

Figure 3. 27 Carte d'évaluation du convertisseur BQ25570 de Texas Instruments 111
Figure 3. 28 Schéma synoptique du dispositif expérimental 112
Figure 3. 29 Formes d'onde des tensions : V_{out} "rouge", V_{bat} "vert" et V_s "bleu"..... 113
Figure 3. 30 Variation du temps de recharge et de la puissance moyenne en fonction de P_{in} 114
Figure 3. 31 Variation du rendement global η_G du système en fonction de P_{in} 115
Figure 3. 32 Variation de l'énergie accumulée pendant T_p = 1 s en fonction du temps de recharge pour différentes valeurs de P_{in} 115
Figure 3. 33 Schéma synoptique du banc de mesure du système de TESF 116
Figure 3. 34 Photographie de l'antenne patch 117
Figure 3. 35 Puissance reçue P_{in} en fonction de la distance (d) 117

Liste des Tableaux

Tableau 2. 1 Dimensions des transistors de la source de courant 52
Tableau 2. 2 Fonctionnement d'un modulateur IQ 57
Tableau 2. 3 Comparaison des paramètres statiques en simulations post-layout et en mesures 68
Tableau 2. 4 Comparaison du comportement RF du déphaseur en mesures et en simulations post-layout 74
Tableau 2. 5 Comparaison des performances 75
Tableau 3. 1 Paramètres Spice des diodes Schottky 96
Tableau 3. 2 Performances du redresseur à 5,8 GHz et -5 dBm 109
Tableau 3. 3 Bilan récapitulatif des performances du système de récupération d'énergie RF 118
Tableau 3. 4 Comparaison des performances du système développé avec la littérature 119

Liste des Abréviations

ADS	Advanced Design System
BiCMOS	Bipolar Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CMS	Composant Monté en Surface
COAs	Coupled Oscillators Arrays
EH	Energy Harvesting
HB	Harmonic Balance
HF	Hautes Fréquences
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
ILO	Injection Locked Oscillator
ILOAs	Injection-Locked Oscillators Arrays
IoT	Internet of Things
ISM	Industrial Scientific Medical
LSSP	Large Signal S-Parameter
MPPT	Maximum Power Point Tracking
OCT	Oscillateur Contrôlé en Tension
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
RCSF	Réseau de Capteurs Sans Fil
RF	Radiofréquence
RF/DC	Radiofréquence / continu
SiGe	Silicon Germanium
SP	S-Parameter
SPS	Solar Power Satellite
TESF	Transport d'Energie Sans Fil
VCO	Voltage Controlled Oscillator
WAN	Wide Area Network
WPT	Wireless Power Transfert
WSN	Wireless Sensor Network

Introduction Générale

Les progrès technologiques accomplis durant ces dernières décennies dans le domaine de la micro-électronique et de la radiocommunication ont permis l'émergence des composants communicants miniaturisés à faibles coûts. Ces objets communicants appelés capteurs sont capables de collecter des données sur l'environnement physique, de les traiter et de les transmettre entre eux et avec d'autres systèmes informatiques. Ces réseaux de capteurs se répandent dans plusieurs domaines d'applications telles que les applications industrielles, médicales, domestiques, militaires, etc. L'interconnexion de ces Réseaux de Capteurs Sans Fil « RCSF » entre eux et avec les réseaux globaux (WAN : Wide Area Network) a permis l'apparition de la notion d'Internet des objets (IoT : Internet of Things), une notion récente, à l'heure actuelle, pour laquelle l'intérêt à l'échelle académique et industrielle ne cesse de s'accroître. Grâce à des objets intelligents, l'IoT étend le monde digital du Web et de l'Internet au monde physique de telle manière que les données du monde physique seront accessibles à n'importe quel utilisateur. Ces objets intelligents qui prennent de plus en plus de place dans notre vie personnelle et professionnelle, en collectant et analysant les données en temps réel, vont changer notre façon d'interagir avec notre environnement. Ainsi, le développement de l'intelligence embarquée, des standards et des protocoles de communications ainsi que les systèmes de sécurité vont contribuer au développement de l'IoT et à sa mise en place dans de nouvelles applications. Cependant, différentes contraintes s'imposent lors d'un déploiement d'un RCSF. La contrainte énergétique représente l'un des plus grands challenges influant directement sur la durée de vie d'un RCSF. En effet, les nœuds capteurs sont alimentés par une source d'énergie à capacité limitée. Ces nœuds capteurs peuvent être déployés en grand nombre dans des zones hostiles ou dans des environnements dont l'accès pour les êtres humains est difficile. Ainsi, le changement ou la maintenance de piles (ou batteries) devient quasiment impossible ou coûteux. De ce fait, avec l'avènement de l'IoT, l'une des préoccupations majeures des travaux de recherche menés actuellement est la réalisation de nœuds capteurs complétement autonomes n'exigeant aucune intervention humaine. L'intérêt majeur serait de libérer l'utilisateur de la nécessité de recharge périodique, permettant ainsi de garantir une durée de vie plus élevée de ces systèmes.

Différentes techniques d'apports énergétiques sont ainsi apparues surtout avec la réalisation des systèmes à faibles consommations grâce à la miniaturisation et l'intégration des systèmes électroniques. Parmi ces techniques, se trouvent la récupération d'énergie « Energy Harvesting » qui consiste à extraire de l'énergie à partir de l'environnement et à alimenter directement le nœud capteur avec ou sans utilisation d'une batterie. Les sources d'énergies ambiantes sont multiples, elles peuvent être d'origine humaine (marche, chaleur du corps, etc.) ou d'origine environnementale (solaire, vibration, onde électromagnétique, etc.). Cependant, les faibles quantités d'énergie extraites ainsi que la disponibilité intermittente de ces sources ambiantes présentent des inconvénients majeurs qui limitent leur utilisation pour certaines applications. Face à cette problématique, la Transmission d'Energie Sans Fil (TESF) apparaît comme une solution alternative pour garantir la continuité d'approvisionnement en énergie d'un nœud capteur.

Dans le cadre de ce travail de thèse, nous nous sommes intéressés au cas de la TESF avec une source dédiée capable de viser de façon électronique le capteur à recharger afin de garantir un fonctionnement moins contraignant, plus efficace et plus respectueux pour l'environnement. Le travail de cette thèse s'inscrit donc dans le cadre d'un projet de conception d'un système de recharge de capteurs fixes ou mobiles par onde électromagnétique (EM). L'idée de ce projet est de combiner des capteurs équipés d'un système de récupération d'énergie avec un système de transfert de puissance RF à la demande, afin de garantir le maintien du niveau de service de ces capteurs ayant des fonctions stratégiques prioritaires en cas de niveau d'énergie trop faible. A notre connaissance, aucune équipe de recherche ne travaille sur un tel système complet de recharge à la demande de capteurs fixes ou mobiles.

Du point de vue réception, le capteur doit être conçu pour capter l'énergie radiofréquence, la convertir en énergie électrique et la stocker afin d'alimenter les différentes parties nécessaires à son fonctionnement. Dans le cadre de ce travail de thèse, nous nous sommes donc attachés à la conception et à la réalisation d'un système de récupération d'énergie EM. Ce système sera formé d'une « RECTENNA » (RECTifying-antENNA) et d'une unité de gestion d'énergie « BQ25570 » du commerce qui débitera sur une charge résistive modélisant le capteur à alimenter. La « rectenna » permet de capter l'énergie EM et de la convertir en une tension électrique continue (DC). Etant donné que la tension DC convertie nécessite souvent d'être augmentée pour alimenter le capteur, et afin de garantir des performances stables indépendamment des fluctuations de la charge de sortie et de la puissance d'entrée RF, un circuit de gestion d'énergie est associé à la « rectenna ».

Du point de vue émission, ce système serait équipé d'un réseau d'antennes capable de pointer le faisceau EM dans la direction souhaitée à partir de la connaissance de la position du nœud de capteur. Ce réseau d'antennes permet de réaliser la formation de faisceaux appelée « Beamforming » pour modifier son diagramme de rayonnement selon les spécifications désirées. En effet, la formation de faisceaux permet de diriger le lobe principal dans la direction souhaitée et d'annuler également les directions des interférences selon des techniques de contrôle prédéfinies. Dans notre cas, le diagramme de rayonnement est orienté en contrôlant le déphasage appliqué sur les signaux injectés sur chaque antenne élémentaire du réseau antennaire. Ainsi, cette antenne est appelée « antenne réseau à commande de phase » ou encore « phased array antenna ». Dans le cadre de ce travail de thèse, nous nous sommes également consacrés à l'étude, la conception et l'implémentation d'une structure de déphaseur actif entièrement intégré, basé principalement sur l'association d'un oscillateur verrouillé par injection et d'un modulateur IQ, pour un contrôle continu du déphasage de 360°. Ce déphaseur constitue la base d'un futur réseau antennaire permettant de couvrir la totalité de l'angle de dépointage du diagramme de rayonnement.

Le présent manuscrit comprend trois chapitres :

Le premier chapitre présente le contexte de ce travail de thèse. Pour bien situer le cadre, nous commencerons par présenter le concept de l'IoT en citant quelques applications des RCSF, et la problématique de l'autonomie d'énergie. Nous nous intéresserons par la suite aux différentes sources et techniques de récupération d'énergie ambiante. Un bilan présentant les avantages et les inconvénients de chacune de ces sources sera dressé. La TESF par ondes EM à l'aide d'une source dédiée constitue donc une solution prometteuse pour assurer la continuité en approvisionnement des nœuds capteurs. Un bref historique de la TESF sera décrit, puis nous présenterons le principe de la TESF en champ lointain et les différentes contraintes liées au caractère omnidirectionnel de l'antenne. Dans le but de la réalisation d'une antenne directive capable de focaliser l'onde EM dans la direction souhaitée, la deuxième partie sera dédiée à la formation de faisceaux. Pour cela, un bref rappel des caractéristiques des antennes réseaux ainsi que les différentes techniques utilisées pour l'orientation du diagramme de rayonnement seront présentés. Enfin, nous terminerons ce chapitre par une présentation des différents travaux à effectuer dans le cadre de cette thèse.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude, la conception et l'implémentation d'un déphaseur actif à la fréquence de 5,8 GHz totalement intégré en technologie BiCMOS SiGe:C 0,25 µm. Pour cela, un bref état de l'art des différentes techniques de commande en phase d'un réseau d'antennes est présenté. L'accent est mis sur la technique basée sur l'utilisation d'un

« réseaux d'oscillateurs couplés » et sur celle utilisant un « réseaux d'oscillateurs verrouillés par injection ». Après avoir souligné les avantages et les inconvénients de chacune de ces techniques, l'approche utilisant un réseau d'oscillateurs verrouillés par injection est choisie et une étude théorique de cette technique est présentée. Ensuite, la conception et l'implémentation d'un déphaseur actif, basé sur l'utilisation d'un oscillateur verrouillé par injection et d'un modulateur IQ, sera détaillée. Enfin, nous présenterons les différents résultats de mesures du circuit fabriqué ainsi qu'une comparaison de ses performances avec l'état de l'art actuel.

Le troisième chapitre sera dédié à la conception et à la réalisation d'un système de récupération d'énergie EM. Nous commencerons, dans un premier temps, par présenter le schéma de principe d'une « rectenna », ses topologies et ses différentes caractéristiques. Dans un deuxième temps, une méthodologie de conception du redresseur en technologie micro-ruban sera détaillée, ayant comme objectif la maximisation du rendement de conversion RF/DC pour une fréquence de fonctionnement de 5,8 GHz et pour une puissance d'entrée de -5 dBm. Pour cela, la première étape de cette méthodologie consiste à faire le choix de la structure du redresseur et du type de diode Schottky utilisé à l'aide d'un programme développé sous l'environnement Matlab®. La deuxième étape de cette méthodologie porte sur la conception et l'optimisation du redresseur sous le logiciel ADS® en vue d'une maximisation du rendement. Les résultats expérimentaux du prototype fabriqué seront, par la suite, exposés afin de valider la méthodologie de conception proposée. A la fin de ce chapitre, nous présenterons une mise en application de la récupération de l'énergie électromagnétique basée sur le prototype de redresseur conçu associé à une antenne de réception et une unité de gestion d'énergie du commerce. Ce système de récupération d'EM permettra d'alimenter un capteur modélisé dans ce travail par une résistance de charge.

CHAPITRE 1 :

Introduction au sujet de recherche

1.1 Introduction

Avec l'apparition du nouveau concept révolutionnaire de l'internet des objets, les réseaux de capteurs sans-fils suscitent l'intérêt de la recherche académique et de l'industrie dans plusieurs aspects notamment l'autonomie énergétique. Il apparaît ainsi intéressant de développer des systèmes à sources dédiées assurant la recharge par onde électromagnétique (« Wireless Power Transfer ») pour des nœuds de capteurs quelles que soient les conditions de leur déploiement. Ces systèmes de recharge sont équipés d'antennes plus communément appelées « antennes intelligentes » capable de pointer et d'orienter le faisceau EM dans la direction souhaitée à partir de la connaissance de la position du nœud de capteur. Ces antennes intelligentes, qui se basent sur une structure de réseau d'antennes, permettent de réaliser de la formation de faisceaux encore appelée « Beamforming », c'est-à-dire que le diagramme de rayonnement est modifié et/ou contrôlé selon les spécifications désirées.

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter le cadre de mes travaux de thèse et les différents concepts de base intervenant dans ce manuscrit. Ceci s'inscrira dans l'objectif de contribuer à la conception d'un système de recharge par onde EM des nœuds de capteurs. A cet égard, dans une première partie, nous présenterons la contrainte majeure d'autonomie énergétique dans le déploiement des réseaux de capteurs dans le cadre du développement du nouveau concept de l'Internet des objets. Pour cela, les caractéristiques des différentes sources de récupération d'énergie ambiante comme solution d'alimentation des nœuds capteurs sont présentées. Ensuite, nous allons présenter le principe de la transmission d'énergie sans fil comme solution alternative garantissant l'approvisionnement d'énergie des nœuds de capteurs quelles que soient les conditions de leur déploiement. Dans une deuxième partie, nous présenterons de façon générale les systèmes de formation de faisceau dans l'objectif de concevoir un système de commande en phase d'un réseau d'antennes. Pour cela, nous rappellerons les caractéristiques des réseaux d'antennes ainsi que les différentes techniques utilisées pour l'orientation du diagramme de rayonnement.

1.2 Internet des objets

L'internet des objets ou en anglais « *Internet of Things » (IoT)* est le nouveau concept révolutionnaire qui va complétement transformer nos styles de vie dans le but d'apporter plus d'informations et plus de confort dans la vie quotidienne. Très vite, nous allons vivre dans un monde où tous les objets seront capables de communiquer entre eux, d'échanger des

informations et d'interagir entre eux ou avec l'utilisateur grâce à des réseaux de communications. L'IoT représente une évolution de l'Internet vers le monde physique grâce à ces objets intelligents, assurant une interaction entre le monde physique (êtres humains, végétaux, animaux, véhicules, etc.) et le monde numérique. Ainsi, toutes les données du monde physique seront accessibles à n'importe quel utilisateur, n'importe où et n'importe comment par l'intermédiaire de ces objets. Plusieurs organismes, comme IHS® Market, prévoit très prochainement qu'il y aura plus que 30 milliards d'objets connectés à l'Internet avec la perspective d'atteindre plus de 75 milliards d'objets en 2025 [1]. En se basant sur le taux de croissance de la population mondiale donné dans [2], neuf objets connectés par personne sont prévu en 2025 (Figure 1.1). Cette évolution impressionnante du nombre d'objets soulèverait ainsi de nombreux défis à relever.

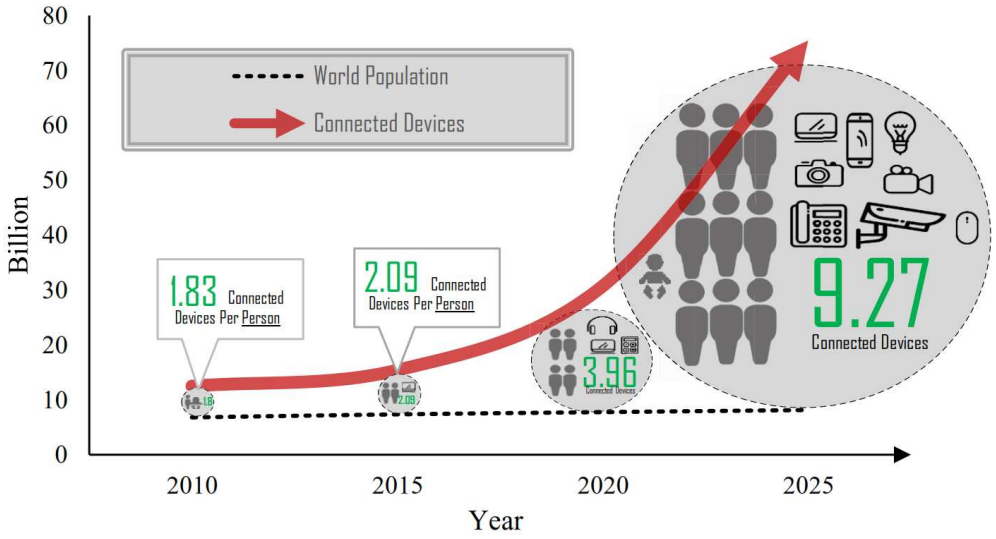


Figure 1. 1 *Estimation du nombre d'objets connectés d'ici 2025* [3]

La valeur ajoutée par l'IoT réside dans les nouveaux services qu'elle va offrir dans tous les domaines d'applications allant de la domotique à l'industrie. Actuellement, dans le domaine du grand public, les deux applications les plus répandues sont l'habitat intelligent connu sous le nom de *« smart home »* et la ville intelligente connue sous le nom de *« smart city »*. Par exemple, dans un habitat intelligent, un réfrigérateur est capable de vous transmettre en temps réel le type d'aliment qui manque à l'intérieur en fonction de votre consommation et même de passer la commande pour vous, si vous en avez besoin pour vous réapprovisionner.

L'Internet des objets repose, tout d'abord, sur les objets connectés qui assurent la surveillance, la mesure et la remontée de l'information vers d'autres objets communicants ou

vers un point de collecte. Ces objets connectés forment un « *Réseau de Capteurs Sans Fil* » (*RCSF*) ou en anglais « Wireless *Sensor Network » (WSN)*. Le déploiement des RCSF dans tous les environnements accentue la prolifération de l'IoT dans tous les secteurs et améliore ainsi la qualité de service. Par conséquent, plus ces réseaux seront connectés à des fonctionnalités plus évoluées de gestion, analyse et sécurité, plus l'IoT nous aidera à atteindre les objectifs que nous entreprenons.

1.3 Les réseaux de capteurs sans fils

1.3.1 Description

L'une des fonctionnalités la plus importante dans le concept de l'IoT est la collecte des données de l'environnement physique et la transformation de ces données en informations utiles et intelligentes. La mise en place d'un réseau de capteurs est donc devenue un sujet de recherche et de développement extrêmement actif, vaste et très répandu ce qui accentue le développement rapide de l'IoT.

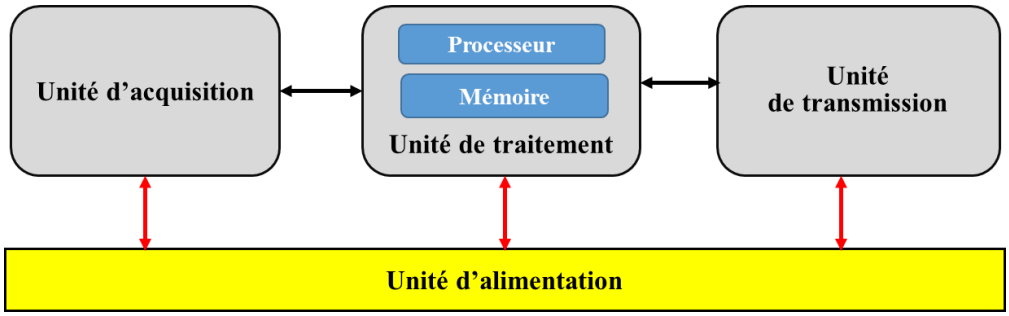


Figure 1. 2 *Les modules d'un nœud capteur*

Un réseau de capteurs sans fil (RCSF) est constitué d'un grand nombre de nœuds de capteurs dispersés sur une zone géographique pour le contrôle, le suivi et la transmission des phénomènes physiques tels que la pression, les vibrations, l'humidité, la température etc. d'une manière autonome. Comme le montre la figure 1.2, un nœud capteur se compose donc de quatre unités principales [4] :

- **L'unité d'acquisition :** elle permet de fournir un signal électrique analogique basé sur le phénomène observé et de le convertir en un signal numérique à l'aide d'un convertisseur analogique numérique.
- **L'unité de traitement :** elle est composée d'un processeur et d'une unité de stockage

« mémoire ». Cette unité joue le rôle d'une interface entre l'unité d'acquisition et l'unité de transmission. Elle analyse les données captées et exécute les protocoles de communications qui assurent la collaboration de ce nœud avec les autres nœuds du réseau.

- **L'unité de transmission :** cette unité permet d'effectuer toutes les émissions et réceptions des données sur un support de communication radio.
- **L'unité d'alimentation :** elle se présente, généralement, sous forme de pile ou de batterie. Elle répartit l'énergie disponible aux différents modules du nœud capteur. Cette unité constitue l'un des modules les plus importants puisqu'elle influe directement sur la durée de vie d'un capteur. Elle peut avoir d'autres fonctionnalités pour augmenter la durée de vie du capteur comme mettre en veille les modules inactifs du nœud capteur pour réduire les dépenses énergétiques et/ou gérer des systèmes de recharge d'énergie à partir de l'environnement.

Un nœud capteur peut être également doté d'autres modules optionnels comme par exemple un système de géo-localisation (Global Positioning System (GPS)), etc.

1.3.2 Domaines d'applications des RCSF

Les grandes avancées technologiques dans le domaine de la microélectronique, notamment dans la miniaturisation et l'augmentation de l'autonomie des micro-capteurs ainsi que l'évolution des différents supports de communication, ont favorisé l'émergence des RCSF et en conséquence de l'IoT dans divers domaines d'applications. Parmi ces applications on peut citer :


La domotique


L'environnement


Le médical


Le militaire


L'industrie

- **Les applications domotiques :**

De nombreux capteurs peuvent être installés dans la maison pour automatiser des opérations domestiques telles que : la régulation et le contrôle de la température ambiante et de l'éclairage en présence ou absence des personnes dans la maison, le déclenchement de l'alarme, le contrôle des équipements et des appareils à distance (four, réfrigérateur, chauffage, etc.). Avec le

déploiement de ces nouveaux objets communicants dans les futures habitations, la maison sera ainsi contrôlée, automatisée et connectée : c'est le concept de la « maison intelligente » (figure 1.3). La maison intelligente permet d'améliorer le confort et la qualité de vie des habitants et surtout faciliter la vie des personnes âgées. Elle permet également une meilleure gestion et contrôle des ressources énergétiques et ainsi réaliser des économies d'énergie [5].

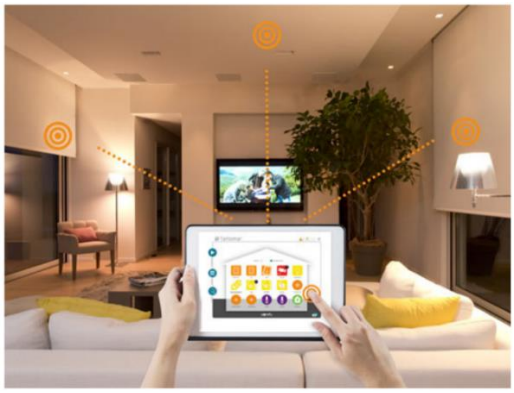


Figure 1. 3 *La maison intelligente [6]*

- **Les applications environnementales :**

Plusieurs applications sont réalisables grâce au contrôle des paramètres de l'environnement. Dans le milieu urbain, par exemple, le déploiement d'un réseau de capteurs permet la gestion du trafic, des espaces libres, du stationnement, l'analyse de la qualité de l'air, la détection de la pollution, la détection des fissures suite au vieillissement d'un bâtiment ou d'un pont, etc. Ainsi, on assiste au développement de la ville intelligente ou en anglais « smart city ». Dans l'agriculture également, des capteurs peuvent être installés pour la mesure de l'humidité, de la lumière, de la température, etc. dans un champ agricole et réagir en conséquence comme par exemple l'irrigation d'une zone sèche. En outre, dans les forêts, le déploiement de ces capteurs peut servir pour la surveillance et le suivi des déplacements d'animaux, la détection précoce de feux et d'inondations, mais également pour la surveillance des zones volcaniques.

- **Les applications médicales :**

Dans le domaine de la médecine, les capteurs peuvent être proches du corps humain ou implantés sous la peau. L'utilisation des réseaux de capteurs sans fils dans ce domaine pourrait être très utile en assurant une surveillance permanente des personnes malades et un diagnostic de certaines maladies par la collecte des informations physiologiques telles que : les battements du cœur et la tension artérielle. Ces RCSF peuvent aussi être utilisés pour la détection et la surveillance des comportements anormaux chez les personnes âgées ou handicapés (chute de

lit, cri…) par exemple. Ainsi, ces nœuds capteurs permettent aux sujets surveillés une liberté de mouvement et d'activité ainsi qu'aux médecins une rapidité d'identifications de certains symptômes. C'est le concept d'e-santé.

- **Les applications militaires :**

Le domaine militaire se présente comme le moteur initial de développement des RCSF. En effet, les RCSF sont déployés sur les terrains d'une manière rapide, avec une grande densité et un coût réduit de telle façon que le dysfonctionnement de certains capteurs du réseau n'affecte pas la qualité de service des opérations militaires. Ainsi, toutes ces caractéristiques font des RCSF une solution efficace et prometteuse dans ce domaine. Par exemple, ils sont utilisés pour l'analyse des terrains avant d'envoyer les troupes et la surveillance des champs de batailles et les activités ennemies. De plus, ces capteurs permettent la collecte des données pour l'estimation des dégâts après une opération militaire. Ils permettent également d'avertir les militaires des attaques nucléaires, chimiques et biologiques sans prendre le risque de s'exposer aux dangers de ces attaques. D'ailleurs, ces capteurs peuvent être intégrés dans des drones, considérés, depuis longtemps, comme un outil militaire qui peut remplir diverses missions. En effet, ces engins volants permettent de réaliser des missions dangereuses, délicates et à risques pour un pilote à bord.

- **Les applications industrielles :**

Dans l'environnement industriel, les RCSF sont utilisés comme un moyen pour assurer la maintenance et la surveillance des équipements industriels pour éviter le risque d'accidents et les pannes, voire de les anticiper avec de la maintenance préventive. Ils peuvent être utilisés également pour contrôler la qualité de la production au cours d'un processus de fabrication pour éviter ainsi tout risque industrielle.

1.3.3 Alimentation et recharge énergétique d'un nœud capteur

1.3.3.1 La problématique énergétique dans les RCSF

Avec l'apparition du nouveau concept d'IoT, les RCSF disposent aujourd'hui d'un énorme potentiel d'émergence dans tous les domaines d'application, ceci favorisera la gestion et la manipulation de tout l'environnement physique au service de l'humanité. Ce potentiel suscite l'intérêt de la recherche académique et de l'industrie qui ne cesse de se développer et d'innover depuis quelques années, dans le domaine des RCSF que ce soit au niveau de l'autonomie énergétique, la topologie, la sécurité, la miniaturisation, la bande passante ou la qualité de

service [7]–[10]. Il faut savoir que l'autonomie énergétique représente bien l'un des axes de recherche qui suscite énormément d'intérêt car elle affecte directement la durée de vie d'un nœud capteur compte tenu de sa capacité limitée en énergie (souvent une batterie).

Contrairement à l'évolution exponentielle des technologies des circuits micro-électroniques (capacité de stockage, vitesse de communication, densité d'intégration, etc.), la technologie des batteries progresse très lentement et reste l'un des verrous majeur [11]. Comme le montre la figure 1.4, le progrès technologique au fil des années des batteries ne suit pas celui des composants électroniques (disques durs, microprocesseurs). En outre, les batteries qui occupent un volume important dans le système constituent un frein à la miniaturisation des systèmes intégrés, augmentent le coût et augmentent le poids des dispositifs. De plus, l'opération de recharge et de remplacement des batteries est une contrainte majeure pour les nœuds capteurs qui sont implémentés dans des zones hostiles dont l'accès est difficile (implants médicaux, capteurs noyés dans le béton, etc.) ou pour un réseau de capteurs formé de milliers de cellules. En effet, l'opération de remplacement et de maintenance périodique des batteries est fastidieuse, l'opération de recyclage est coûteuse et les batteries usagées sont polluantes.

Afin de remédier à cette problématique d'autonomie d'énergie dans les RCSF, les recherches se sont orientées vers l'optimisation de la consommation d'un nœud capteur ainsi que la récupération d'énergie ambiante pour les alimenter. Dans ce cas, la durée de vie d'un nœud capteur sera uniquement limitée par la disponibilité de la source d'énergie et le bon fonctionnement du circuit.

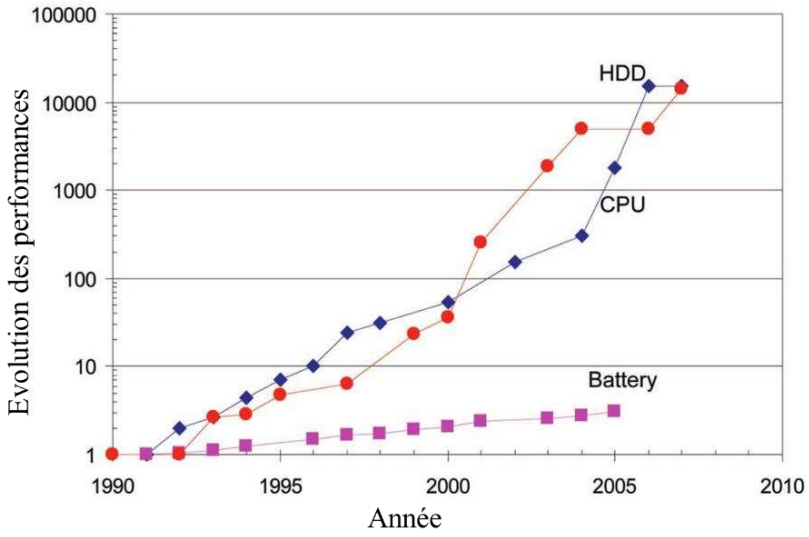


Figure 1. 4 *Comparaison de l'évolution des performances : densité de surface des disques durs et le nombre de transistors dans un microprocesseur Intel avec la densité d'énergie des batteries lithium ion* [11]

1.3.3.2 La récupération de l'énergie ambiante

Le concept de la récupération d'énergie consiste à extraire de l'énergie à partir de l'environnement ambiant et à la transformer en électricité pour alimenter le nœud capteur soit directement ou soit à travers sa batterie interne. Plusieurs sources d'énergies sont capables de fournir les niveaux de puissances nécessaires au fonctionnement des capteurs :



L'énergie solaire



L'énergie mécanique



L'énergie thermique



L'énergie radiofréquence

De nombreuses recherches se sont focalisées sur cette thématique de récupération d'énergie ambiante, appelée en anglais «Energy Harvesting», et plusieurs prototypes expérimentaux ont été développés [12]–[15]. La durée de vie d'un RCSF peut ainsi être prolongée sans avoir recours à aucune intervention humaine en rendant l'approvisionnement énergétique de ces microsystèmes systématique et complétement autonome. A titre d'exemple, la figure 1.5 illustre la densité de puissance disponible au cours du temps pour différents types de sources d'énergie (batteries, solaire, vibration) [16]. Cette comparaison montre, par exemple, que pour une application nécessitant une puissance moyenne de 100 µW, les batteries ne peuvent plus alimenter le système en moins d'un an et la densité de puissance diminue avec le temps (vieillissement, décharge). Cependant, l'énergie récupérée à partir des sources ambiantes (vibration, solaire) est toujours disponible et constante au fil des années.

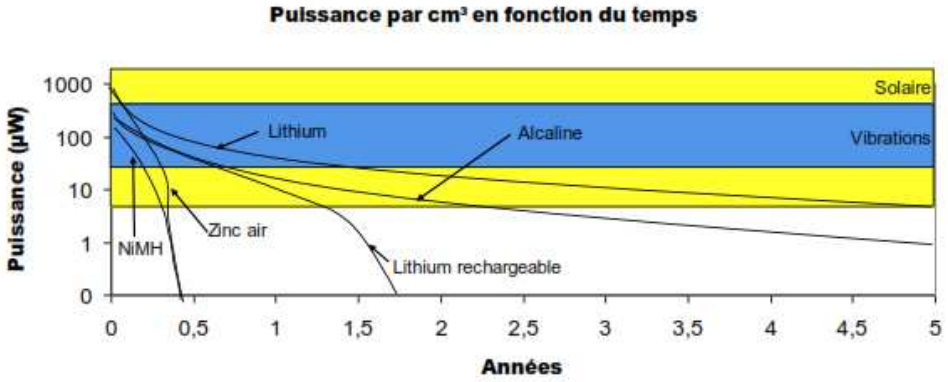


Figure 1. 5 *Densité de puissance en fonction du temps pour différentes sources d'énergie*

Les différents types de sources d'énergies ambiantes couramment utilisées sont énumérés ci-après.

1.3.3.2.1 L'énergie solaire

Dans ce cas, les rayonnements solaires sont transformés en énergie électrique grâce à des cellules photovoltaïques. Etant donné la forte densité de puissance générée, ce type de conversion est toujours en cours de développement et d'innovation technologique depuis plusieurs années (montres, calculatrices et plusieurs autres applications à base de piles solaires). Toutefois, le rendement de conversion de ces cellules solaires dépend de l'intensité du rayonnement et de l'allure spectrale de la lumière. Les générateurs photovoltaïques les plus utilisés sont soit en technologie silicium cristallin ou en technologie silicium amorphe, tout dépend du type d'application et de ses contraintes [17]. Parmi les produits commerciaux développés dans cette thématique, la figure 1.6 illustre un kit de développement complet de récupération d'énergie solaire de Texas Instrument pour l'alimentation d'un capteur sans fils à base d'un microcontrôleur ultra faible consommation [18].



Figure 1. 6 *Kit de développement complet de récupération d'énergie solaire* [18]

1.3.3.2.2 L'énergie mécanique

L'énergie mécanique peut provenir des vibrations ambiantes générées par des machines ou d'un bruit acoustique mais aussi des mouvements du corps humain. D'après [19], une estimation des puissances récupérées par les différentes sources d'énergies ambiantes a permis de classer l'énergie des vibrations ambiantes comme la deuxième source qui a la plus forte densité de puissance après l'énergie solaire. Pour la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique, il existe principalement trois méthodes : électrostatique, électromagnétique et piézoélectrique. Du fait de la disponibilité de cette source dans différents milieux, les domaines d'applications des capteurs sont très variés notamment dans l'industrie, le transport

et la surveillance médicale. Parmi ces applications, nous pouvons citer, à titre d'exemple, une genouillère développée par l'université de Simon Fraser à Vancouver (Canada) récupérant l'énergie produite pendant la marche (figure 1.7) [20]. En marchant à la vitesse de 1,5 m/s et en portant la genouillère sur chaque jambe, une puissance moyenne de 5 W est générée par le marcheur. Plus récemment, la « Middle East Technical University » en Turquie propose un système compact d'un volume total égale à 4,5 cm^3 à base d'un générateur électromagnétique délivrant une puissance de 11,6 µW pour une fréquence de vibration extérieure égale à 12 Hz [21].

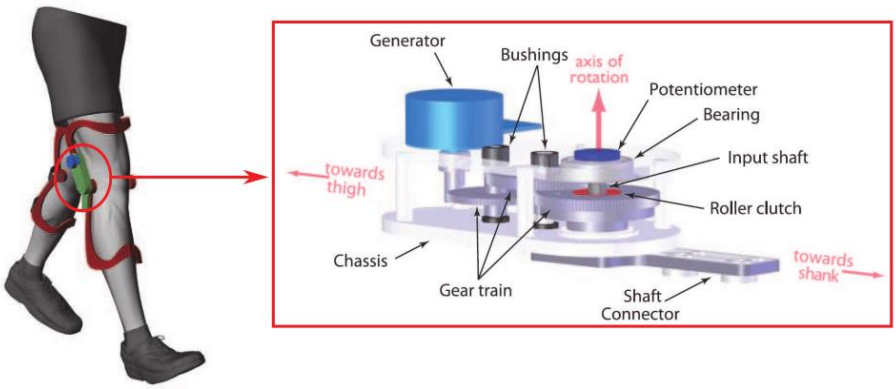


Figure 1. 7 *Genouillère qui récupère l'énergie de la marche* [20]

1.3.3.2.3 L'énergie thermique

Le principe consiste ici à générer de l'énergie électrique à partir d'une différence de température. Cette conversion est réalisée à l'aide d'un générateur thermoélectrique exploitant l'effet Seebeck. En effet, pour un couple de matériaux semi-conducteurs (de type n et de type p), le courant électrique ainsi généré est proportionnel au gradient de température entre la jonction froide et la jonction chaude ainsi qu'au coefficient Seebeck caractéristique des matériaux thermoélectriques utilisés. Cette chaleur peut provenir du corps humain ou de machines thermodynamiques tels que les réfrigérateurs. Dans le cadre des applications dans l'environnement humain où les tailles des dispositifs sont millimétriques, il est difficile d'obtenir des gradients de températures élevés à partir de la chaleur humaine. L'application la plus connue dans ce type de récupération d'énergie est la montre Seiko (figure 1.8) où le générateur thermoélectrique génère au moins 1,5 µW pour une différence de température de 1°C- 3°C entre le poignet et l'environnement afin d'alimenter la montre [22].

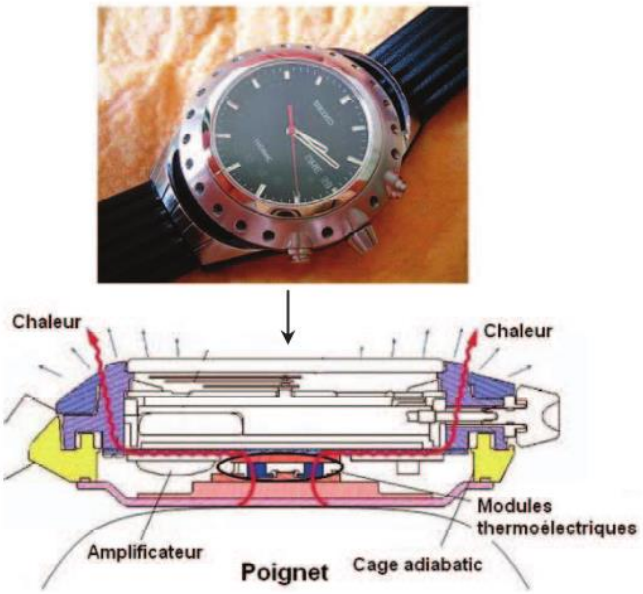


Figure 1. 8 *Montre thermique de Seiko [22]*

1.3.3.2.4 L'énergie radiofréquence

Avec la grande abondance des émetteurs radiofréquences sur la planète (GSM, WIFI, TV, etc.), les recherches se sont intéressées à la récupération d'énergie électromagnétique ambiante. La plupart de ces émetteurs sont omnidirectionnels, leur transmission est permanente dans le temps et ils souffrent moins de problèmes d'obstacles que les rayonnements solaires. Cependant, l'énergie que l'on peut récupérer de ces sources est souvent faible, répartie sur une large bande fréquentielle et variable d'un endroit à un autre. Ce type de récupération d'énergie est basé sur le principe de « Transport d'Energie Sans Fil » (TESF). Ainsi, l'énergie rayonnée par une antenne émettrice sous forme d'onde électromagnétique (EM) est captée par un système de récupération d'énergie appelé RECTENNA «RECTifying-antENNA » formé par une antenne réceptrice suivie d'un système de conversion RF/DC. Parmi les prototypes expérimentaux mis en œuvre dans cette thématique, on peut citer celui développé par le laboratoire de recherche d'Intel à Seattle (figure 1.9) où le système de récupération situé à 4,1 Km d'une antenne TV a réussi à récupérer 60 µW, soit 0,1 µW/cm^2 pour alimenter un capteur de température [23].



Figure 1. 9 *Récupération des ond*es TV [23]

1.3.3.2.5 Bilan sur les systèmes de récupération d'énergie ambiante

En analysant les différentes ressources de récupération d'énergie ambiante, cette technologie de récupération d'énergie semble prometteuse et intéressante surtout compte tenu de son adéquation avec le développement durable. Plusieurs applications ont vu le jour et sont même disponibles sur le marché. Cependant, ces sources ambiantes présentent des limitations et peuvent ne pas être en adéquation avec certaines applications. La figure 1.10 récapitule les différents ordres de grandeurs des niveaux de puissances récupérés par ces sources ambiantes. L'énergie solaire possède la plus grande densité de puissance. Elle atteint des dizaines de mW/cm^2 en plein soleil et des dizaines de $\mu W/cm^2$ en environnement peu éclairé sous lumière artificielle. Toutefois, la non régularité de cette source due aux conditions météorologiques (ciel nuageux, soleil voilé, etc.) et son affaiblissement dû à la présence d'obstacles présente des inconvénients majeurs.

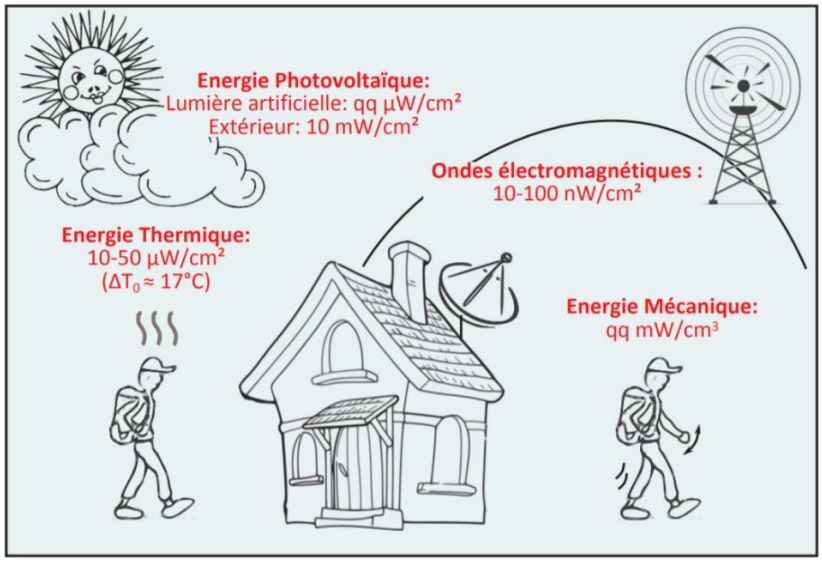


Figure 1. 10 *Bilan d'estimation du potentiel des sources d'énergies ambiantes dans l'environnement humain* [17]

Concernant la récupération d'énergie thermoélectrique, l'écart de température exploitable est généralement difficile à trouver dans l'environnement ce qui limite les domaines d'applications de cette source. D'ailleurs, les générateurs thermoélectriques, utilisant la chaleur humaine, génèrent une densité de puissance faible de l'ordre de quelques dizaines de $\mu W/cm^2$ due au faible gradient de température avec l'environnement ambiant.

L'énergie mécanique représente la source d'énergie la plus utilisée car elle se trouve dans de nombreux environnements et elle est susceptible de produire assez de puissance. Cette source d'énergie dépend fortement de l'amplitude et de la fréquence des vibrations ou des mouvements associés. La plage de variation de puissance récupérée dépend du type de générateur électromécanique utilisé allant du $\mu W/cm^3$ au mW/cm^3.

Enfin, les ondes électromagnétiques sont les seules sources d'énergies omniprésentes dans l'environnement surtout avec la multiplication des applications sans fils essentiellement en milieu urbain. Mais la densité de puissance récupérée est faible dépendant essentiellement de la distance entre antenne émettrice et réceptrice. Les puissances récupérables sont comprises entre 10 à 100 nW/cm^2.

En conséquence, il apparaît évident que les niveaux de puissances récupérables à partir des sources d'énergies ambiantes sont faibles et risquent d'être à la limite de répondre aux besoins énergétiques d'un nœud capteur. De plus, ces ressources sont souvent fluctuantes et intermittentes. Ainsi, compte tenu de toutes ces limitations, une solution pour garantir la continuité d'approvisionnement en énergie d'un nœud capteur consiste à récupérer l'énergie à partir d'une source dédiée.

1.4 La transmission d'énergie sans fil

1.4.1 Principe

La Transmission (ou Transport) d'Energie Sans Fil (TESF) ou en anglais « *Wireless Power Transfer » (WPT)* consiste à acheminer dans l'espace libre de l'énergie RF d'un point à un autre. On distingue deux types de transferts de puissance en fonction de la distance entre l'émetteur et récepteur :

- Le transfert non radiatif qui se fait en champ proche pour lequel la distance entre l'émetteur et le récepteur est très petite devant la longueur d'onde. L'énergie est transférée par couplage inductif sous forme de champ magnétique ou par couplage capacitif sous forme de champ électrique.

- Le transfert radiatif qui se fait en champ lointain et qui utilise des antennes pour la propagation d'ondes électromagnétiques. La zone de champ lointain est définie pour des distances au-delà de la distance de Fraunhoffer « $\frac{2D^2}{\lambda}$ » avec λ la longueur d'onde relative à la fréquence de travail et D le diamètre de l'antenne d'émission [24].

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons à ce dernier cas de transfert d'énergie pour lequel une source dédiée de transmission d'une onde EM est utilisée. Dans ce cas, l'antenne en émission est généralement omnidirectionnelle et la densité de puissance récupérée est généralement plus importante que dans le cas de la récupération d'énergie électromagnétique ambiante (« Energy Harvesting »). Cette densité peut être estimée au préalable en connaissant la fréquence de fonctionnement, la direction d'arrivée de l'onde électromagnétique et sa polarisation. En revanche, l'utilisation de ces sources dédiées devra se faire en tenant compte de la réglementation radio électrique imposée par la loi notamment pour le bien-être et la santé des personnes.

1.4.2 Historique

La première expérience sur le transport d'énergie sans fil a été réalisée par Nikola TESLA entre 1899 et 1910. Il avait imaginé utiliser les ondes électromagnétiques pour acheminer l'électricité n'importe où dans le monde sans utiliser les câbles. Il a essayé de transmettre l'onde électromagnétique entre deux énormes bobines placées chacune sur une tour de transmission de 60 mètres de hauteur à Long Island (New York). Chaque bobine était alimentée avec un signal d'une puissance de 300 KW et de fréquence 150 KHz. Malheureusement, le rendement était très faible et le projet fût abandonné [25]. En 1964, W. C. Brown en partenariat avec l'U.S. Air force a pu faire planer le premier hélicoptère alimenté depuis le sol par des ondes radiofréquences à 2,45 GHz. Le signal émis était capté par des dipôles suivis de redresseurs constituant un réseau d'antennes redresseuses pour alimenter l'avion pour une durée de 10 h à une altitude d'environ 15 m [25]. En 1968, Peter Glaser présente le concept de « Solar Power System » (SPS) qui comportait un satellite en orbite géostationnaire captant l'énergie solaire qui serait ensuite convertie en énergie microonde à 2,45 GHz et envoyée sur Terre. L'objectif de ce projet était la réalisation d'une nouvelle source d'énergie écologique et propre pour notre planète. La densité de puissance au niveau des antennes de réception était très importante, de l'ordre de 100 W/m^2, mais le coût de ce projet était trop cher par rapport aux solutions terrestres existantes [26]. En 1975, une expérimentation terrestre qui a été réalisée à Goldstone au Jet Propulsion Lab (JPL) a constitué une phase importante dans l'évolution du concept de TESF.

En effet, une puissance DC récupérée de 30 kW et un rendement de 54 % ont été mesurés et certifiés pour une distance de 1,6 Km entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception [27]. En outre, en 1987, le projet canadien SHARP « Stationary High Altitude Relay Platform » a été mené dans le but de faire voler un avion en utilisant uniquement comme source d'énergie des ondes électromagnétiques générées par quatre-vingt antennes paraboliques au sol à 2,45 GHz. La puissance qu'émettait chaque antenne à la fréquence 2,45 GHz était de 10 kW. Pendant les premiers tests, les antennes redresseuses avaient un rendement de 70 % mais captaient uniquement 10 % de la puissance RF émise. Le prototype a plané pendant une durée de 20 minutes à une altitude de 150 m [28]. A l'échelle européenne, le laboratoire d'Electronique, d'Energétique et des Procédés « LE²P » de l'Université de la Réunion s'est investi dès 1994, en collaboration avec l'équipe japonaise de l'Institut des sciences spatiales et astronautiques « ISAS », dans un projet qui consistait à alimenter l'île de Grand Bassin difficilement accessible. En 2001, le premier prototype a été réalisé avec une puissance émise de l'ordre de 800 W. Sur une distance de 40 m, une « rectenna » formée de 2376 antennes dipôles a été utilisée pour capter et convertir l'énergie RF reçue. Ainsi, trois lampes de 9 W furent allumées grâce à ce système avec un rendement global d'environ 5 % [29].

Durant ces dernières années, avec l'évolution dans le domaine électronique notamment au niveau du développement de l'intelligence artificielle, de la consommation et de la miniaturisation, les systèmes de transmission d'énergie EM sont de plus en plus présents dans différents domaines d'applications. Dans la partie qui suit, nous détaillerons quelques travaux récents sur la TESF pour l'alimentation à distance de capteurs sans fil.

1.4.3 Quelques travaux récents sur la TESF

Plusieurs travaux et réalisations ont été rapportés dans la littérature dans le cas de la TESF par une source dédiée pour la recharge des nœuds capteurs. Dans [30], un système a été développé pour l'alimentation d'un capteur WID (Wireless Impedance Device) dans la bande ISM (Industrial Scientific Medical) à 2,4 GHz. Ce système a été testé et mesuré sur un pont instrumenté (l'Alamosa Canyon Bridge) au nouveau Mexique. Avec une puissance d'émission égale à 1 W, un super condensateur de 0,1 F est chargé à 3,6 V au bout de 27 secondes.
Le centre IMEC « Interuniversity Micro Electronics Center » d'Eindhoven au Pays-Bas , a proposé un système de recharge de batterie de type Li-Ion à 3 V à la fréquence de 2.45 GHz [31]. Cette batterie permet d'alimenter un capteur « Commercially Of The Shelf « (COTS) fonctionnant à 433 MHz pour la mesure de la température et de l'humidité. Ce même centre,

en collaboration avec l'Université de technologie d'Eindhoven au Pays-Bas, a développé un prototype de recharge par onde EM d'un thermomètre [32]. Le système, qui a été validé expérimentalement, est capable de fournir une tension de 1,5 V avec une puissance de 23 µW pour des distances allant jusqu' à 5 m à partir d'une source à la fréquence de 915 MHz et une Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE) égale à 3 W. Dans [33], un système nommé « PoWiFi » et qui permet de recharger une batterie par onde EM à partir d'une borne WIFI en transmettant simultanément des données, a été réalisé. Le système a été testé pour charger deux types de batterie (la batterie Nickel-Metal Hybride (NiMH) et la batterie Lithium-Ion (Li-Ion)) avec une portée maximale de 8,5 mètres et un niveau de puissance RF minimale à l'entrée égale à -19,3 dBm. Un autre système de recharge fonctionnant sur les deux bandes ISM à 900 MHz et à 2,4 GHz a été réalisé pour l'alimentation d'une horloge nécessitant une tension d'alimentation de 0,9 V et un courant de 5 µA [34]. A la fréquence 2,4 GHz et avec une puissance émise de l'ordre de 27 dBm, le système de recharge alimente l'horloge situé à une distance maximale de 3,5 mètres. Cette distance augmente jusqu'à 14 mètres à la fréquence de 900 MHz pour une puissance émise de 30 dBm.

A l'échelle industrielle, l'entreprise canadienne PowerCast© [35] et l'entreprise française Qinteq [36] proposent aussi des systèmes de recharge sans fil par onde EM. Par exemple, la société PowerCast commercialise des kits de transmission d'énergie par onde EM à la fréquence de 915 MHz. Le kit P2110 de chez PowerCast est capable de fournir des niveaux de tension DC entre 1,8 V et 5,25 V pour des niveaux de puissance en entrée qui varient de -11,5 dBm à 15 dBm à partir d'une source RF de PIRE = 3 W à la fréquence de 915 MHz.

1.4.4 Structure globale d'un système TESF

Un système de TESF par faisceau microonde, illustré sur la figure 1.11, est constitué de deux parties distinctes : une partie émission et une partie réception. La partie émission est constituée d'un bloc de conversion d'énergie continue en énergie RF et d'une antenne émettrice qui permet de transmettre cette énergie à travers l'espace libre. La partie réception est constituée d'une antenne de réception qui capte l'énergie radiofréquence, d'un redresseur qui convertit l'énergie radiofréquence en continue, d'une unité de gestion d'énergie (« Power Mangement Unit ») qui stabilise et optimise la tension DC de sortie, d'un élément de stockage et d'une charge qui représente, par exemple, le capteur sans fil à alimenter.

L'ensemble redresseur plus antenne de réception forme la « rectenna ». Le circuit de gestion d'énergie est souvent utilisé afin de garantir un niveau de tension suffisamment élevé et contrôlable au niveau de la charge. Il permet également d'assurer un transfert optimal d'énergie

entre la « rectenna » et la charge quelles que soient les variations de la puissance RF à l'entrée et la valeur de cette charge.

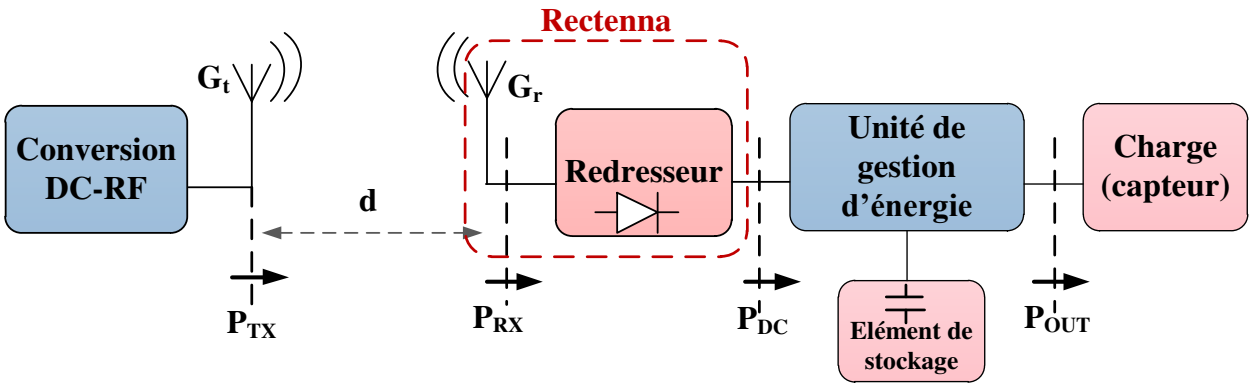


Figure 1. 11 *Système de TESF par faisceau microonde*

En considérant les différents niveaux de puissances entre les blocs de la figure 1.11. Le rendement global du système de TESF par ondes EM peut être évalué selon l'expression (1.1). Il se décompose essentiellement en trois rendements [37] :

$$\eta = \eta_{TX-RX} \cdot \eta_{RF-DC} \cdot \eta_{DC-DC} \tag{1.1}$$

Le premier rendement η_{TX-RX} est une caractéristique du milieu de propagation et dépend principalement de la distance entre l'émetteur et le récepteur, il est défini comme suit :

$$\eta_{TX-RX} = \frac{P_{RX}}{P_{TX}} \tag{1.2}$$

Avec P_{TX} la puissance émise par l'antenne d'émission et P_{RX} la puissance reçue par l'antenne de réception. Cette dernière peut être estimée à l'aide de l'équation de Friis qui suppose que la propagation a lieu en espace libre et en visibilité directe. Ainsi, la puissance reçue est donnée par la formule suivante :

$$P_{RX} = P_{TX} . G_{TX} . G_{RX} \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \tag{1.3}$$

Avec G_{TX} : le gain réalisé de l'antenne d'émission ;

G_{RX} : le gain adapté de l'antenne de réception ;

d : la distance séparant les deux antennes ;

λ : la longueur d'onde.

Le deuxième rendement η_{RF-DC}, donné par l'expression (1.4), est le rendement de conversion RF-DC qui traduit la capacité de la « rectenna » à produire de l'énergie DC à partir de l'énergie

RF reçue. Ce rendement η_{RF-DC} est extrêmement lié au troisième rendement η_{DC-DC} , donné par l'expression (1.5).

$$\eta_{RF-DC} = \frac{P_{DC}}{P_{RX}} \tag{1.4}$$

$$\eta_{DC-DC} = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \tag{1.5}$$

Avec P_{DC} la puissance continue à la sortie de la « rectenna » et P_{out} la puissance continue fournie au capteur (ou charge).

Le rendement global d'un système de TESF est donc limité par les différentes contraintes et verrous liés à la conception de chaque partie.

1.4.5 Contraintes

Les limitations du principe de TESF sont principalement liées au caractère omnidirectionnel de l'antenne d'émission qui dégrade le rendement global du système. En effet, ces limitations peuvent être de différentes natures : technologiques ou biologiques (physiologiques).

- **Limitations technologiques :**

Par définition, une antenne omnidirectionnelle rayonne dans toutes les directions et ne va pas spécifiquement viser le récepteur. Dans ce cadre de recharge par onde électromagnétique en champ lointain, une grande quantité d'énergie est perdue car la puissance est dispersée dans toutes les directions. De plus, la présence des obstacles entre l'émetteur et le récepteur lors de la propagation d'une onde radio peut entraîner des fluctuations du signal reçu, appelé aussi évanouissement, à cause des phénomènes physique tels que (réflexion, diffraction, dispersion, etc.). Ainsi, le signal reçu par le récepteur dans le cas d'un environnement dense peut être la combinaison de plusieurs signaux ayant parcouru des trajets multiples. Tous ces phénomènes peuvent entraîner une atténuation de la puissance du signal à grande et à petite échelle en fonction de son environnement [38]. En nous projetant dans un avenir très proche, nous pouvons également envisager que ces ondes EM transportent des données et donc, permettent une communication directe entre la base et les capteurs. Dans ces conditions, l'utilisation d'antenne émettrice omnidirectionnelle n'est pas adaptée à la transmission de données dite « point à point ».

- **Limitations biologiques**

Nous évoluons dans un environnement baigné par des champs EM dus à la présence multiples d'applications émettant ces radiofréquences : téléphonie mobile, Wi-Fi, radio, télévision, etc. En effet, ces champs constituent une source de pollution EM omniprésente, invisible et indolore qui affecte l'environnement et ainsi chaque être vivant. Depuis plusieurs années, ces rayonnements radiofréquences font l'objet de préoccupations sanitaires liées aux effets néfastes suite à l'exposition humaine aux ondes EM. Malgré l'encadrement réglementaire établi par l'ICNIRP (« International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection ») qui fixe des valeurs limites d'exposition du grand public aux champs EM, aucune étude scientifique ne prouve que l'exposition à long terme aux champs EM soit inoffensive pour la santé. Notons que ces normes concernent le grand public en général et ne considère pas le cas de personnes plus sensibles que d'autres aux ondes EM comme l'exemple d'une personne porteuse d'une prothèse électronique ou d'une femme enceinte. Des études et des recherches scientifiques approfondies et plus spécifiques sont encore nécessaires sur les effets biologiques et sanitaires potentiels liés aux radiofréquences pour mieux enrichir les normes des règles d'expositions et ainsi garantir la santé et la sécurité des personnes.

Compte tenu de toutes ces contraintes et dans le cadre de notre application de recharge sans fil de capteurs, où la position du capteur est connue, l'objectif est de focaliser l'énergie à transmettre uniquement dans sa direction, en évitant des obstacles vivants. Il est donc nécessaire d'utiliser une antenne directive qui permet de réaliser la formation de faisceau afin de contrôler et d'orienter le diagramme de rayonnement dans la direction désirée et ainsi minimiser les pertes dans les directions inutiles. Par conséquent, cette approche permet d'augmenter très fortement le rendement énergétique du système de TESF.

1.5 La formation de faisceau

Avec l'évolution des systèmes de communications, la nécessité de disposer d'une antenne directive reconfigurable, fiable et compacte qui s'adapte en temps réel avec son environnement est de plus en plus forte. Cette antenne, appelée fréquemment « antenne intelligente», permet d'optimiser le gain dans la direction souhaitée et d'annuler les signaux émis dans des directions non désirées à l'aide de techniques de contrôle prédéfinies. Ainsi, cette antenne permet de réaliser un diagramme de rayonnement reconfigurable en fonction des besoins de la communication. En d'autres termes, en déterminant la position de l'usager et des signaux parasites, ces systèmes permettent de focaliser la puissance uniquement dans la direction utile.

Cette antenne repose essentiellement sur un réseau d'antennes, un dispositif d'alimentation, appelé encore répartiteur, et un circuit de contrôle et de traitement qui commande le système de formation de faisceau en évaluant, en temps réel, les pondérations en amplitude et/ou en phase à appliquer selon la technique prédéfinie de formation de faisceau.
Ces antennes intelligentes présentent les avantages suivants [39]:

- La réduction des interférences provenant des autres communications radio conduisant à une amélioration du rapport signal sur bruit, impliquant ainsi une augmentation de la capacité en terme de nombre d'utilisateurs et/ou de débit ;
- La qualité de service et le débit sont meilleurs faisant face ainsi aux exigences des prochaines générations de réseaux de communications sans fils : des services de hautes qualités (voix, données numériques, etc.) et un trafic plus important ;
- La propagation des signaux par multi trajets est réduite ;
- La consommation énergétique est considérablement diminuée si on focalise la puissance émise vers l'usager ;
- La confidentialité des communications est augmentée par la directivité du faisceau ;
- La réduction de la pollution électromagnétique, en minimisant les rayonnements dans les directions inutiles et en focalisant la puissance émise dans la direction utile.

1.5.1 Les réseaux d'antennes

1.5.1.1 Principe

Un réseau d'antennes est un système constitué de deux ou de plusieurs antennes élémentaires réparties dans l'espace afin de synthétiser un diagramme de rayonnement reconfigurable. Les signaux injectés sur chacune de ces sources rayonnantes sont pondérés en amplitude et/ou en phase pour pouvoir contrôler l'allure ainsi que l'orientation du diagramme de rayonnement du réseau. Ces commandes peuvent également être choisies de façon à créer plusieurs lobes simultanément ou un seul lobe dans la direction du signal utile et un zéro dans la direction d'une onde d'interférence. Le champ total rayonné par un réseau d'antennes est déterminé par la sommation des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments le constituant.
Un réseau d'antennes est principalement caractérisé par le nombre, le type et la disposition géométrique des antennes élémentaires qui le constituent. Plusieurs types d'antennes élémentaires existent dont les principaux sont : les monopôles, les dipôles, les fentes, les cadres, les cornets et les patchs. Celles-ci sont généralement choisies identiques pour une simplicité de mise en œuvre et de fabrication.

Selon leur disposition géométrique, plusieurs configurations de réseau existent comme indiqué sur la figure 1.12 :

- Les réseaux linéaires : les sources sont alignées sur une droite,
- Les réseaux planaires : les sources sont disposées sur un plan,
- Les réseaux circulaires : les sources sont disposées sur un cercle.

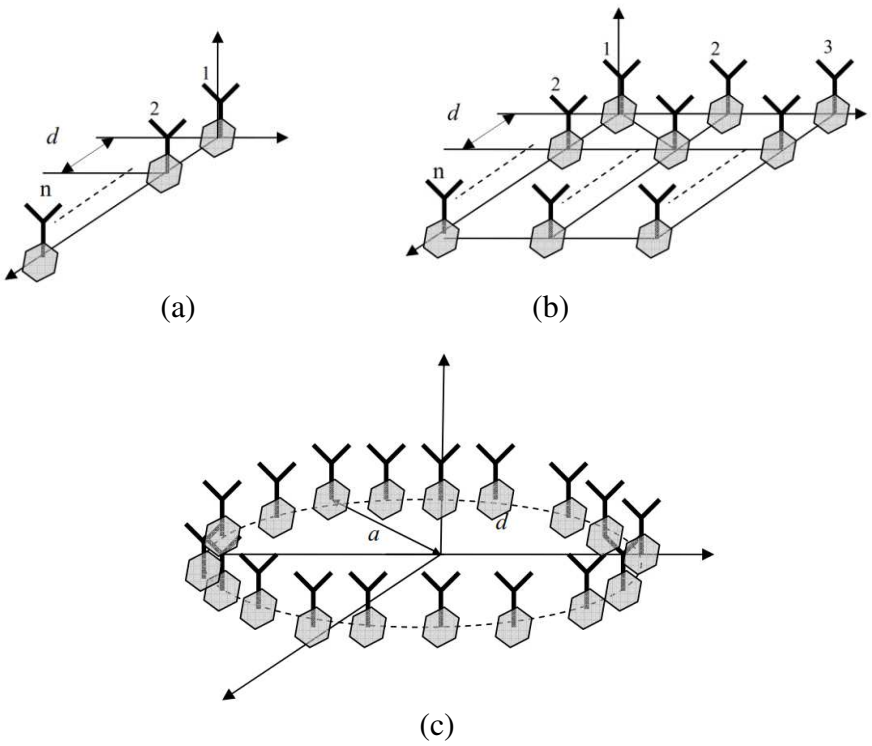


Figure 1. 12 *Différentes configurations géométriques de réseaux d'antennes : (a) linéaire, (b) planaire, et (c) circulaire*

Le diagramme de rayonnement total d'un réseau d'antennes, quelle que soit sa géométrie, formé par des éléments identiques est obtenu en multipliant le diagramme de rayonnement d'un élément par le facteur de réseau. Ce dernier, appelé en anglais (« Array Factor ») est indépendant de l'antenne élémentaire constituant le réseau d'antennes, par contre, il est fonction des différents paramètres suivants [40]:

- La géométrie du réseau,
- Les pondérations en amplitude et en phase appliquées sur les éléments du réseau,
- Le nombre d'éléments,
- La distance séparant deux éléments adjacents,
- La fréquence.

1.5.1.2 Classification des réseaux

Dans la littérature, les réseaux d'antennes sont classifiés selon la configuration de leur distribution [41]:

- **Les réseaux d'antennes à distribution uniforme :** ils sont appelés aussi « réseaux d'antennes périodiques ». Dans ce cas, le pas entre les différents éléments rayonnants est régulier suivant une ou plusieurs dimensions. La figure 1.13 illustre deux exemples de réseaux planaires périodiques. Chaque élément dans ce type de réseau est associé à un système de commande pour gérer les pondérations en amplitude et/ou en phase. L'avantage de ce type de réseau périodique est sa flexibilité de contrôle et le grand nombre de degrés de liberté dans la mise en œuvre d'un circuit de formation de faisceau. Néanmoins, cette flexibilité implique une certaine complexité de réalisation des circuits de formation de faisceau étant donné que chaque élément rayonnant doit être connecté à un circuit de commande. En conséquence, ceci implique un encombrement non négligeable du réseau d'antenne et un coût élevé de fabrication. En outre, le risque de couplage entre les antennes élémentaires pour ce type de réseau peut affecter les performances du système.

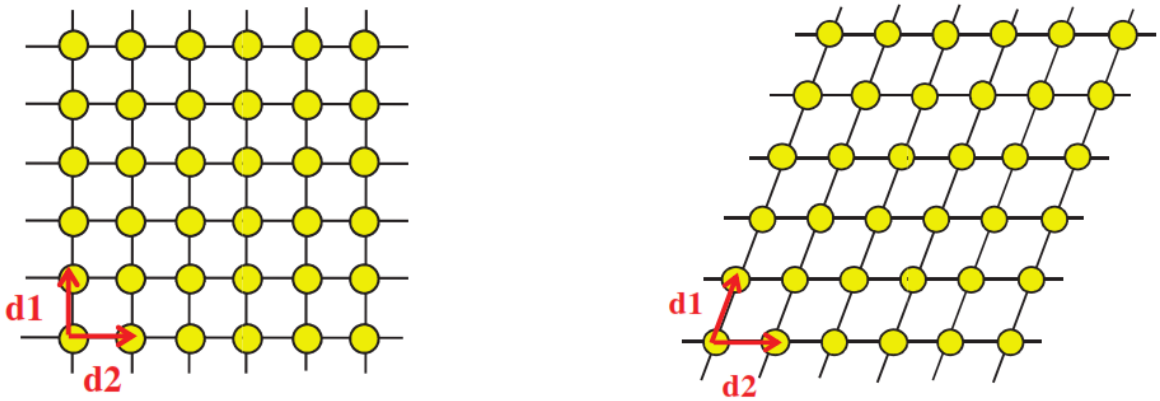
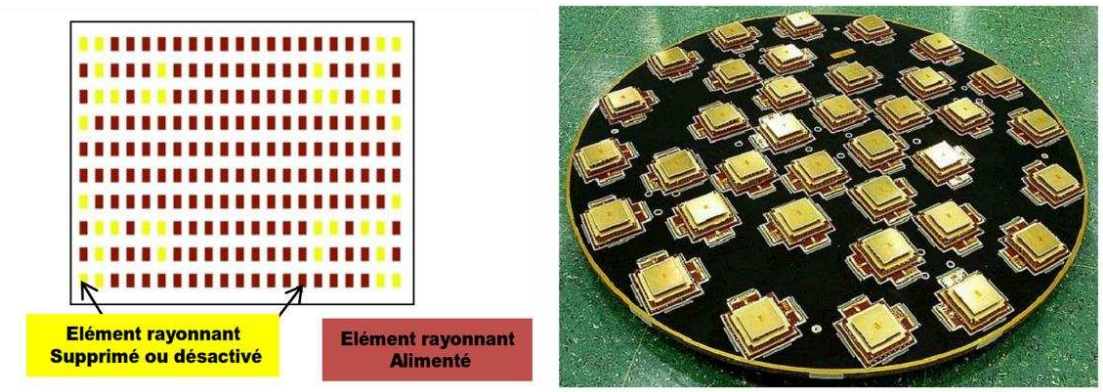


Figure 1. 13 *Réseaux d'antennes planaires périodiques : (a) maille rectangulaire, (b) maille triangulaire*

Pour pallier aux différentes limitations identifiées des réseaux périodiques, d'autres types de réseaux d'antennes ont été investigués dans la littérature tels que les réseaux à distribution non uniforme.

- **Les réseaux d'antennes à distribution non uniforme :** ces types de réseaux sont généralement classifiés comme ceci :
  - ✓ Les réseaux à grille périodique pour lesquels certains éléments sont supprimés ou connectés à des charges spécifiques (courts circuits ou circuits ouverts). Ils sont appelés réseaux lacunaires ou raréfiés (en anglais « thinned arrays »). La figure 1.14 (a) illustre un exemple de réseau lacunaire avec un espacement régulier (d).
  - ✓ Les réseaux dont la géométrie est arbitraire, c'est à dire dont la périodicité de disposition n'est pas respectée, sont appelés « réseaux apériodiques ». Les éléments rayonnants sont généralement de taille et/ou de types différents. Un exemple de réseau d'antennes apériodique est illustré dans la figure 1.14 (b).



(a) (b)

Figure 1. 14 (*a) Schéma illustrant le principe d'un réseau d'antennes lacunaire, (b) Réseau d'antennes apériodique développé par Thales Alenia Space Italia [41]*

Les principaux avantages de ce type de structure par rapport à la structure périodique est la diminution de la complexité de conception des circuits de formation de faisceau ainsi que la réduction des pertes, de la consommation et des problématiques liées au couplage à cause de la réduction du nombre d'éléments rayonnants. De nombreuses approches et de travaux significatifs ont été investigués dans la littérature pour synthétiser et développer des réseaux lacunaires à alimentation non uniforme [42] ou des réseaux apériodiques [43] dont le but est d'offrir un compromis entre performance, complexité et coût.

1.5.2 Synthèse du diagramme de rayonnement

1.5.2.1 Principe

Comme énoncé précédemment, une antenne intelligente permet de maîtriser dans l'espace la distribution de l'énergie rayonnée afin d'optimiser les bilans de liaison. Cette distribution est

obtenue par la formation et le contrôle du diagramme de rayonnement. Pour cela, il est nécessaire d'établir une loi de commande qui consiste à appliquer une pondération en amplitude et/ou en phase sur les signaux appliqués aux différents éléments rayonnants. Cette commande permet de produire un diagramme directif correspondant aux spécifications requises à partir d'un gabarit. Ce dernier définit le niveau et/ou l'ouverture requis des lobes secondaires relativement à ceux du lobe principal (figure 1.15). Logiquement, plus le niveau des lobes secondaires augmente, plus la puissance affectée au lobe principal est réduite et ainsi une partie importante de la puissance est gaspillée. Il est donc impératif, dans un diagramme de rayonnement, de diminuer le niveau des lobes secondaires pour une ouverture imposée du lobe principal afin de concentrer la puissance dans la direction souhaitée et ainsi de minimiser les pertes produites dans d'autres directions [44].

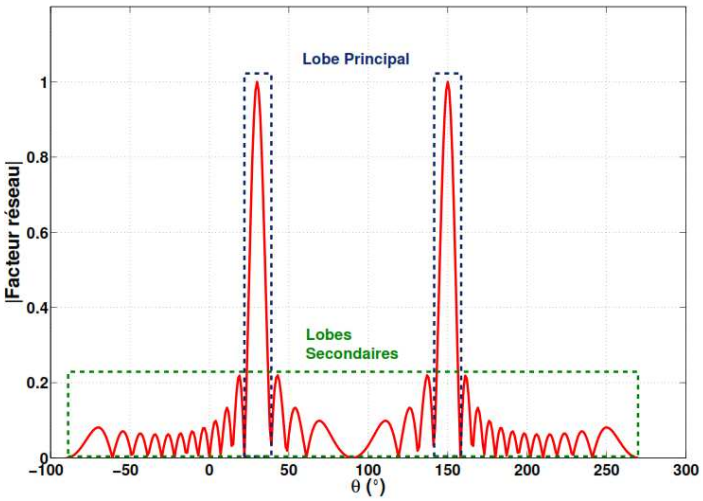


Figure 1. 15 *Gabarit illustrant les caractéristiques d'un diagramme de rayonnement*

Dans ces conditions, trois types de synthèses peuvent être envisagés [44] :

- **Synthèse en amplitude :** cette technique permet de synthétiser des lobes directifs et symétriques avec l'éventualité de contrôler le niveau des lobes secondaires. A l'aide des techniques analytiques (Chebyshev, Fourier, etc.), les coefficients du réseau peuvent être déterminés. Toutefois, les applications relatives à ce type de synthèse sont limitées.
- **Synthèse en amplitude et en phase :** cette technique permet de synthétiser des lobes directifs ainsi que des lobes secondaires dont les niveaux seront fortement maîtrisés. Cette technique est efficace pour les applications à antennes adaptatives mais sa mise en pratique est complexe et coûteuse vue qu'elle nécessite des méthodes de synthèse en phase et en amplitude comme son nom l'indique.
- **Synthèse en phase** : cette technique permet de synthétiser des lobes directifs ainsi que des

lobes secondaires qui sont "moyennement contrôlables". Néanmoins, le niveau reçu ou émis dans la direction du rayonnement utile ainsi que dans celle du rayonnement interférent peut être contrôlé. Par conséquent, cette technique de synthèse offre un bon compromis entre la directivité du diagramme de rayonnement et le faible temps de calcul ainsi que le coût réduit de réalisation par rapport à la solution précédente. On parle alors de « réseau d'antennes à commande de phase » ou encore en anglais « Phased-array antenna ». Deux exemples de calculs de facteur de réseau dans le cas d'un réseau périodique à gradient de phase sont présentés par la suite.

1.5.2.2 Cas d'un réseau linéaire périodique

Un réseau linéaire périodique à alimentation uniforme est constitué de N éléments identiques alignés sur l'axe des x et espacés les uns par rapport aux autres de la même distance d. Ces éléments sont excités par N sources équi-amplitude présentant un gradient de phase $\Delta\varphi$ constant l'une par rapport à l'autre. Ce type de réseau est illustré sur la figure1.16 où θ est l'angle de dépointage et r la distance maximale entre l'antenne de référence et le plan d'observation.

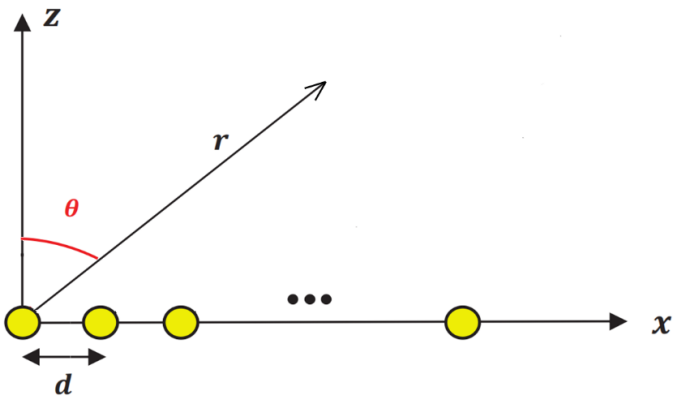


Figure 1. 16 *Réseau linéaire uniforme*

En champ lointain, le champ électrique total rayonné par le réseau linéaire uniforme s'écrit comme suit [45]:

$$E_{tot} = E_0 \sum_{m=0}^{N} e^{j(m-1)\psi} = \frac{E_0 e^{j((N-1)\frac{\psi}{2})}}{N} \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} = E_0\, AF(\psi) \qquad (1.6)$$

Où : $\psi = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\theta) - \Delta\varphi$ avec λ la longueur d'onde. E_0 est le champ électrique rayonné par une antenne élémentaire, nommé également « facteur d'élément » et il ne dépend que des

caractéristiques physiques de l'antenne élémentaire. $AF(\psi)$ est le facteur de réseau, appelé également facteur d'alignement.

Le diagramme de rayonnement total du réseau d'antennes est défini par le produit du module du champ électrique rayonné par une antenne élémentaire E_0 par celui du facteur réseau $AF(\psi)$. Ce dernier est donné par l'expression suivante :

$$|AF(\psi)| = \frac{1}{N}\left|\frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)}\right| \tag{1.7}$$

Dans ces conditions, il est à noter que dès que le nombre N d'antennes élémentaires devient important, le diagramme de rayonnement total du réseau dépend essentiellement du facteur de réseau et très peu du diagramme de rayonnement de chaque antenne. De plus, on montre que le maximum de l'expression (1.7) a lieu quand ψ est nul. Par conséquent, la direction du rayonnement maximal est donnée par : $\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\theta_0)$.

Ainsi, à partir de la direction du diagramme de rayonnement souhaitée θ_0, le déphasage $\Delta\varphi$ à appliquer entre les sources rayonnantes pourra être déterminé.

1.5.2.3 Cas d'un réseau planaire périodique

Un réseau planaire est un réseau bidimensionnel obtenu en arrangeant ces éléments sur un plan. La forme peut être rectangulaire, circulaire, etc. La figure 1.17 illustre un réseau planaire rectangulaire uniforme qui représente une généralisation à deux dimensions du réseau linéaire. Ce réseau est constitué de N_x x N_y éléments placés dans le plan xoy avec des espacements respectifs dx et dy entre les éléments.

De la même manière que dans le cas d'un réseau linéaire, le lobe principal est pointé dans la direction voulue mais avec une liberté angulaire supplémentaire cette fois-ci. En effet, le dépointage avec un réseau linéaire n'est possible que dans l'alignement des sources rayonnantes alors qu'avec un réseau planaire le balayage est possible dans toutes les directions angulaires souhaitées. On parle alors de propagation dans le plan d'élévation et dans le plan azimutal.

Dans ce cas, le facteur de réseau AF_{plan} est le produit de deux facteurs de réseau linéaires uniformes : l'un dans la direction x et l'autre dans la direction y [46] :

$$AF_{plan} = AF_x * AF_y = \sum_{m=0}^{N_x} e^{j(m-1)\psi_x} * \sum_{n=0}^{N_y} e^{j(n-1)\psi_y} \tag{1.8}$$

Avec $\psi_x = \frac{2\pi d_x}{\lambda}\sin\theta\cos\varphi - \Delta\varphi_x$, $\psi_y = \frac{2\pi d_y}{\lambda}\sin\theta\sin\varphi - \Delta\varphi_y$.

Où d_x et d_y sont les distances inter-éléments et $\Delta\varphi_x$ et $\Delta\varphi_y$ sont les gradients de phase inter éléments suivant les axes x et y respectivement.

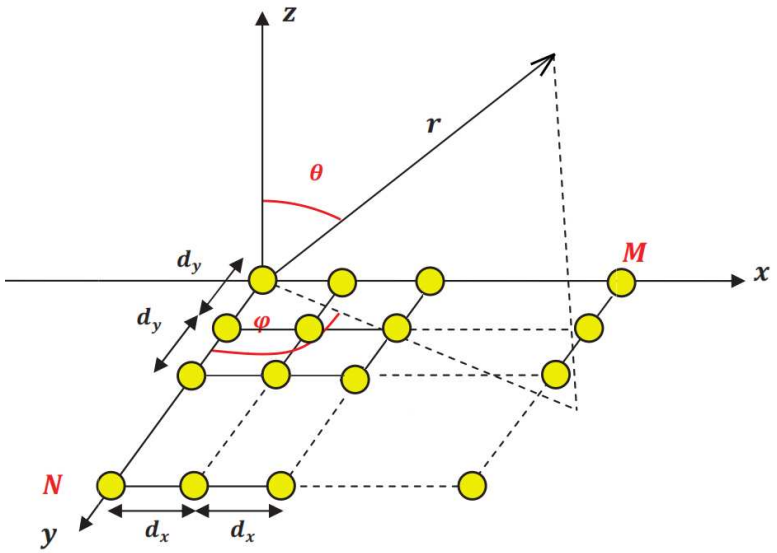


Figure 1. 17 *Réseau d'antennes planaire*

Le module du facteur de réseau vaut alors :

$$\left|AF_{plan}(\psi)\right| = \left(\frac{1}{N_x}\left|\frac{\sin\left(\frac{N\psi_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)}\right|\right)\left(\frac{1}{N_y}\left|\frac{\sin\left(\frac{N\psi_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)}\right|\right) \tag{1.9}$$

Ainsi, comme pour un réseau linéaire, le dépointage du lobe principal dans la direction (θ_0, φ_0) est obtenue lorsque les déphasages inter-éléments en x et y sont égaux à :

$$\Delta\varphi_x = \frac{2\pi d_x}{\lambda}\sin\theta_0\cos\varphi_0 \quad , \quad \Delta\varphi_y = \frac{2\pi d_y}{\lambda}\sin\theta_0\sin\varphi_0$$

1.6 Positionnement des travaux de thèse : présentation du concept et originalité

Dans ce contexte, les travaux de cette thèse se situent dans le cadre du développement d'un système de recharge sans fil (figure 1.18) par ondes électromagnétiques (EM) de nœuds capteurs. Ces nœuds, dont les positions sont connues, sont considérés comme déployés dans des zones d'accès difficile pour lesquelles le niveau de l'énergie EM ambiante est trop faible voire non disponible. Dans ces conditions, la TESF à source dédiée avec antenne directive se

présente donc comme une solution alternative face à cette problématique. Celle-ci s'avèrera donc plus efficace et plus respectueuse pour l'environnement.

Ainsi, ces capteurs devront être capables de lancer une alerte à une borne centrale indiquant que l'énergie encore disponible n'est plus suffisante pour leur fonctionnement. A partir de ce signal d'alerte, le capteur est localisé et une onde EM est envoyée dans sa direction pour le recharger. Bien évidemment, ces capteurs devront être équipés d'un système de récupération d'énergie EM pour la convertir en énergie DC. Ainsi, cette alternative offre plusieurs avantages sur plusieurs niveaux. En effet, elle améliore l'efficacité énergétique du réseau de capteurs étant donné qu'elle cible les capteurs à recharger. En outre, elle assure la continuité de fonctionnement du réseau sans rupture. D'autre part, aucune intervention humaine n'est nécessaire ce qui réduit le coût de maintenance.

Ce système est équipé d'une antenne intelligente capable de pointer le faisceau EM dans la direction souhaitée à partir de la connaissance de la position du nœud capteur. Généralement, ces antennes sont à base d'un système de formation de faisceau commandé en phase pour le contrôle du diagramme de rayonnement. Malheureusement, ces dispositifs, dans le cas de réseaux périodiques, nécessitent autant de commandes que de nombre d'antennes élémentaires ce qui implique une augmentation du coût, de l'encombrement et de la complexité de réalisation. Ainsi, il s'avère qu'une architecture d'antenne réseau de type lacunaire commandée en phase est préférable pour la formation du faisceau à l'émission.

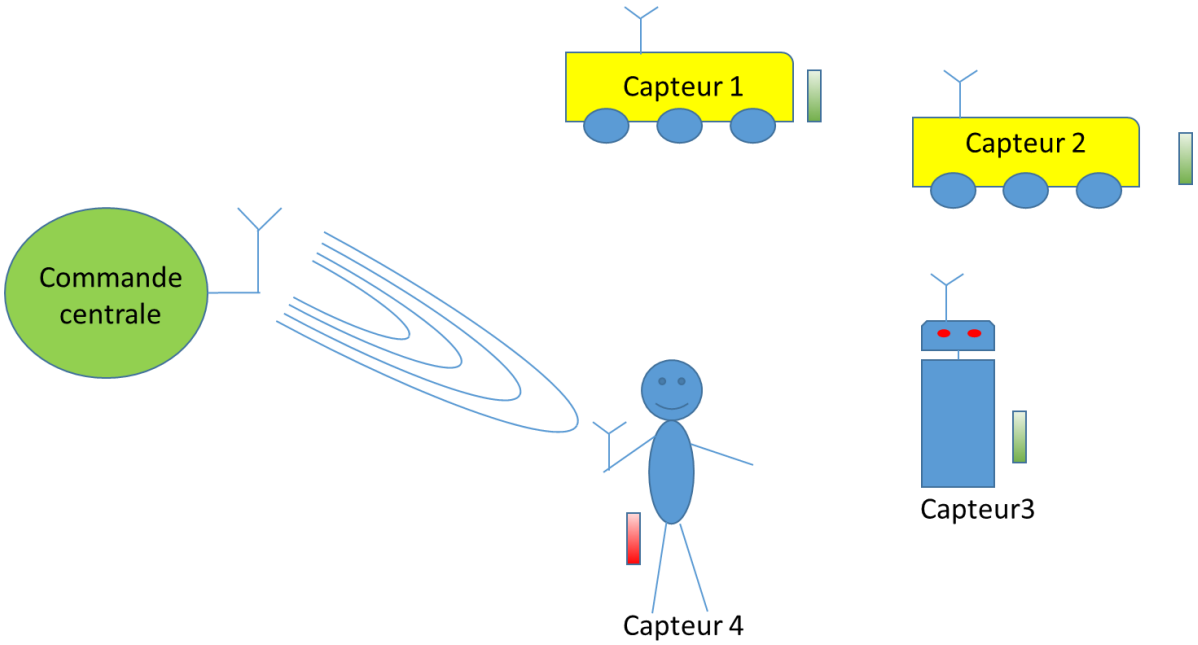


Figure 1. 18 *Schéma illustrant le principe de la TESF appliqué à la recharge d'un réseau de capteurs à la demande*

L'objectif de ces travaux de thèse est donc de contribuer au développement d'un démonstrateur complet de transfert et de récupération d'énergie EM à la fréquence 5,8 GHz. Nous savons que la fréquence retenue ici n'est pas le meilleur choix d'un point de vue rendement pur. Cependant, il s'explique par le faite que cette bande de fréquence est positionnée dans la bande ISM (Industrial Scientific Medical) et par conséquent, elle est utilisable librement. En plus, se trouvant à une limite haute, elle est mieux adaptée pour les applications de transfert d'énergie radiofréquence puisqu'elle favorise une miniaturisation importante des réseaux d'antennes limitant ainsi l'encombrement. En outre, le laboratoire disposait d'une bibliothèque de composants utiles à la partie émettrice à cette fréquence et il nous a semblé pertinent de les utiliser dans le cadre de ces travaux.

Nos travaux ont donc consisté à :

- Etudier et concevoir un déphaseur actif à la fréquence de 5,8 GHz totalement intégré en technologie BiCMOS SiGe:C 0,25 µm pour réaliser la commande en phase des antennes élémentaires du réseau dans tout le plan de phase. L'étude, la conception et l'implémentation de ce déphaseur ainsi que les différents résultats de mesures seront détaillées dans le deuxième chapitre de ce mémoire.

- Etudier et concevoir un système de récupération d'énergie constitué d'une « rectenna » et d'un module de gestion de l'énergie (Power Mangement Unit) de type « BQ25570 » de Texas Instrument pour alimenter une charge résistive modélisant le comportement du capteur CC2650 de Texas Instrument. Ainsi, la conception d'un circuit de conversion RF/DC à 5,8 GHz et pour un niveau de puissance de -5 dBm est détaillée dans le troisième chapitre. Cette valeur de puissance semble être une valeur parfaitement atteignable à 5,8 GHz pour une recharge à une distance de moins d'un mètre. Un démonstrateur a été mis en œuvre par la suite afin de tester et valider le système global de récupération d'énergie.

1.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'introduire le contexte et le cadre de ce travail de thèse. Dans une première partie, nous avons présenté les réseaux de capteurs sans fil dans le cadre du développement du nouveau concept « d'IoT », leurs architectures et leurs diverses applications. L'accent a été mis sur la contrainte majeure de ces réseaux de capteurs qui est la capacité énergétique limitée. Ainsi, dans une deuxième partie, nous avons passé en revue les différentes sources ambiantes de récupération d'énergie, leurs caractéristiques ainsi que leurs limitations. La TESF apparaît donc comme une alternative potentiellement intéressante qui permet de

s'affranchir de toutes ces contraintes et garantir l'approvisionnement en énergie des nœuds de capteurs. Dans la partie suivante, nous avons donc décrit le concept de TESF sous ses différentes formes. Nous nous sommes intéressés par la suite au cas du transfert d'énergie par ondes EM à l'aide d'une source dédiée avec antenne directive capable de focaliser l'onde électromagnétique dans la direction précise du capteur à recharger. Par conséquent, la dernière partie a été consacrée à la formation de faisceau en présentant le principe et les notions élémentaires d'un réseau d'antennes dans le cadre du développement d'une antenne intelligente.

CHAPITRE 2 :

Etude, conception et implémentation d'un déphaseur actif à 5,8 GHz en technologie BiCMOS SiGe:C 0,25 µm

2.1 Introduction

Comme présenté précédemment dans le chapitre 1, ce chapitre détaillera et validera une architecture de commande en phase d'un réseau d'antenne lacunaire afin d'améliorer l'efficacité énergétique d'un système de TESF. Cette architecture de déphaseur est basée sur l'utilisation d'un réseau d'oscillateurs verrouillés par injection. Ce chapitre commence par un état de l'art des déphaseurs et plus spécifiquement des déphaseurs actifs basés sur le phénomène de synchronisation des oscillateurs. Dans la deuxième partie, une étude théorique du phénomène d'injection, par dérivation des équations dynamiques d'un oscillateur « Van der Pol » sous injection, est détaillée. Dans la dernière partie, nous présenterons la conception et la réalisation d'une nouvelle architecture de déphaseur actif à la fréquence de 5,8 GHz totalement intégré sur un substrat silicium en technologie BiCMOS SiGe:C 0,25 µm de NXP Semiconducteurs. Dans un premier temps, l'architecture du déphaseur proposé, reposant essentiellement sur un oscillateur verrouillé par injection et un modulateur IQ, est détaillée. Ensuite, les résultats expérimentaux du circuit seront présentés afin d'évaluer les performances du déphaseur et de valider le concept de cette nouvelle architecture.

2.2 Architectures des systèmes de commande en phase d'un réseau d'antennes

Différents types d'architectures ont été proposés dans la littérature pour le contrôle en phase des signaux appliqués sur les éléments rayonnants constituant un réseau d'antennes. Ces architectures peuvent être classées en deux catégories : passives ou actives. Différents critères sont à considérer lors du choix de la topologie du déphaseur, en fonction de l'application et du besoin visé, tels que : la précision, la consommation, la surface, les pertes, la linéarité, la simplicité de commande, etc.

Dans le cas des déphaseurs passifs, ils permettent généralement d'assurer uniquement un contrôle en phase des signaux injectés sur les antennes élémentaires du réseau. Il existe principalement deux types de déphaseurs passifs : les déphaseurs à base de lignes de transmission [47] et les déphaseurs à réflexion (« Reflection-Type Phase Shifter ») [48]. Malgré les avantages qu'offrent les déphaseurs passifs en terme de linéarité et de consommation, ils restent des dispositifs encombrants introduisant non seulement des pertes d'insertion mais aussi une variation d'amplitude en fonction du déphasage synthétisé ce qui limite leur utilisation.

Les architectures actives présentent l'avantage d'occuper une faible surface puisqu'elles offrent une forte densité d'intégration. En plus, elles n'introduisent pas de pertes. Cependant, elles

présentent des inconvénients notamment en termes de consommation, de linéarité, et de facteur de bruit. Différentes réalisations de ce type de déphaseur existent dans la littérature. Parmi ces travaux, des structures à base de modulateurs vectoriels ont été proposées dans [49]–[51]. Ce type de déphaseur permet le contrôle de l'amplitude et/ou de la phase des signaux émis sur chaque élément rayonnant en fonction des signaux de commande I et Q appliqués sur le modulateur vectoriel. Cependant, cette technique est relativement difficile à mettre en œuvre de par la complexité du dispositif de commande. Dans [52]–[54], d'autres travaux récents basés sur des techniques de somme vectorielle ont été développés afin d'obtenir une résolution et une précision de phase plus élevées. Néanmoins, cette solution nécessite des circuits de commande complexes pour obtenir la résolution de phase souhaitée.

D'autre part, des techniques basées sur l'utilisation des propriétés de synchronisation des oscillateurs pour contrôler l'orientation du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes ont été étudiées. Celles-ci offrent des avantages en terme d'efficacité, de taille, de coût de réalisation et d'intégration par rapport aux méthodes dites « conventionnelles » c'est-à-dire celles qui utilisent des déphaseurs passifs. La synchronisation peut être réalisée soit par le biais d'un circuit de couplage entre les différents oscillateurs élémentaires, soit en verrouillant les différents oscillateurs sur la fréquence fournie par un signal de référence. La première technique est appelée « réseaux d'oscillateurs couplés » ou en anglais « Coupled Oscillators Arrays » (COAs) et la deuxième « réseaux d'oscillateurs verrouillés par injection » ou en anglais « Injection-Locked Oscillators Arrays » (ILOAs).

2.2.1 Les réseaux d'oscillateurs couplés

Cette approche, illustrée sur la figure 2.1, est basée sur l'utilisation d'un réseau d'oscillateurs contrôlés en tension couplés entre eux. Sous certaines conditions, tous les oscillateurs élémentaires de ce réseau se synchronisent à une fréquence commune en présentant des phases différentes selon la fréquence d'oscillation libre de chacun d'entre eux. En effet, quand ces fréquences d'oscillation libre se trouvent dans une certaine plage de verrouillage, tous les oscillateurs se synchronisent spontanément à une fréquence commune avec une relation de phase liée à la distribution originale de leurs fréquences d'oscillation libre. Ainsi, le contrôle de la fréquence d'oscillation libre permet d'imposer le déphasage nécessaire afin de pointer le rayonnement dans la direction souhaitée.

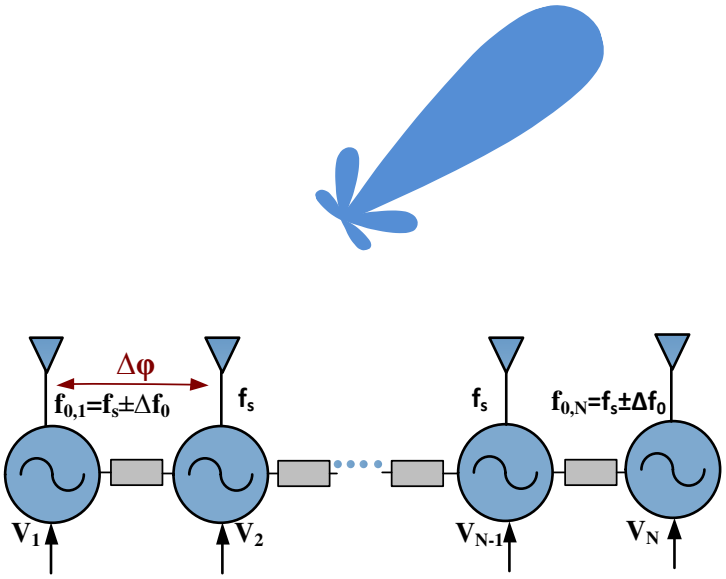


Figure 2. 1 *Schéma de principe d'un réseau d'oscillateurs couplés*

Différentes méthodes de couplage et de mise en œuvre de ce type de déphaseur ont été envisagées afin d'obtenir le déphasage requis :

- En couplant les oscillateurs élémentaires par des lignes à retard comme le présentent P. Liao et R. York dans [55] ;
- En faisant varier les fréquences d'oscillation libre de tous les Oscillateurs Contrôlés en Tension (OCTs) formant le réseau. Ainsi, des gradients de phases différents sont établis entre les signaux de sortie des différents OCTs formant le réseau, comme le montre T. Heath dans [56] ;
- En faisant varier les fréquences d'oscillation libre uniquement des deux OCTs placés aux extrémités du réseau. Dans ces conditions, le même gradient de phase est établi entre les différents OCTs élémentaires du réseau. L'avantage de cette approche est de permettre une variation continue du déphasage avec un nombre limité de commandes.

Cette dernière méthode a été mise en œuvre et réalisée à l'aide d'un réseau d'OCTs à caractère différentiel totalement intégré en technologie BiCMOS SiGe:C 0,25 µm appliqué à la commande d'un réseau linéaire d'antennes dans [57]. Le caractère différentiel permet d'élargir la plage de variation du déphasage et ainsi couvrir la totalité de l'angle de dépointage du diagramme de rayonnement. Néanmoins, cette technique présente quelques inconvénients. Tout d'abord, l'instabilité de la fréquence de synchronisation qui s'avère un problème majeur surtout dans le cas de la transmission de données. Ainsi, on pourrait imaginer un tel système de commande dans des applications n'exigeant pas de précision sur la fréquence de

fonctionnement tels que les radars ou la TESF. De plus, contrairement à l'étude théorique développée par R. A. York dans [58] qui montre que la valeur du déphasage obtenu entre les signaux de sortie de deux OCTs adjacents est indépendante du nombre d'OCTs formant le réseau, les résultats expérimentaux exposés dans [57] ont démontré que lorsque le nombre d'OCTs formant le réseau augmente, la plage de variation du déphasage entre deux OCTs adjacents diminue. Enfin, nous pouvons noter que cette approche est plus appropriée à la commande en phase d'un réseau linéaire d'antennes pour lequel le déphasage inter-élémentaire serait constant. En effet, ce type de commande ne peut pas être appliqué aux cas de réseaux d'antennes plus élaborés comme les réseaux d'antennes lacunaires qui nécessite une commande en phase indépendante de chaque élément rayonnant du réseau.

2.2.2 Les réseaux d'oscillateurs verrouillés par injection

La figure 2.2 illustre le principe de cette deuxième approche. Celui-ci repose sur le fait qu'un « oscillateur maître » vient, sous certaines conditions, imposer sa fréquence à chaque OCT élémentaire du réseau d'« oscillateurs esclaves ». Quand les fréquences d'oscillation libre de ces OCTs se situent dans une certaine plage de verrouillage, ils se synchronisent à la fréquence d'injection de « l'oscillateur maître » générant une différence de phase entre le maître et chaque esclave. Cette différence de phase est contrôlée en modifiant la fréquence d'oscillation libre de l'esclave. Ainsi, à l'aide de cette technique, il sera possible de générer un gradient de phase inter-élémentaire Δφ entre les signaux de sortie des différents OCTs dont sa variation maximale est de ± 180° en différentiel.

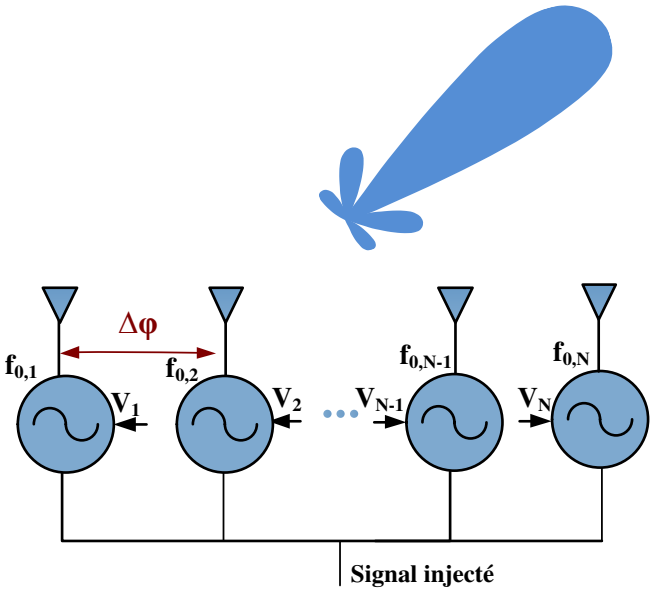


Figure 2. 2 *Schéma de principe d'un réseau d'oscillateurs verrouillés par injection*

Cette approche présente l'avantage d'une stabilité de la fréquence de synchronisation ce qui garantit une meilleure probabilité de verrouillage que la première approche. En outre, elle offre la possibilité de contrôle indépendant de la phase du signal émis sur chacun des éléments rayonnants ce qui favorise son utilisation pour des configurations de réseaux d'antennes plus élaborés. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi de privilégier ce type d'architecture pour la commande d'un réseau d'antennes lacunaire destiné à la recharge de capteurs par onde EM.

Pour cela, nous nous intéresserons dans la section suivante à l'étude et à l'analyse du phénomène d'injection dans un oscillateur. Tout d'abord, nous rappellerons le principe de fonctionnement des oscillateurs. Ensuite, nous présenterons un nouveau modèle théorique d'un oscillateur Van der Pol sous injection.

2.3 Théorie des oscillateurs verrouillés par injection

2.3.1 Principe des oscillateurs

Le schéma fonctionnel d'un circuit oscillateur peut être représenté par un modèle à un port comme le montre la figure 2.3 [59]. La partie active de l'oscillateur est modélisée par une impédance non linéaire Z_{NL} en parallèle avec l'impédance équivalente du résonateur Z_R (ω).

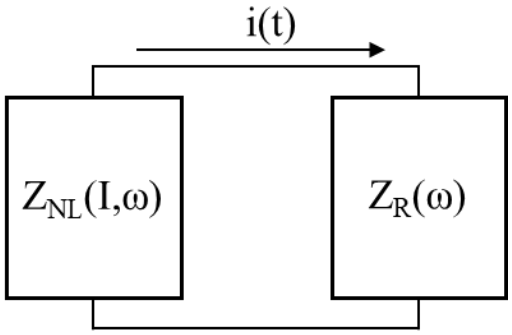


Figure 2. 3 *Modèle d'un oscillateur à un port*

Ainsi, en appliquant la loi de Kirchhoff pour un courant $i(t) = I\cos(\omega_0 t)$, on obtient :

$$\left(Z_{NL}(I,\omega_0) + Z_R(\omega_0)\right).I = 0 \tag{2.1}$$

La condition d'oscillation s'écrit alors :

$$Z_T(I,\omega_0) = Z_{NL}(I,\omega_0) + Z_R(\omega_0) = 0 \tag{2.2}$$

La relation (2.2) peut être exprimée en fonction des parties imaginaires X_T et réelles R_T de l'impédance Z_T comme suit :

$$R_T(I, \omega_0) = 0 \tag{2.3}$$

$$X_T(I, \omega_0) = 0 \tag{2.4}$$

Ces deux dernières relations (2.3) et (2.4) donnent respectivement la condition de maintien des oscillations et la fréquence d'oscillation. Etant donné que la partie réelle de l'impédance équivalente de la partie passive est positive à la pulsation ω_0, la condition d'entretien des oscillations, donnée par l'équation (2.3), n'est satisfaite que si la partie réelle de l'impédance non-linéaire est négative à la pulsation ω_0, ce qui peut être réalisé par un élément actif [59].

Dans la littérature, il existe différents types d'oscillateurs. Les oscillateurs à résonateur LC sont parmi les oscillateurs fréquemment utilisés dans les applications radio mobiles pour une implémentation monolithique à quelques Giga Hertz grâce à leur faible niveau de bruit de phase. Ces oscillateurs sont à base d'un circuit LC dont la fréquence de résonance est $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. La figure 2.4 illustre le schéma de principe d'un oscillateur à résonateur LC. Le circuit actif, représenté par une résistance R_{neg}, a pour rôle de compenser les pertes associées au résonateur LC et représentées par la résistance R_p. Ainsi, il y aura entretien des oscillations si $R_{neg} = -R_p$.

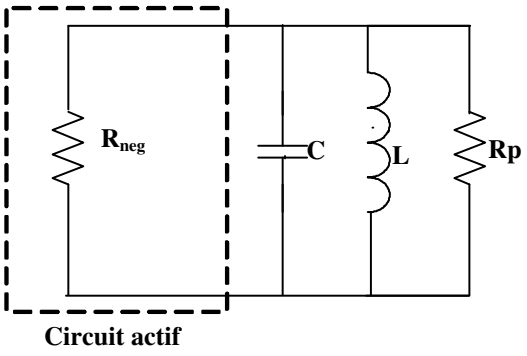


Figure 2. 4 *Schéma équivalent d'un oscillateur LC*

2.3.2 Théorie de l'injection

Le principe d'injection repose sur le fait que lorsqu'un oscillateur est perturbé par un signal extérieur de fréquence f_{inj} proche de sa fréquence d'oscillation libre f_0 , celui-ci se verrouille

sur f_{inj}. Par conséquent, un déphasage $\Delta\phi = \phi_{inj} - \phi$ est créé entre le signal d'injection et le signal à la sortie de l'oscillateur, comme le montre la figure 2.5. Ce déphasage peut être modifié grâce au contrôle de la fréquence d'oscillation libre de l'OCT f_0 via la tension de commande V_{tune}.

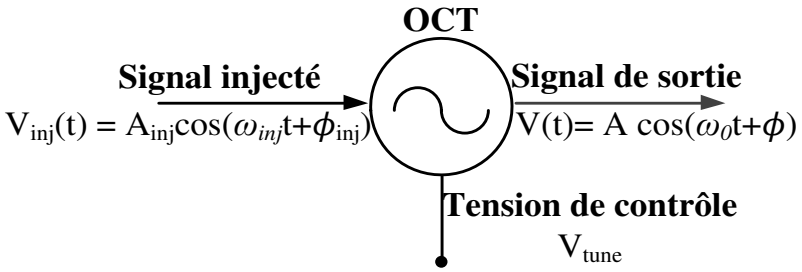


Figure 2. 5 *Oscillateur verrouillé par injection*

Le phénomène de synchronisation a été largement étudié dans la littérature avec des approches différentes pour modéliser le comportement des oscillateurs verrouillés par injection. La première théorie a été développée par Adler [60] pour les faibles niveaux d'injection puis elle a été reprise par d'autres à l'instar de Paciorek [61], Kurokawa [62] et Razavi [63] pour les forts niveaux d'injection. Un nouveau modèle théorique du phénomène d'injection basé sur la théorie développée dans [64] et [65] est présentée ci-dessous. Pour ce faire, considérons un oscillateur de Van der Pol, utilisé pour modéliser un oscillateur LC, sous une injection en courant I_{inj}, comme illustré sur la figure 2.6. Dans ces conditions, la partie active est modélisée par la conductance négative $-G_d$ (A) en parallèle avec un circuit résonnant LC. G_L est la conductance représentant la partie résistive du résonateur.

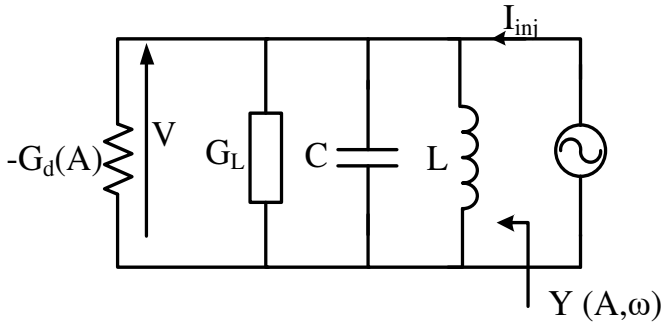


Figure 2. 6 *Oscillateur de Van der Pol sous injection*

Le courant d'injection I_{inj} peut ainsi être exprimé en fonction de l'admittance de l'oscillateur Y et de la tension de sortie V de sorte que :

$$I_{inj} = Y(A,\omega).V \tag{2.5}$$

Où A et ω représentent l'amplitude de la tension de sortie et la pulsation de l'oscillateur, respectivement.

L'admittance de l'oscillateur est exprimée sous la forme suivante :

$$Y(A,\omega) = G_L\left(1 - \frac{G_d(A)}{G_L}\right) + \frac{C}{j\omega}(\omega_0^2 - \omega^2) \tag{2.6}$$

Où $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ est la pulsation de résonance du résonateur.

La conductance négative -G_d (A), quant à elle, a pour expression $-G_d(A) = -a + \frac{3}{4}bA^2$ avec -*a* la conductance négative nécessaire au démarrage des oscillations et *b* un paramètre utilisé pour modéliser le phénomène de saturation [64], [65].

Supposons que la pulsation de l'oscillateur ω reste proche de sa pulsation libre ω_0 (pulsation de résonance), on peut ainsi écrire l'admittance *Y* sous la forme suivante :

$$Y(A,\omega) \cong G_L\left(1 - \frac{G_d(A)}{G_L}\right) + 2jC(\omega - \omega_0) \tag{2.7}$$

Considérons maintenant $2\omega_a = \frac{G_L}{C}$ la bande passante du résonateur et en utilisant la substitution $\mu S(A) = \frac{G_d(A)}{G_L} - 1$ afin de simplifier l'expression de l'admittance, nous pouvons écrire :

$$Y(A,\omega) \cong -G_L\left[\mu S(A) + j\frac{(\omega_0 - \omega)}{\omega_a}\right] \tag{2.8}$$

Par conséquent, afin de déterminer l'expression du courant d'injection donné par l'équation (2.5), la tension de sortie complexe de l'oscillateur est exprimée comme suit :

$$\underline{V} = A(t)e^{j\theta(t)} \tag{2.9}$$

Où $\theta(t) = \omega t + \phi(t)$.

Il suit :

$$\frac{d\underline{V}}{dt} = Aj(\omega + \dot{\phi} - j\frac{\dot{A}}{A})e^{j(\omega t+\phi)} \tag{2.10}$$

En comparant cette équation avec la théorie de Fourier, Kurokawa a conclu que l'expression entre parenthèse doit être la représentation dans le domaine temporel de la fréquence instantanée [62]. Ainsi, en considérant la pulsation $\Omega = \omega + \delta\omega$ avec $\dot{\phi} - j\frac{\dot{A}}{A} = \delta\omega$, un

développement en série de Taylor de l'équation (2.8) permet d'étudier le comportement de l'oscillateur autour de la pulsation ω. Ainsi, pour des variations lentes de la pulsation ($\delta\omega \ll \omega$), il vient alors :

$$I_{inj}e^{j(\omega_{inj}\,t+\phi_{inj})} = \left[Y(A,\omega) + \frac{dY(A,\Omega)}{d\Omega}\bigg|_{\omega}(\dot{\phi} - j\frac{\dot{A}}{A})\right]Ae^{j\theta} \tag{2.11}$$

En divisant l'expression (2.11) par $e^{j\theta}$ et en remplaçant l'admittance par son expression donnée par l'équation (2.8), on obtient les deux expressions suivantes en séparant les termes réels et les termes imaginaires :

$$I_{inj}\cos(\theta_{inj} - \theta) = -G_L\,A\mu S(A) + G_L\frac{\dot{A}}{\omega_a} \tag{2.12}$$

$$I_{inj}\sin(\theta_{inj} - \theta) = -\,G_L\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_a}A + \frac{G_L}{\omega_a}\dot{\phi}A \tag{2.13}$$

Ainsi, nous pouvons en déduire les équations dynamiques des phases et des amplitudes de la tension aux bornes de l'oscillateur :

$$\dot{A} = \frac{\omega_a\,I_{inj}}{G_L}\cos(\theta_{inj} - \theta) + A\mu S(A)\omega_a \tag{2.14}$$

$$\dot{\phi} = \frac{\omega_a\,I_{inj}}{AG_L}\sin(\theta_{inj} - \theta) + \omega_0 - \omega \tag{2.15}$$

Par conséquent, l'oscillateur est synchronisé si les variations dans le temps des phases et des amplitudes sont nulles. Cependant, l'amplitude du signal de sortie de l'oscillateur reste proche de sa valeur en oscillation libre pour les faibles niveaux d'injection [60]. Dans ces conditions, le système est principalement dominé par l'équation (2.15). Ainsi, pour $\dot{\phi} = 0$, on obtient :

$$\omega_{inj} = \omega_0 + \frac{\omega_a\,I_{inj}}{AG_L}\sin(\phi_{inj} - \phi) \tag{2.16}$$

Avec ϕ et ϕ_{inj} respectivement la phase du signal de sortie de l'oscillateur et la phase du signal injecté.

L'équation (2.16) est une forme de l'équation d'Adler pour les faibles niveaux d'injection [60]. En outre, l'équation (2.16) peut être réécrite de la manière suivante :

$$\omega_{inj} = \omega_0 + \frac{\omega_0}{2Q}\frac{R_L.I_{inj}}{A}\sin(\phi_{inj} - \phi) \tag{2.17}$$

Où $Q = \omega_0/2\omega_a$ est le facteur de qualité du résonateur et $R_L = 1/G_L$.

Pour chaque oscillateur, on définit une plage de verrouillage ou en anglais « locking range » $\pm \Delta\omega_L = \omega_{inj} \pm \omega_{0,max}$ qui représente la différence de fréquence maximale entre la fréquence d'injection et la fréquence d'oscillation libre. Autrement dit, quand la fréquence d'oscillation libre se situe à l'intérieur de la plage de verrouillage, l'oscillateur se verrouille sur la fréquence du signal injecté sinon il n'est pas en mesure de se verrouiller.

Ainsi, à partir de l'équation (2.17), on déduit la plage de verrouillage unilatérale $\Delta\omega_L$ appelée en anglais « the one sided locking bandwith », dans le cas de faibles niveaux d'injection ($R_L.I_{inj} \ll A$) :

$$\Delta\omega_L = \frac{\omega_0}{2Q}\frac{R_L.I_{inj}}{A} \tag{2.18}$$

L'équation (2.18) montre que cette plage de verrouillage est directement proportionnelle à la force d'injection ($R_L.I_{inj}/A$) et inversement proportionnelle au facteur de qualité du résonateur. Ainsi, lorsque la fréquence d'oscillation libre f_0 est située dans la plage de verrouillage, l'oscillateur se verrouille sur f_{inj} et un déphasage $\Delta\phi = \phi_{inj} - \phi$ est obtenu. Ce déphasage, donné par l'équation ci-dessous, est contrôlé en modifiant la fréquence d'oscillation libre f_0 à travers V_{tune} (cf. figure 2.5).

$$\Delta\phi = \phi_{inj} - \phi = \sin^{-1}\left(\frac{\omega_{inj} - \omega_0}{\Delta\omega_L}\right) \tag{2.19}$$

Comme le montre l'équation (2.19), le déphasage $\Delta\phi$ varie dans la plage ±90° lorsque la fréquence d'oscillation libre varie dans la plage de verrouillage $\pm \Delta\omega_L$.

L'équation (2.17) a été généralisée dans [66] quel que soit le niveau de la force d'injection. On obtient ainsi :

$$\omega_{inj} - \omega_0 = \frac{\omega_0}{2Q}\frac{I_{inj}}{I_{osc}}\frac{\sin(\phi_{inj} - \phi)}{1 + \frac{I_{inj}}{I_{osc}}\cos(\phi_{inj} - \phi)} \tag{2.20}$$

Avec I_{inj} l'amplitude du courant d'injection et I_{osc} l'amplitude du courant de l'oscillateur lorsque il n'y a pas injection, comme expliqué dans [63] et [66].

La plage de verrouillage est dans ce cas déterminée en cherchant le maximum de la fonction (2.20) par rapport à la variable $\Delta\phi = \phi_{inj} - \phi$. Celui-ci est obtenu pour $\cos\Delta\phi = -\frac{I_{inj}}{I_{osc}}$.

Ainsi, la plage de verrouillage est donnée par la relation suivante [63], [66] :

$$\Delta\omega_L = \frac{\omega_0}{2Q}\frac{I_{inj}}{I_{osc}}\frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{I_{inj}}{I_{osc}}\right)^2}} \tag{2.21}$$

Par conséquent, une plus grande plage de verrouillage est obtenue quand la force d'injection est forte par rapport au cas correspondant à une faible injection. Dans ce cas, le maximum de déphasage $\Delta\phi_{max}$ dépend uniquement de la valeur de la force d'injection $k = I_{inj}/\, I_{osc}$ et il peut donc dépasser les 90° et atteindre (180°- $cos^{-1}(k)$) [61], [66].

Comme énoncé dans [66], l'augmentation de la force d'injection permet d'obtenir une plus grande plage de verrouillage et une meilleure linéarité de phase et résolution entre ± 90°. Cependant, la variation de la plage de verrouillage en fonction de la force d'injection devient non linéaire pour les fortes valeurs du signal injecté par rapport aux faibles niveaux d'injections, comme le montrent les équations (2.18) et (2.21). En outre, plus la plage de verrouillage est importante plus l'oscillateur se verrouille rapidement [67], [68]. Ainsi, toutes ces constatations doivent être prises en compte lors de la conception d'un oscillateur verrouillé par injection.

Le déphasage théorique $\Delta\phi$ est tracé en fonction de ω_0 sur la figure 2.7 en utilisant l'équation (2.20). D'après cette figure, on peut remarquer la linéarité du déphasage dans la plage [- 45°, + 45°] et sa forte non-linéarité aux extrémités de la plage de verrouillage. Par conséquent, en l'état, la conception d'un déphaseur ajustable de façon automatique pour des valeurs de déphasages comprise entre ± 90° s'avère compliquée. En outre, si on se limite à la plage de variation linéaire (± 45°) ceci va diminuer l'efficacité du système. A ce propos, une architecture basée sur un ILO associé à un tripleur de fréquence verrouillé par injection est proposée dans [69] . Cette technique a permis d'obtenir un déphasage continu et linéaire dans tout le plan de phase mais au détriment d'une complexité de mise en œuvre des tripleurs de fréquence pour lesquels un étage limiteur est nécessaire. Dans ce contexte et afin de résoudre cette problématique, nous proposons une architecture originale de commande de réseau d'antennes en phase dans laquelle chaque oscillateur esclave verrouillé par injection sera associé à un modulateur IQ afin de couvrir une plage de 360° en continu. Ainsi, le modulateur IQ va permettre de balayer le plan de phase par pas de 90° grâce aux 4 combinaisons IQ et l'oscillateur verrouillé par injection va assurer un déphasage fin et linéaire dans la plage ± 45° pour chaque combinaison grâce à la tension de contrôle V_{tune}. Une forte valeur de force d'injection sera choisie afin de garantir une meilleure linéarité et résolution de phase.

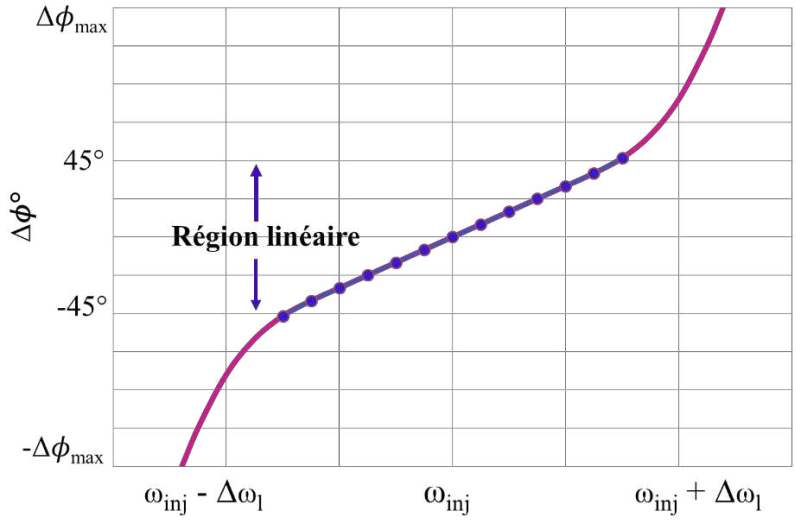


Figure 2. 7 *Evolution théorique du déphasage d'un ILO en fonction de ω_0*

2.4 Conception et implémentation d'un déphaseur actif à 5,8 GHz

2.4.1 Présentation de l'architecture du déphaseur actif proposée

La figure 2.8 présente l'architecture d'un réseau d'antennes à commande de phase pour la formation de faisceau ainsi que le schéma bloc du déphaseur actif proposé. A l'entrée, un réseau d'adaptation a été conçu afin d'adapter l'entrée sur 50 Ω et ainsi assurer un transfert maximum de puissance de la source d'injection vers le déphaseur. Ce circuit d'adaptation est à base d'un pont capacitif. Ensuite, un balun permet de générer un signal différentiel à partir d'un signal « single-ended ». La topologie du balun est fournie dans la bibliothèque proposée par le fondeur NXP Semi-conducteurs. Ce signal différentiel est ensuite appliqué à un circuit d'injection associé à l'OCT. Ainsi, l'OCT verrouillé par injection génère un déphasage fin et linéaire entre le signal injecté et le signal de sortie de cet OCT dans la plage ± 45°. L'OCT est ensuite suivi de deux étages tampons (buffers) à haute impédance d'entrée afin d'isoler l'oscillateur des autres parties du circuit. Par la suite, un modulateur IQ, constitué d'un filtre polyphase et de deux multiplieurs différentiels à base de cellules de Gilbert, va assurer un contrôle de phase par pas de 90° dans tout le plan de phase. Le signal différentiel généré est, par la suite, amplifié et converti en signal « single-ended » par un amplificateur différentiel. Enfin, un étage tampon à la sortie assure une adaptation sur 50 Ω.

Dans cette partie, nous détaillerons la conception des différents blocs fondamentaux du déphaseur actif réalisé avec la technologie QUBiC4X BiCMOS SiGe:C 0,25 µm de NXP.

Ensuite, nous décrirons son implémentation et nous présenterons les différents résultats de mesures réalisés.

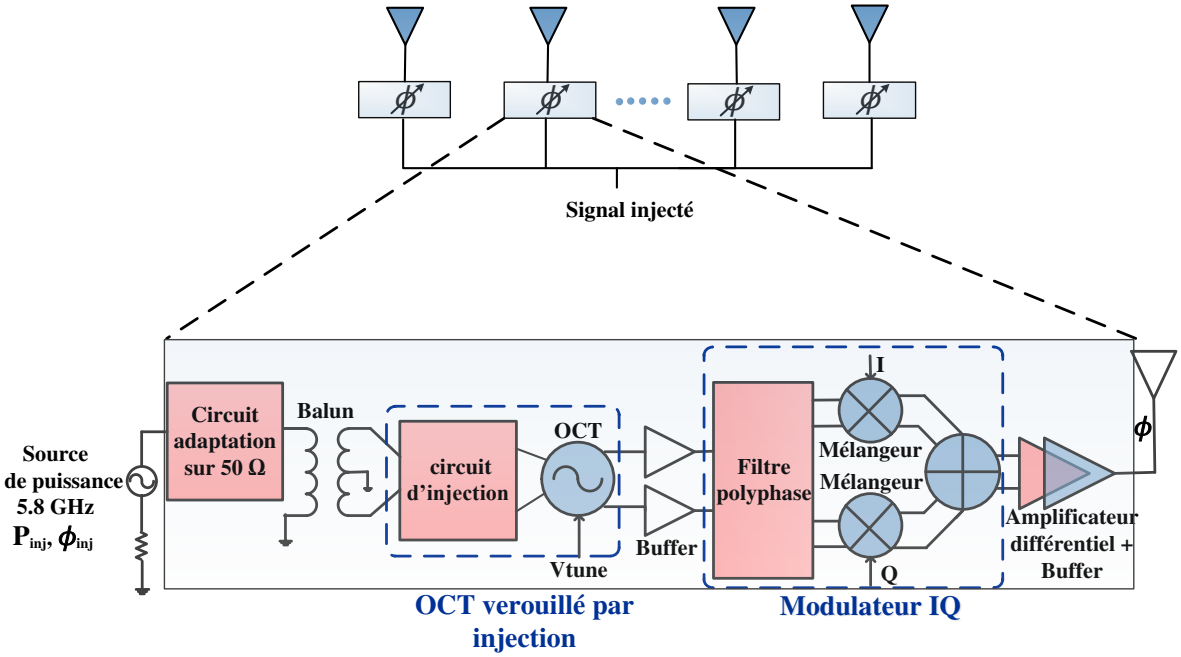


Figure 2. 8 *Schéma bloc d'une voie de déphaseur actif*

2.4.2 Conception de la source de courant

L'architecture de la source de courant utilisée est donnée sur la figure 2.9. Elle est à base d'un miroir de courant à transistors NMOS pour fournir le courant nécessaire au fonctionnement de l'oscillateur, du circuit d'injection et de l'amplificateur. Comme le montre la figure 2.9, la source de courant est constituée d'une référence de courant externe I_{bias} et des transistors NMOS (T_2, T_3 et T_4). La recopie de courant entre I_{bias} et (I_2, I_3, I_4) est pratiquement parfaite due à la forte impédance d'entrée présentée par les transistors MOS T_2, T_3 et T_4.

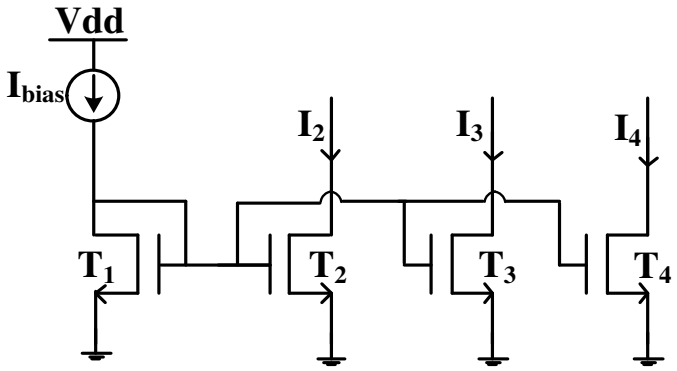


Figure 2. 9 *Architecture de la source de courant*

Les courants I_2, I_3 et I_4 sont les courants de polarisation de l'oscillateur, du circuit d'injection et de l'amplificateur respectivement. Les tailles des transistors, données dans le tableau 2.1, ont été choisies afin d'obtenir un courant de référence minimal. Le courant de référence I_{bias} est alors fixé à 600 µA. Les valeurs des longueurs de grilles des transistors T_1, T_2 et T_3 sont choisies suffisamment grandes (L = 1,5 µm) pour augmenter la valeur de leurs résistances de sorties R_{DS} et ainsi rendre les valeurs des courants de polarisation indépendantes de la variation de la tension V_{DS}.

Tableau 2. 1 *Dimensions des transistors de la source de courant*

	T_1	**$T_{2,4}$**	**T_3**
W [µm]	10	10	10
L [µm]	1,5	1,5	1,5
Nombre de transistors en parallèle	10	50	25

2.4.3 Conception de l'oscillateur verrouillé par injection

L'architecture de l'oscillateur LC verrouillé par injection est présentée sur la figure 2.10. Il constitue l'un des éléments essentiels constituant le déphaseur. Dans le cadre de notre application, la topologie choisie pour cet oscillateur élémentaire s'appuie sur une structure différentielle.

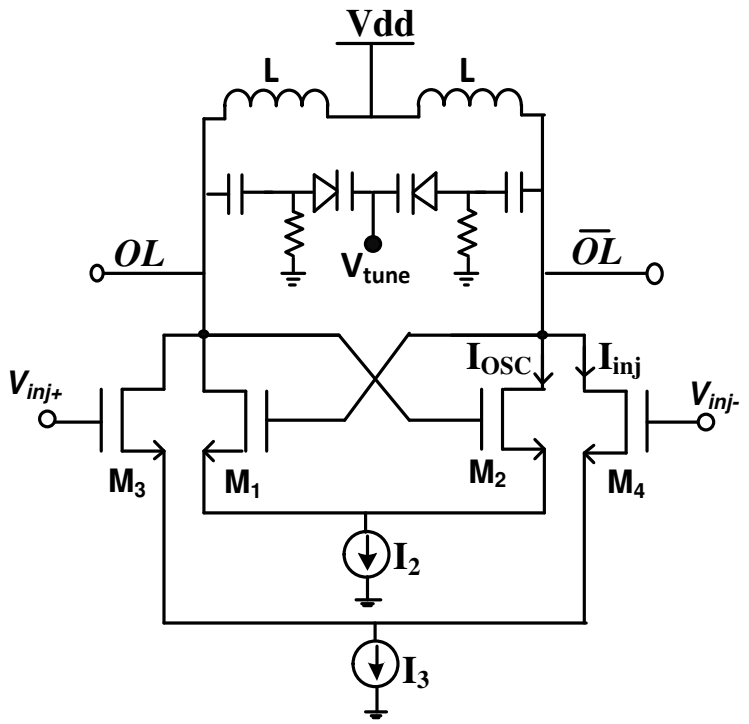


Figure 2. 10 *Schéma de l'OCT verrouillé par injection*

2.4.3.1 Conception d'un O.C.T différentiel

Il existe principalement deux types d'architectures d'OCTs différentiels à base de résonateur LC : une structure simple paire croisée constituée soit de transistors PMOS soit de transistors NMOS et une structure double paire croisée CMOS formée par deux paires croisées NMOS et PMOS. Notre choix s'est porté sur l'architecture à simple paire croisée compte tenu de sa simplicité de mise en œuvre en vue de la conception d'un OCT verrouillé par injection [69].

2.4.3.1.1 Partie active

La partie active est formée de deux transistors NMOS identiques M_1 et M_2. Ces deux transistors NMOS fournissent une résistance négative égale à $-2/g_m$ afin d'assurer le démarrage des oscillations. Ainsi, pour un courant de polarisation donné, la détermination de la taille des transistors NMOS (M_1, M_2) est effectuée en satisfaisant la condition de démarrage des oscillations. Dans le cas d'une architecture simple paire croisée, celle-ci se traduit par la relation suivante :

$$|g_{neg}| > \frac{1}{R_p} \tag{2.22}$$

Avec :

$g_{neg} = -\frac{g_m}{2}$ est la conductance négative présentée par la partie active de l'OCT ;

R_p est la résistance de perte du résonateur ;

g_m est la transconductance d'un transistor ;

Il est à noter que, dans la pratique, on choisira une taille des transistors permettant d'obtenir une valeur de g_m au moins trois fois plus grande que $2/R_p$. Ainsi, les largeurs des deux transistors NMOS de la paire différentielle sont fixés à 40 µm, pour un courant de polarisation égale à 3 mA. La longueur des transistors NMOS est fixée au minimum offert par la technologie BiCMOS (L= 0,25 µm).

2.4.3.1.2 Le résonateur

La fréquence d'oscillation libre est majoritairement déterminée par le résonateur LC, elle est donc proche de $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. Dans notre cas, cette fréquence est choisie égale à 5,8 GHz. Comme le montre la figure 2.10, l'architecture du résonateur LC est différentielle. Elle est formée par des diodes varactors montées en cathode commune en parallèle avec une inductance différentielle.

- **Varactor**

Le varactor est l'élément primordial constituant un OCT qui permet de faire varier la fréquence d'oscillation libre en fonction de la tension de contrôle V_{tune}. En effet, il présente une capacité variable en fonction de la tension appliquée à ses bornes. Il existe principalement deux types de varactors intégrables : le varactor MOS qui utilise la capacité grille-canal d'un transistor MOS et la diode varactor qui utilise une jonction P/N polarisée en inverse. D'une manière générale, ces varactors sont évalués selon ces trois caractéristiques : la valeur du rapport C_{max}/C_{min}, la linéarité de la caractéristique C = f(V) et le facteur de qualité à la fréquence de fonctionnement. Cependant, un compromis existe entre ces performances pour chaque type de varactor. En effet, les varactors MOS présentent une grande excursion (C_{max}/C_{min}) mais une mauvaise linéarité et donc une variation abrupte de la capacité en fonction de la tension de commande par rapport aux diodes varactors [70].

Dans le cadre de notre application, nous avons privilégié les diodes varactors car la bande de fréquence à couvrir n'est pas grande et une fine variation de la capacité en fonction de la tension de commande est préférable afin de contrôler le déphasage avec plus de précision. NXP Semiconductors fournit dans sa bibliothèque des varactors différentielles « VcapDB ». Ces diodes varicaps sont montées en cathodes communes, comme le montre la figure 2.11. Des capacités de découplages sont ainsi nécessaires et des résistances sont utilisées pour la polarisation en inverse des diodes varicap, comme le montre le schéma de la figure 2.10. Le rapport C_{max}/C_{min} de la diode varactor utilisée est choisi égal à 2 et son facteur de qualité est égal à 20 à la fréquence de 5,8 GHz et pour V_{tune} = 1 V.

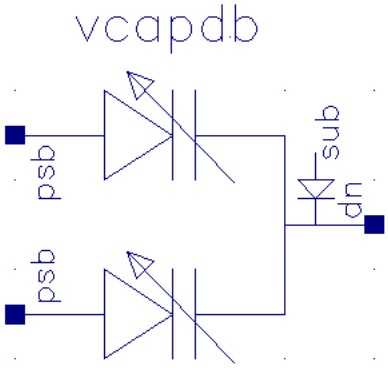


Figure 2. 11 *Schéma du varactor « VcapDB » proposé dans la librairie QUBiC4X*

- **Inductance**

Les inductances sont utilisées comme circuit d'accord fréquentiel dans les OCTs et leur facteur de qualité influe directement sur les performances de l'oscillateur notamment en terme de bruit de phase. La valeur de l'inductance dépend de ses paramètres géométriques tels que le nombre de spires, l'espacement entre spires ainsi que de la largeur de la piste du métal. En plus, le facteur de qualité de l'inductance est directement lié à la résistivité du métal et aux pertes du substrat. Ainsi, une optimisation de sa superficie permet d'une part de réduire le coût et d'autre part de diminuer la valeur des éléments parasites dans le but d'améliorer le facteur de qualité. Par conséquent, la technologie et la topologie de l'inductance jouent un rôle très important dans l'obtention d'une inductance optimale.

Une inductance de type différentielle à point milieu a été choisie pour l'implémentation de l'OCT différentiel à 5,8 GHz. En effet, ce type d'inductance est préférable par rapport à l'utilisation de deux inductances type « single-ended » non couplées car ceci permet d'augmenter la valeur totale de l'inductance à travers l'inductance mutuelle générée par couplage électromagnétique sans pour autant augmenter les pertes résistives et l'espace sur silicium [71].

NXP Semiconductors propose, dans sa bibliothèque, un modèle d'inductance différentielle octogonale et symétrique réalisée avec le niveau de métallisation le plus haut (METAL 6). Le dessin des masques de l'inductance utilisée est illustré sur la figure 2.12.

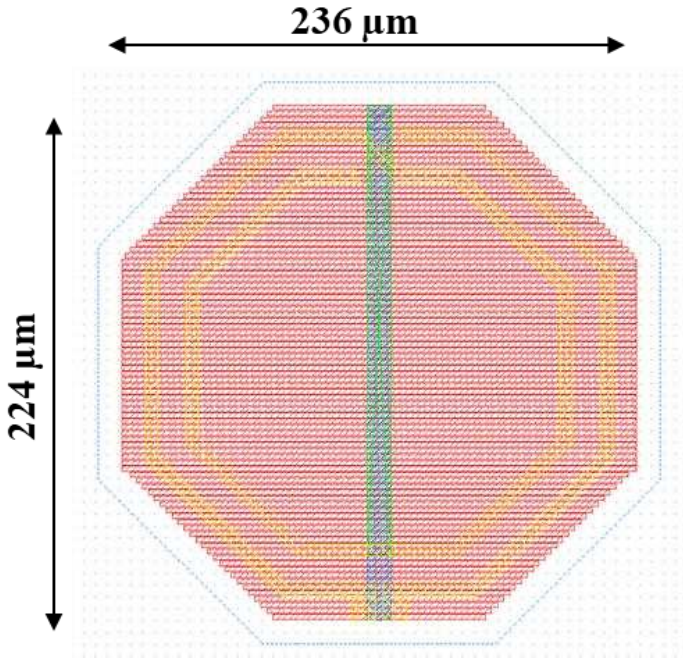


Figure 2. 12 *Dessin des masques de l'inductance différentielle utilisée*

La valeur de l'inductance différentielle est choisie égale à 1,32 nH. Le facteur de qualité différentiel a été évalué en simulation en utilisant la formule ci-dessous [59] et vaut 14 à la fréquence de 5,8 GHz.

$$Q_{diff} = \frac{Im(Z_{11} + Z_{22} - Z_{12} - Z_{21})}{Re(Z_{11} + Z_{22} - Z_{12} - Z_{21})} \quad (2.23)$$

2.4.3.2 Conception du circuit d'injection

Comme le montre la figure 2.10, l'injection en courant est réalisée par la paire différentielle $M_{3,4}$. Comme présenté précédemment, le contrôle de la fréquence d'oscillation libre de l'oscillateur à travers V_{tune} va permettre une variation fine et linéaire du déphasage entre ± 45°. La force d'injection k est choisie égale à 0,5 afin de garantir une faible consommation et une large plage de verrouillage ainsi qu'une meilleure linéarité de phase dans l'intervalle ± 45° [69]. Les dimensions des transistors NMOS M_3 et M_4 du circuit d'injection sont donc choisies égales à 20 µm/ 0,25 µm avec un courant de polarisation I_3 = 1,5 mA. La puissance du signal injecté à l'entrée du déphaseur à la fréquence de 5,8 GHz est égale à -2 dBm. Ainsi, quand la fréquence d'oscillation libre est dans la plage de verrouillage, la synchronisation aura lieu et un déphasage sera créé entre V_{inj+}/ V_{inj-} et OL/ $\overline{OL}$. Par conséquent, pour chaque valeur de V_{tune} relative à une fréquence d'oscillation libre f_0, un déphasage $\Delta\phi$ est généré entre l'entrée et la sortie du déphaseur. Dans notre cas, on va se limiter à une plage de déphasage comprise entre ± 45°.

2.4.4 Conception du modulateur IQ

La figure 2.13 illustre les différents blocs fondamentaux du modulateur IQ. Il est constitué principalement d'un filtre polyphase RC-CR et de deux multiplieurs. A partir de la sortie différentielle de l'oscillateur, le filtre polyphase RC/CR permet de générer des signaux en quadrature (V_{I+}, V_{I-}, V_{Q+} et V_{Q-}). Par la suite, les deux multiplieurs vont agir comme des commutateurs en fonction des signaux de commande numériques (I, Q) pour sélectionner deux parmi les quatre sorties en quadrature du filtre (V_{I+}, V_{I-}, V_{Q+} et V_{Q-}). Les signaux de sortie différentiels des deux multiplieurs (SM_{1+}, SM_{1-}, SM_{2+} et SM_{2-}) sont par la suite sommés pour synthétiser le signal à la phase désirée.

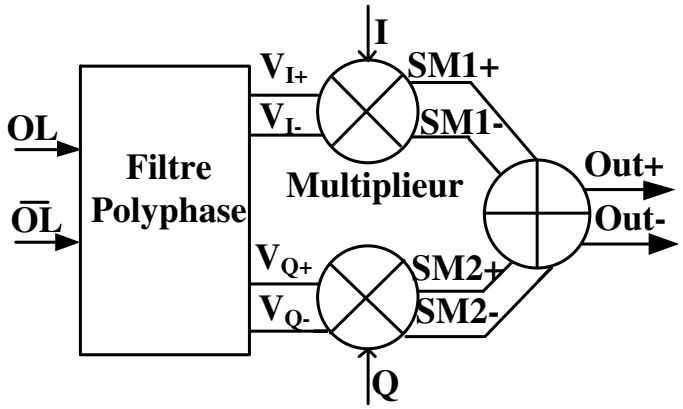


Figure 2. 13 *Synoptique du modulateur IQ*

Afin d'expliquer le mode opératoire de ce modulateur IQ, le principe de fonctionnement d'un modulateur IQ « single-ended » est détaillé dans le tableau 2.2 et ensuite modélisé par un diagramme de constellation présenté sur la figure 2.14. A_k et B_k représentent les flux temporels de bits en phase (I) et en quadrature (Q) avec une valeur « -1 » pour un niveau logique 0 et « +1 » pour un niveau logique 1. Les signaux en quadrature V_I et V_Q sont donc multipliés par A_K ou B_k, à l'aide des deux multiplieurs, selon les signaux de commande (I, Q) afin de faire varier le déphasage par pas de 90° dans tout le plan de phase. Les signaux de sortie des deux multiplieurs sont ensuite additionnés et le signal de sortie « Out » résultant peut être écrit mathématiquement comme suit :

$$\begin{aligned} Out &= V_I(t) * A_k + V_Q(t) * B_k = cos(\omega t) * A_k - sin(\omega t) * B_k \\ &= R\cos(\omega t + \theta) \end{aligned} \tag{2.24}$$

Avec $R = \sqrt{{A_k}^2 + {B_k}^2}$ *et* $\theta = tan^{-1}\left(\frac{B_k}{A_k}\right)$

La phase du signal de sortie du modulateur IQ prend alors les valeurs de 45°, 135°, -135° et -45° quand A_k et B_k prennent les valeurs ± 1 comme indiqué dans le tableau 2.2.

Tableau 2. 2 *Fonctionnement d'un modulateur IQ*

(I, Q)	**(A_k, B_k)**	***θ***	***R***
(0, 0)	(-1, -1)	-135°	$\sqrt{2}$
(0, 1)	(-1, 1)	135°	$\sqrt{2}$
(1, 1)	(1, 1)	45°	$\sqrt{2}$
(1, 0)	(1, -1)	-45°	$\sqrt{2}$

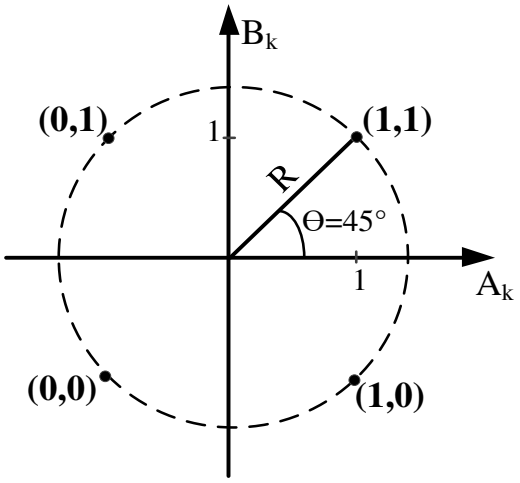


Figure 2. 14 *Diagramme de constellation*

2.4.4.1 Filtre polyphase RC/CR

Le signal de sortie différentiel de l'OCT nécessite d'être déphasé de 90° aux entrées des multiplieurs. Parmi les techniques de générations des signaux en quadratures les plus fréquemment utilisées, on peut citer notamment les OCTs en quadrature et les filtres polyphases RC-CR. L'inconvénient principal des OCTs en quadratures est la surface très importante due notamment à la présence d'au moins deux inductances. Les filtres polyphases sont généralement préférables en raison de leur caractère large bande et de leur faible encombrement sur silicium. Cependant, une erreur en amplitude et en phase entre les quatre sorties en quadratures du filtre peut se produire à cause des dispersions sur les valeurs de R et C pendant la réalisation du circuit et à cause des effets des harmoniques d'ordre supérieure déphasées elles aussi de ± 90° [72]. Dans notre cas, l'architecture du filtre polyphase choisie est illustrée sur la figure 2.15.

Comme le signal d'entrée est différentiel, chaque entrée V_{in+} ou V_{in-} est connectée à un filtre passe-haut CR et un passe-bas RC du premier ordre conçus à la même fréquence de coupure $f_c = 1/2\pi RC$. Ainsi, le filtre polyphase possède deux types de fonctions de transfert, une pour chaque sortie (V_I, V_Q) par rapport à l'entrée V_{in} [72]. La fonction de transfert entre V_I et V_{in} vaut :

$$H_I(\omega) = \frac{V_I}{V_{in}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \tag{2.25}$$

De même, la fonction de transfert entre V_Q *et* V_{in} est égale à :

$$H_Q(\omega) = \frac{V_Q}{V_{in}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \tag{2.26}$$

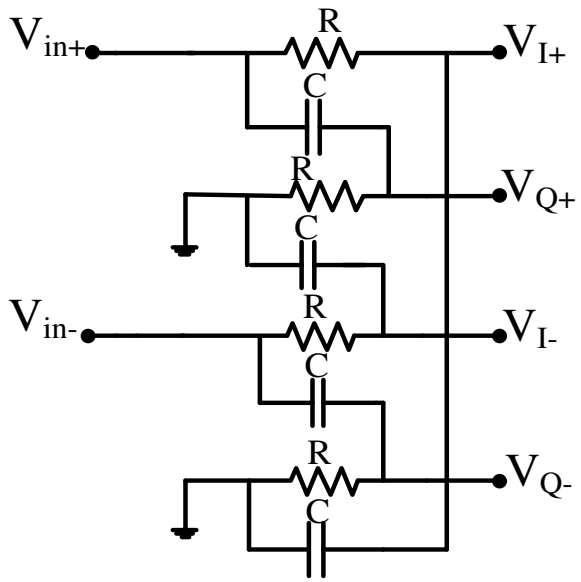
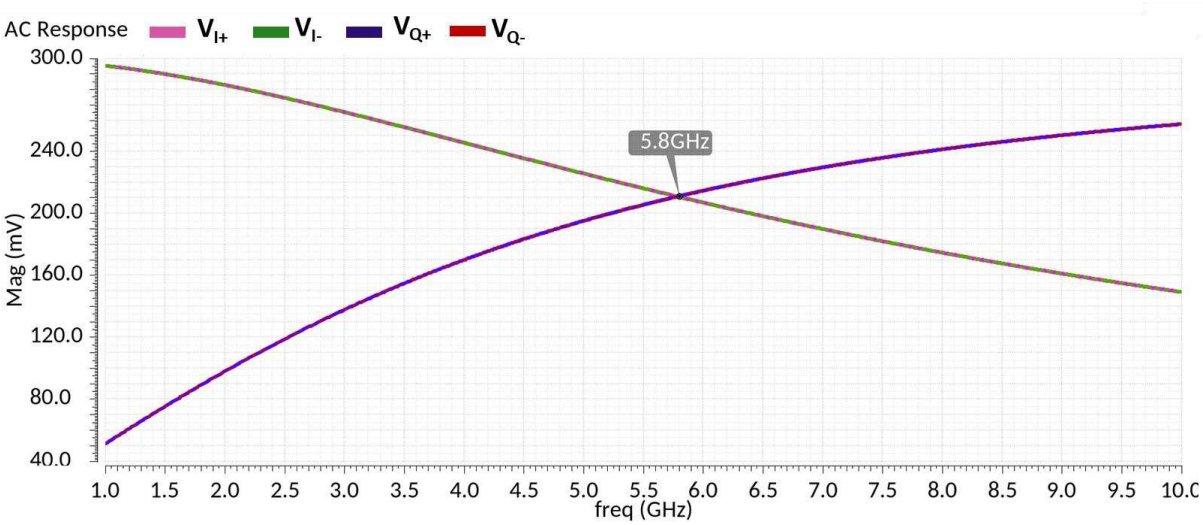


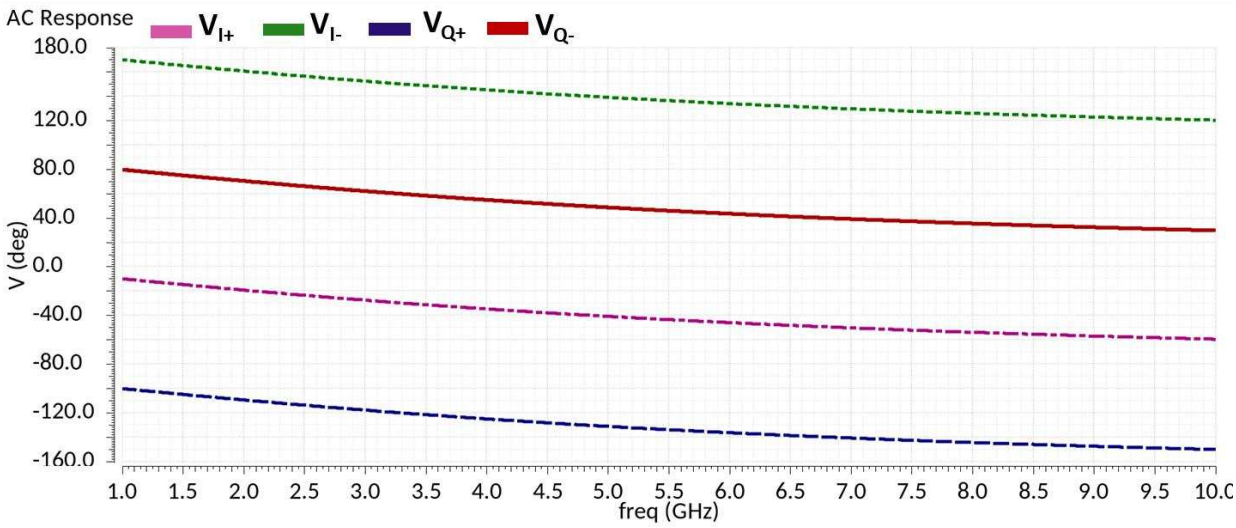
Figure 2. 15 *Filtre polyphase RC/CR*

Ainsi, un déphasage de 90° est obtenu entre la sortie de chaque filtre passe-bas V_I et la sortie de chaque filtre passe-haut V_Q quel que soit la fréquence d'entrée. En contrepartie, les amplitudes de sortie de ces deux filtres ne sont égales qu'à la fréquence de coupure f_c [72]. Les résultats de simulation de ce filtre polyphase en fonction de la fréquence, illustrant les amplitudes et les phases des signaux de sortie des deux filtres passe bas (V_{I+}, V_{I-}) et passe haut (V_{Q+}, V_{Q-}), sont donnés respectivement sur les figures 2.16 (a) et (b). Les amplitudes de ces signaux sont uniquement égales à la fréquence de coupure 5,8 GHz par contre, comme attendu, les signaux V_I et V_Q sont bien déphasés de 90° sur une large bande.

En outre, une très grande attention doit être portée à l'étape de l'implémentation du filtre polyphase afin de limiter au maximum les erreurs de phase et d'amplitude entre les voies V_I et V_Q, ceci sera détaillé dans la section 2.5. Cette précision sur l'amplitude et la phase permet de garantir la quadrature des signaux à la sortie du modulateur IQ pour des combinaisons (I, Q) adjacentes. En effet, tout déséquilibre sur les amplitudes et les phases des voies V_I et V_Q va entraîner une perte de la quadrature entre les sorties du modulateur IQ, comme le montre le calcul ci-dessous.



(a)



(b)

Figure 2. 16 *Réponse fréquentielle du filtre polyphase :*
(a) Amplitude des signaux de sortie (b) Phase des signaux de sortie

Supposons qu'à la sortie du filtre polyphase, on a deux vecteurs V_I et V_Q qui ne sont pas en quadrature de phase et dont les valeurs des amplitudes ne sont pas égales. Ainsi, a_1, a_2 sont respectivement les valeurs des amplitudes de V_I et V_Q et φ_1 , φ_2 sont respectivement les erreurs de phase sur les voies V_I et V_Q. Si on suppose que (A_k, B_k) = (1,1), la somme de ces deux vecteurs à la sortie du modulateur est donnée par l'expression suivante :

$$Out = V_I(t) + V_Q(t) = a_1 cos(\omega t + \varphi_1) - a_2 sin(\omega t + \varphi_2) \quad (2.27)$$

$$Out = cos(\omega t)\,(a_1 \cos\varphi_1 - a_2\, sin\varphi_2) + \sin(\omega t)\,(-a_2 \cos\varphi_2 - a_1\, sin\varphi_1) \quad (2.28)$$

Si on suppose que la somme de ces deux vecteurs est égale à :

$$Y = A\cos(\omega t + \frac{\pi}{4} + \Delta\varphi) \tag{2.29}$$

$$Y = A\cos(\omega t)\cos\left(\frac{\pi}{4} + \Delta\varphi\right) - A\,sin(\omega t)\,\sin(\frac{\pi}{4} + \Delta\varphi) \tag{2.30}$$

Avec $\Delta\varphi$ l'erreur de phase en sortie du modulateur IQ.

Par identification entre les deux équations (2.30) et (2.28), on obtient :

$$a_1\cos\varphi_1 - a_2\sin\varphi_2 = A\frac{\sqrt{2}}{2}(\cos\Delta\varphi - \sin\Delta\varphi) \tag{2.31}$$

$$a_2\cos\varphi_2 + a_1\sin\varphi_1 = A\frac{\sqrt{2}}{2}(\cos\Delta\varphi + \sin\Delta\varphi) \tag{2.32}$$

Ainsi :

$$\frac{1 - \tan\Delta\varphi}{1 + \tan\Delta\varphi} = \frac{a_1\cos\varphi_1 - a_2\sin\varphi_2}{a_2\cos\varphi_2 + a_1\sin\varphi_1} \tag{2.33}$$

D'où :

$$\tan\Delta\varphi = \frac{-a_1\cos\varphi_1 + a_2\sin\varphi_2 + a_2\cos\varphi_2 + a_1\sin\varphi_1}{a_2\cos\varphi_2 + a_1\sin\varphi_1 + a_1\cos\varphi_1 - a_2\sin\varphi_2} \tag{2.34}$$

Par conséquent, on peut déduire la valeur de l'erreur de phase $\Delta\varphi$ en sortie du modulateur IQ. En effet, si on n'a pas un déséquilibre sur les amplitudes et les phases à la sortie du filtre tel que $a_1 = a_2$ et $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$, l'erreur de phase sur la sortie du modulateur est nulle ($\Delta\varphi = 0°$).

Prenons par la suite le cas où on a une erreur d'amplitude tel que $a_1 = 300$ mV et $a_2 = 350$ mV et supposant que $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$, l'erreur de phase sur la sortie du modulateur est donc $\Delta\varphi = 4{,}39°$. Et si par exemple on a une erreur de phase tel que $\varphi_1 = -5°$ et $\varphi_2 = -3°$ et $a_1 = a_2$, l'erreur de phase sur la sortie du modulateur est $\Delta\varphi = -4°$.

2.4.4.2 Multiplieurs

Il existe différents types de multiplieurs proposés dans la littérature. Chaque structure présente un compromis entre linéarité, gain de conversion, consommation, intégration et bruit. La structure équilibrée à cellule de Gilbert (« Gilbert-Cell mixer ») offre de très bonnes performances, notamment en termes d'isolation et de bruit [73]. Comme le montre la figure 2.17, le multiplieur doublement équilibré à cellule de Gilbert est formé par deux étages. Un étage constitué par les deux paires différentielles NMOS (M_1, M_2 et M_3, M_4) permettant de convertir la tension d'entrée RF différentielle (V_I ou V_Q) en courant. Un autre étage formé par les transistors bipolaires (T_1, T_2) fonctionnent, quant à eux, en régime de commutation et sont

pilotés par les signaux de commandes I et Q. Un inverseur CMOS est utilisé alors afin de commander ces transistors de commutation (T_1 et T_2) l'un en état passant « ON » et l'autre en état bloqué « OFF » et inversement. Ainsi, les deux paires différentielles seront pilotées en opposition de phase. Cet inverseur est formé par l'association d'un transistor NMOS (M_5) de dimension 10 µm /0,25 µm et d'un PMOS (M_6) de dimension 30 µm /0,25 µm.
Le fonctionnement de l'ensemble de la cellule de Gilbert correspond ainsi à la multiplication des signaux V_I ou V_Q par un signal de valeur +1 ou -1, dans le domaine temporel.

Généralement, le dimensionnement des transistors de ces deux étages de la cellule de Gilbert est un compromis entre le gain de conversion, le facteur de bruit, la linéarité, la consommation et la fréquence de fonctionnement maximale. Dans notre cas, pour un courant de polarisation égal à 6,8 mA, les dimensions des transistors (M_1, M_2 et M_3, M_4) de l'étage conversion tension - courant sont choisies égales à 40 µm / 0,25 µm afin de diminuer les capacités parasites et avoir un gain de conversion égal à l'unité au minimum vue la fréquence de fonctionnement élevée. Pour l'étage de commutation, il est réalisé à base de transistors bipolaires (T_1 et T_2) dont les dimensions sont 1,3 µm / 2 µm.

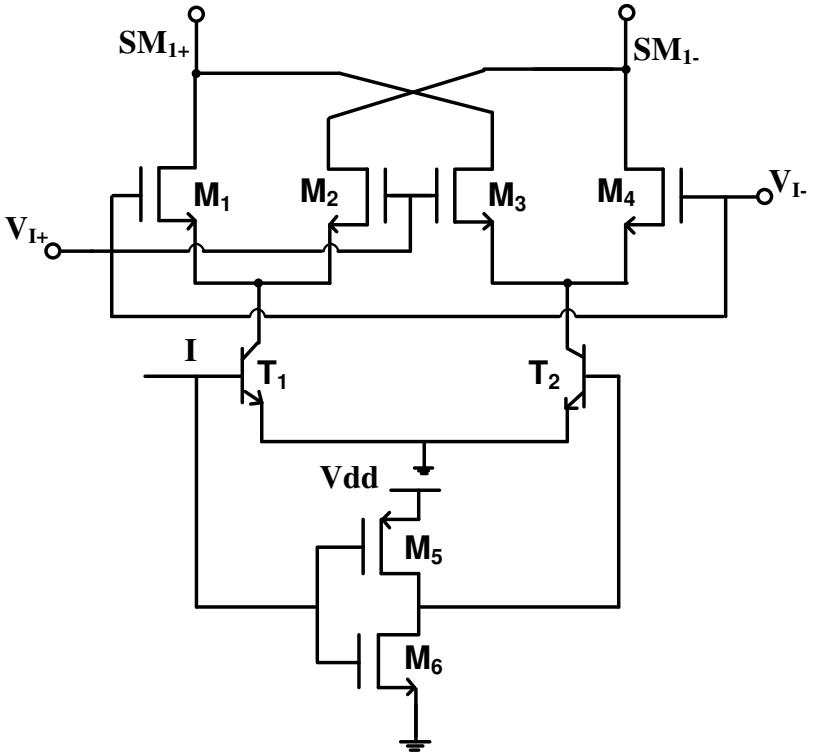


Figure 2. 17 *Schéma électrique d'une cellule de Gilbert*

Comme le montre la figure 2.18, l'addition des signaux SM_1 et SM_2 se fait en courant par le biais de circuits résonnants parallèles LC. Ces derniers assurent la transformation courant – tension et garantissent une large excursion du signal ainsi qu'une valeur de charge importante afin de maximiser le gain. Les deux résonateurs LC utilisent la même inductance différentielle de valeur 1,6 nH et deux capacités de valeurs égales à 700 fF. Ces valeurs seront imposées par les résultats de l'extraction issue du dessin des masques.

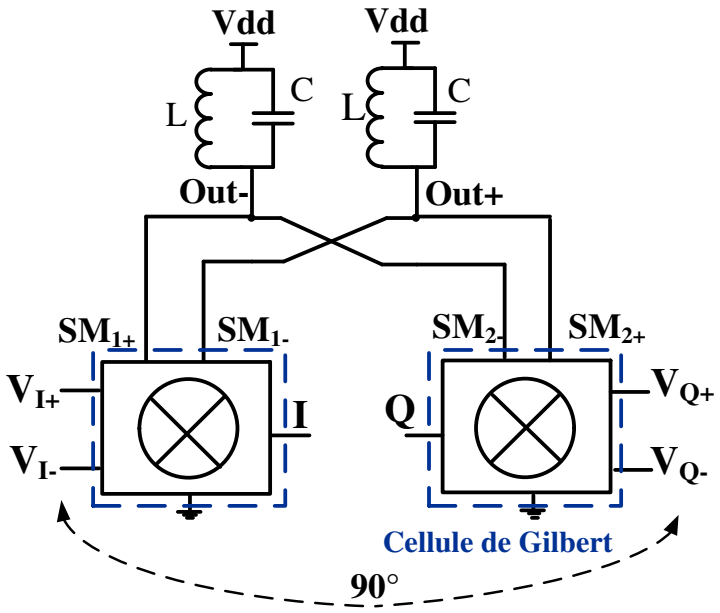


Figure 2. 18 *Schéma électrique du sommateur avec deux cellules de Gilbert*

2.4.5 Conception de l'étage de sortie

Comme il a été précédemment énoncé, l'étage de sortie est formé par un amplificateur différentiel et un buffer dont les architectures sont illustrées sur la figure 2.19. L'amplificateur différentiel permet de convertir le signal différentiel en signal « single-ended » et le buffer permet de réaliser l'adaptation sur 50 Ω. L'amplificateur différentiel est constitué d'une paire différentielle formée par deux transistors NMOS (M_5, M_6) de 20 µm / 0,25 µm et d'une charge active constituée par deux transistors PMOS (M_7, M_8) de 35 µm / 0,25 µm. Le courant de polarisation I_4, qui est égal à 3 mA, est fourni par la source de courant comme mentionné dans la section 2.4.2. Le signal de sortie « single-ended » de l'amplificateur différentiel excite un buffer en configuration collecteur commun. Ce dernier d'impédance d'entrée élevée et d'impédance de sortie faible permet d'adapter l'impédance sur celle de l'antenne de 50 Ω. Ainsi, une charge LC a été dimensionnée pour assurer le maximum de transfert de puissance sur 50 Ω. La consommation en courant du buffer est de 6.7 mA et le transistor bipolaire T_3 est

de dimension 0,8 µm / 4,7 µm. Les valeurs de L et C, obtenues suite à l'étape d'extraction du dessin des masques détaillée plus tard, sont égales à 0,4 nH et 1,8 pF, respectivement.

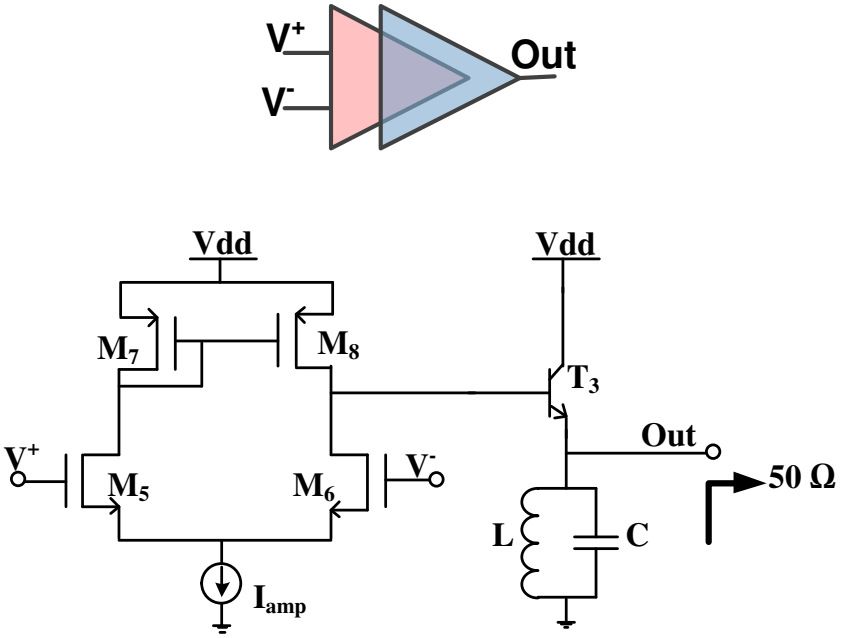


Figure 2. 19 *Architecture de l'amplificateur différentiel et du Buffer*

2.5 Implémentation et résultats de mesures

2.5.1 Implémentation du déphaseur actif à 5,8 GHz

La technologie QUBiC4X BiCMOS SiGe:C 0,25 µm de NXP Semiconductors, qui possède six niveaux de métallisation, a été utilisée pour l'implémentation du déphaseur actif. Le circuit a été entièrement conçu sous l'environnement « Cadence » en allant du niveau transistor jusqu'au niveau dessin des masques. La figure 2.20 illustre le dessin des masques complet du déphaseur actif. Le circuit occupe une superficie de 1324 x1086 μm^2 y compris les pads. La phase de dessin des masques est la première étape de l'implémentation du circuit pour laquelle une attention particulière a été portée compte tenu de l'importance des éléments passifs parasites rajoutés par les pistes métalliques à cette fréquence de fonctionnement.

Lors de cette phase de réalisation du dessin des masques, il faut veiller à conserver la plus grande symétrie possible du dessin en raison du caractère différentiel du circuit. Ainsi, les transistors NMOS des paires différentielles de l'oscillateur, du circuit d'injection, de la cellule de Gilbert et de l'amplificateur différentiel sont implémentés en subdivisant chacun en un

nombre de transistors parallèle afin de garantir une meilleure symétrie et appariement des transistors.

En outre, une attention particulière a été portée au dessin des masques du filtre polyphase en respectant la symétrie de la structure et en choisissant le niveau de métallisation le plus haut afin de minimiser les pertes et ceci afin d'éviter un déséquilibre de phase et de gain entre les voies I et Q. Par ailleurs, des simulations plus précises de type PLS (Post Layout Simulations) qui prennent en compte les effets parasites de type résistifs, capacitifs et inductifs des lignes d'interconnexions ont été également réalisées. Ces simulations post-layout permettent de réajuster la fréquence de coupure et la quadrature entre les différentes voies du filtre. Cette précision sur le gain et la phase permet de garantir la quadrature des signaux à la sortie du modulateur IQ pour des combinaisons (I, Q) adjacentes. En tenant compte de tous les éléments parasites rajoutés par l'étape du dessin des masques, les valeurs de résistance R et de capacité C ont été choisies égales à 100 Ω et 239 fF, respectivement.

La photomicrographie du circuit fabriqué est présentée sur la figure 2.21. Il a été, par la suite, encapsulé dans un boîtier de type HVQFN24.

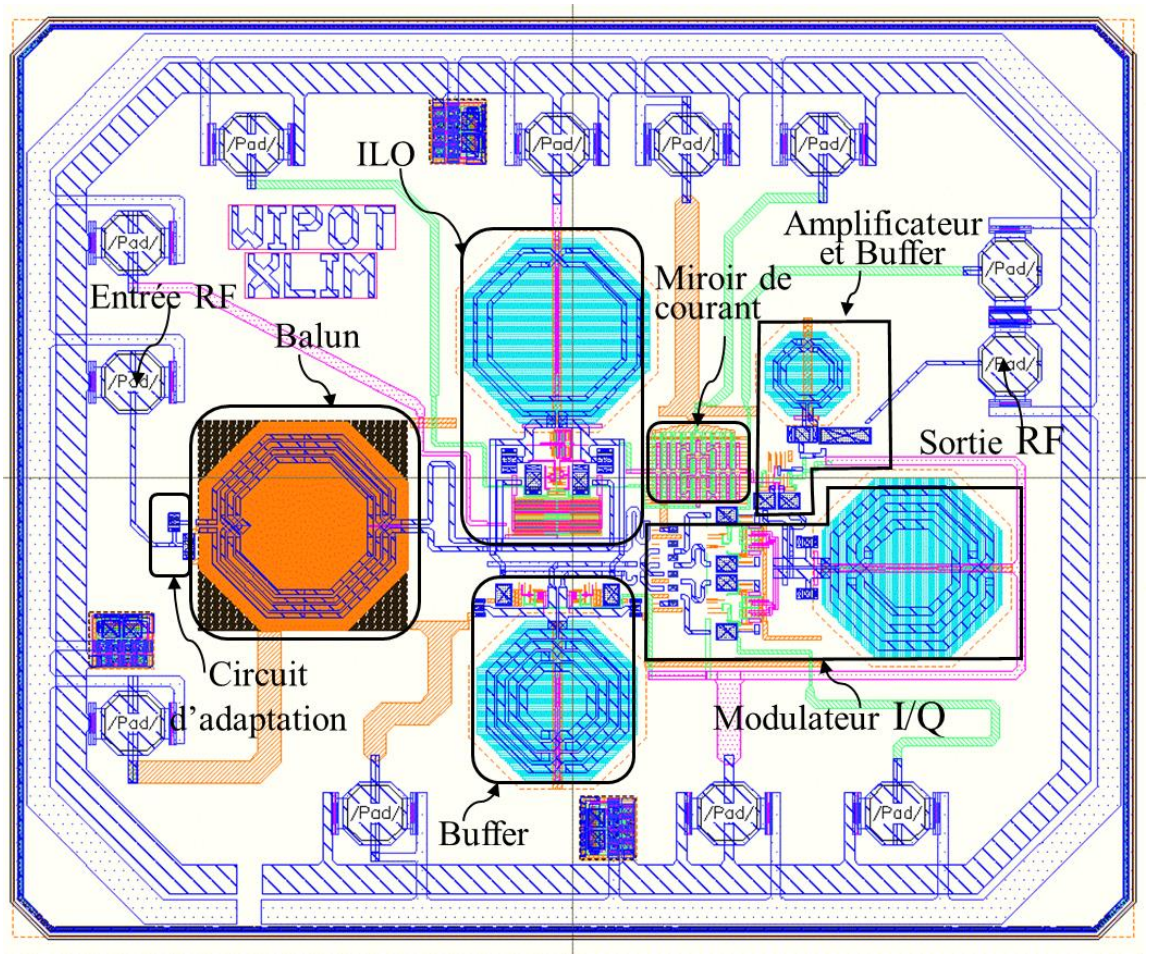


Figure 2. 20 *Dessin des masques du déphaseur actif*

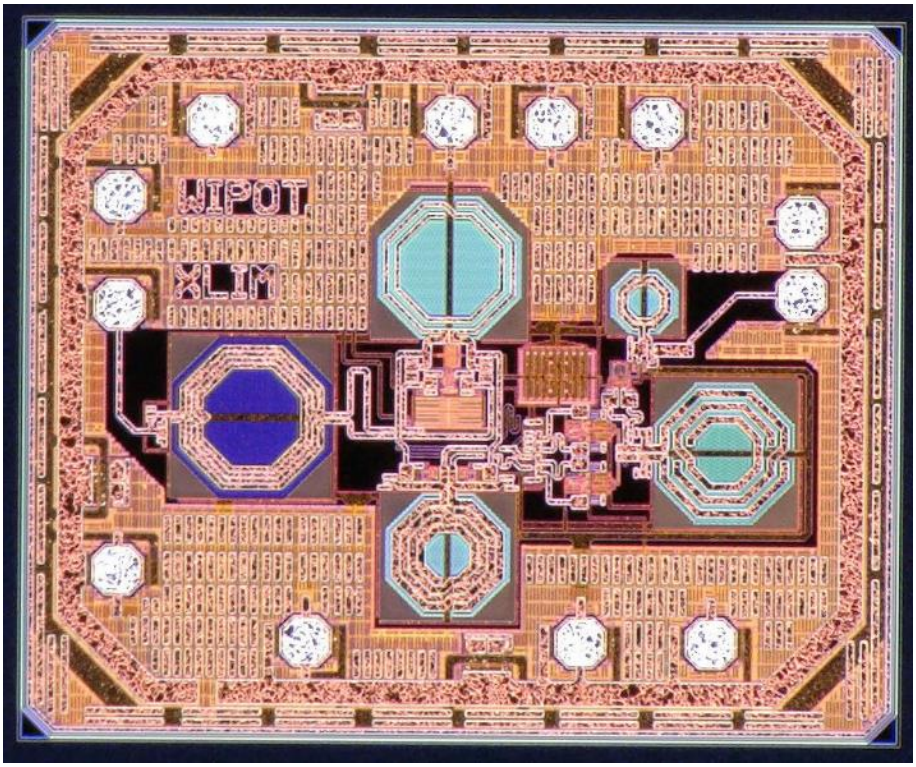


Figure 2. 21 *Photomicrographie du déphaseur actif réalisé*

Un circuit de test, utilisant un substrat Téflon (ε_r = 2,2, H = 0,508 mm), a également été conçu pour effectuer la caractérisation du circuit. Comme le montre la figure 2.22, des Composants Montés en Surface (CMS) ont été utilisés pour découpler les signaux parasites à basses fréquences et à hautes fréquences ainsi que des lignes micro-rubans d'impédance caractéristique 50 Ohms pour les signaux d'entrée et de sortie du déphaseur.

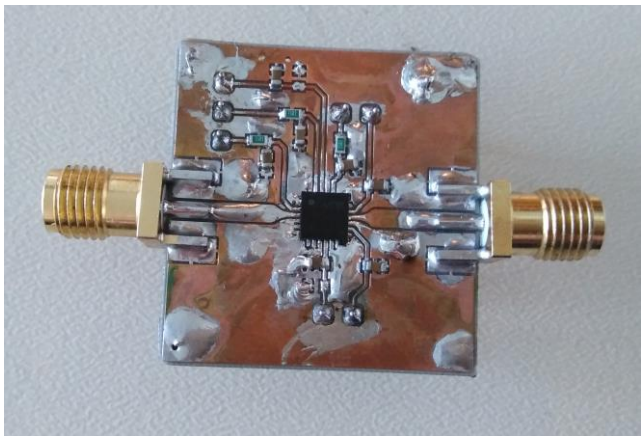


Figure 2. 22 *Carte de test utilisée*

2.5.2 Résultats de mesures et comparaison avec les simulations post-layout

Le banc de mesure utilisé est présenté sur la figure 2.23. Le signal injecté à l'entrée du circuit, ayant une fréquence f_{inj} et une puissance P_{inj}, est généré à l'aide d'un générateur Anritsu MG3692A 20 GHz. Un coupleur 3 dB est utilisé afin de simultanément injecter le signal sur le circuit et le visualiser. Un calibrage est donc nécessaire afin de délivrer la valeur souhaitée de puissance P_{inj} à l'entrée du circuit. Un analyseur de signaux Anritsu MS2667C 30 GHz est utilisé pour visualiser le spectre du signal de sortie et mesurer la fréquence d'oscillation libre de l'OCT. Les mesures de déphasages sont effectuées avec un oscilloscope Lecroy SDA 816 Zi-A 16 GHz 40 GS/s.

Le tableau 2.3 présente les conditions statiques de mesures et de simulations post-layout du circuit. Sur ce tableau, nous pouvons constater que la consommation totale du circuit en mesure est supérieure à celle en simulation. En effet, lors du test de l'OCT en oscillation libre, il est apparu que l'OCT n'arrive pas à démarrer pour certaines combinaisons IQ. Ce résultat peut être expliqué par une variation de l'impédance présentée au résonateur de l'OCT lors du changement de quadrant combinée à une mauvaise isolation de l'étage tampon conçu entre l'OCT et le modulateur IQ. Ainsi, une augmentation du courant de référence de 0,6 mA à 0,9 mA s'est avérée nécessaire afin de démarrer les oscillations et les maintenir pour toutes les combinaisons IQ.

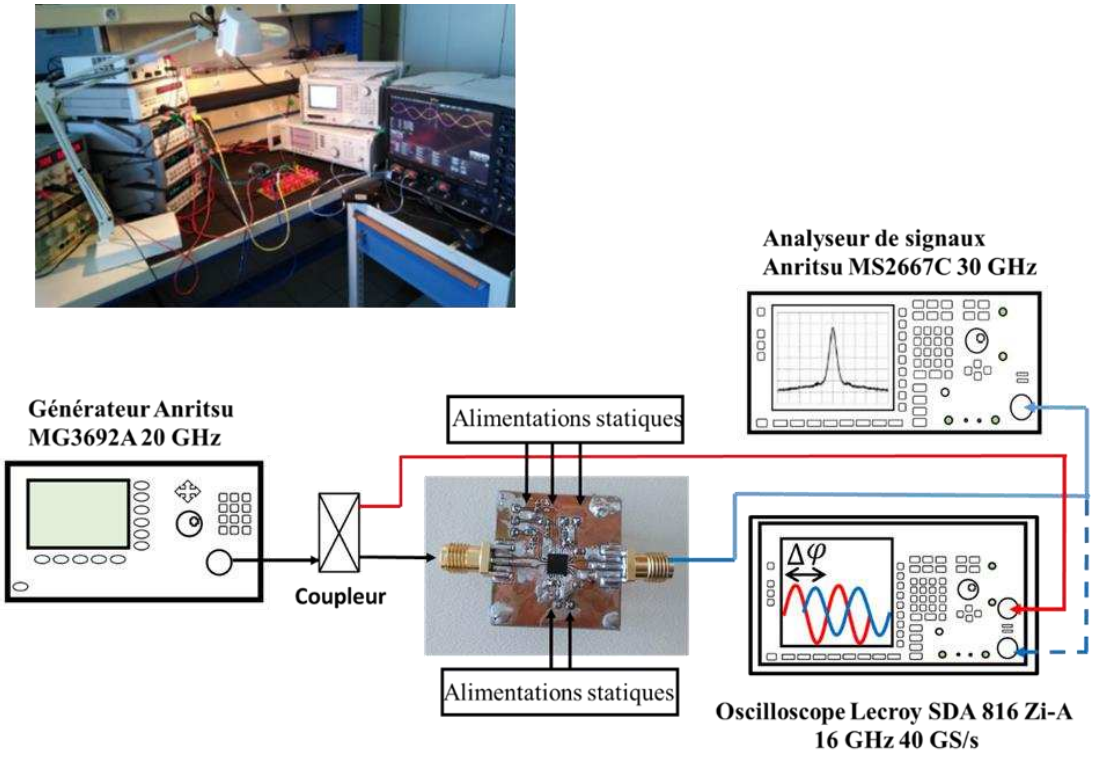


Figure 2. 23 *Banc de mesure utilisé*

Tableau 2. 3 *Comparaison des paramètres statiques en simulations post-layout et en mesures*

	Simulations post-layout	**Mesures**
Tension d'alimentation [V]	2,5	2,5
Courant de référence [mA]	0,6	0,9
Courant consommé [mA]	34,55	37
Puissance totale consommée [mW]	86,37	92,5

2.5.2.1 Comportement du déphaseur actif en oscillations libres

La figure 2.24 montre l'évolution de la fréquence d'oscillation libre f_0 de l'OCT en fonction de la tension de contrôle V_{tune} en simulation post-layout et en mesure pour la combinaison IQ=00. La bande de fréquence en mesure varie entre 5,52 GHz et 6,18 GHz pour une tension de contrôle variant entre 0 V et 2,5 V. Cette plage de fréquence est pratiquement la même pour toutes les combinaisons I et Q avec une différence maximale de 1,5 %. De plus, comme le montre la figure 2.24, les résultats de mesures sont prochent de ceux obtenus en simulation avec un écart maximum de 1,8 %.

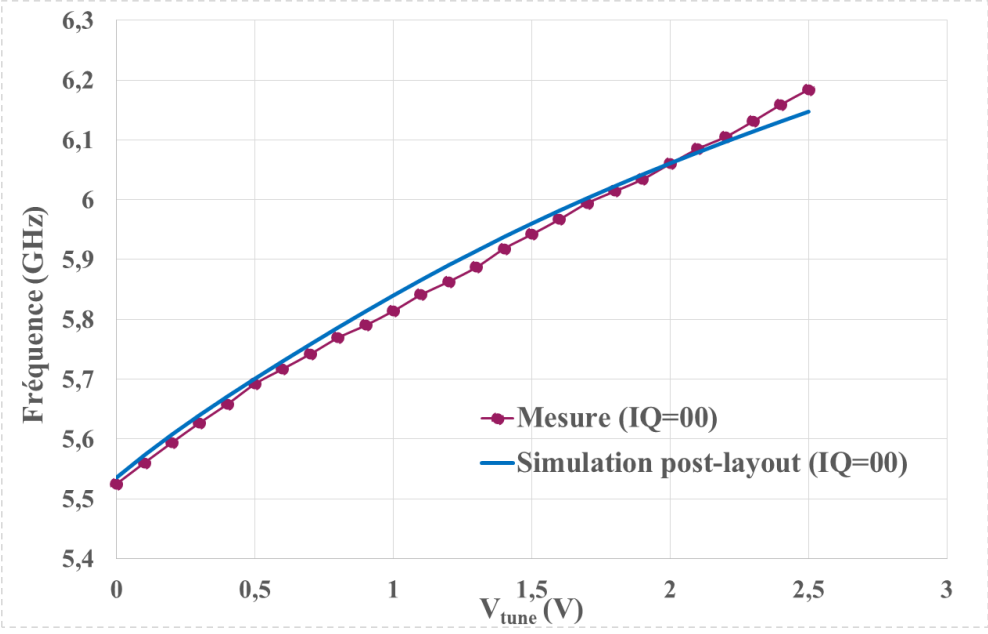


Figure 2. 24 *Variation de la fréquence d'oscillation libre f_0 en mesure et en simulation post layout pour « IQ=00 »*

2.5.2.2 Comportement du déphaseur actif sous injection

- **Adaptation**

A l'entrée du déphaseur, un réseau d'adaptation d'impédance sur 50 Ω a été conçu afin de garantir un transfert maximum de puissance de la source d'injection vers le circuit. Le coefficient de réflexion S_{11} en mesure, illustré sur la figure 2.25, est égal à -10 dB à 5,8 GHz, ce qui montre que le circuit est correctement adapté à cette fréquence. Cette légère désadaptation au niveau de l'entrée est probablement due aux composants CMS du PCB et aussi aux éléments parasites ramenés par le boîtier. Ainsi, la valeur de la puissance injectée P_{inj} qui permet d'obtenir une puissance transmise P_t au déphaseur de l'ordre de -2 dBm est estimée à l'aide des équations (2.35) et (2.36). La valeur de la puissance P_{inj} trouvée est alors de l'ordre de -1,5 dBm.

$$S_{11}(dB) = 20\ \log|S_{11}| \tag{2.35}$$

$$P_t = P_{inj}\ (1 - |S_{11}|^2) \tag{2.36}$$

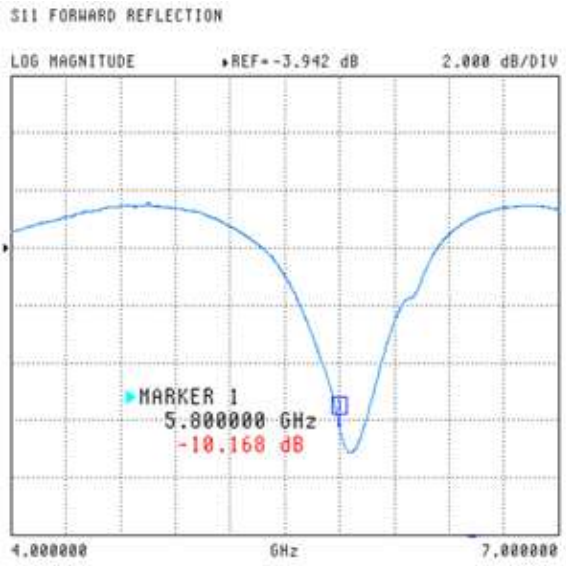
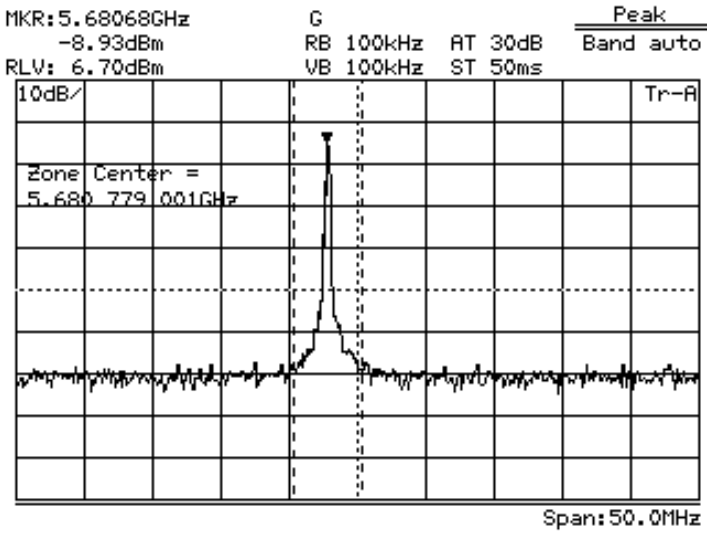


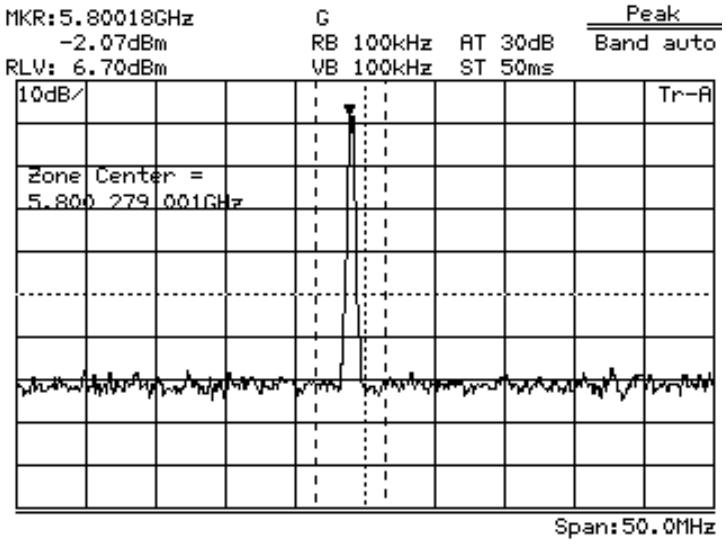
Figure 2. 25 *Coefficient de réflexion (S_{11}) mesuré en fonction de la fréquence*

- **Densité spectrale de puissance**

Nous avons tracé ensuite la densité spectrale de puissance du signal de sortie du déphaseur pour V_{tune}= 0,4 V et « IQ = 10 » en oscillation libre et sous injection. Comme le montre la figure 2.26 (a), la fréquence d'oscillation libre du signal de sortie du déphaseur dans ce cas est de 5,68 GHz. En appliquant un signal injecté de puissance P_{inj} = - 1,5 dBm et de fréquence f_{inj} = 5,8 GHz, l'oscillateur se verrouille sur f_{inj}, comme le montre la figure 2.26 (b), et ainsi un déphasage est obtenu entre l'entrée et la sortie du déphaseur.



(a)



(b)

Figure 2. 26 *Densité spectrale de puissance pour "IQ=10" et V_{tune}=0,4 V (a) en oscillation libre et (b) sous injection*

- **Déphasage**

En appliquant un signal injecté de puissance P_{inj} = - 1,5 dBm, de fréquence f_{inj} = 5,8 GHz et de phase ϕ_{inj} = 0°, un déphasage $\Delta\phi = \phi_{inj} - \phi$ est obtenu en modifiant la fréquence d'oscillation libre f_0 par le biais de V_{tune}. Les mesures de déphasage sont réalisées avec un oscilloscope Lecroy SDA 816 Zi-A 16 GHz 40 GS/s. La figure 2.27 illustre une comparaison de la variation du déphasage obtenu en mesure et en simulation pour une combinaison du modulateur «IQ = 00». Comme il a été démontré théoriquement, une variation linéaire du déphasage est obtenue entre - 45°et + 45°. On remarque aussi que les valeurs des déphasages mesurés entre ± 45° concordent avec celles obtenues en simulation post-layout.

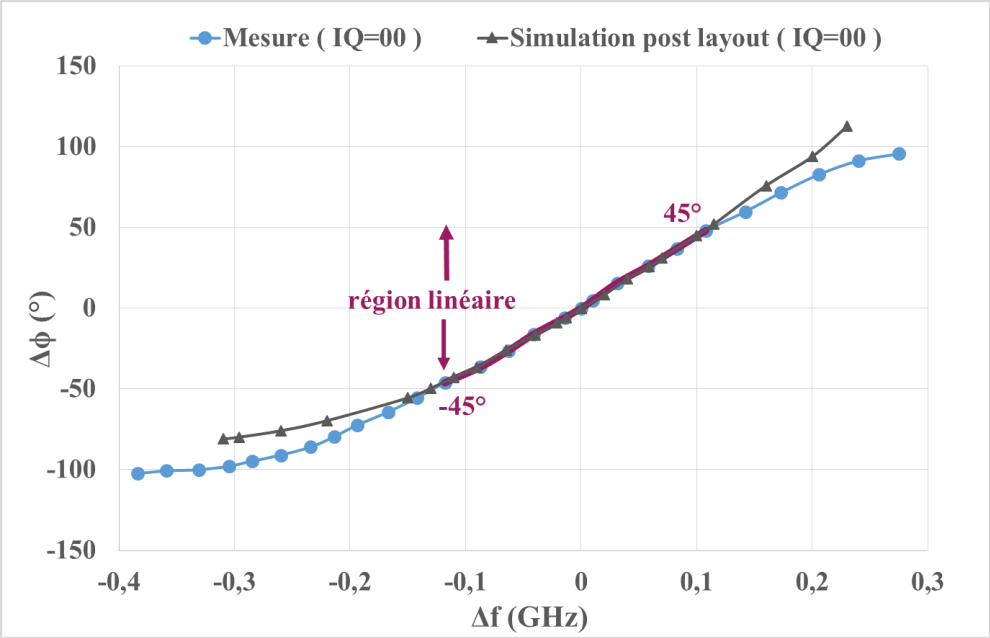


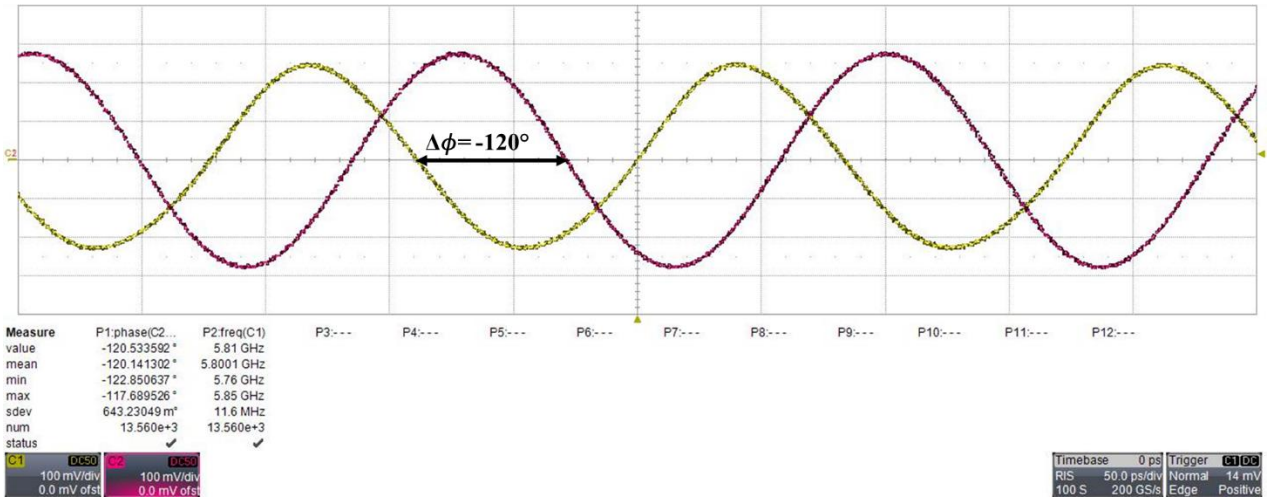
Figure 2. 27 *Variation du déphasage en fonction de Δf = f_{inj}- f_0 pour "IQ=00"en mesure et en simulation*

La figure 2.28 illustre deux exemples de formes d'ondes sinusoïdales du signal d'entrée et de sortie du déphaseur obtenues pour deux combinaisons différentes et pour une tension de contrôle V_{tune} différente. Comme le montre la figure 2.28 (a) et (b), la valeur du déphasage obtenue est de -120° et de 30° pour ("IQ = 01", V_{tune} = 0,85 V) et ("IQ = 00", V_{tune} = 0,48 V), respectivement.

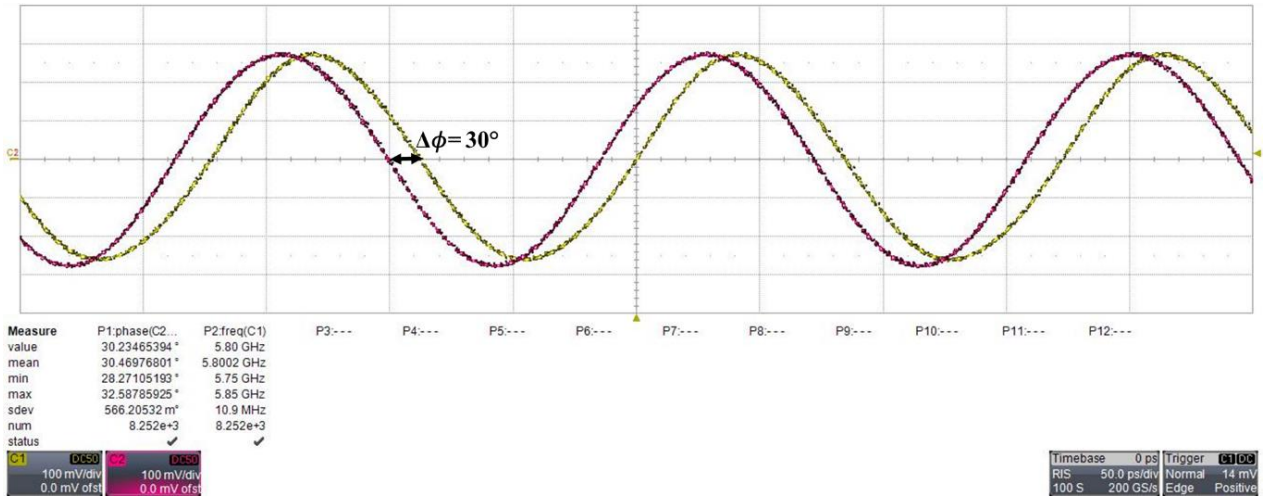
En commutant les signaux de commande (I, Q) entre 2,5 V et 0 V, un contrôle continu du déphasage de 360° est obtenu, comme le montre la figure 2.29 et la figure 2.30. En effet, comme présenté sur la figure 2.29, le déphasage mesuré $\Delta\phi$ peut être linéairement contrôlé en faisant varier la fréquence d'oscillation libre à l'aide de la tension V_{tune} pour chaque combinaison IQ. Ce déphasage varie autour de ± 45° pour chaque combinaison. Ainsi, une plage de fréquence maximale allant de -140 MHz à +150 MHz autour de f_{inj} a permis d'obtenir une plage de déphasage totale comprise entre -180° et +180°. Ce déphasage est contrôlé avec un chevauchement entre deux quadrants adjacents afin d'assurer une continuité du déphasage entre les quatre combinaisons (figure 2.30).

Comme montré sur ces deux figures, la différence de phase entre les quatre combinaisons IQ n'est pas tout à fait égale à 90°. En effet, ceci est probablement dû à un déséquilibre sur les voies I et Q du filtre polyphase comme évoqué précédemment. L'origine de ce déséquilibre

peut-être dû aux pistes de connexions (longueurs, symétrie) et/ou à la disparité de la charge en sortie du filtre. Il peut être dû aussi à une mauvaise estimation des éléments parasites ramenés par l'étape d'extraction sous cadence et également aux problèmes de dispersions technologiques sur la puce.



(a)



(b)

Figure 2. 28 *Formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du déphaseur pour : (a)"IQ = 01" et V_{tune} = 0,85 V, (b) "IQ = 00" et V_{tune} = 0,48 V*

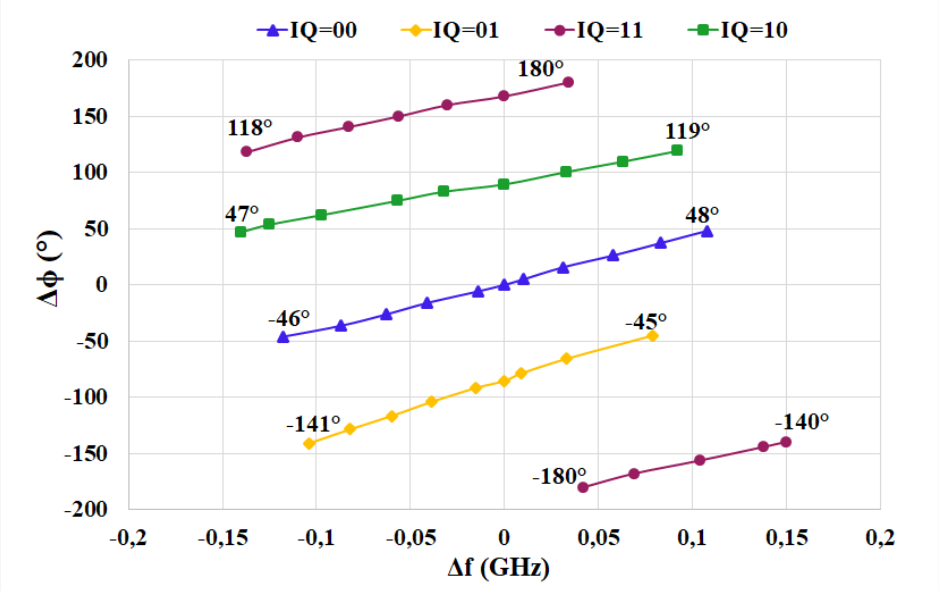


Figure 2. 29 *Variation du déphasage $\Delta\phi$ en fonction de $\Delta f = f_{inj} - f_0$ pour les combinaisons IQ ("00", "01", "11", "10")*

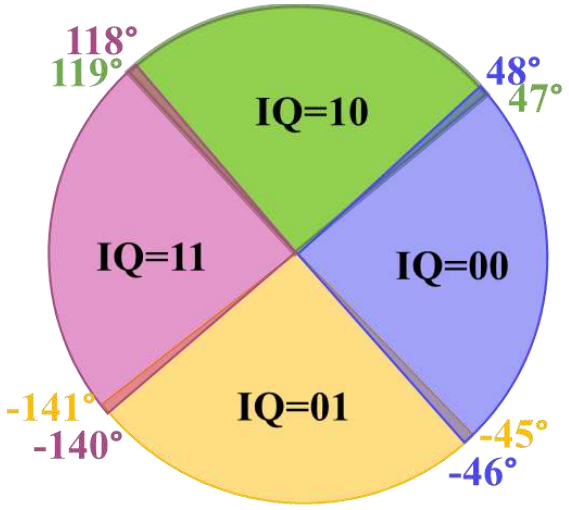


Figure 2. 30 *Diagramme de distribution de phase*

- **Plage de verrouillage**

Afin d'illustrer l'impact de l'augmentation de la force d'injection sur la plage de verrouillage $\pm\Delta f_L$, la figure 2.31 montre l'évolution de la plage de verrouillage en fonction de la puissance injectée. On remarque, comme expliqué précédemment, que plus la puissance d'injection est élevée, plus l'oscillateur est verrouillé sur une large plage de fréquence.

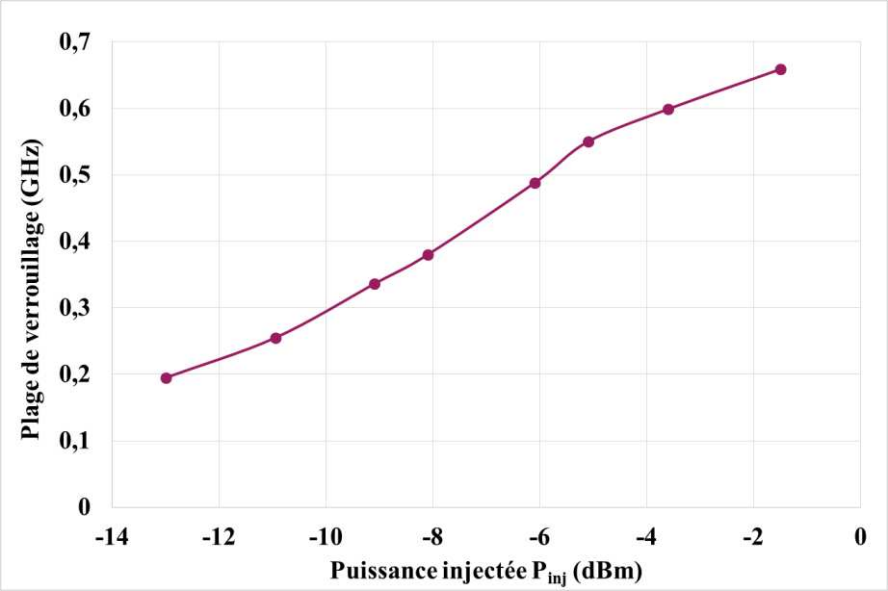


Figure 2. 31 *Plage de verrouillage en fonction de la puissance du signal injecté*

Le tableau 2.4 récapitule et compare les performances du déphaseur actif en simulations post-layout et en mesures. D'après ce tableau, nous pouvons constater une bonne concordance des résultats de mesures du déphasage et de la fréquence d'oscillation libre. De plus, on notera un léger écart entre les puissances de sortie du déphaseur en mesures et en simulations. Cette diminution de puissance lors des mesures est probablement due à une mauvaise adaptation au niveau de la sortie à cause des éléments parasites ramenés par le boîtier et aux composants CMS du PCB.

Tableau 2. 4 *Comparaison du comportement RF du déphaseur en mesures et en simulations post-layout*

	Simulations post-layout	**Mesures**
Fréquence d'oscillation libre (GHz)	5,53 - 6,14	5,52 - 6,18 (±1,5 %)
Fréquence d'injection (GHz)	5,8	5,8
Puissance injecté (dBm)	-2	-1.5
Déphasage (°)	360	360
Puissance moyenne de sortie sur 50 Ω (dBm)	≈ 0	≈ -2

Les performances du circuit sont enfin comparées avec d'autres travaux récemment publiés dans le tableau 2.5. On peut noter que le déphaseur proposé est capable de couvrir une plage de déphasage de 360° avec de bonnes performances. En effet, le circuit fabriqué offre la plus faible consommation et la plus forte densité d'intégration par rapport aux travaux utilisant la même technologie [53],[57]. De plus, comparé au circuit présenté en [57] qui est conçu pratiquement à la même fréquence, notre système est capable de réaliser un contrôle continu du déphasage dans tout le plan de phase. En outre, le déphaseur conçu occupe moins de surface et consomme moins de puissance que le travail présenté dans [52], qui est plutôt implémenté en technologie BiCMOS 0,13 µm. Bien évidemment, le circuit présenté en [54] a de meilleures performances en termes de taille de puce et de consommation puisqu'il est conçu dans une technologie plus avancée. Ces résultats confirment donc le potentiel du déphaseur actif proposé comme une technique très prometteuse pour la commande en phase d'un réseau d'antennes lacunaire.

Tableau 2. 5 *Comparaison des performances*

	[52]	**[53]**	**[54]**	**[57]**	**Ce travail**
Technologie	0,13 µm BiCMOS	0,25 µm BiCMOS	65 nm CMOS	0,25 µm BiCMOS	0,25 µm BiCMOS
Contrôle de phase	Numérique (6 bit)	Numérique (6 bit)	Numérique (6 bit)	Analogique	Analogique + Numérique (2bit)
Fréquence (GHz)	6-18	8-12	6-18	6	5.8
Plage de variation du déphasage (°)	360	360	360	±64 ±116	360
Consommation (mW)	93.06	110	43.2	125	92.5
Surface (mm^2)	2.44	1.64*	0.4*	4	1.43

*sans les plots d'entrée et de sortie

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une architecture originale de déphaseur actif pour la formation de faisceau à 5,8 GHz entièrement intégré en technologie BiCMOS SiGe:C 0,25µm a été présentée. Le contrôle en phase est réalisé à l'aide d'un OCT verrouillé par injection, pour une variation fine

de phase, associé à un modulateur IQ, pour un contrôle par pas de 90° dans tout le plan de phase. La première partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude théorique permettant de caractériser le comportement d'un oscillateur Van der Pol sous injection par ses équations dynamiques des amplitudes et des phases. Dans la deuxième partie, la conception et l'implémentation du déphaseur a été détaillée. De même, la comparaison des performances du déphaseur, obtenues expérimentalement et en simulations post-layout, a démontré une bonne concordance. Les résultats de mesures ont montré qu'avec une puissance injectée égale à –1,5 dBm, un contrôle continu du déphasage de 0 à 360° est réalisable à l'aide de la commande analogique V_{tune} et des deux commandes numériques I et Q. Ainsi, l'utilisation d'un tel circuit associé à un réseau d'antennes lacunaire devrait permettre la mise en œuvre d'un système de formation de faisceau capable de focaliser l'énergie EM dans tout l'espace afin d'assurer la recharge de l'ensemble des capteurs composant le réseau.

CHAPITRE 3 :

Conception et implémentation d'un système de récupération d'énergie EM

3.1 Introduction

Nous proposons dans ce dernier chapitre la conception et la réalisation d'un système de récupération d'énergie EM à 5,8 GHz. Le système réalisé sera basé sur l'utilisation d'une « rectenna » et d'un système de gestion d'énergie disponible dans le commerce dans le but d'alimenter un capteur faible consommation. La première partie de ce chapitre sera donc consacrée à la conception d'un circuit associant une antenne de réception et un circuit redresseur, cet ensemble étant communément nommé par le diminutif « rectenna ». Nous commencerons par expliquer le principe de fonctionnement de ce type de dispositif, présenter ses différentes topologies ainsi que les performances associées. Le redresseur sera optimisé et réalisé à une puissance d'entrée de -5 dBm et à la fréquence de 5,8 GHz. A partir de ces considérations, une méthodologie détaillée de conception du redresseur sera présentée. Cette méthodologie est basée essentiellement sur un outil d'aide à la conception développé dans le cadre de cette thèse sous l'environnement Matlab®. Pour cela, une modélisation théorique d'une architecture d'un multiplieur à N étages sera présentée. Ensuite, les différentes étapes de conception et d'optimisation du redresseur sur ADS® seront présentées en vue d'une maximisation du rendement. A la fin de cette première partie, les résultats de mesures du redresseur seront exposés pour valider la méthodologie de conception et ainsi vérifier la cohérence des performances mesurées au regard de celles issues des simulations et des calculs théoriques. La deuxième partie de ce chapitre décrit l'association de la « rectenna » à un système de gestion d'énergie. Ce module de gestion d'énergie permettra de fournir à la charge des niveaux de tension DC exploitables ainsi que de garantir des performances optimales et surtout stables en sortie du dispositif de récupération d'énergie quelles que soient les fluctuations de la charge de sortie et de celle de la puissance d'entrée. Dans cette optique de description, tout d'abord, le principe de fonctionnement de ce module de gestion d'énergie sera détaillé. Ensuite, un banc de mesure sera mis en place afin de caractériser et de mettre en application le système global. Les réalisations et les résultats des différents tests expérimentaux seront également détaillés afin de valider le bon fonctionnement du système global et de quantifier ses performances réelles.

3.2. Rectenna : présentation et principe

3.2.1 Structure globale d'une rectenna

La « rectenna » également appelé « rectifying antenna » est la cellule de base dans le processus de TESF. La structure de base d'une « rectenna » est représentée sur la figure 3.1. Elle se compose d'une antenne réceptrice qui capte l'onde EM reçue pour la convertir en un signal électrique HF et d'un redresseur qui transforme le signal électrique en un signal continu. Bien évidemment, l'antenne de réception doit avoir un gain important afin de récupérer le maximum de puissance. Le redresseur est, quant à lui, constitué d'un filtre d'entrée HF, d'un circuit de redressement, d'un filtre DC et d'une charge.

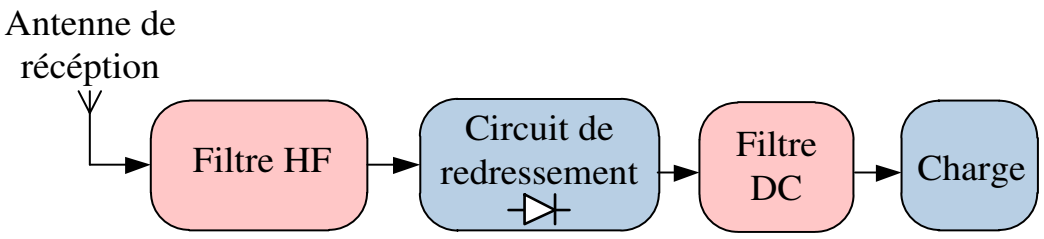


Figure 3. 1 *Schéma synoptique d'une « rectenna »*

Le circuit de redressement, qui est à base d'éléments non linéaires (diode Schottky, transistor MOS) permet principalement de convertir l'énergie RF en une tension DC. Dans la bande de fréquence d'intérêt, notre choix s'est naturellement orienté vers les diodes Schottky. Toutefois, vu la non linéarité de la diode, des harmoniques d'ordres supérieurs sont générées et perturbent le comportement du circuit. Ces harmoniques indésirables peuvent affecter le fonctionnement du circuit et leurs effets doivent être minimisés. A cet égard, deux filtres sont généralement conçus des deux côtés du redresseur : le filtre d'entrée HF et le filtre de sortie DC. Le filtre d'entrée HF a une double fonction. D'une part, il assure la réjection des composantes harmoniques qui peuvent être réfléchies et ainsi rayonnées par l'antenne réceptrice ce qui engendre des pertes par rayonnement. D'autre part, dans la bande de fréquence souhaitée, il assure l'adaptation d'impédance entre l'antenne et le circuit de redressement pour un transfert maximal de puissance. Le filtre de sortie DC est un filtre passe bas qui bloque la fréquence fondamentale et ses harmoniques et ne laisse passer que la composante DC vers la charge. La charge à la sortie du « rectenna » représente l'impédance équivalente du dispositif qui devra être alimenté.

3.2.2 La diode Schottky

Dans le processus de conversion RF-DC, des transistors ou des diodes peuvent être utilisés. Cependant, aux fréquences microondes, les diodes Schottky sont les plus souvent utilisées par rapport aux diodes classiques à jonction PN. En effet, elles sont caractérisées par une tension de seuil faible ce qui les rend très sensibles aux faibles niveaux de tensions délivrés par l'antenne. En outre, elles présentent un temps de transition assez court grâce à leur faible capacité de jonction ce qui les rend très rapides en commutation et donc plus aptes à fonctionner à des fréquences allant jusqu'à plusieurs dizaines de gigahertz.

La diode Schottky est le composant le plus important parmi les différents éléments constituant la « rectenna ». En effet, toutes les performances dépendent essentiellement des paramètres de la diode utilisée. Ainsi, le choix de cette diode est une étape très importante dans la conception du redresseur. Comme le montre la figure 3.2, le modèle électrique équivalent d'une diode Schottky sans boîtier est constitué d'une résistance série R_s, d'une résistance de jonction R_j non linéaire et d'une capacité de jonction non linéaire C_j variable [74].

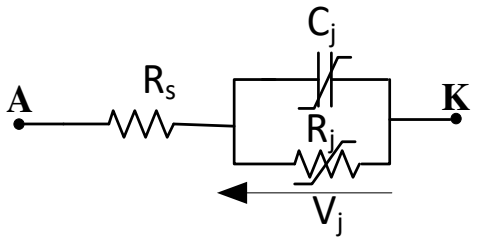


Figure 3. 2 *Modèle électrique d'une diode Schottky*

La résistance de jonction R_j dépend de la valeur du courant qui passe dans la jonction. Elle est donnée par la relation suivante [75]:

$$R_j = \frac{nkT}{q(I_S + I_b)} \tag{3.1}$$

Avec n : le facteur d'idéalité

T : la température de jonction en °K (Kelvin) ;

q =1.6 10^{-19} C : la charge électrique élémentaire ;

k = 1.38 10^{-23} J/K : la constante de Boltzmann ;

I_s : le courant de saturation inverse ;

I_b : le courant de polarisation.

La capacité de jonction dépend de la tension V_j qui est appliquée à ses bornes et elle représente les effets d'accumulation de charge dans la jonction. Elle peut avoir deux définitions suivant qu'elle soit polarisée en direct ou en inverse [76].

- En polarisation directe, la capacité s'écrit comme suit :

$$C_j = t\frac{I_s q}{N\ k\ T} e^{\left(\frac{qV_d}{NkT}\right)} \tag{3.2}$$

Avec t : le temps de transit ;

N : le coefficient d'émission ;

- En polarisation inverse, elle s'écrit :

$$C_j = C_{j0}\left(1 - \frac{V_j}{V_t}\right)^{-M} \tag{3.3}$$

Avec C_{j0} : la capacité de jonction à polarisation nulle ;

M : le coefficient de variation de jonction ;

V_t : la tension de seuil de la diode ;

On définit aussi la fréquence de coupure de la diode f_c par la relation suivante [77] :

$$f_c = \frac{1}{2\ \pi\ R_S\ C_j} \tag{3.4}$$

De cette relation (3.4), il suit que la fréquence de travail doit être inférieure à la fréquence de coupure de la diode, assurant ainsi un fonctionnement correct de la diode. Dans notre cas, la fréquence de coupure doit être très élevée et il est donc nécessaire de choisir des diodes pour lesquelles les valeurs de R_s et C_j sont faibles. Ces caractéristiques se retrouvent dans la diode Schottky.

Une diode Schottky est aussi caractérisée par sa tension de claquage V_{br} qui limite le niveau de tension DC aux bornes de la diode à $V_{br}/2$. Cette condition permet de limiter l'amplitude crête à crête du signal alternatif d'entrée appliqué à la diode à V_{br} et ainsi limiter le niveau de puissance RF maximale utilisé dans le circuit de conversion RF-DC [74].

3.2.3 Critère de mérite d'une « rectenna »

Une « rectenna » est généralement évaluée selon deux grandeurs : le rendement et/ou la tension de sortie. D'ailleurs, ces deux critères sont les plus fréquemment utilisés comme objectifs lors de l'optimisation d'une « rectenna ». On trouve donc de tels circuits optimisés pour avoir un meilleur rendement et d'autres optimisés pour avoir une tension de sortie la plus

élevée possible. Toutefois, le caractère non linéaire du circuit de conversion rend les différentes étapes de conception et d'optimisation compliquées. En effet, les deux paramètres rendement et tension de sortie dépendent non seulement de la puissance à l'entrée mais aussi de la fréquence de travail et de la charge de sortie. Cela est dû d'une part, à la variation de l'efficacité des diodes en fonction de la tension appliquée à leurs bornes et d'autre part, à toutes les interdépendances. C'est-à-dire, au fait que l'impédance à l'entrée varie en fonction de la puissance et de la fréquence qui sont présentés à l'entrée, mais également en fonction de la charge et de l'adaptation entre les différentes parties du circuit. Par conséquent, les performances du circuit de conversion sont affectées par toutes ces interactions [78].
Dans la littérature, le rendement de conversion RF-DC, donné par l'équation (3.5), représente la définition du rendement de la « rectenna » la plus rigoureuse. En effet, cette relation exprime la capacité du circuit de redressement à générer une puissance électrique DC (P_{DC}) à la charge de sortie à partir de l'énergie RF qui lui est fournie par la source micro-onde :

$$\eta_{RF-DC} = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \tag{3.5}$$

Selon la définition de la puissance RF (P_{RF}), deux types de rendements peuvent être exprimés [74]. Dans un cas, la puissance RF représente la puissance réellement transmise au redresseur sans prendre en considération une éventuelle désadaptation à l'entrée. Ainsi, le rendement est principalement affecté par les pertes dans les diodes. Dans l'autre cas, la puissance RF représente la puissance délivrée par l'antenne de réception et ainsi les pertes par réflexion sont prises en compte. Dans ce cas, le rendement de conversion est optimal à condition d'assurer une bonne adaptation entre l'antenne et le redresseur. Tout au long de notre travail, à la fois pour nos simulations et nos mesures, nous nous placerons dans le deuxième cas de figure pour le calcul du rendement de conversion.

L'allure du rendement de conversion théorique tracé en fonction de la puissance d'entrée est illustrée sur la figure 3.3. Pour les faibles niveaux de puissances, le rendement est faible car la tension aux bornes de la diode est comparable ou inférieure à la tension de seuil V_t. Quand le niveau de puissance augmente, le rendement augmente mais il atteint sa limite maximale et se stabilise à cause de la génération d'harmoniques d'ordres supérieurs. Cette efficacité décroit alors rapidement lorsque la tension aux bornes de la diode dépasse la tension inverse de claquage V_{br}. La valeur de la puissance d'entrée critique P_{RF}^{cr} à partir de laquelle la tension de sortie DC n'augmente plus, est donnée par l'équation suivante [77] :

$$P_{RF}^{cr} = \frac{V_{br}^2}{4\,R_L} \tag{3.6}$$

Avec R_L : la valeur de la charge DC en sortie

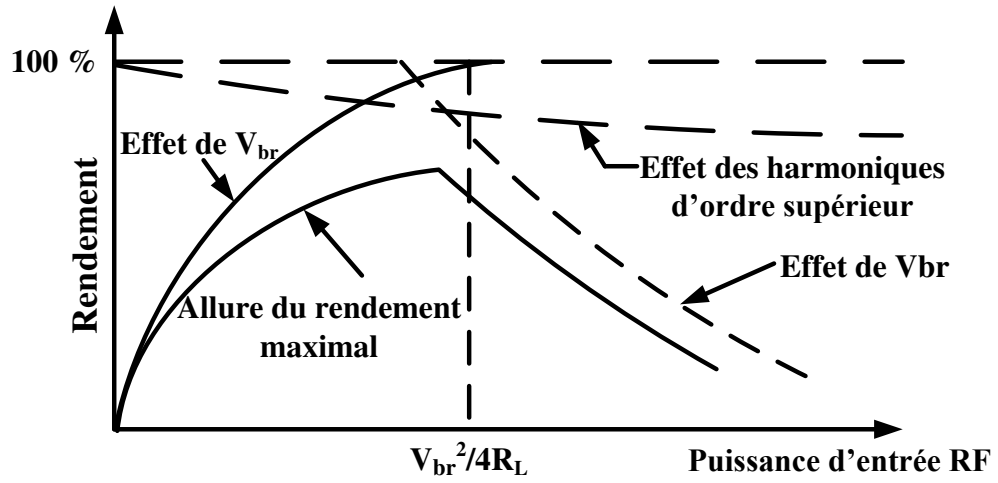


Figure 3. 3 *Relation générale entre le rendement de conversion RF-DC théorique et la puissance d'entrée*

3.2.4 Topologies de circuits de conversion RF-DC

Dans la littérature, on rencontre trois principales topologies de circuits de conversion RF-DC à base de diodes Schottky : parallèle, série et doubleur de tension. Chacune de ces configurations a ses avantages et ses inconvénients et le choix de la topologie adéquate dépend des différents critères liés à l'application : la puissance à l'entrée, le niveau de tension DC à la sortie, le type d'antenne et la technologie de conception. Ainsi, le choix de la structure dépend de l'application visée.

3.2.4.1 Topologie série

Cette configuration, illustrée sur la figure 3.4, utilise une simple diode en série entre le filtre d'entrée HF et le filtre DC de sortie. Elle permet de réaliser un redressement simple alternance. Ce type de structure est le mieux adapté pour la technologie micro-ruban car les capacités dans le filtre HF sont placées en parallèle. L'avantage de cette structure est donc principalement lié à sa facilité de réalisation et de conception ainsi que son adéquation à la récupération d'énergie EM pour des signaux de faibles niveaux de puissances [75].

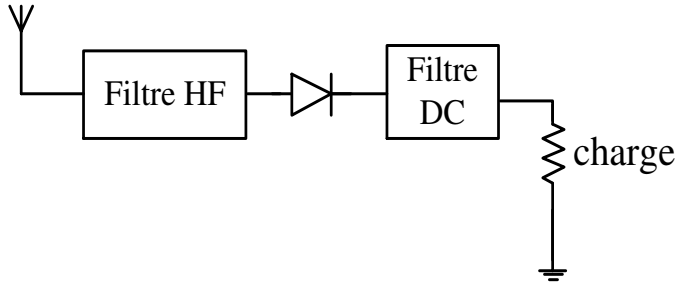


Figure 3. 4 *Schéma synoptique d'une « rectenna » en topologie série*

3.2.4.2 Topologie parallèle

Cette configuration, illustrée sur la figure 3.5, utilise une simple diode placée en parallèle entre le filtre d'entrée HF et le filtre DC de sortie avec la cathode ou l'anode connectée à la masse. Ainsi, la diode se retrouve directement polarisée par la tension DC générée. Elle permet aussi de réaliser un redressement simple alternance. Cette topologie offre l'avantage de la récupération de signaux de faibles niveaux de puissance, comme pour la configuration série [75]. Cependant, sa réalisation en technologie micro-ruban est difficile car elle nécessite des configurations de filtres à l'entrée où les capacités sont placées en série sur la ligne ce qui rend leur réalisation délicate.

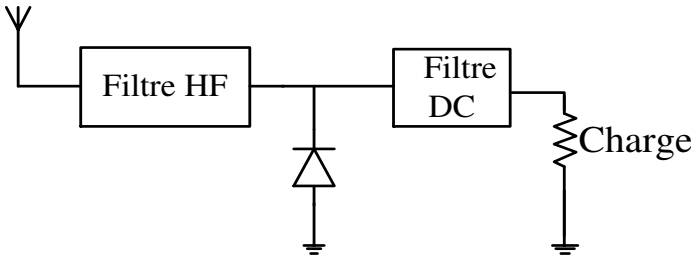


Figure 3. 5 *Schéma synoptique d'une « rectenna » en topologie parallèle*

3.2.4.3 Topologie doubleur de tension

La configuration doubleur de tension, illustrée sur la figure 3.6, peut être vue comme une association de la topologie série et de la topologie parallèle décrites précédemment. Elle comporte deux diodes, l'une montée en parallèle et l'autre en série avec une capacité de stockage placée en entrée. Elle permet de réaliser un redressement double alternance. En conséquence, ce type de redresseur permet, dans le cas de forts niveaux de puissances, d'atteindre un niveau de tension récupéré plus élevé que les structures mono diode mais avec un rendement de conversion RF-DC plus faible [79]. En connectant en cascade plusieurs étages

de doubleur de tension, des multiplicateurs de tension sont obtenus, comme le montre la figure 3.7. Ceci permet de générer une tension plus élevée en sortie.

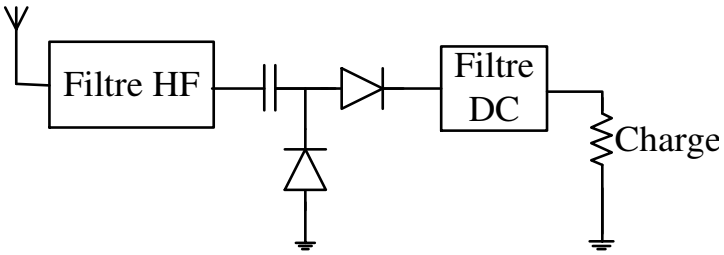


Figure 3. 6 *Schéma synoptique d'une « rectenna » en doubleur de tension*

3.3 Etude et conception d'un circuit de conversion RF-DC à 5,8 GHz

Du fait du comportement non linéaire du processus de conversion RF-DC, l'étape de conception et d'optimisation du redresseur devient complexe et difficile à appréhender. Cette difficulté réside principalement dans l'interdépendance entre les différents éléments constituant le circuit de conversion qui entraînera une perturbation du fonctionnement suite à un changement de la puissance incidente, de la fréquence de fonctionnement, de la charge, etc.
L'enjeu sera donc d'optimiser l'ensemble du circuit pour prendre en compte les différentes interactions entre les différents blocs. Cette optimisation consiste donc à obtenir, pour un niveau de puissance incidente donnée, le rendement de conversion le plus élevé possible.
Dans le cadre de ce travail, une méthodologie a été mise en œuvre pour définir les différentes étapes de conception et d'optimisation d'un circuit de conversion RF-DC. Cette méthodologie utilise dans un premier temps, un programme développé sous Matlab®, qui servira d'outil permettant de prévoir les performances du circuit pour des spécifications bien déterminées. Le programme est basé sur une modélisation théorique du redresseur avec une topologie de multiplieur de tension à N étages, comme illustré sur la figure 3.7. Il permet d'estimer le rendement théorique de conversion en fonction des paramètres de la diode et du nombre d'étages ce qui facilite certaines étapes de conception (choix de la diode, choix de la topologie) sans avoir recours à un outil de simulation conventionnel. Dans un deuxième temps, le logiciel ADS® (Advanced Design System) de la société Keysight® sera utilisé pour la simulation et l'optimisation de l'ensemble du circuit.

3.3.1 Modélisation d'un multiplieur à N étages

Des méthodes d'analyses de circuits redresseurs ont été proposées dans la littérature afin d'évaluer le rendement de conversion du redresseur. Ces modèles permettent d'exprimer ce dernier en fonction des différents paramètres de la diode Schottky et tiennent compte de la variation de la puissance à l'entrée. Le modèle théorique développé dans [80] pour une topologie mono diode parallèle ne tient pas compte de l'effet de la tension de claquage V_{br} qui limite le rendement maximum (figure 3.3). Dans [81], une structure de multiplieur à N étages a été analysée théoriquement en utilisant une méthode basée sur le calcul de l'impédance d'entrée du redresseur pour l'estimation du rendement. Ainsi, en s'appuyant sur le même principe que celui proposé dans [80] et [81], une modélisation de l'architecture d'un multiplieur à N étages (figure 3.7) est détaillée ci-dessous afin de calculer le rendement du redresseur en évaluant les différentes pertes dans la (ou les) diode(s).

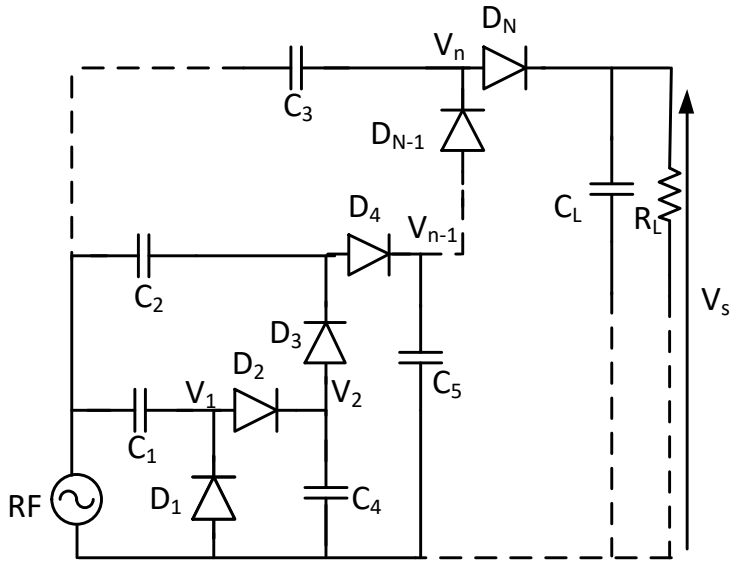


Figure 3. 7 *Topologie d'un multiplieur à N étages*

Notons que le modèle de la diode Schottky utilisé ne tient pas compte des éléments parasites introduits par le boîtier de la diode, comme le montre la figure 3.2. Dans le développement qui va suivre et afin de simplifier les calculs, un comportement idéal de la diode Schottky est supposé. Pour cela les quatre hypothèses suivantes sont considérées [81] :

(1) La tension V_{in} est formée uniquement de la composante fondamentale, toutes les composantes harmoniques d'ordre supérieur sont négligées, soit :

$$V_{in}(t) = V_1 \cos(\omega t)\,, \tag{3.7}$$

Avec V_1 l'amplitude du signal incident RF à la fréquence fondamentale.

(2) Lorsque la diode est dans l'état bloqué, la résistance de jonction est supposée infinie et tout le courant passe à travers $C_j(V_j)$,

(3) Lorsque la diode est dans l'état passant, tout le courant passe à travers $R_j(V_j)$ et la tension de seuil V_t est constante,

(4) Toutes les diodes sont identiques.

En tenant compte de toutes ces approximations, le potentiel V_n est défini comme suit [81]:

$$V_n(t) = -{}^{V_s}/_{N} + V_1 \cos(\omega t)\,, \tag{3.8}$$

Où V_s et N sont respectivement la tension DC de sortie et le nombre d'étages.

La tension de jonction V_j aux bornes de chaque diode est donnée par l'équation suivante :

$$V_j(t) = \begin{cases} -V_{j0} \pm V_{j1}\cos(\omega t - \phi) : \text{Diode à l'état OFF} \\ V_t \qquad\qquad\qquad\quad : \text{Diode à l'état ON} \end{cases} \tag{3.9}$$

Avec V_{j1} et V_{j0} respectivement les composantes fondamentale et DC du potentiel V_j.

La figure 3.8 illustre les formes d'ondes des signaux V_n et V_j. ϕ est la différence de phase entre V_n et V_j.

Ainsi, d'après la loi de Kirchhoff appliquée au circuit équivalent de la figure 3.7, on obtient :

$${}^{V_s}/_{N} = -\frac{V_{j,dc}}{1 + N\,\frac{R_S}{R_L}}\,, \tag{3.10}$$

Avec $V_{j,dc}$ la valeur moyenne de la tension de jonction V_j pendant un seul cycle, définie par :

$$V_{j,dc} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta_{on}}^{\theta_{on}} V_t\, d\theta + \frac{1}{2\pi}\int_{\theta_{on}}^{2\pi-\theta_{on}} \left(-V_{j0} + V_{j1}cos\theta\right)d\theta\,, \tag{3.11}$$

$$V_{j,dc} = \frac{\theta_{on}}{\pi}V_t - V_{j0}\left(1 - \frac{\theta_{on}}{\pi}\right) - \frac{V_{j1}}{\pi}sin\theta_{on}\,.$$

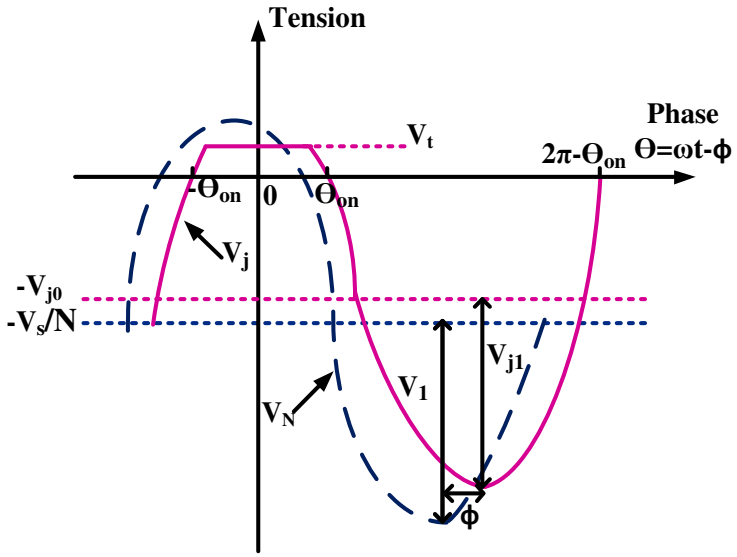


Figure 3. 8 *Formes d'ondes des signaux V_n et V_j*

Comme le montre la figure 3.8, $2\theta_{on}$ est l'interval de temps pendant lequel la diode est passante avec $\theta(t)$ la phase instantanée définie par $\theta(t) = \omega t - \phi$. Ainsi, θ_{on} est calculé à partir de l'instant où la diode Schottky passe de l'état bloqué à l'état passant, soit :

$$-V_{j0} + V_{j1} cos\theta_{on} = V_t \tag{3.12}$$

$$\cos(\theta_{on}) = \frac{V_t + V_{j0}}{V_{j1}} \tag{3.13}$$

En tenant compte de l'approximation (2) et en appliquant la loi de Kirchhoff au circuit équivalent de la figure 3.7 lorsque les diodes sont à l'état bloqué, on obtient l'expression suivante :

$$R_s \frac{d(C_j(t)V_j(t))}{dt} = V_n(t) - \left(V_j(t) + V_{n-1}(t)\right) \tag{3.14}$$

Par ailleurs, une transformée de Fourier de C_j donne :

$$C_j(t) = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{\frac{V_s(t)}{N}}{V_t}}} = C_0 + C_1\, cos(\omega t - \phi) + C_2\, cos(2\omega t - 2\phi) + \cdots \tag{3.15}$$

Ainsi, en remplaçant C_j par sa transformée de Fourier dans l'équation (3.14) et en identifiant à l'ordre 1, on obtient la relation suivante :

$$\omega R_S\left(C_1 V_{j0} - C_0 V_{j1}\right)\sin\theta = V_{j0} - \frac{V_s}{N} + \left(V_1\cos\phi - V_{j1}\right)cos\theta - V_1 sin\phi sin\theta \tag{3.16}$$

Cette égalité est vérifiée si :

$$V_{j0} = \frac{V_s}{N} \tag{3.17}$$

$$V_{j1} = V_1 cos\phi \tag{3.18}$$

$$V_1 sin\phi = \omega R_s\left(C_0 V_{j1} - C_1 V_{j0}\right) \tag{3.19}$$

En remplaçant les grandeurs V_{j1} et V_{j0} dans l'équation (3.19) par leurs expressions données dans les équations (3.13) et (3.17) et en divisant l'équation (3.19) par l'équation (3.18), on peut écrire :

$$\phi = arctg\left(\omega R_S\left(C_0 - C_1\frac{cos\,\theta_{On}}{1 + \frac{V_t}{V_s/N}}\right)\right) = arctg\left(\omega R_S\, C_{eff}\right) \tag{3.20}$$

Avec C_{eff} : la capacité effective que l'on approximera égale à la valeur de C_j pour la suite du calcul.

Ensuite, en substituant les équations (3.17), (3.10) et (3.18) dans l'équation (3.11), on obtient :

$$\frac{R_s}{R_L} = \frac{V_1\cos\phi}{V_s}\frac{sin\theta_{on}}{\pi} - \frac{\theta_{on}}{\pi}\left(1 + \frac{V_t}{V_s}\right) \tag{3.21}$$

Par la suite, la relation suivante entre θ_{on}, R_S, R_L et $V_f = V_t/V_s$ est déduite en remplaçant les équations (3.17) et (3.18) dans l'équation (3.13) et en utilisant l'équation (3.21) :

$$tan\theta_{on} - \theta_{on} = \frac{\pi R_S}{R_L\left(\frac{1}{N} + V_f\right)} \tag{3.22}$$

Ainsi, pour des valeurs de R_s, R_L, V_f et N données, la variable dynamique θ_{on} est déterminée en résolvant l'équation (3.22). Par ailleurs, la valeur du rendement théorique, donnée par l'expression suivante, est déterminée à partir du calcul des différentes pertes de chaque diode « P_L » :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{in}} = \frac{P_{DC}}{P_L + P_{DC}} \tag{3.23}$$

Ces pertes sont exprimées de la manière suivante :

$$P_L = N * (L_{on,R_S} + L_{off,R_S} + L_{on,diode}) \tag{3.24}$$

Avec L_{on,R_S}, L_{off,R_S} les pertes par effet joule dans la résistance série R_s respectivement à l'état ON et à l'état OFF. De plus, puisque la résistance de jonction est supposée infinie à l'état OFF, seules les pertes au niveau de la jonction de la diode $L_{on,diode}$ à l'état ON sont considérées. Ces différentes pertes, détaillées ci-dessous, sont déterminées à partir du calcul du produit de la valeur moyenne du courant et de la tension au niveau de la résistance R_s et de la jonction. Soit :

$$L_{on,R_S} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{on}}^{\theta_{on}} \frac{(V_N - V_t)^2}{R_S} d\theta \tag{3.25}$$

$$L_{off,R_S} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{on}}^{2\pi-\theta_{on}} \frac{(V_N - V_j)^2}{R_S} d\theta \tag{3.26}$$

$$L_{on,diode} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{on}}^{\theta_{on}} \frac{(V_N - V_t)V_t}{R_S} d\theta \tag{3.27}$$

La puissance de sortie DC, notée P_{DC} est donnée par la relation suivante :

$$P_{DC} = \frac{V_s^2}{R_L} \tag{3.28}$$

Cependant, si la tension DC aux bornes d'une diode dépasse la tension maximale, limitée à $V_{br}/2$, comme cela a été cité précédemment dans la section 3.2.2, la puissance DC sera déterminée par l'équation (3.29).

$$P_{DC} = \frac{\left(\frac{NV_{br}}{2}\right)^2}{R_L} \tag{3.29}$$

3.3.2 Méthodologie de conception d'un circuit de conversion RF-DC

Les principales étapes de conception d'un circuit de conversion RF-DC sont résumées dans le schéma synoptique de la figure 3.9. Compte tenu de la complexité de conception et de l'optimisation de ces circuits, cette méthodologie a pour but de simplifier et de faciliter ce processus dans le but d'atteindre l'objectif désiré. Pour ce faire, deux outils, « Matlab » et

« ADS », sont utilisés. L'objectif principal de cette conception est la maximisation du rendement de conversion à la fréquence « *Freq* » = 5,8 GHz pour une puissance RF « P_{in} » = -5 dBm.

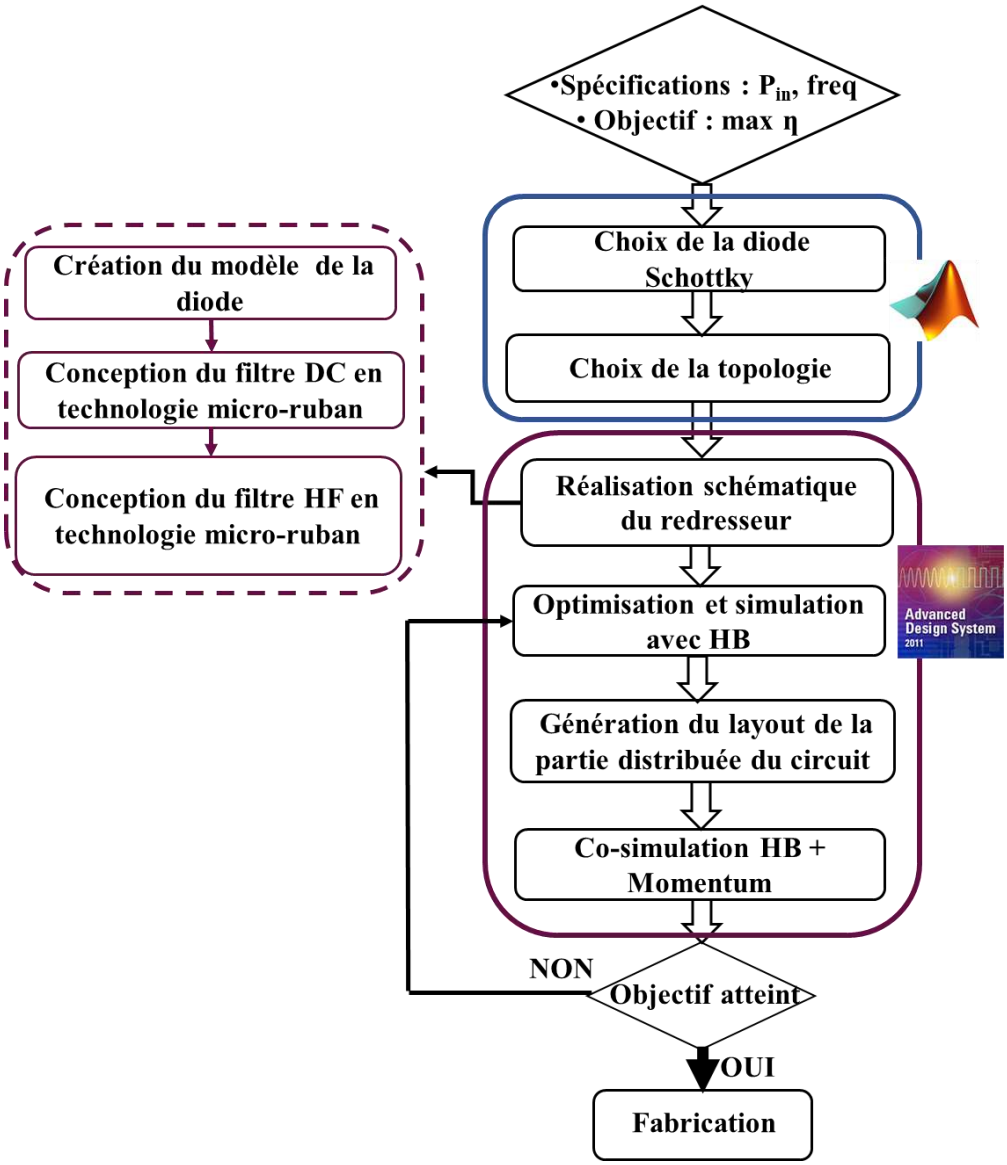


Figure 3. 9 *Organigramme de la procédure de conception d'un circuit de conversion RF-DC*

3.3.2.1 Programme développé sous Matlab

Suite à l'étude théorique détaillée précédemment, nous allons dans cette partie décrire l'outil d'aide à la conception développé. Grâce à cet outil, le concepteur fait le choix de la diode et de la topologie sans perdre de temps dans la mise en œuvre des simulations type ADS pour simuler le comportement de différentes architectures et de différents types de diodes. Cet outil consiste en un programme réalisé sous Matlab qui comprend les cinq étapes principales suivantes :

(1) Définition des différents paramètres nécessaires pour le calcul : le nombre d'étages (N), les paramètres du modèle Spice de la diode Schottky (R_s, V_t, C_{j0}, V_{br}), la fréquence de fonctionnement et la charge R_L. La tension de sortie DC variera, quant à elle, d'une valeur proche de zéro à une valeur plus grande et acceptable (par exemple 10 V).

Ensuite, les étapes (2) à (5) suivantes sont répétées pour chaque valeur de la tension DC de sortie :

(2) Résolution de l'équation (3.22) pour déterminer la valeur de θ_{on};

(3) Détermination du retard de phase ϕ à partir de l'équation (3.20) ;

(4) Calcul des différentes pertes définies par les équations (3.25), (3.26) et (3.27) ;

(5) Calcul de la puissance RF à l'entrée et détermination du rendement à partir de l'équation (3.23).

En conséquence, l'évolution du rendement de conversion RF-DC théorique en fonction de la puissance RF incidente peut être obtenue à partir de cet outil.

3.3.2.1.1 Choix de la diode Schottky

La diode Schottky est l'élément clé du processus de conversion RF-DC. Toutes les performances de la « rectenna » dépendent principalement des paramètres de la diode. Pour cette raison, l'outil d'analyse de circuit redresseur développé sous l'environnement Matlab et présenté précédemment, permet de réaliser une étude paramétrique sur certains éléments critiques de la diode. Ceci afin de comprendre l'effet de chaque paramètre sur l'évolution du rendement et ainsi justifier le choix de la diode en fonction des spécifications de l'application visée.

- **Influence des paramètres internes de la diode Schottky**

A titre d'exemple, prenons une architecture simple série ($N = 1$) avec une charge R_L de valeur 1 kΩ ainsi qu'une diode Schottky de chez Avago à savoir la série HSMS-286x. On fait alors varier un seul paramètre du modèle Spice® de la diode à chaque fois tout en gardant les valeurs des autres paramètres constants et on trace la variation du rendement en fonction de la puissance RF incidente.

∗ *Influence de la résistance R_s*

La résistance série de la diode Schottky symbolise les dissipations par effet joule. La figure 3.10 (a) montre que plus la valeur de la résistance R_s est élevée, plus le rendement de conversion

diminue. Ainsi lors du choix de la diode, il faut s'assurer que la valeur de R_s soit la plus faible possible pour minimiser son effet sur le rendement.

∗ *Influence de la capacité de jonction (C_{j0})*

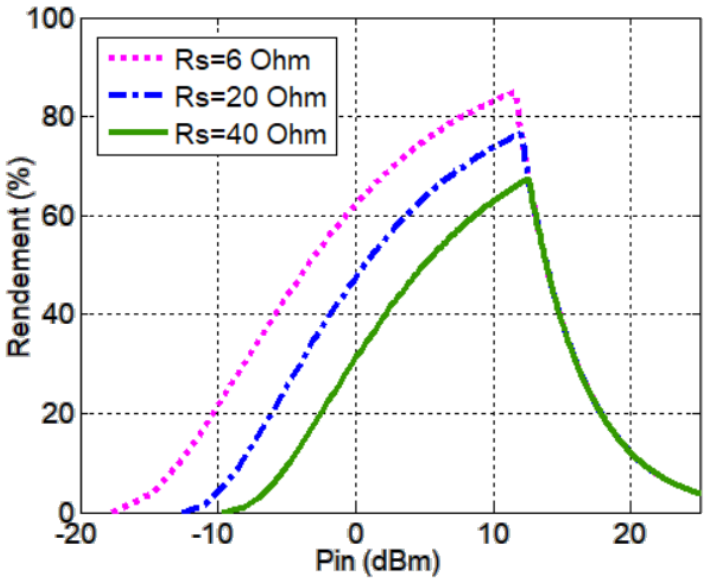
La figure 3.10 (b) montre l'effet de la variation de la capacité de jonction à polarisation nulle C_{j0} sur le rendement. On constate que plus la valeur de cette capacité est faible plus le rendement est élevé. Ainsi, il s'avère judicieux de choisir une diode Schottky qui présente une faible capacité de jonction.

∗ *Influence de la tension de seuil (V_t)*

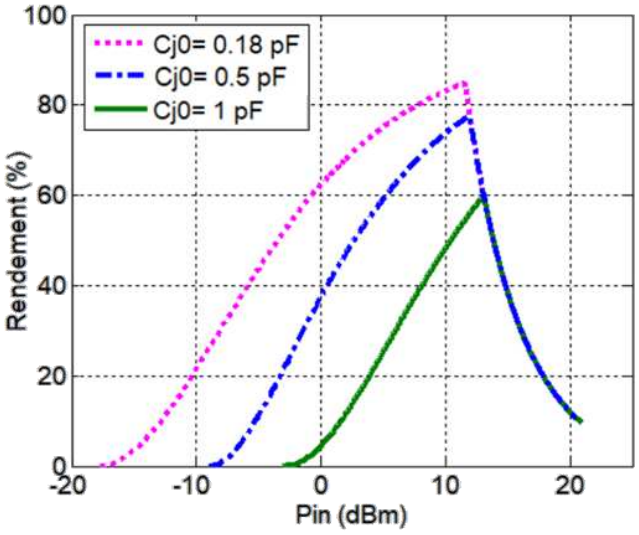
La figure 3.10 (c) montre l'effet de la variation de la tension de seuil V_t sur le rendement de conversion. Ainsi, on constate que pour de faibles niveaux de puissance à l'entrée, plus la tension de seuil est faible plus le rendement est élevé. En effet, une tension de seuil faible permet à la diode de fonctionner pour de faibles niveaux de tensions à ses bornes et ainsi récupérer plus de puissance. Par conséquent, les diodes Schottky dont les tensions de seuil sont les plus faibles possibles sont à privilégier.

∗ *Influence de la tension inverse de claquage (Vbr)*

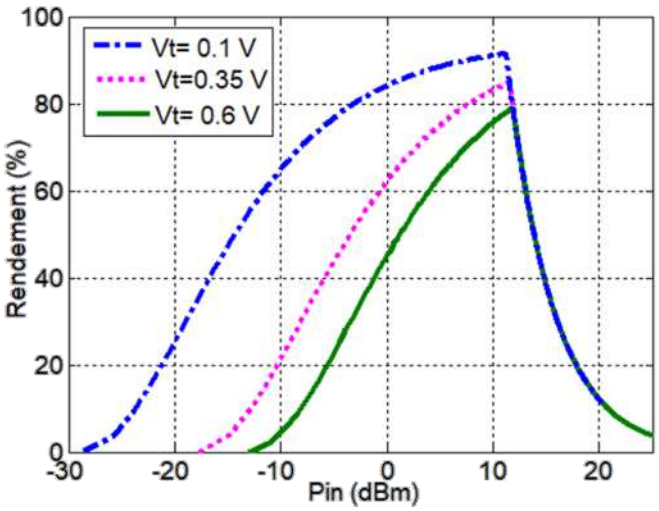
La figure 3.10 (d) représente l'effet de la variation de la tension de claquage sur le rendement de conversion. Plus la tension de claquage augmente, plus le niveau de puissance RF maximale à convertir augmente. Ainsi, une diode Schottky ayant une faible valeur de tension de claquage n'est pas adaptée pour un fonctionnent avec des niveaux de puissances importants.



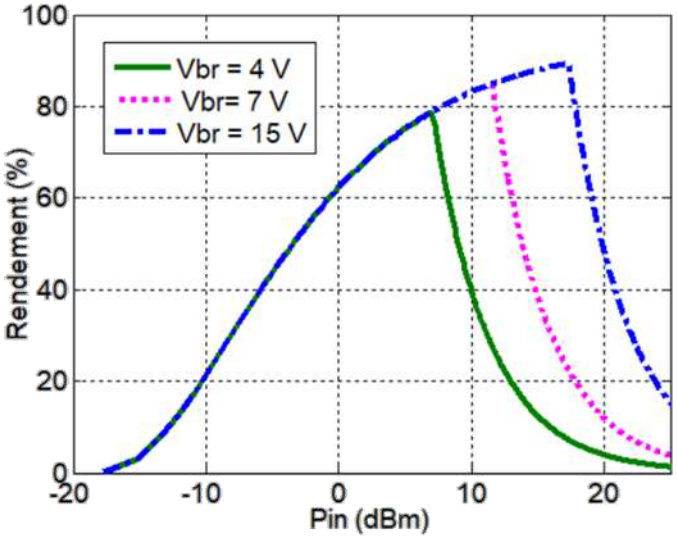
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 3. 10 *Variation du rendement de conversion théorique en fonction (a) de la résistance série « R_s », (b) de la capacité de jonction à polarisation nulle « C_{j0} », (c) de la tension de seuil « V_t »et (d) de la tension inverse de claquage « V_{br} »*

- **Choix de la diode Schottky commerciale**

D'après l'étude paramétrique présentée précédemment, le rendement de conversion dépend énormément des caractéristiques de la diode. En effet, les points clés qui interviennent dans le choix de la diode sont :

- Une résistance interne faible pour réduire les pertes dans la diode,
- Une tension de seuil faible pour un fonctionnement avec de faibles valeurs de puissances RF à l'entrée,
- Une capacité de jonction faible pour maximiser le rendement et optimiser le fonctionnement en hautes fréquences,
- Une tension inverse de claquage élevée pour un fonctionnement avec des fortes valeurs de puissances RF à l'entrée.

De ce fait, la sélection de la diode Schottky doit tenir compte de toutes les contraintes citées précédemment en fonction des conditions de fonctionnement déjà définies ainsi que de l'objectif principal de conception à savoir la maximisation du rendement.

Dans ce contexte, trois séries de diodes Schottky d'Avago Technologies, disponibles sur le marché : HSMS-285x, HSMS-286x et HSMS-282x, ont été considérés [82]–[84]. Chaque série est caractérisée par un ensemble de paramètres Spice donnés dans le tableau ci-dessous. Pour faciliter le choix, le rendement est tracé à l'aide du programme Matlab développé, pour chaque type de série avec N =1, $freq$ = 5,8 GHz et R_L = 1 kΩ, comme le montre la figure 3.11.

Tableau 3. 1 *Paramètres Spice des diodes Schottky*

	HSMS-285x	**HSMS-286x**	**HSMS-282x**
R_s **(Ω)**	25	6	6
V_t **(V)**	0,250	0,350	0,5
C_{j0} **(pF)**	0,18	0,18	0,7
V_{br} **(V)**	3,5	7	15

Ainsi, les résultats obtenus montrent que la série HSMS-286x est la mieux adaptée pour la récupération de faibles niveaux de puissance à la fréquence 5,8 GHz. En effet, cette série a été conçue pour une utilisation dans l'intervalle de fréquence [0,915 - 5,8] GHz. Par ailleurs, elle offre la meilleure sensibilité pour les faibles densités de puissance. Sa faible résistance série R_s minimise les pertes et sa faible tension de claquage V_{br} lui permet de fonctionner pour de faibles valeurs de puissance à l'entrée. Ainsi, la série de diode Schottky HSMS-286x a été sélectionnée

pour nos travaux car elle offre le meilleur rendement pour des puissances RF incidentes aux alentours de -5 dBm.

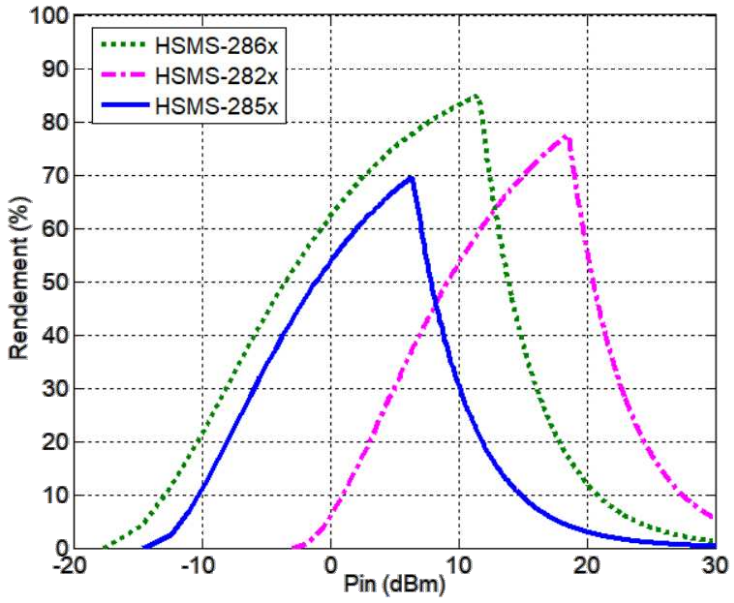


Figure 3. 11 *Rendement théorique en fonction de la puissance incidente RF pour trois types de série de diodes Schottky : HSMS-286x, HSMS-285x et HSMS-282x*

3.3.2.1.2 Choix de la topologie

Comme il a été expliqué précédemment, le choix de la topologie du circuit de conversion implique un compromis entre le rendement de conversion et la tension de sortie DC. Afin d'illustrer l'effet de l'augmentation du nombre d'étages sur les performances du redresseur et de faciliter le choix de la topologie, le programme développé sous Matlab permet de tracer le rendement de conversion et la tension DC de sortie en fonction de la puissance incidente pour différents nombre d'étages N. Pour cela, la même série de diode Schottky de chez Avago « HSMS-286x » est utilisée.

Ainsi, les figures 3.12 et 3.13 montrent la variation du rendement de conversion et de la tension DC de sortie pour un nombre d'étage N =1, 2 et 4 avec pour chaque cas une valeur de charge R_L égale à 1 kΩ, 2 kΩ et 4 kΩ, respectivement. Le choix de ses valeurs de charge a été fait pour se placer dans les conditions optimales de fonctionnement [8]. Par conséquent, plus le nombre d'étages augmente, plus la tension DC de sortie augmente surtout à fort niveau de puissance d'entrée. En contrepartie, le rendement diminue à cause de l'augmentation des pertes introduites par les diodes. La valeur de la tension DC maximale est égale à $NV_{br}/2$ et la valeur du rendement maximal est la même quel que soit le nombre d'étages à cause du choix de la valeur de la charge. De plus, la valeur de la puissance d'entrée maximale à laquelle le rendement et la tension DC

atteignent leur maximum augmente avec le nombre d'étages. En effet, plus le nombre d'étages augmente, plus on a besoin de puissance pour compenser l'augmentation des pertes. Par conséquent, notre choix s'est porté sur une topologie mono diode qui présente le meilleur rendement pour les faibles niveaux de puissances. D'après l'analyse effectuée dans la section 3.2.4, une configuration à diode série est sélectionnée pour une implémentation en technologie micro-ruban.

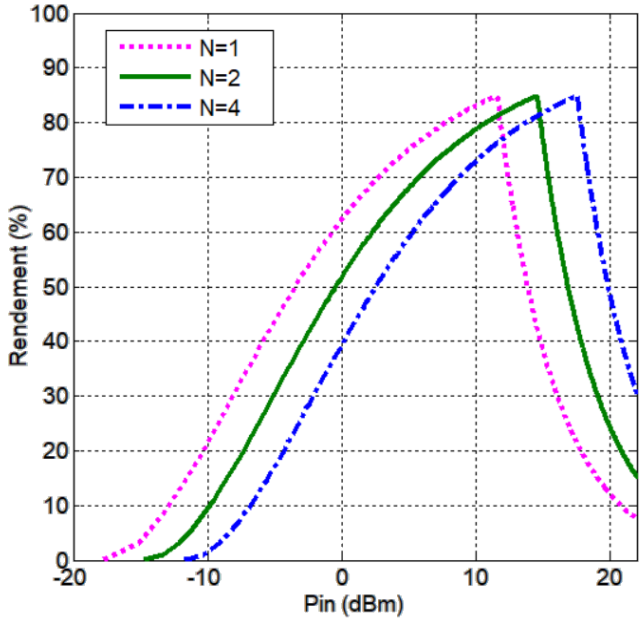


Figure 3. 12 *Rendement théorique en fonction de la puissance incidente RF pour différents nombres d'étages*

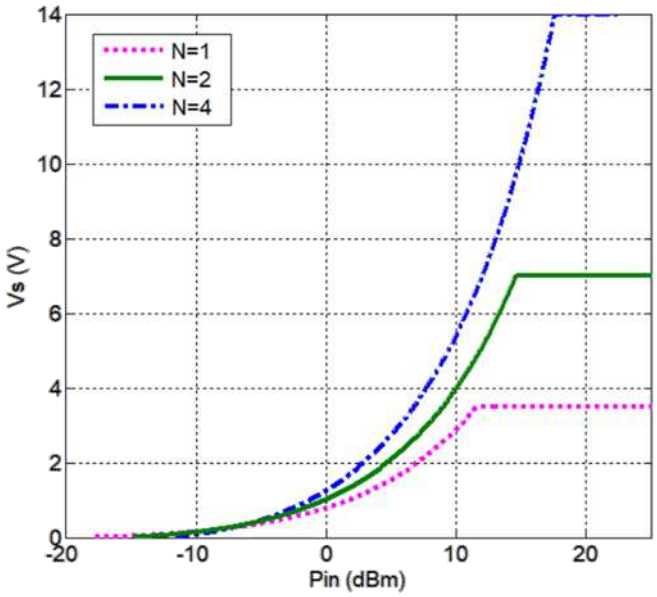


Figure 3. 13 *Tension DC de sortie théorique en fonction de la puissance incidente RF pour différents nombres d'étages*

3.3.2.2 Conception et optimisation du circuit de conversion RF-DC sous ADS

Après avoir fait le choix de la topologie et de la référence de la diode Schottky, la phase suivante consiste à simuler et à optimiser le circuit de conversion sous ADS pour une fréquence de fonctionnement de 5,8 GHz et pour une puissance d'entrée de -5 dBm. Comme le montre la figure 3.14, le circuit contient un générateur RF, un filtre HF, une diode Schottky, un filtre DC modélisé ici par une capacité C_{DC} et une charge R_L. Un générateur RF d'impédance interne 50 Ω modélise le comportement de l'antenne de réception. Un stub quart d'onde court-circuité à son extrémité est introduit juste avant le filtre HF. Il présente un circuit ouvert sur la ligne 50 Ω d'alimentation à la fréquence de fonctionnement et un court-circuit pour la composante DC.

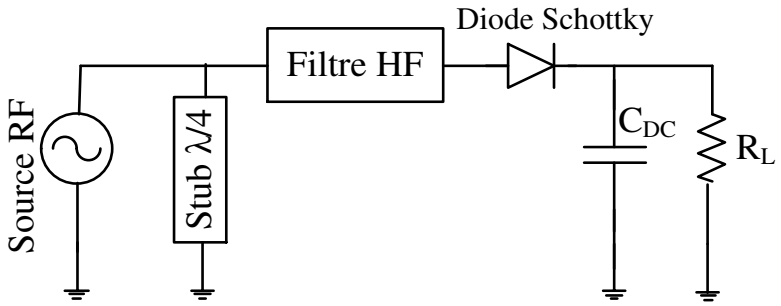


Figure 3. 14 *Schéma équivalent du circuit de conversion*

3.3.2.2.1 Etapes d'optimisation du circuit de conversion sous ADS

Le circuit de conversion RF-DC en topologie mono-diode série est conçu en technologie micro-ruban. Le substrat utilisé est le Téflon ($\varepsilon_r = 2{,}2$, h = 0,508 mm et $tan\ \delta$ = 0,002). La charge R_L et la diode Schottky sont les deux éléments localisés. La diode Schottky utilisée est la HSMS-286B disponible dans le commerce sous la forme d'un boîtier SOT-323, comme le montre la figure 3.15. Un modèle électrique complet de la diode ainsi que de son boîtier est créé afin d'effectuer les simulations. La diode Schottky a été modélisée par des paramètres Spice et le boîtier par des éléments passifs, détaillés dans les documentations techniques [82], [85].

Le filtre HF et le filtre DC, qui sont de part et d'autre de la diode Schottky, sont réalisés en technologie micro-ruban. L'outil « LineCalc » d'ADS est alors employé pour dimensionner ces lignes. Les moteurs de simulation LSSP (Large Signal S-Parameter) et HB (Harmonic Balance) sont également utilisés pour les simulations et l'optimisation.

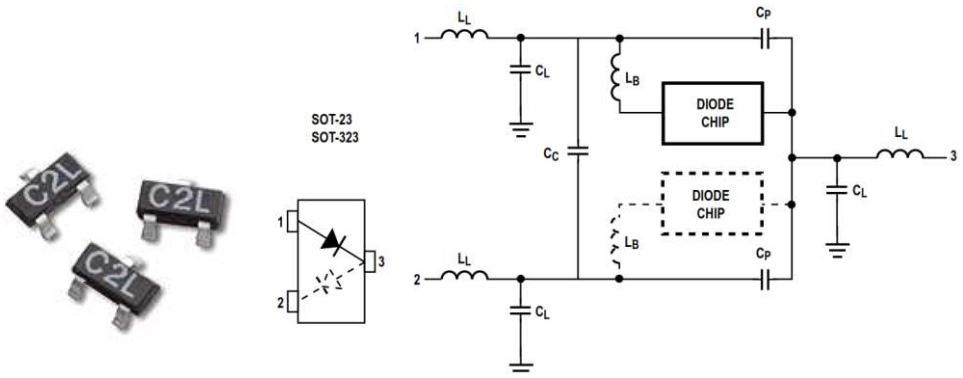


Figure 3. 15 *Modèle du boitier SOT-323*

- **Architecture du filtre DC**

Le filtre DC est un filtre passe bas qui bloque le signal RF et ses harmoniques et laisse passer seulement la composante DC vers la charge. La figure 3.16 illustre la structure du filtre DC choisi et implémenté en technologie micro-ruban. Celui-ci est tout d'abord formé par une ligne de longueur $l_1=\lambda/4$ à la fréquence de travail chargée par un circuit ouvert dont le but est de présenter un court-circuit à la fréquence fondamentale et à ses composantes harmoniques impaires. De plus, une ligne de longueur $l_2=\lambda/8$ également chargée par un circuit ouvert permet de présenter un court-circuit à l'harmonique 2 de même qu'aux composantes harmoniques 6, 10, 14, etc. Le filtre DC comporte aussi une ligne de longueur $l_4=\lambda/4$ de grande largeur qui se comporte comme une capacité parallèle de forte valeur afin d'éliminer les ondulations résiduelles sur la tension DC de sortie. Enfin, la ligne l_3, est choisie de longueur $\lambda/16$ à la fréquence de travail de façon à ce que, associée à la ligne l_4, elles permettent d'éliminer la composante harmonique 4 [77], [86].

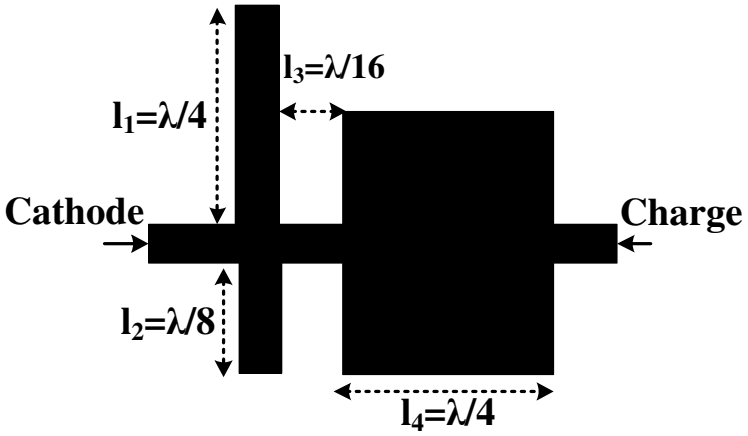


Figure 3. 16 *Filtre DC en ligne micro-ruban*

Après avoir conçu le filtre DC, nous passons à l'étape de conception du filtre d'entrée RF.

- **Architecture du filtre d'entrée HF**

Comme il a été énoncé précédemment, le filtre HF a un double rôle : il assure d'une part la réjection des harmoniques d'ordre supérieur, et d'autre part, l'adaptation du circuit entre le générateur RF (ou l'antenne en situation réelle) et le circuit de conversion.

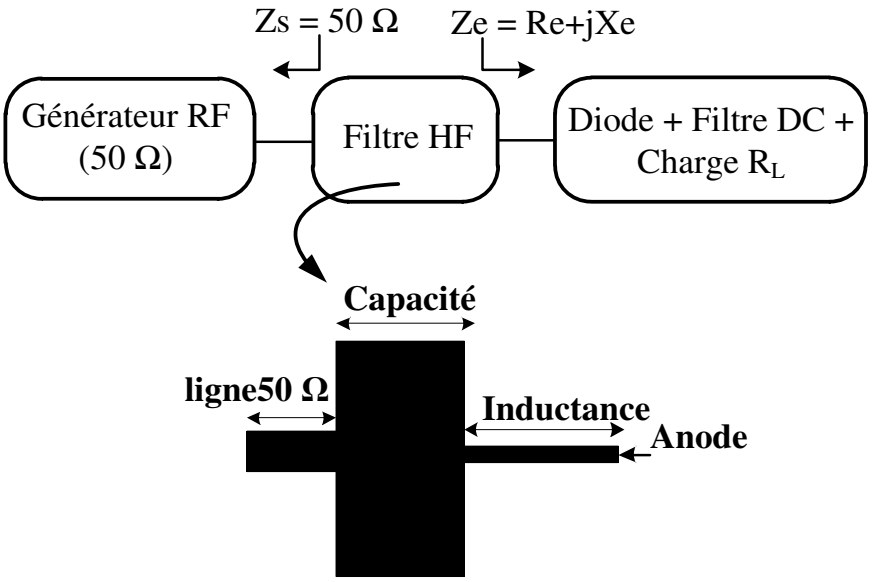


Figure 3. 17 *Principe d'adaptation du circuit de conversion RF-DC*

La conception du filtre HF est réalisée à l'aide de l'outil « Smith Chart » et de l'outil « LineCalc » sous ADS. Pour ce faire, il est nécessaire de déterminer l'impédance d'entrée « Z_e » de l'ensemble (diode+ filtre DC+ charge). A l'aide du simulateur Harmonic Balance, l'impédance d'entrée est déterminée en fonction de la puissance RF et de la fréquence. Ensuite, le filtre d'entrée est conçu pour adapter l'impédance d'entrée complexe Z_e sur 50 Ω. Comme le montre la figure 3.17, le filtre HF est un réseau en L formé par une capacité en parallèle et une inductance en série réalisées par une ligne à faible impédance caractéristique et une ligne à forte impédance caractéristique, respectivement. Du fait de la non linéarité de la diode, l'impédance d'entrée change après adaptation à cause du changement du niveau de la puissance d'entrée. Cet ajustement de l'adaptation à la fréquence souhaitée sera automatiquement réglé lors de l'optimisation.

Ensuite, une optimisation du circuit en tenant compte de tous les sous blocs est réalisée. Cette optimisation utilise la méthode du « Gradient » et elle a comme objectif la maximisation

du rendement de conversion à la puissance RF égale à -5 dBm et à la fréquence 5,8 GHz. Les paramètres d'optimisation sont la charge R_L et les dimensions du filtre d'entrée. Quand l'objectif est atteint, la partie en ligne micro-ruban du circuit est importée vers le simulateur électromagnétique « Momentum » afin d'améliorer la précision des simulations et les rendre plus réalistes. Ce simulateur tient compte des effets électromagnétiques et prend en considération les éventuels couplages entre les différents éléments du circuit. Les résultats de cette simulation sont stockés sous forme d'un fichier de paramètres « S » qui sera exportés vers la partie schéma. Enfin, une co-simulation HB-Momentum de tout l'ensemble du circuit est effectuée pour une analyse électromagnétique-circuit plus complète et plus précise. Une dégradation de la valeur du rendement ainsi que de l'adaptation est susceptible de se produire. Pour cela, une ré-optimisation est nécessaire afin de réajuster les paramètres du circuit pour régler les performances à la valeur désirée. La figure 3.18 illustre le dessin des masques final du circuit. Le circuit optimisé sera ensuite réalisé et caractérisé expérimentalement au laboratoire.

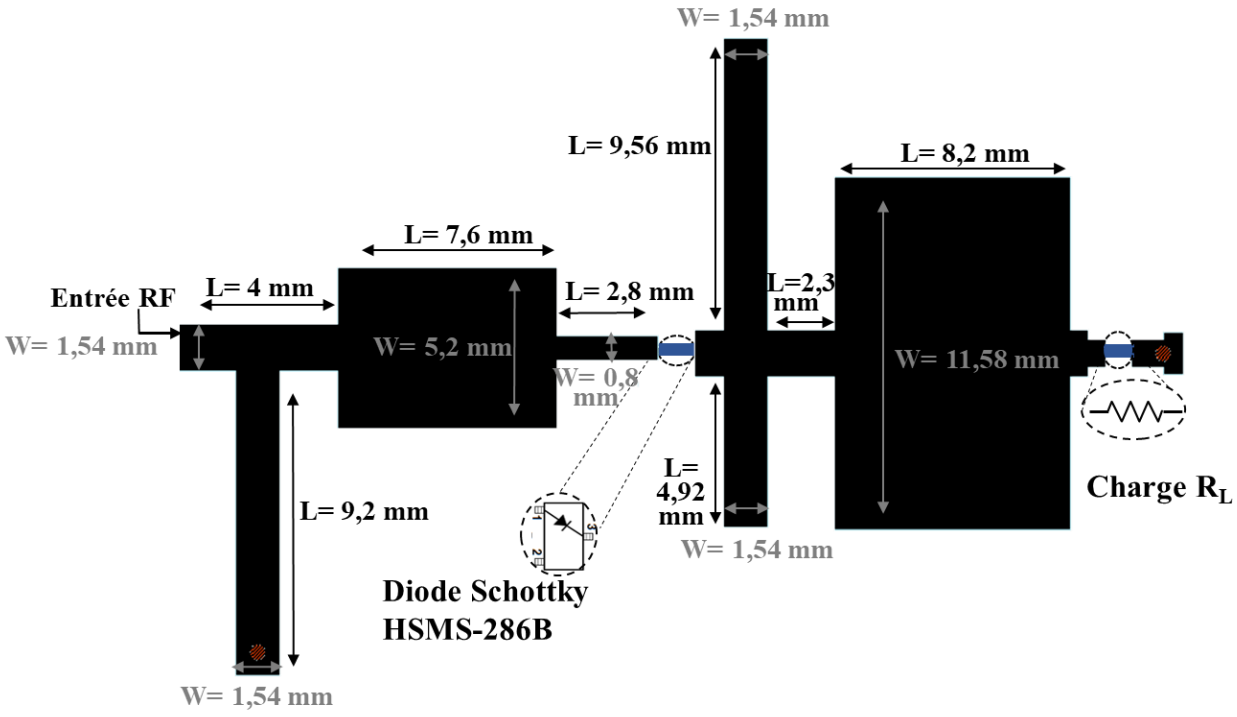


Figure 3. 18 *Dessin des masques du circuit de conversion RF-DC*

A l'issue de cette méthodologie d'optimisation, la valeur de la charge R_L qui permet d'obtenir un maximum de rendement est 2,7 kΩ pour une fréquence et une puissance d'entrée respectivement égales à 5,8 GHz et - 5 dBm. Dans ces conditions, un rendement de 44 % et une tension de sortie égale à 0,6 V ont été obtenus en simulation.

Afin d'illustrer les résultats de simulations et l'impact de certains paramètres tels que la charge de sortie, la fréquence de fonctionnement et la puissance d'entrée sur les performances du circuit, une analyse est détaillée ci-dessous. Cette analyse permet d'illustrer le phénomène de la non linéarité du circuit et l'importance d'exécuter plusieurs itérations d'optimisation du circuit lorsque l'un des paramètres change.

3.3.2.2.2 Résultats de simulations

Dans cette partie, nous présenterons les résultats de simulation en analysant l'influence de certains paramètres sur les performances du circuit.

- **Adaptation du circuit**

A l'aide du moteur de simulation LSSP d'ADS, le coefficient de réflexion (S_{11}) est tracé en fonction de la puissance RF à l'entrée « P_{in} » ou en fonction de la fréquence. La figure 3.19 (a) montre l'évolution du (S_{11}) en fonction de la puissance pour trois valeurs de fréquence : 5,6, 5,8 et 6 GHz et la figure 3.19 (b) montre l'évolution du (S_{11}) en fonction de la fréquence pour trois valeurs de puissances : 0, -5 et -10 dBm. Les deux figures montrent un bon niveau d'adaptation à la fréquence 5,8 GHz et à la puissance -5 dBm. En plus, on remarque que ce point d'adaptation optimal n'est pas toujours le même et change lorsque la fréquence varie (figure 3.19 (a)) ou lorsque la puissance varie (figure 3.19 (b)). Ces résultats s'expliquent par le comportement non linéaire de la diode qui se traduit par une variation de son impédance en fonction de la puissance et de la fréquence.

- **Rendement de conversion et tension de sortie**

Comme pour le coefficient de réflexion (S_{11}), la non linéarité de la diode Schottky implique une variation des performances en fonction de la puissance d'entrée, de la fréquence ainsi que de la charge R_L.

∗ *Influence de la charge R_L*

La figure 3.20 présente la tension de sortie DC et le rendement en fonction de la charge. On remarque que le rendement atteint son optimum pour une valeur de charge bien déterminée alors que la tension DC de sortie augmente avec la charge. Toutefois, la tension de sortie sature pour des valeurs importantes de la charge suite à la chute du rendement à ces fortes valeurs de charge. Ces deux paramètres du circuit redresseur dépendent fortement de la valeur de la charge et ne sont pas affectés de la même manière.

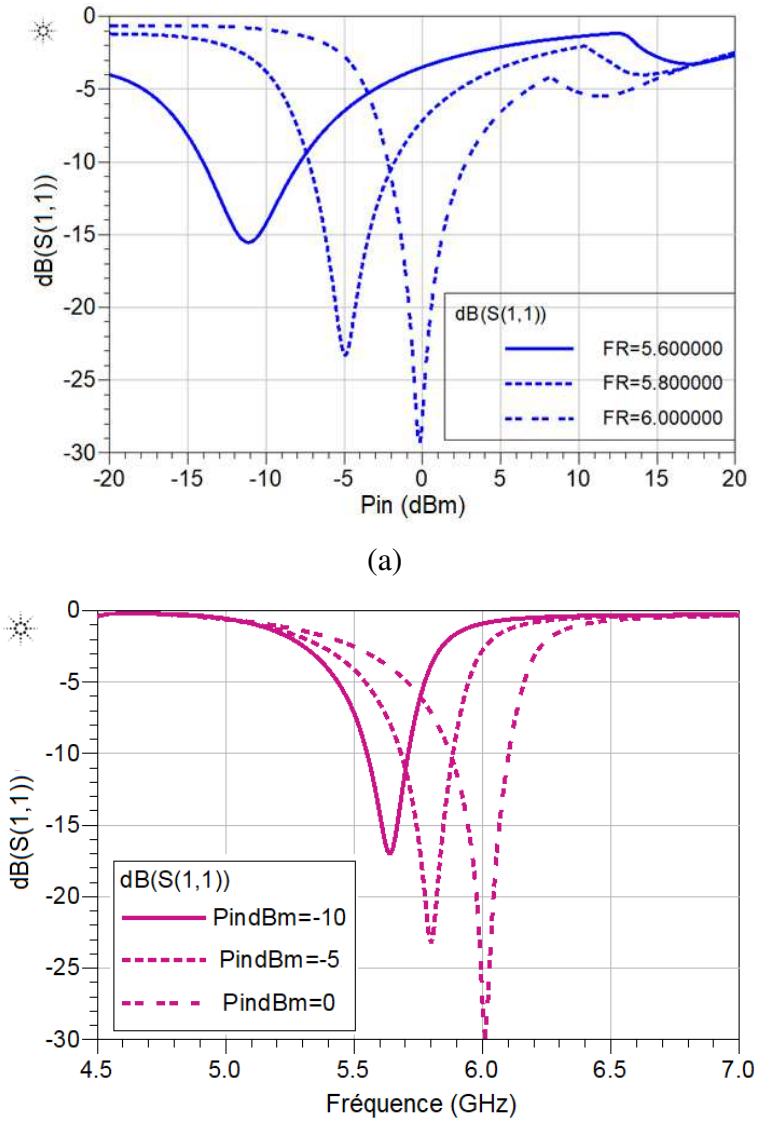


Figure 3. 19 *S_{11} simulé (a) en fonction de la puissance pour différentes valeurs fréquences (b) en fonction de la fréquence pour différents niveaux puissances*

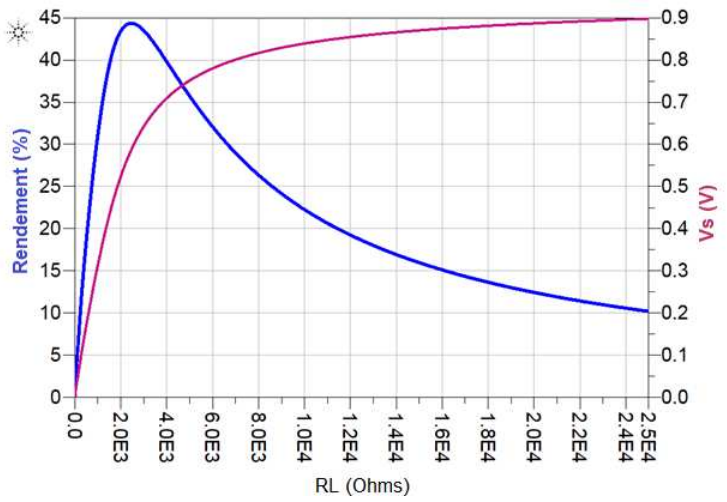


Figure 3. 20 *Variation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la charge R_L*

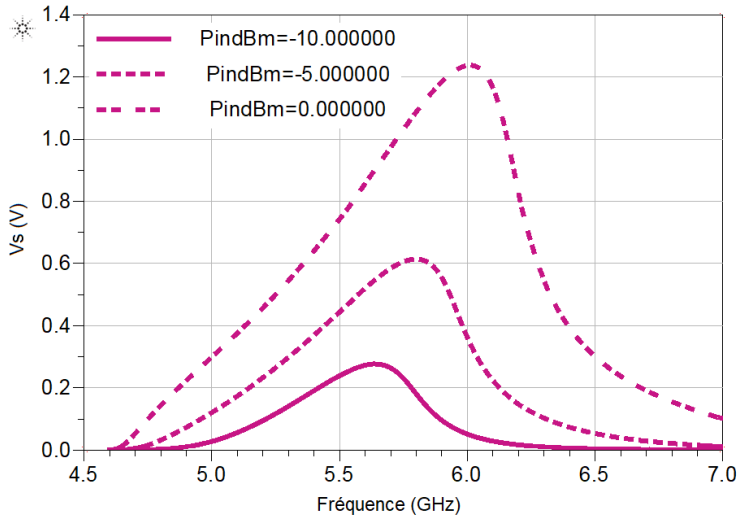
Un redresseur optimisé en rendement a tendance à avoir une charge optimale de valeur moins importante que celui optimisé en tension. La valeur de cette charge R_L est obtenue suite à une méthodologie de conception et d'optimisation du circuit de conversion RF-DC. Dans notre cas, comme nous l'avons énoncé précédemment et comme le montre la figure 3.20, R_L est de l'ordre de 2,7 kΩ.

∗ *Influence de la puissance et de la fréquence*

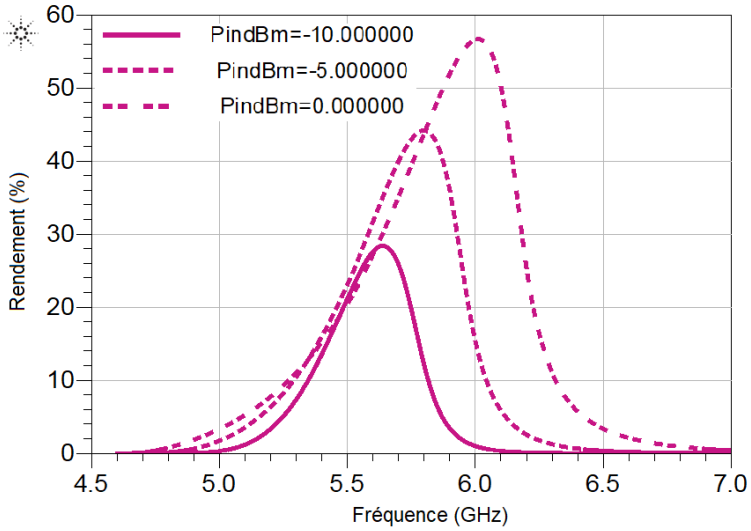
Les figures 3.21 (a) et (b) montrent respectivement la variation de la tension de sortie et celle du rendement en fonction de la fréquence pour trois valeurs de puissances différentes (-10 dBm, -5 dBm et 0 dBm) et pour une valeur de charge R_L égale à 2,7 kΩ. Les deux figures montrent que pour une puissance d'entrée de -5 dBm, le dispositif atteint un rendement maximal de 44 % et une tension maximale de 0,6 V autour de 5,8 GHz. En s'écartant de ce niveau de puissance (-5 dBm), les performances du circuit autour de ce point optimal changent. En effet, le point optimal en rendement ou en tension se déplace vers une autre valeur de fréquence quand le niveau de puissance change et vice-versa. Autrement dit, un circuit de conversion RF-DC conçu et optimisé autour d'une valeur bien déterminée de puissance RF et de fréquence est sensible à toute variation de puissance ou de fréquence à cause de la non linéarité de la diode Schottky. Ceci explique en quoi la phase d'optimisation d'un tel dispositif est tellement critique.

3.3.3 Fabrication et validation expérimentale : Comparaison des performances mesurées et simulées

La figure 3.22 montre une photographie du circuit fabriqué et la figure 3.23 illustre le banc de mesure utilisé pour la caractérisation du circuit redresseur. Un générateur Anritsu MG3692A 20 GHz permet de générer un signal RF à l'entrée du circuit via un connecteur SMA. La valeur de la tension de sortie DC est mesurée à l'aide d'un multimètre connecté aux bornes de la charge R_L d'une valeur de 2,7 kΩ pour différentes puissances RF à l'entrée.



(a)



(b)

Figure 3. 21 *(a) Variation de la tension DC et (b) Variation du rendement en fonction de la fréquence pour différents niveaux puissances*

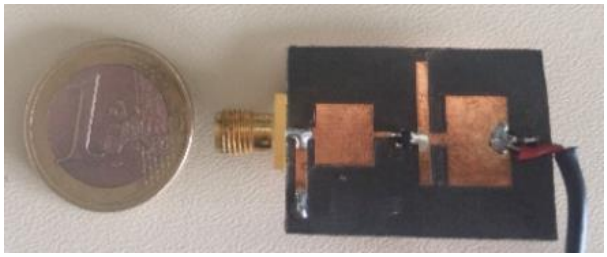


Figure 3. 22 *Photographie du prototype fabriqué*

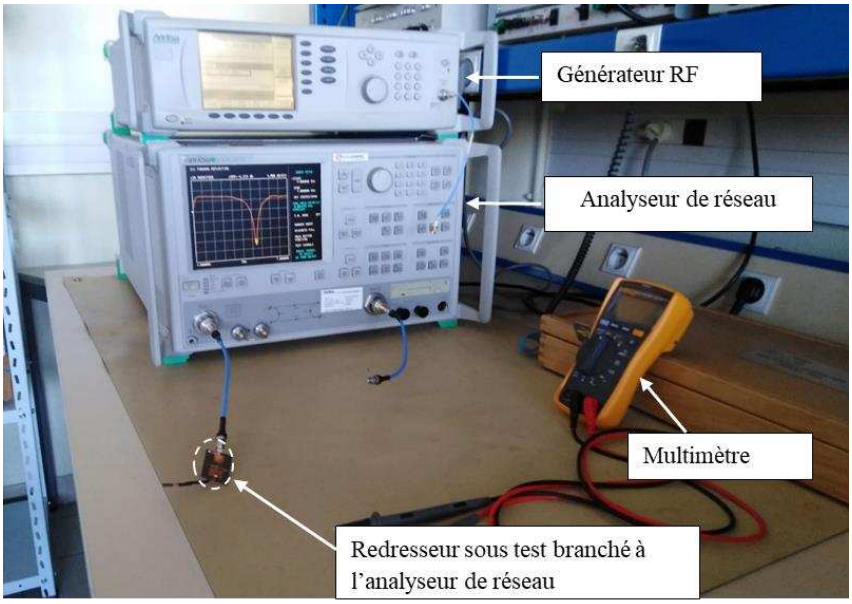
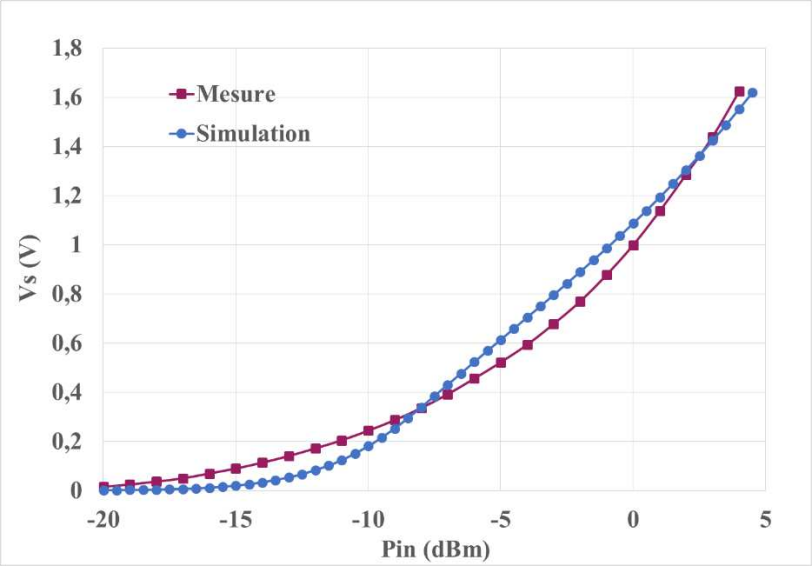
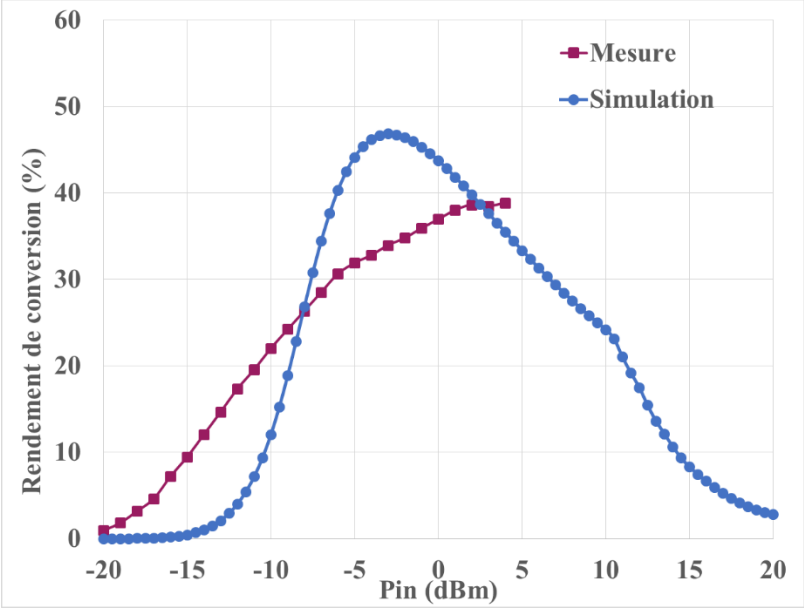


Figure 3. 23 *Banc de mesure du redresseur*

La figure 3.24 (a) illustre la variation de la tension de sortie DC en fonction de la puissance RF incidente en simulation et en mesure à 5,8 GHz. La tension mesurée est cohérente avec celle trouvée en simulation avec une légère différence due aux pertes rajoutées par les conditions réelles de mesures (pertes diélectriques, pertes dans les connexions d'accès, pertes dans les boîtiers, pertes introduites par les soudures, etc.). A partir des valeurs de tensions DC et pour une charge optimale de 2,7 kΩ, le rendement de conversion en mesure et en simulation est calculé et tracé sur la figure 3.24 (b). Comme le rendement est directement proportionnel au carré de la tension DC, une division par deux de la valeur de la tension de sortie induit une division par quatre du rendement. Ceci explique la différence trouvée entre les allures des deux courbes en mesure et en simulation. Par exemple, pour une puissance d'entrée de valeur -2 dBm, la tension de sortie et le rendement de conversion sont respectivement de l'ordre de 0,77 V et 34,8 % en mesure et 0,89 V et 46,47 % en simulation. Cette différence de 0,12 mV pour la tension DC implique une différence de 11,67 % sur le rendement.



(a)



(b)

Figure 3. 24 (*a) Tension DC (b) Rendement de conversion en fonction de la puissance RF à 5,8 GHz*

A l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel Anritsu 37325C 13,5 GHz, les mesures des paramètres « S » du circuit sont réalisées. En simulation, le moteur LSSP de ADS est utilisé pour le tracé des courbes de paramètres « S ». La figure 3.25 illustre les courbes du coefficient de réflexion (S_{11}) simulé et mesuré en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée égale à -5 dBm. On remarque que malgré le décalage de 140 MHz du pic d'adaptation entre les résultats de mesures et les résultats de simulations, le circuit reste toujours adapté en mesure à la fréquence de 5,8 GHz. Cette différence peut être expliquée, tout d'abord, par le rajout

d'éléments parasites en mesure qui ne sont pas pris en compte en simulations tels que les soudures, les boîtiers des composants CMS, les vias, etc. En plus, les variations des caractéristiques du substrat telles que la permittivité relative et l'épaisseur peuvent modifier le comportement fréquentiel des filtres réalisés en technologie micro-ruban.

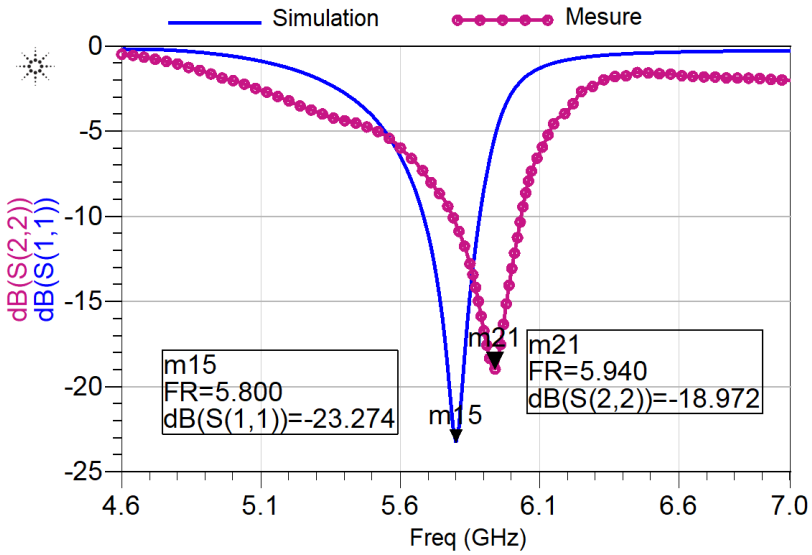


Figure 3. 25 *Coefficient de réflexion (S_{11})*

Le tableau 3.2 présente les performances du redresseur à une puissance RF égale à -5 dBm et une fréquence de 5,8 GHz en théorie, simulations et mesures. Les résultats théoriques donnés sont issus de notre programme développé sous Matlab détaillé ci-dessus et d'une autre méthode analytique expliquée dans [81]. Il est évident que les deux modèles théoriques présentent des résultats plus optimistes. Cependant, les résultats trouvés à l'aide de la méthode théorique utilisée dans notre approche de conception sont plus proches des résultats expérimentaux. Les différences observées entre les simulations et les mesures peuvent s'expliquer par le fait que les simulations ne tiennent pas compte des différentes pertes causées par les conditions réelles de mesure.

Tableau 3. 2 *Performances du redresseur à 5,8 GHz et -5 dBm*

	Résultats théoriques [81]	**Résultats théoriques**	**Résultats de simulations**	**Résultats de mesures**
Vs (V)	0,75	0,67	0,614	0,522
η (%)	65,7	54	44,2	32

3.4 Mise en application d'une « rectenna » à 5,8 GHz associée à un gestionnaire d'énergie BQ 25570 pour la récupération d'énergie EM

Le démonstrateur utilisé pour mettre en application le système de récupération d'énergie à 5,8 GHz est illustré sur la figure 3.26. En émission, on a utilisé une antenne cornet pour jouer le rôle d'un réseau d'antennes afin de focaliser l'énergie dans la direction souhaitée. Le système de récupération d'énergie en réception est formé :

- d'une antenne patch réalisée à la fréquence de 5,8 GHz ;
- du redresseur présenté dans la section précédente ;
- d'une carte d'évaluation du module de gestion d'énergie TI BQ25570 de Texas Instruments [87];
- D'une charge résistive de valeur 700 Ω qui modélise le comportement du capteur CC2650 de Texas Instruments que nous souhaitons alimenter [88]. Ce capteur est capable de faire dix types de mesures (pression, humidité, éclairage, température, etc.) et de transmettre les données par Bluetooth.

Deux types de manipulations ont été réalisés. La première manipulation permet de caractériser le démonstrateur. Dans ce cas, un générateur RF est utilisé à l'entrée du circuit de conversion RF-DC afin de contrôler avec précision la puissance injectée et tester avec exactitude les performances du système complet. La seconde manipulation consiste à associer le circuit de conversion RF-DC à une antenne patch à la réception. Ainsi, tout le système de récupération d'énergie RF sera positionné à une certaine distance de l'antenne cornet afin de caractériser l'ensemble du dispositif de TESF.

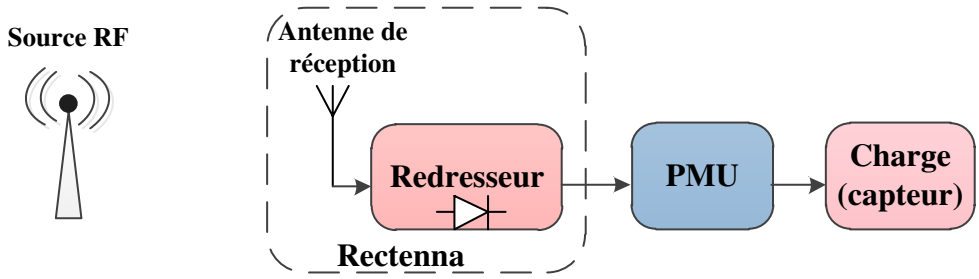


Figure 3. 26 *Schéma synoptique du système de TESF mis en oeuvre*

3.4.1 Le gestionnaire d'énergie BQ25570

Le convertisseur DC-DC BQ25570, fabriqué par Texas Instruments, permet d'extraire efficacement des niveaux de puissance DC de quelques µWatt pour générer des puissances de l'ordre du mWatt à partir d'une multitude de récupérateurs d'énergie tels que les générateurs thermoélectriques, cellules photovoltaïques et les « rectennas ». Ce module de gestion d'énergie

comprend un convertisseur « Boost » à l'entrée et un convertisseur « Buck » à la sortie. Le convertisseur « Boost » permet de recharger l'élément de stockage alors que le convertisseur « Buck » permet de fournir une tension DC stable à la sortie à partir de l'énergie provenant de l'élément de stockage. Ce gestionnaire est également doté d'un module de contrôle de MPP « Maximum Power Point tracking » afin d'extraire le maximum de puissance du récupérateur d'énergie. On distingue deux phases de fonctionnement principal :

- Une phase de démarrage à froid « cold start » qui est un mode de réveil permettant d'atteindre un ensemble de conditions de fonctionnement le plus rapidement possible avec un rendement faible ;

- Une phase de fonctionnement « normale » au cours de laquelle tous les éléments constituant le BQ25570 sont en service avec un contrôle de MPP pour se positionner toujours au point de fonctionnement optimal.

Pendant la phase de démarrage, le BQ25570 nécessite une tension V_{in} minimale égale à 330 mV. Une fois démarré, le convertisseur peut fonctionner avec des niveaux de tension continue aussi bas que 100 mV.

Le contrôle de MPP est réalisé à travers un prélèvement périodique de la valeur de la tension DC de sortie du « rectenna » en circuit ouvert (V_{oc}). En effet, dans le cas des « rectenna », la tension au point optimal, pour laquelle on a un maximum de rendement, est égale à la moitié de V_{oc}. Cet échantillonnage de la tension en circuit ouvert se fait toute les 16 s en désactivant le convertisseur pendant 256 ms et en modulant intérieurement son impédance d'entrée. La figure 3.27 montre la carte d'évaluation du convertisseur BQ25570 qui a été utilisée pour les mesures.

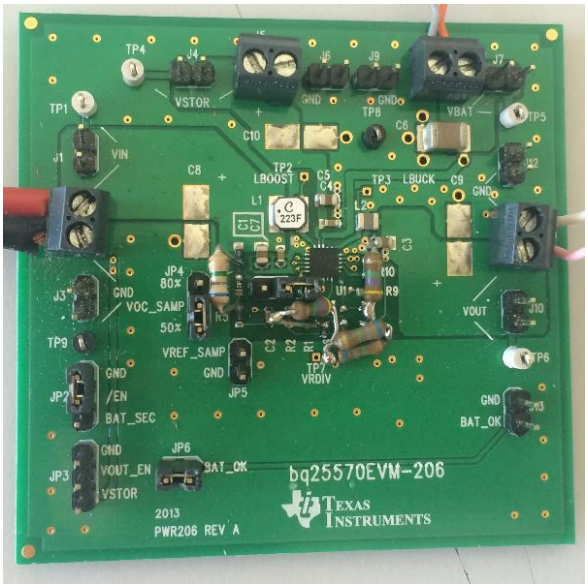


Figure 3. 27 *Carte d'évaluation du convertisseur BQ25570 de Texas Instruments*

Le module intègre un élément de stockage ainsi que des composants localisés tels que des résistances, des condensateurs et des inductances qui sont associés au convertisseur BQ25570.

3.4.2 Etude expérimentale du système constitué du circuit de conversion RF-DC associé au convertisseur BQ25570

Le générateur de puissance RF remplace, dans cette première manipulation, l'antenne de réception, comme le montre la figure 3.28. En se basant sur la documentation technique du convertisseur BQ25570, la carte d'évaluation est programmée afin de répondre aux exigences de notre application. En effet, la caractérisation expérimentale du capteur CC2650 nous a permis d'estimer sa consommation énergétique à 5 mJ sous une tension d'alimentation de 1,8 V. Ainsi, un condensateur de stockage C_{bat}, de type céramique multicouche et de valeur 1000 µF, a été associé au convertisseur BQ25570. La valeur de ce condensateur C_{bat} a été déduite en tenant compte de certaines conditions imposées par la datasheet du convertisseur, sur les valeurs des deux seuils, $V_{bat_OK_PROG}$ et $V_{bat_OK_HYST}$, de la variation de la tension V_{bat}. En effet, ces deux seuils doivent être compris entre V_{bat_UV} = 2 V et V_{bat_OV} = 4,2 V afin de prévenir la décharge complète et la surcharge de la batterie et de garantir un rendement optimal du convertisseur. De plus, les valeurs des résistances utilisées pour programmer ces deux seuils de V_{bat} doivent être suffisamment grandes afin de garantir une faible consommation du convertisseur tout en tenant compte des contraintes imposées par la datasheet sur leurs valeurs. Egalement, à partir de la valeur de l'énergie consommée par le capteur, à savoir 5 mJ pendant une durée de transmission de données estimée à 1 s, on déduit une charge de valeur 700 Ω, modélisant le comportement du capteur. Dans ces conditions, des mesures expérimentales sont effectuées sur le système, illustré sur la figure 3.28, afin de visualiser l'évolution au cours du temps des tensions au niveau de la charge, à l'entrée du convertisseur BQ25570 et au niveau du condensateur.

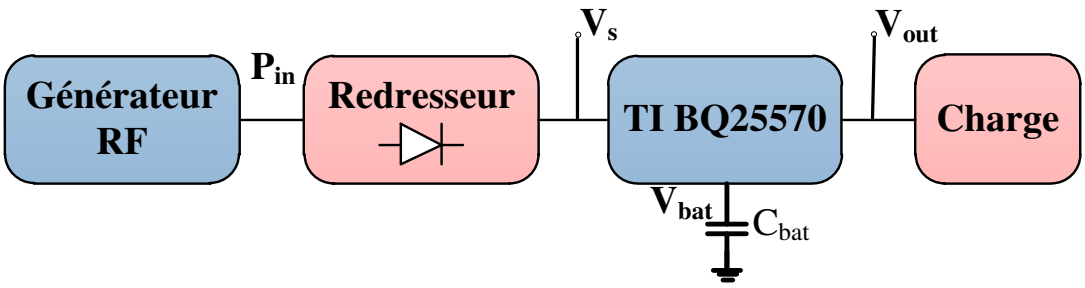
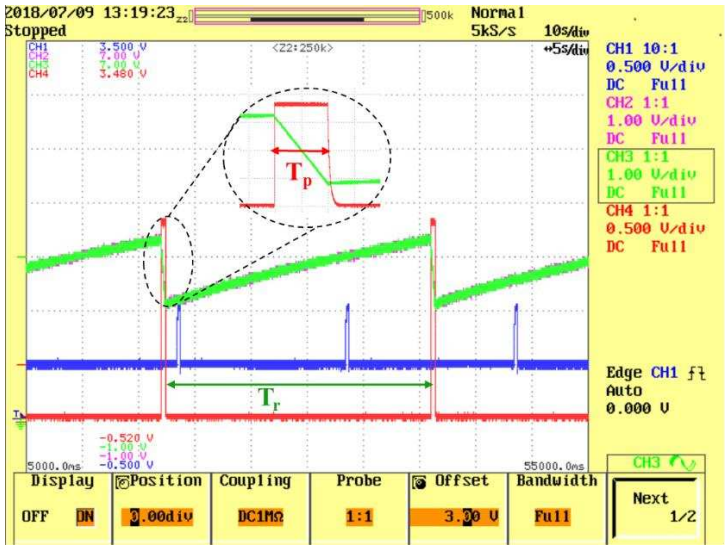
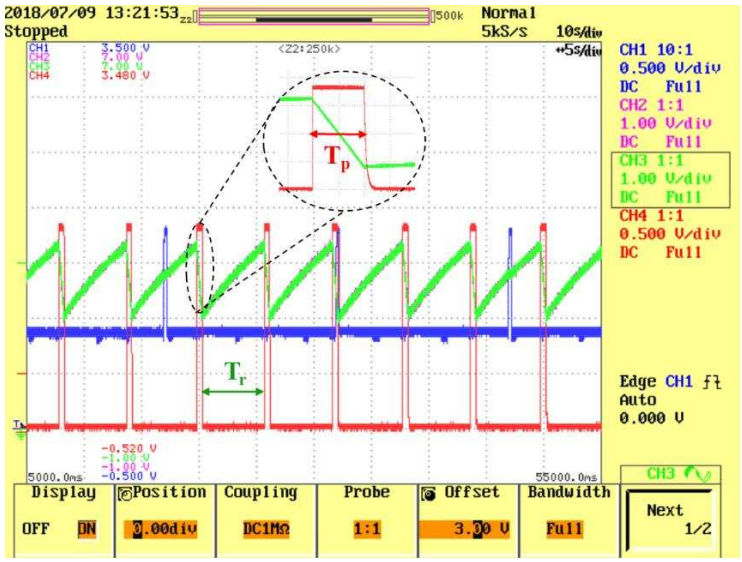


Figure 3. 28 *Schéma synoptique du dispositif expérimental*

La figure 3.29 illustre l'allure de la tension « V_{bat} » aux bornes du condensateur C_{bat} et l'allure de la tension V_{out} à la sortie du régulateur « Buck » aux bornes de la charge DC ainsi que l'allure de la tension V_s à l'entrée du BQ25570. Ainsi, au cours du fonctionnement normal, après avoir quitté la phase de démarrage « cold start », et pour une puissance RF à l'entrée égale à -5 dBm (figure 3.29 (a)) et 0 dBm (figure 3.29 (b)), la tension de sortie V_{out} est égale à 1,8 V pour une durée T_p de 1 s déclenchée par les deux seuils $V_{bat_OK_PROG}$ et $V_{bat_OK_HYST}$ au cours de la décharge de C_{bat}. Il est à noter que, comme le montre la courbe en bleu représentant la tension V_s, toutes les 16 secondes, une nouvelle mesure de la tension de sortie à vide du redresseur (tension d'entrée du BQ25570) est effectuée pendant 256 ms afin de réajuster le point de fonctionnement nominal (MPP).



(a) P_{in} = -5 dBm



(b) P_{in} = 0 dBm

Figure 3. 29 *Formes d'onde des tensions : V_{out} "rouge", V_{bat} "vert" et V_s "bleu"*

Ainsi, comme le montrent les courbes de la figure 3.29, pour une puissance d'entrée égale à -5 dBm, il faut un temps de recharge (T_r) de 30 s pour charger la capacité et ainsi activer la sortie (V_{out}) alors que pour une puissance d'entrée égale à 0 dBm, un temps de recharge de 7 s est suffisant.

La puissance moyenne de sortie P_{out} aux bornes de la charge DC est calculée en utilisant la relation suivante :

$$P_{out} = \frac{T_p}{T_p + T_r} P_p \tag{3.30}$$

Avec P_p la puissance consommée par la charge (P_p = 4, 62 mW) pendant la période T_p = 1 s.

Ainsi, la figure 3.30 montre la variation de P_{out} et du temps de recharge T_r en fonction de la puissance RF incidente P_{in}. En effet, plus la puissance P_{in} augmente, plus le temps de recharge diminue et la puissance P_{out} augmente. Le rendement global $\eta_G = \frac{P_{out}}{P_{in}}$ du système est tracé en fonction de la puissance P_{in} sur la figure 3.31. Le système possède une sensibilité qui atteint -12 dBm. Cette sensibilté en puissance traduit le niveau de puissance minimale à partir de laquelle un transfert d'énergie est possible. En effet, le systéme est capable de maintenir un niveau de tension DC à la sortie égale à 1,8 V lorsque la puissance RF à l'entrée décroit jusqu'à -12 dBm. En plus, on peut noter, d'après la figure 3.31, que le systéme posséde un rendement global η_G supérieur au rendement du redresseur seul lorsque le niveau de puissance RF à l'entrée est supérieur à -10 dBm. Il est égal à 24 % à -10 dBm et atteint 58 % à -2 dBm.

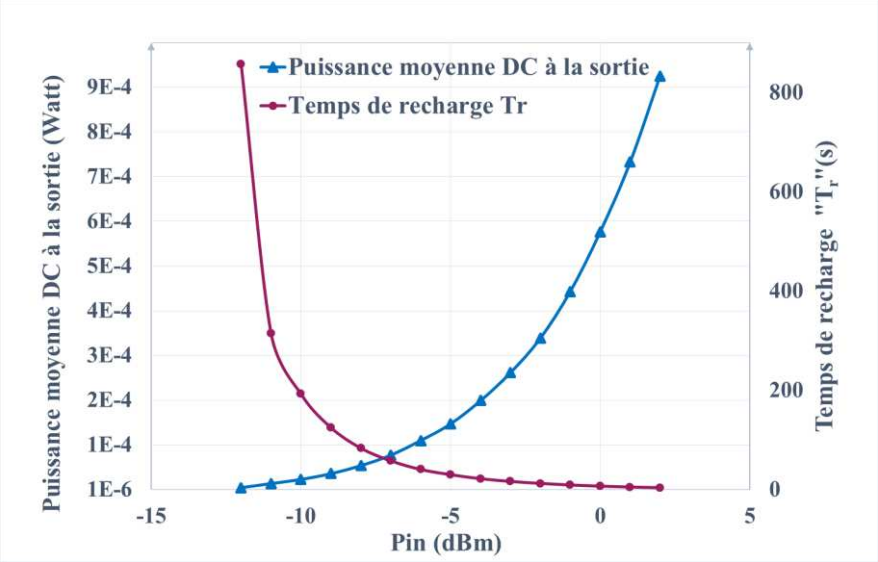


Figure 3. 30 *Variation du temps de recharge et de la puissance moyenne en fonction de P_{in}*

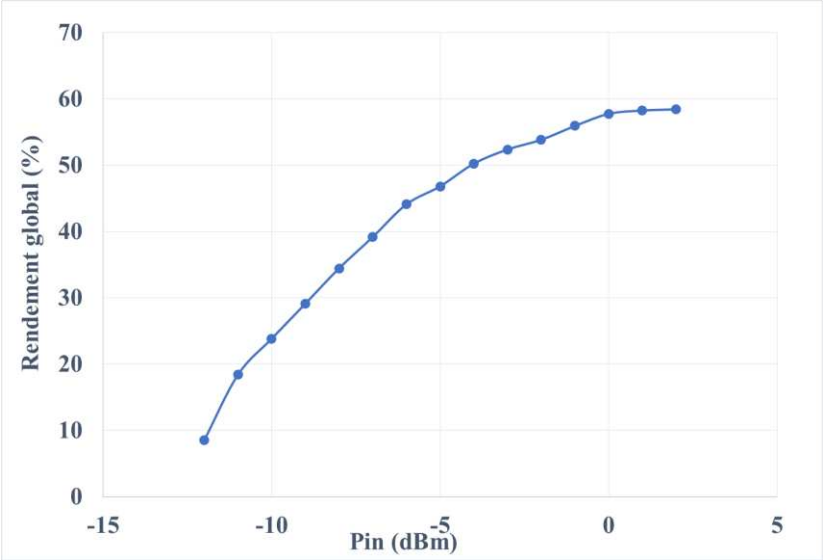


Figure 3. 31 *Variation du rendement global η_G du système en fonction de P_{in}*

Ceci est dû au fait que le gestionnaire d'énergie module son impédance d'entrée lorsque le niveau de la puissance RF varie afin de se placer toujours au point optimal (MPP) et ainsi assurer un transfert maximum de puissance.

La figure 3.32 présente la variation de l'énergie accumulée pendant T_p = 1 s en fonction du temps de recharge et de la valeur de la puissance RF (P_{in}). On remarque que pour la même quantité d'énergie accumulée, le temps de recharge augmente lorsque le niveau de puissance RF à l'entrée diminue. Par exemple, quand le niveau de puissance diminue de 0 dBm à -5 dBm, le temps de recharge nécessaire pour récupérer 10 mJ augmente de 15 s à 65 s, respectivement.

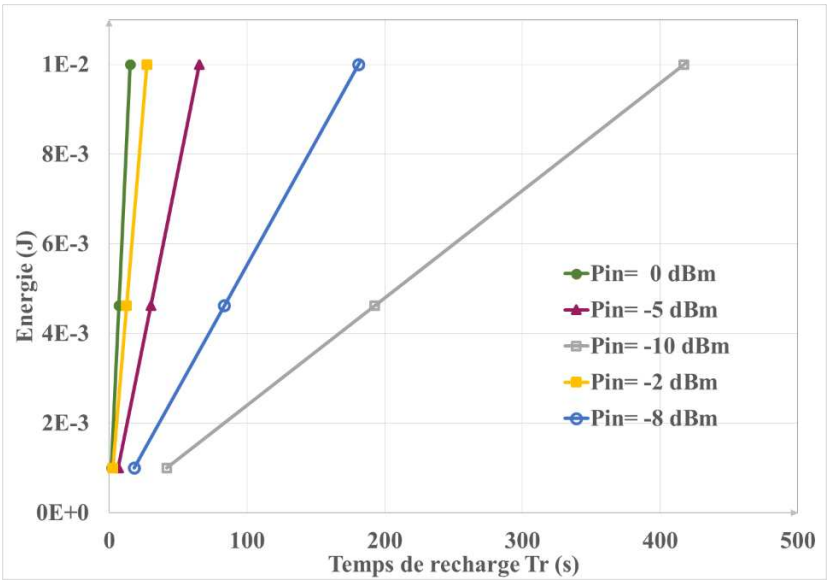


Figure 3. 32 *Variation de l'énergie accumulée pendant T_p = 1 s en fonction du temps de recharge pour différentes valeurs de P_{in}*

3.4.3 Etude expérimentale du système de TESF complet

Dans cette manipulation, l'antenne de réception est associée au redresseur pour former la « rectenna ». La transmission d'énergie RF à travers l'espace libre est effectuée à l'aide d'une source RF couplée à une antenne de type cornet présentant un gain de 19 dB à la fréquence de 5,8 GHz. Le schéma bloc illustrant les différents éléments du dispositif expérimental est présenté sur la figure 3.33. La puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) est fixée à 39 dBm. A une distance « d » de cette antenne est située notre « rectenna » associée à l'unité de gestion d'énergie « TI BQ25570 » et à la charge résistive de valeur 700 Ω.

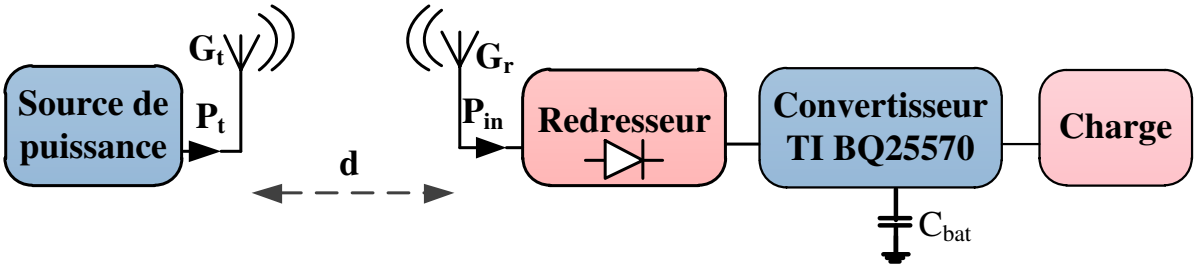


Figure 3. 33 *Schéma synoptique du banc de mesure du système de TESF*

Comme le montre la figure 3.34, l'antenne de réception est une antenne de type patch réalisée sur un substrat Rogers RO4003 (ε_r = 3,55, h= 1,524 mm). Cette antenne a un gain de 7 dB à la fréquence de 5,8 GHz et un coefficient de réflexion (S_{11}) ≤ -10 dB dans la bande de fréquence [5,73 - 5,95] GHz. Dans un premier temps, des mesures du niveau de puissance RF (P_{in}) reçu par l'antenne patch ont été réalisées à la fréquence de 5,8 GHz à l'aide d'un analyseur de spectre Anritsu MS2667 9kHz-30 GHz. Les résultats de mesures trouvés ont été comparés aux résultats évalués par l'équation de Friis (équation 1.3), comme le montre la figure 3.35. Si l'allure est semblable, on note, tout de même, une différence de l'ordre de 3 dB entre les valeurs théoriques et les valeurs mesurées. Plusieurs explications peuvent être données à cette différence, à savoir la non prise en compte des effets de l'affaiblissement et des pertes supplémentaires mais également un gain de l'antenne d'émission plus faible que celui donné par le constructeur. L'objectif, ici, est de travailler d'avantage sur le principe qualitatif, uniquement la tendance de la courbe a été prise en considération.

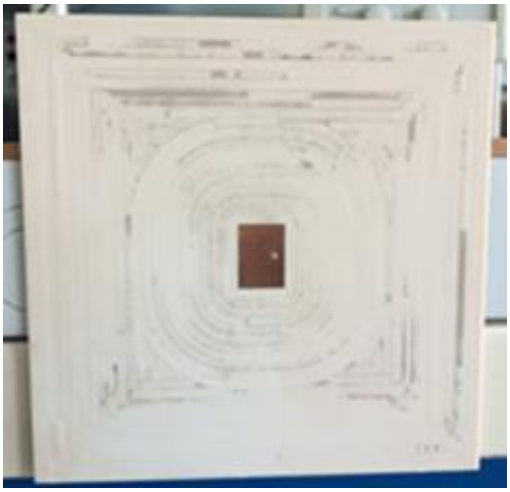


Figure 3. 34 *Photographie de l'antenne patch*

Etant donnée qu'on doit être placé en champ lointain, l'allure de la courbe en théorie n'est valable que si l'antenne patch est située à une distance minimale de $2D^2/\lambda$ = 1,2 m de la source de rayonnement (cf. chapitre 1). A cette distance, la puissance RF reçue en mesure est de l'ordre de -6 dBm ce qui correspond à un temps de recharge T_r de 40 s pour obtenir une puissance de sortie DC égale à 111 µWatt, comme le montre la figure 3.30.

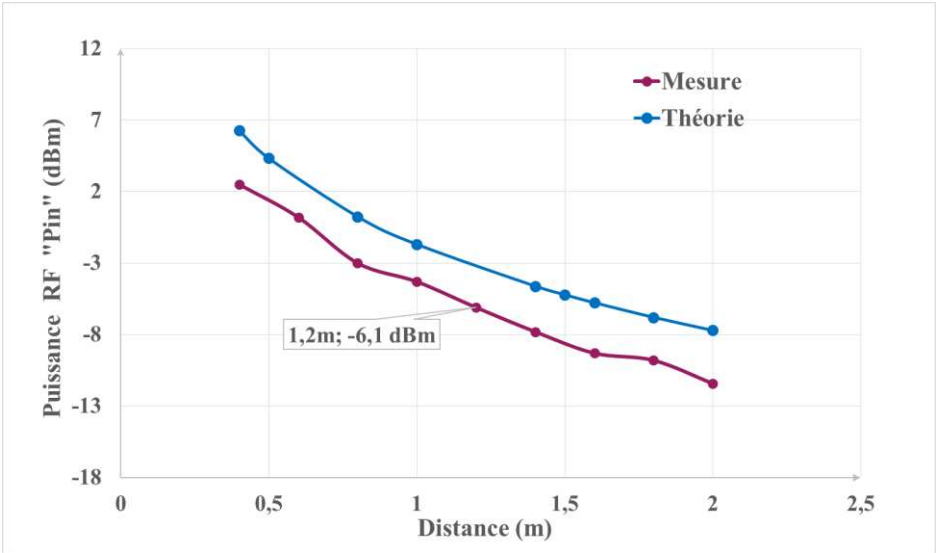


Figure 3. 35 *Puissance reçue P_{in} en fonction de la distance (d)*

Le tableau 3.3 résume les différentes performances du système de récupération d'énergie RF réalisés dans le cadre de cette thèse. A partir d'un niveau de puissance égal à -12 dBm, le système de récupération d'énergie RF proposé garantit une tension de sortie stable autour de 1,8 V. Cette tension de sortie aux bornes de la charge est maintenue pendant une durée T_p=1 s avec des temps de recharges T_r qui dépendent du niveau de puissance RF à l'entrée.

Le tableau 3.4 compare les performances du système développé avec d'autres travaux récemment présentés dans la littérature. A notre connaissance, toutes les études publiées sur les récupérateurs d'énergie RF à 5,8 GHz montrent uniquement des dispositifs conçus pour des niveaux de puissance RF élevés. Ainsi, le système proposé dans la référence [89] présente un rendement et une tension de sortie continue élevés en raison du niveau de puissance d'entrée élevé (≥ 0 dBm). Par contre, tous les autres travaux [90]–[93], qui utilisent une « rectenna » et un convertisseur DC-DC, sont optimisés pour de faibles niveaux de puissance et des fréquences de travail plus basses. On peut alors noter que le système proposé dans cette thèse offre le rendement et la puissance moyenne de sortie les plus élevés à un niveau de puissance RF égal à -10 dBm. De plus, notre système a une sensibilité supérieure en comparaison à celles données dans les différents autres travaux publiés, sachant que les autres démonstrateurs étaient conçus pour fonctionner à des fréquences plus basses.

Tableau 3. 3 *Bilan récapitulatif des performances du système de récupération d'énergie RF*

Paramètres	**Valeurs**
Fréquence	5,8 GHz
Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE)	39 dBm
Distance émetteur - récepteur (d)	1,2 m → 2,2 m
Puissance reçue par la « rectenna » (P_{in})	-6,1 dBm → -12 dBm
Tension DC de sortie (V_{out}) pendant 1 s	1,8 V
Puissance moyenne DC à la sortie (P_{out})	111 µW → 5,4 µW
Temps de recharge (T_r)	40 s → 857 s

Tableau 3. 4 *Comparaison des performances du système développé avec la littérature*

	[89]*	[90]	[91]	[92]	[93]	Ce travail
Fréquence (GHz)	5,8	2,45	2,45	0.868	2,45	5,8
Sensibilité (dBm)	0	-10	-15,6	-13	-24,3	-12
Tension de sortie maximale (V)	3,34 @10 dBm	1,8	2	1,8	NR	1,8
Puissance de sortie (µW)	7430 @ 10 dBm	5,17 @ -10 dBm	7,27 @ -10 dBm	23 @ -10 dBm	NR	24 @ -10 dBm
Rendement du système (%)	74,38 @ 10 dBm	5,17 @ -10 dBm	7,27 @ -10 dBm	23 @ -10 dBm	28,7 @ -7 dBm	24 @ -10 dBm

NR : Non reporté
*Résultats du redresseur

3.5 Conclusion

Le travail décrit, dans ce dernier chapitre, nous a permis de concevoir et de valider un système de récupération d'énergie EM à la fréquence de 5,8 GHz pour des niveaux de puissance RF assez faibles à l'entrée. Ceci s'inscrit dans l'objectif d'alimenter une charge résistive modélisant le comportement d'un capteur CC2650 de Texas Instruments. La première partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude, à la conception et à la réalisation d'un circuit de conversion RF-DC à la fréquence de 5,8 GHz et à une puissance RF égale à -5 dBm. Pour cela, une démarche de conception du circuit redresseur en technologie micro-ruban a été présentée, détaillée et validée par des simulations et des mesures. Cette méthodologie énumère les différentes étapes de conception et d'optimisation d'un circuit de conversion RF-DC en utilisant deux logiciels ADS et Matlab. En effet, un programme développé sous Matlab a été élaboré, en se basant sur une étude théorique d'un multiplieur à N étages, afin de faciliter et simplifier la phase de choix de la diode Schottky et de la topologie. Ensuite, ADS a été utilisé afin d'optimiser le redresseur pour un maximum de rendement. Enfin, un prototype de circuit optimisé a été réalisé et caractérisé expérimentalement au laboratoire. Les résultats de mesures ont été par la suite présentés et comparés aux résultats de simulations. Dans un deuxième temps, nous avons mis en œuvre une application qui consiste à associer à la « rectenna » un module de gestion d'énergie BQ25570 du commerce afin d'alimenter un capteur. Pour cela, une charge

résistive modélisant le comportement du capteur a été placée à la sortie du système. Le BQ25570 a été bien caractérisé afin de répondre aux exigences du capteur et du circuit redresseur. Les tests expérimentaux réalisés montrent que ce système est capable de fournir une tension de sortie de 1,8 V à 5,8 GHz pendant une période de 1 s à une distance qui peut aller jusqu'à 2,2 m d'une source qui émet avec une PIRE de 39 dBm.

Conclusion Générale

La recherche dans le domaine des capteurs subit actuellement une révolution importante avec l'avènement du concept de l'IoT, ouvrant des perspectives et des challenges d'impacts significatifs particulièrement dans la thématique de l'autonomie énergétique. La TESF apparaît comme une solution technologique efficace qui s'inscrit pleinement dans une démarche écologique pour l'augmentation de l'autonomie des capteurs. Cette autonomie permet, entre autre, d'en assurer la mobilité et d'en réduire le poids et les dimensions. Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse s'inscrivent dans le cadre d'un projet qui propose une alternative de secours à l'ensemble du réseau des capteurs. Cette alternative consiste à développer un système de recharge de capteurs à la demande par onde EM qui n'aurait plus assez d'énergie pour assurer leur fonction principale.

Le premier chapitre nous a permis d'introduire le contexte de ce travail, la problématique et les objectifs visés. Plusieurs points ont été abordés dans la première partie de ce chapitre notamment les réseaux de capteurs sans fil et leurs applications, les différents systèmes de récupération d'énergie ambiante, le principe de la TESF avec quelques exemples de réalisation de systèmes de transfert d'énergie EM ainsi que les contraintes liées au caractère omnidirectionnel de l'antenne d'émission. Pour ces raisons, nous avons conclu que la réalisation d'une source dédiée avec une antenne directive est une solution prometteuse pour l'alimentation de capteurs afin de garantir un fonctionnement plus fiable et un rendement énergétique élevé. Ainsi, en vue de la conception d'une antenne intelligente, la deuxième partie de ce chapitre s'est concentrée sur la formation du faisceau. Pour cela, une brève présentation des réseaux d'antennes, ses différents types ainsi que les différentes techniques de synthèse du diagramme de rayonnement ont été exposés. L'enjeu principal de ces techniques consiste en la génération des phases et/ou des amplitudes à appliquer sur chacune des antennes élémentaires du réseau. La dernière partie du chapitre 1 a été consacrée à la présentation des différents travaux réalisés au cours de cette thèse.

Le deuxième chapitre s'est porté sur le premier volet de ce travail qui consiste à étudier et concevoir une structure originale de déphaseur actif. Ce dispositif constitue la base d'un futur réseau antennaire de type lacunaire permettant de contrôler le diagramme de rayonnement dans toutes les directions. Ce déphaseur actif, basé sur l'association d'un oscillateur verrouillé par

injection et d'un modulateur IQ, a été implémenté en technologie BiCMOS SiGe:C 0,25 µm de NXP Semiconductors. Le modulateur IQ assure un contrôle de phase par pas de 90° grâce à ces commandes I et Q et l'OCT verrouillé par injection assure un déphasage fin et linéaire dans la plage ± 45° de chaque combinaison IQ grâce à la tension de contrôle V_{tune}. Afin d'expliquer le phénomène d'injection, une mise en équation d'un oscillateur de Van der Pol sous injection a permis de définir l'état de synchronisation de l'oscillateur à partir des équations dynamiques des amplitudes et des phases. Par la suite, la conception et l'implémentation des différents circuits élémentaires constituant le déphaseur actif ont été présentées. Ce circuit a été fabriqué et encapsulé dans un boîtier de type HVQFN 24. Les mesures effectuées ont démontré qu'avec une puissance injectée de -1,5 dBm à la fréquence 5,8 GHz, ce déphaseur actif permet de réaliser un contrôle continu et linéaire dans tout le plan de phase à l'aide des commandes numériques I et Q du modulateur et de la commande analogique V_{tune} de l'oscillateur. Ce déphaseur présente, pour une tension d'alimentation de 2,5 V et une puissance consommée de 92,5 mW, une puissance de sortie sur 50 Ω autour de -2 dBm.

Le troisième chapitre a traité le deuxième volet de ce travail qui consiste en l'étude et la conception d'un système de récupération d'énergie EM. Ce système est basé principalement sur l'association d'une « rectenna » et d'un circuit de gestion d'énergie du commerce « BQ25570 » de Texas Instruments. Après avoir présenté la structure de la « rectenna » et ses différentes caractéristiques, une méthodologie de conception du circuit redresseur en technologie micro-ruban a été établi dans le but d'atteindre le maximum de rendement de conversion RF/DC à la fréquence 5,8 GHz et pour une puissance d'entrée de -5 dBm. En effet, cette approche, basée sur les deux outils Matlab et ADS, permet de faciliter et de simplifier la conception du circuit redresseur compte tenu de la non linéarité de son fonctionnement. Pour cela, une modélisation théorique d'une structure de multiplieur à N étages est détaillée. Cette modélisation a été par la suite automatisée à l'aide d'un code Matlab, qui servira comme outil pour faire le choix de la topologie du circuit redresseur et celui de la diode Schottky en fonction de l'objectif et des spécifications désirés. Par la suite, le circuit redresseur optimisé sur ADS pour un maximum de rendement, est fabriqué et caractérisé expérimentalement au laboratoire. Les résultats de mesures ont validé la méthodologie de conception suivie et ont montré une bonne concordance avec les résultats de simulations et les résultats théoriques.

Pour terminer, une application a été mise en œuvre. Elle consiste à associer le circuit redresseur fabriqué à une antenne de réception de type patch et au module de gestion d'énergie « BQ25570 » du commerce afin d'alimenter un capteur. Pour cela, une charge résistive modélisant le comportement du capteur CC2650 de Texas Instruments a été placée à la sortie

du système. Les tests expérimentaux réalisés ont démontré le bon fonctionnement du système et d'excellentes performances. A partir d'une source qui émettait avec une PIRE de 39 dBm, le système est capable de maintenir un niveau de tension DC égale à 1,8 V pendant une période de 1 s pour des niveaux de puissance RF à l'entrée qui varient entre -6 dBm et -12 dBm avec des temps de recharge qui varient respectivement entre 40 s et 857s.

Comme perspective de ce travail de thèse, il serait intéressant de remplacer la source émettrice, qui est prise comme une antenne cornet pour la mise en application du système de TESF, par une antenne réseau de type lacunaire développée par nos collègues de l'équipe « Antennes et signaux » de XLIM à Limoges. Les antennes élémentaires seront donc commandées par le circuit déphaseur actif conçu. Parallèlement, coté récepteur, l'objectif est de faire fonctionner le capteur CC2650 à partir des niveaux de puissance récupérés par le système de récupération d'énergie.

Références Bibliographiques

[1] S. LUCERO, *IoT platforms : enabling the Internet of Things*, Livre Blanc, IHS Technology, 2016.

[2] U. Nation, « The World Population Prospects: 2015 Revision », Rapport, 2015.

[3] B. Safaei, A. M. H. Monazzah, M. B. Bafroei, et A. Ejlali, « Reliability side-effects in Internet of Things application layer protocols », *2nd International Conference on System Reliability and Safety (ICSRS)*, p. 207-212, déc. 2017.

[4] I. F. Akyildiz, Weilian Su, Y. Sankarasubramaniam, et E. Cayirci, « A survey on sensor networks », *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, n° 8, p. 102-114, août 2002.

[5] D. Trinchero, R. Stefanelli, D. Brunazzi, A. Casalegno, M. Durando, et A. Galardini, « Integration of smart house sensors into a fully networked (web) environment », *IEEE SENSORS*, p. 1624-1627, oct. 2011.

[6] « Smart Home solutions to look out for in 2019 », [En ligne], Disponible sur: https://www.smarthomenx.com/comfort-convenience-products/smart-homes-2019/.

[7] A. Farhat, A. Makhoul, C. Guyeux, R. Tawil, A. Jaber, et A. Hijazi, « On the Topology Effects in Wireless Sensor Networks Based Prognostics and Health Management », *IEEE Intl Conference on Computational Science and Engineering (CSE) and IEEE Intl Conference on Embedded and Ubiquitous Computing (EUC) and 15th Intl Symposium on Distributed Computing and Applications for Business Engineering (DCABES)*, p. 335-342, août 2016.

[8] M. Grosso, S. Rinaudo, E. Patti, et A. Acquaviva, « An energy-autonomous wireless sensor network development platform », *13th International Conference on Design Technology of Integrated Systems In Nanoscale Era (DTIS)*, p. 1-6, avr. 2018.

[9] S. Sarang, M. Drieberg, et A. Awang, « Multi-priority based QoS MAC protocol for wireless sensor networks », *7th IEEE International Conference on System Engineering and Technology (ICSET)*, p. 54-58, oct. 2017.

[10] A. Abdulasik et K. Suriyakrishnaan, « Improvement of network lifetime with security and load balancing mobile data clustering for wireless sensor networks », *Third International Conference on Sensing, Signal Processing and Security (ICSSS)*, p. 463-468, mai 2017.

[11] B. R. Chalamala, « Portable Electronics and the Widening Energy Gap », *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, n° 11, p. 2106-2107, nov. 2007.

[12] R. Aloulou, « Etude et réalisation de circuits intégrés d'alimentation et de conditionnement d'énergie pour les réseaux de capteurs sans fil », Thèse de Doctorat, Université de la Réunion, 2015.

[13] T. Wu, M. S. Arefin, J. Redouté, et M. R. Yuce, « Flexible wearable sensor nodes with solar energy harvesting », *39th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, p. 3273-3276, juill. 2017.

[14] J. H. Hyun, L. Huang, et D. S. Ha, « Vibration and Thermal Energy Harvesting System for Automobiles with Impedance Matching and Wake-up », *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, p. 1-5, mai 2018.

[15] L. Pantoli, A. Leoni, V. Stornelli, et G. Ferri, « Energy harvester for remote sensors systems », *International Multidisciplinary Conference on Computer and Energy Science (SpliTech)*, p. 1-3, juill. 2016.

[16] S. Roundy, « Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion », Thèse de Doctorat, Université de California, 2003.

[17] M. Lossec, « Systèmes multisources de récupération d'énergie dans l'environnement humain : modélisation et optimisation du dimensionnement », Thèse de Doctorat, Université de Cachan, 2011.

[18] Texas Instruments, « eZ430-RF2500-SEH Solar Energy Harvesting Development Tool User's Guide », 2013.

[19] Murugavel Raju, « ULP meets energy harvesting: A game-changing combination for design engineers », *Texas Instruments*, 2008.

[20] J. M. Donelan, Q. Li, V. Naing, J. A. Hoffer, D. J. Weber, et A. D. Kuo, « Biomechanical energy harvesting: generating electricity during walking with minimal user effort », *Science*, vol. 319, nº 5864, p. 807-810, févr. 2008.

[21] A. Rahimi, Ö. Zorlu, A. Muhtaroğlu, et H. Külah, « A Compact Electromagnetic Vibration Harvesting System with High Performance Interface Electronics », *Procedia Engineering*, vol. 25, p. 215-218, janv. 2011.

[22] M. Kishi *et al.*, « Micro thermoelectric modules and their application to wristwatches as an energy source », *Eighteenth International Conference on Thermoelectrics. Proceedings, ICT'99*, p. 301-307, août 1999.

[23] A. Sample et J. R. Smith, « Experimental results with two wireless power transfer systems », *IEEE Radio and Wireless Symposium*, p. 16-18, janv. 2009.

[24] Y. Zhou, « Contribution to electromagnetic energy harvesting for wireless autonomous devices », Thèse de Doctorat, Université de de Nantes, 2013.

[25] W. C. Brown, « The History of Power Transmission by Radio Waves », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, n° 9, p. 1230-1242, sept. 1984.

[26] P. E. Glaser, « Power from the Sun: Its Future », *Science*, vol. 162, n° 3856, p. 857-861, nov.1968.

[27] R. M. Dickinson, « Performance of a High-Power, 2.388-GHz Receiving Array in Wireless Power Transmission Over 1.54 km », *IEEE-MTT-S International Microwave Symposium*, p. 139-141, juin 1976.

[28] J. J. Schlesak, A. Alden, et T. Ohno, « A microwave powered high altitude platform », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 283-286, mai-1988.

[29] A. Celeste, P. Jeanty, et G. Pignolet, « Case study in Reunion Island », *Acta Astronautica*, vol. 54, n° 4, p. 253-258, févr.2004.

[30] K. M. Farinholt, G. Park, et C. R. Farrar, « RF Energy Transmission for a Low-Power Wireless Impedance Sensor Node », *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, n° 7, p. 793-800, juill. 2009.

[31] H. Visser, « Indoor Wireless RF Energy Transfer for Powering Wireless Sensors », *Radioengineering*, vol. 21, n° 4, p. 963-973, déc. 2012.

[32] H. J. Visser, H. W. Pflug, et S. Keyrouz, « Rectenna demonstrators at holst centre / imec and eindhoven university of technology », *9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, p. 1-4, avr.2015.

[33] V. Talla, B. Kellogg, B. Ransford, S. Naderiparizi, S. Gollakota, et J. R. Smith, « Powering the Next Billion Devices with Wi-fi », *Proceedings of the 11th ACM Conference on Emerging Networking Experiments and Technologies*, p. 4:1– 4:13, 2015.

[34] T. Thierry, F. Ludivine, O. Laurent, B. Romain, T. Florent, et V. Valérie, « RF energy harvesting and remote powering at 900MHz and 2.4GHz », *21st IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, p. 818-821, déc.2014.

[35] « Wireless Power Products - Powercastco.com », [En ligne], Disponible sur : https://www.powercastco.com/.

[36] « GreenWake Technologies : capteurs autonomes alimentés à distance », [En ligne], Disponible sur : http://qinteq-energy.com/?lang=fr.

[37] A. Costanzo *et al.*, « Electromagnetic Energy Harvesting and Wireless Power Transmission: A Unified Approach », *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, n° 11, p. 1692-1711, nov. 2014.

[38] A. Spyropoulos et C. S. Raghavendra, « Energy efficient communications in ad hoc networks using directional antennas », *Proceedings. Twenty-First Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies*, p. 220-228, juin 2002.

[39] G. V. Tsoulos, « Smart antennas for mobile communication systems: benefits and challenges », *Electronics Communication Engineering Journal*, vol. 11, n° 2, p. 84-94, avr. 1999.

[40] C. A. Balanis, « Arrays and Smart Antennas », in *Modern Antenna Handbook*, Wiley, 2008.

[41] A. Oueslati, « Nouveau concept simplifié d'antennes reconfigurables utilisant les couplages inter-éléments : Mise en œuvre d'un réseau hybride », Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2015.

[42] M. C. Vigano, G. Toso, S. Selleri, C. Mangenot, P. Angeletti, et G. Pelosi, « GA optimized thinned hexagonal arrays for aatellite applications », *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, p. 3165-3168, juin 2007.

[43] M. C. Vigano, « Sunflower array antenna for multi-beam satellite applications », 2011.

[44] Nidhaa Thomé, « Etudes comportementales et réalisation d'un réseau d'oscillateurs couplés et de déphaseurs actifs appliqués à la commande d'un réseau d'antennes linéaire », Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2009.

[45] G. Clementi, « Conception et caractérisation fréquentielle et temporelle d'antennes réseaux planaires à très large bande passante », Thèse de Doctorat, Université de Nice - Sophia Antipolis, 2011.

[46] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis And Design, third edition*, John wiley & Sons. 2005.

[47] J.-W. Lee et S.-Y. Kim, « 60 GHz switched-line-type phase shifter using body-floating switches in 0.13 μm CMOS technology », *Electron. Lett.*, vol. 48, n° 7, p. 376, 2012.

[48] B. Biglarbegian, M. Nezhad-Ahmadi, M. Fakharzadeh, et S. Safavi-Naeini, « A Wideband 90° continuous phase shifter for 60GHz phased array transceiver in 90nm CMOS technology », *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, p. 479-482, sept.2009.

[49] F. Ellinger et W. Bachtold, « Novel principle for vector modulator-based phase shifters operating with only one control voltage », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, n° 10, p. 1256-1259, oct. 2002.

[50] J. Paramesh, R. Bishop, K. Soumyanath, et D. J. Allstot, « A four-antenna receiver in 90-nm CMOS for beamforming and spatial diversity », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, n° 12, p. 2515-2524, déc. 2005.

[51] F. Hutu, D. Cordeau, et J.- Paillot, « 2.4 GHz antenna array using vector modulatorbased active phase shifters for beamforming », *Antennas Propagation IET Microwaves*, vol. 5, n° 2, p. 245-254, janv. 2011.

[52] Y. Yao, Z. Li, G. Cheng, et L. Luo, « A 6-bit active phase shifter for Ku-band phased arrays », *9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, p. 1-5, oct. 2017.

[53] B. Cetindogan, E. Ozeren, B. Ustundag, M. Kaynak, et Y. Gurbuz, « A 6 Bit Vector-Sum Phase Shifter With a Decoder Based Control Circuit for X-Band Phased-Arrays », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, n° 1, p. 64-66, janv. 2016.

[54] J. Hu, W. Li, L. He, S. Liu, Y. Xu, et J. Gong, « A 65nm CMOS 6–18 GHz full 360° 6-bit phase shifter », *IEEE 18th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, p. 51-53, janv. 2018.

[55] P. Liao et R. A. York, « A new phase-shifterless beam-scanning technique using arrays of coupled oscillators », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, n° 10, p. 1810-1815, oct. 1993.

[56] T. Heath, « Simultaneous beam steering and null formation with coupled, nonlinear oscillator arrays », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, n° 6, p. 2031-2035, juin 2005.

[57] D. Cordeau, D. Mellouli, J.-M. Paillot, H. Mnif, et M. Loulou, « A fully monolithic 5.8 GHz low phase noise coupled VCO network for phased-array systems », *Analog Integr Circ Sig Process*, vol. 82, n° 1, p. 335-340, janv. 2015.

[58] R. A. York, « Nonlinear analysis of phase relationships in quasi-optical oscillator arrays », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, n° 10, p. 1799-1809, oct. 1993.

[59] D. Cordeau, « Etude comportementale et conception d'oscillateurs intégrés polyphases accordables en fréquence en technologies Si et SiGe pour les radiocommunications », Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2004.

[60] R. Adler, « A study of locking phenomena in oscillators », *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, n° 10, p. 1380-1385, oct. 1973.

[61] L. J. Paciorek, « Injection locking of oscillators », *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, n° 11, p. 1723-1727, nov. 1965.

[62] K. Kurokawa, « Injection locking of microwave solid-state oscillators », *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, n° 10, p. 1386-1410, oct. 1973.

[63] B. Razavi, « A study of injection locking and pulling in oscillators », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, n° 9, p. 1415-1424, sept. 2004.

[64] D. Cordeau, M.-I. Ionita, J.-M. Paillot, et M. Iordache, « New Formulation of the Equations Describing the Locked States of Two Van der Pol Oscillators Coupled through a Broadband Network – Application to the Design of Two Differential Coupled VCOs », *Frequenz*, vol. 67, n° 7-8, p. 237–247, 2013.

[65] M. Ionita, D. Cordeau, J. M. Paillot, S. Bachir, et M. Iordache, « A CAD tool for an array of differential oscillators coupled through a broadband network », *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 23, n° 2, p. 178-187, 2013.

[66] S. Shekhar *et al.*, « Strong Injection Locking in Low-Q LC Oscillators: Modeling and Application in a Forwarded-Clock I/O Receiver », *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 56, n° 8, p. 1818-1829, août 2009.

[67] I. Ali, A. Banerjee, A. Mukherjee, et B. N. Biswas, « Study of Injection Locking With Amplitude Perturbation and Its Effect on Pulling of Oscillator », *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, n° 1, p. 137-147, janv. 2012.

[68] N. Lanka, S. Patnaik, et R. Harjani, « Understanding the Transient Behavior of Injection Locked LC Oscillators », *2007 IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, p. 667-670, sept. 2007.

[69] L. Wu, A. Li, et H. C. Luong, « A 4-Path 42.8-to-49.5 GHz LO Generation With Automatic Phase Tuning for 60 GHz Phased-Array Receivers », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, n° 10, p. 2309-2322, oct. 2013.

[70] P. Andreani et S. Mattisson, « On the use of MOS varactors in RF VCOs », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, n° 6, p. 905-910, juin 2000.

[71] A. M. Niknejad, R. G. Meyer, et Joo Leong Tham, « Fully-integrated low phase noise bipolar differential VCOs at 2.9 and 4.4 GHz », *Proceedings of the 25th European Solid-State Circuits Conference*, p. 198-201, sept. 1999.

[72] B. Razavi, *RF Microelectronics*, 2nd Edition. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall Press, 2011.

[73] C. Wu, Z. Li, et G. Sun, « A low voltage low power up-conversion mixer for WSN application », *J. Semicond.*, vol. 35, n° 4, p. 045006, avr. 2014.

[74] C. R. Valenta et G. D. Durgin, « Harvesting Wireless Power: Survey of Energy-Harvester Conversion Efficiency in Far-Field, Wireless Power Transfer Systems », *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, n° 4, p. 108-120, juin 2014.

[75] S. Ladan et K. Wu, « High efficiency low-power microwave rectifier for wireless energy harvesting », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, p. 1-4, juin 2013.

[76] Z. Harouni, « Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz », Thèse de Doctorat, Université Paris Est, 2011.

[77] A. Douyere, « Méthodologie de synthèse et d'optimisation de radiopile bornée à un domaine de fonctionnement », Thèse de Doctorat, Université de la Réunion, 2008.

[78] H. Takhedmit, « Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d'énergie sans fil à 2.45 GHz », Thèse de Doctorat, Ecully, Ecole centrale de Lyon, 2010.

[79] M. K. Hosain et A. Z. Kouzani, « Design and analysis of efficient rectifiers for wireless power harvesting in DBS devices », *IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, p. 651-655, juin 2013.

[80] T.- Yoo et K. Chang, « Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz rectennas », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, n° 6, p. 1259-1266, juin 1992.

[81] C. R. Valenta, « Microwave-energy harvesting at 5.8 GHz for passive devices », Thèse de Doctorat, Université de Georgia, 2014.

[82] Avago technologies, « Surface Mount Microwave Schottky Detector Diode Technical Data: HSMS-286x series: HSMS-286x series », 2009.

[83] Avago technologies, « Surface Mount Microwave Schottky Detector Diode Technical Data: HSMS-282x series: HSMS-286x series », 2009.

[84] Avago technologies, « Surface Mount Microwave Schottky Detector Diode Technical Data: HSMS-285x series: HSMS-286x series », 2009.

[85] H. PACKARD, « Linear Models for Diode Surface Mount Packages. Application Note ». 1997.

[86] A. Mabrouki, M. Latrach, et Z. Sayegh, « Design and experiment of RF rectifiers for wireless power transmission », *13th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, p. 1-4, sept. 2013.

[87] Texas Instruments, « bq25570 Nano Power Boost Charger and Buck Converter for Energy Harvester Powered Applications. Technical Data ». 2019.

[88] Texas Instruments, « CC2650 SimpleLink multi-standard 2.4 GHz ultra-low power wireless MCU. data sheet. Technical Data ». 2016.

[89] K. Suri, M. Mohta, A. Rajawat, et S. H. Gupta, « A 5.8 GHz inset-fed rectenna for RF energy harvesting applications », *International Conference on Intelligent Communication and Computational Techniques (ICCT)*, p. 32-35, déc. 2017.

[90] S. Shen, « Demonstration of an Efficient Ambient Radio-Frequency and Microwave Energy Harvesting System with High Sensitivity and DC Output », Thèse de Doctorat, Université de Virginia, 2017.

[91] K. W. Lui, A. Vilches, et C. Toumazou, « Ultra-efficient microwave harvesting system for battery-less micropower microcontroller platform », *Antennas Propagation IET Microwaves*, vol. 5, n° 7, p. 811-817, mai 2011.

[92] H. W. Pflug, H. J. Visser, et S. Keyrouz, « Practical applications of radiative wireless power transfer », *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, p. 1-4, mai 2015.

[93] S. Adami *et al.*, « A Flexible 2.45-GHz Power Harvesting Wristband With Net System Output From −24.3 dBm of RF Power », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, n° 1, p. 380-395, janv. 2018.

Liste des publications auxquelles a donné lieu ce travail

✓ Revues :

- **M. Kanoun**, D. Cordeau, J. M. Paillot, H. Mnif, M. Loulou, "*A 5.8 GHz Low Power Energy Harvester for RF Wireless Power Transfer Systems*", Journal of Circuits, Systems, and Computers (JCSC), Doi: 10.1142/S0218126620500760.
- **M. Kanoun**, B.P. Singh Jadav, D. Cordeau, J. M. Paillot, H. Mnif, M. Loulou, "*A 5.8 GHz Fully Integrated Active Phase Shifter For Energy Beamforming*", Journal Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Statut: Soumis.

✓ Communications :

- **M. Kanoun**, B.P. Singh Jadav, D. Cordeau, J. M. Paillot, H. Mnif, M. Loulou, "*A Fully Integrated 5.8 GHz BiCMOS SiGe: C tunable active phase shifter for Beamforming"*, IEEE 30th International Conference on Microelectronics (ICM), 2018.
- **M. Kanoun**, D. Cordeau, J. M. Paillot, H. Mnif, M. Loulou, "*5.9 GHz High Sensitivity Rectenna for Low Power Wireless Transmission Application*", IEEE Mediterranean Microwave Symposium (MMS), 2017. **(Best paper)**.
- **M. Kanoun**, D. Cordeau, J. M. Paillot, H. Mnif, M. Loulou*, "A 5.9 GHz RF rectifier for wireless power transmission applications*", 24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2017.

✓ Journées Nationales :

- **M. Kanoun**, D. Cordeau, J. M. Paillot, H. Mnif, M. Loulou, "*Design of a Low Power Energy Harvester for RF Wireless Power Transfer Systems at 5.8 GHz"*, 9th National Days on Energy Harvesting and Storage (JNRSE), May 2019, Blois.
- **M. Kanoun**, B.P. Singh Jadav, D. Cordeau, J. M. Paillot, H. Mnif, M. Loulou, "*Conception et implémentation d'un déphaseur actif à 5.8 GHz, intégré en technologie BiCMOS SiGe:C 0.25 µm, pour la formation de faisceau"*. XXIèmes Journées Nationales Microondes (JNM), Mai 2019, Caen.

CONTRIBUTION A L'ETUDE ET A LA CONCEPTION D'UN SYSTEME DE TRANSFERT ET DE RECUPERATION D'ENERGIE ELECTROMAGNETIQUE A 5,8 GHZ

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse s'inscrit dans le cadre de la réalisation d'un système de transfert et de récupération d'énergie électromagnétique (EM) pour l'approvisionnement en énergie d'un Réseaux de Capteurs Sans Fil (RCSF). Ce système repose sur le principe de la formation de faisceaux appelée « Beamforming » afin de pointer le faisceau de l'onde EM dans la direction du nœud capteur à recharger. Dans la première partie de ce travail, la conception et l'implémentation d'un déphaseur actif à la fréquence de 5,8 GHz, totalement intégré en technologie BiCMOS SiGe:C 0,25 µm, pour la formation de faisceaux ont été présentées. Ce déphaseur est basé principalement sur l'association originale d'un Oscillateur Contrôlé en Tension (OCT) verrouillé par injection et d'un modulateur IQ. Le circuit a été fabriqué et les mesures montrent un contrôle continu du déphasage de 360°. Associé à une antenne élémentaire, ce déphaseur permet de couvrir la totalité de l'angle de dépointage du diagramme de rayonnement lorsque ces circuits seront intégrés dans un réseau antennaire. Dans la deuxième partie, la conception et la réalisation d'un système de récupération d'énergie EM à la fréquence de 5,8 GHz ont été exposées. Après avoir détaillé la méthodologie de conception du circuit redresseur en technologie micro-ruban, le prototype a été fabriqué, mesuré et validé. La dernière étape a consisté en la mise en application d'un système de Transmission d'Energie Sans Fil (TESF). Le circuit « rectenna » a ainsi été associé à un module de gestion d'énergie du commerce afin d'alimenter une charge résistive modélisant le comportement d'un capteur. Le système global a été caractérisé expérimentalement au laboratoire et les mesures ont démontré des résultats prometteurs.

Mots-clés : Transmission d'Energie Sans Fil (TESF), formation de faisceaux, rectenna, déphaseur actif.

Abstract

The work presented in this thesis is a contribution to the design of a Wireless Power Transfer system (WPT) as a reliable source to supply "Wireless Sensor Network" (WSN). The beamforming concept is used to efficiently transfer the energy wirelessly by focusing the radiation pattern toward each sensor forming the WSN. In the first part of this work, the design and the implementation of a fully integrated active phase shifter, in a BiCMOS SiGe:C 0,25 µm technology, for beamforming was presented. This phase shifter is based on an original architecture using an Injection-Locked Oscillator (ILO) associated with an in-phase/quadrature (IQ) modulator. The circuit was manufactured and the measurement results show a continuously controlled 360° phase shift range. Applied to each element of the antenna array, this phase shifter covers the entire beam-scanning range of the radiation pattern. In the second part, the design and implementation of an RF energy harvester system at 5.8 GHz is presented. After detailing the design methodology of the rectifier circuit in microstrip technology, the prototype was manufactured, measured and validated. Finally, the "rectenna" was combined to a commercial power management circuit to supply a resistive load emulating the behaviour of a sensor. The complete WPT system was tested experimentally in the laboratory and excellent performances are demonstrated.

Keywords: Wireless Power Transfer (WPT), beamforming, rectenna, active phase shifter.