

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE
N° :2018 / Inst 02 /87



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : GENIE ELECTRONIQUE
OPTION : INSTRUMENTATION

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par:

BENDIB Sarra

ZERKAOUI Malika

Intitulé

**Etude et conception d'un redresseur
RF**

Soutenu devant le jury composé de:

Mr.H.BAKHTI

Université de M'sila

Président

Dr.M. BENTOUMI

Université de M'sila

Rapporteur

Mr.M.FODIL

Université de M'sila

Examineur

Année universitaire : 2017 /2018

Remerciements

Qu'il nous soit d'abord permis de remercier et d'exprimer notre gratitude envers ALLAH.

*Au terme de ce travail, j'adresse mes remerciements les plus sincères à mon encadreur Mr: **BENTOUMI Miloud**, pour m'avoir permis de bénéficier de son grand savoir dans la matière, pour sa disponibilité, sa pédagogie, ses compétences, sa modestie et son aide précieuse tout au long de ce projet même pendant les moments les plus difficiles.*

Vraiment merci pour une qualité d'encadrement si sérieuse et si consistante.

*Nous tenons aussi à remercier Mr : **BAKHTI Haddi** qui nos aide tout le temps.*

Nous remercions tous les enseignants de département d'Electronique et les personnels administratifs et techniques, qui ont contribué de près ou de loin à nos formations durant ces cinq années.

Nous remercions toutes les personnes qui nos ont soutenu, d'une façon ou d'une autre, nos éprouvons incessamment leur estime et amabilité.

Nous terminons ces remerciements en saluant vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de lire et juger ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

*A ces qui sont plus chers au monde parent ma mère et mon père
pour leur patience, leur amour, leur soutien et leurs
encouragements*

A mes frères Ilias, Bessem ainsi que les petits poussins Monsif et Sohaib.

A mes sœurs Sara et Wisal.

A mon fiancé Said.

A ma grande mère et mon grand père.

Ames oncles maternelles et mes oncles paternels.

A mes tantes.

A mes meilleurs amis

A ma binôme BENDIAB Sarra

A tous mes collègues du master spécialisé technique et instrumentation

*A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour
que ce projet soit possible*

ZERKAOUI MALIKA

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

*A ces qui sont plus chers au monde parent ma mère YMINA et
mon père SEDIK pour leur patience, leur amour, leur soutien et leurs
encouragements*

A mon chère marie DERFOULI A .Moumen qui m'aide tout le temps.

*A ma deuxième mère SAADI A
et mon deuxième père DERFOULI. A KADER*

A mes enfants : Imen, Islam et Ishaak.

A mes frères : Belkacem, Yacine et Zakaria

A mes sœurs : Narimane, Hadil.

A mes oncles maternelles et mes oncles paternels.

A mes tantes et surtout Hafsa.

A ma binôme ZERKAOUI Malika.

BENDIB SARRA



SOMMAIRE

Remerciement.....	I
Dédicaces.....	II
Liste des figures.....	VI
Liste des tableaux.....	VIII
Liste des abréviations	IX
Liste des symboles.....	X
Introduction générale.....	1
Chapitre I: Introduction aux systèmes de transmission d'énergie sans fil	
I.1. Introduction.....	4
I.2. Ondes électromagnétiques	4
I.2.1. Champ électrique.....	5
I.2.2. Champ magnétique.....	5
I.2.3. Spectre électromagnétique.....	5
I.2.4. Equations de Maxwell	7
I.2.5. Conditions aux limites.....	8
I.3. Propagation guidée	9
I.3.1. Guides d'onde	9
I.3.2. Classification des modes de propagation	11
I.3.3. Diagramme de dispersion	11
I.3.4. Bandes de fréquences, modes dominants, modes supérieurs	12
I.3.5. Impédance d'onde.....	13
I.4. Recherches et développements récents de Rectenna.....	14
I.4.1. Historique de transmission d'énergie sans fil (TESF).....	14
I.4.2. Structure globale d'un système de TESH.....	16
I.4.3. Rectenna.....	18
I.4.3. Rectenna.....	18
I.6. Conclusion.....	25

Chapitre II : La diode p-i-n en hyperfréquence	
II.1. Introduction.....	26
II.2. Les applications à diodes p-i-n en hyperfréquence.....	26
II.2.1. Les commutateurs.....	26
II.2.2. Les déphaseurs.....	27
II.2.3. Circuits d'atténuation et de limitation.....	28
II.2.4. Limitations principales des applications à diodes p-i-n.....	29
II.3. La diode p-i-n hyperfréquence.....	30
II.3.1. Généralités sur la fabrication des diodes p-i-n.....	30
II.3.2. Les protections périphériques.....	31
II.3.3. Aspect physique de la diode.....	32
II.4. Fonctionnement de la diode p-i-n : application de la physique des semi-conducteur.....	33
II.4.1. Régime direct.....	33
II.4.2. Régime inverse.....	35
II.5. La diode Schottky.....	35
II.6. Conclusion.....	39
Chapitre III : ADS (logiciel Advanced design système)	
III.1. Introduction.....	40
III.2. Définition ADS.....	40
III.3. Simulation sous ADS.....	40
III.4. Principaux avantages de l'ADS.....	47
III.5. Conclusion.....	48
Chapitre IV : Résultats et discussions	
IV.1. Introduction.....	49
IV.2. Circuit de conversion en pont modifié à quatre diodes.....	49
IV.3. Adaptation d'impédance.....	51
IV.4. Efficacité de la conversion RF_DC.....	51
IV.5. Développement du rectenna sous ADS.....	51
IV.6. Conclusion.....	57
Conclusion générale.....	58
Référence Bibliographiques.....	59

Liste des tableaux

Tableau I.1. Domaines du spectre électromagnétique7

Tableau VI.1. Dimensions du circuit en pont modifié (en mm).....50

Liste des figures

Figure .I.1.	électromagnétique	5
Figure I. 2.	Le spectre électromagnétique	5
Figure I. 3.		8
Figure I. 4.		9
Figure I. 5.	Représentation des deux champs \vec{E} et (\vec{H}) pour une onde électromagnétique.	13
Figure I.6.	Tra - Nikola Tesla dans son laboratoire de Colorado Springs	15
Figure I.7.	Démonstrateur du Grand Bassin - Ile de la Réunion	16
Figure I.8.	Principe de la	17
Figure I.9.		18
Figure .I.10.		18
Figure I.11.	Circuit de conversion en topologie série	21
Figure I.12.	Circuit de conversion en topologie parallèle	21
Figure I.13.	Circuit de conversion en topologie doubleur de tension	21
Figure II.1		27
Figure II.2.	Résistance HF de la diode en fonction du courant de polarisation	29
Figure II.3.	Courant dans la diode lors de la phase de recouvrement	29
Figure II.4.	-i-n	31
Figure II.5.	Allure du profil de dopage	31
Figure II.6.	Structure JTE	32
Figure II.7.	Structure avec anneaux de garde (ADG)	32
Figure II.8		35
Figure .II.9.	Caractéristique Courant-	36
Figure II.10.	Courbes de courant de tension de diode	37
Figure III.1.		41
Figure III.2		41
Figure III.3.		42
Figure III.4.		42
Figure III.5.		43
Figure III.6.		43

Figure III.7.	43
Figure III.8.	44
Figure III.9.	44
Figure III.10.	45
Figure III.11.	45
Figure III.12.	45
Figure III.13.	46
Figure III.14.	46
Figure III.15.	47
Figure III.16. Résultats de	47
Figure VI.1.	50
Figure IV.2.	52
Figure IV.3. Variation temporelle de tension de sortie aux bornes de R_L	53
Figure IV.4.	54
Figure IV.5.	55
Figure IV.6.	55
Figure IV.7. Signaux d	56

Liste des symboles

\vec{H}	Champ magnétique [A/m].
\vec{J}	densité de courant \vec{J} (en A.m ⁻³).
\vec{v}	vitesse de la charge Q
\vec{E}	Champ électrique [V/m].
\vec{B}	Induction magnétique.
\vec{D}	Déplacement électrique.
Q	Charge de l'électron
λ	longueur d'onde (m)
T	période (s)
f	la fréquence (Hz)
c	célérité ($\frac{m}{s}$)
ρ_s	densité de charge (en C.m ⁻³)
J_s	densité de courant (en C.m ⁻³)
γ	Les rayons gamma
X	Les rayons X
ρ	Densité de charge locale
ϵ	Permittivité complexe du milieu.
μ	Perméabilité complexe du milieu.
α	Affaiblissement linéique
k	Nombres d'ondes
η	Impédance d'onde
$\Delta\phi$	Le déphasage
$\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$	Permittivité du matériau.
k	Constante de Boltzmann
A	Section de la diode.
Ni	Densité intrinsèque du matériau.
τ_n, τ_p	Durée de vie des électrons et des trous.
$\tau_a = \tau_n + \tau_p$	Durée de vie ambipolaire dans la zone intrinsèque.
W	Epaisseur de la zone intrinsèque
W_p, W_n	Epaisseur de la zone P+ et N
hp	Coefficient de recombinaison dans la zone P+.

ABREVIATION

ADS	: Advanced Design System
AGC	: Contrôle Automatique de Gain
CPS	: Coplanar Stripline
DC	: Direct Current (régime continu)
FDTD	: Finite Difference Time Domain
FEM	: Finite Element Method
GSM	: Globale System for Mobile communication
HB	: Harmonic Balance
HF	: Hyperfréquence (Haute Fréquence)
ISM	: Industrial Scientific Medical
MEMS	: Micro Electro-Mechanical Systems
MoM	: Method of Moment
Rectenna	: rectifying +antenna
RF	: Radio Frequency
RF-DC	: Regime alternatif -continue
SPICE	: Simulation Program
SP	: S-Parameter
SPS	: Solar Power System
TESF	: Transmission d'Energie Sans Fil ou Transport d'Energie sans Fil
TF	: Transformée de Fourier
TLM	: Transmission Line Matrix
WiFi	: Wireless Fidelity
WiMAX	: Worldwide Interoperability for Microwave Acces

h_n	Coefficient de recombinaison dans la zone N+.
μ_n, μ_p	Mobilité des électrons et des trous.
b	Rapport des mobilités d'électrons et de trous.
τ_R	temps de recouvrement
V_{DC}	la tension de polarisation négative
D_n, D_p	Constante de diffusion des électrons et des trous.
D_a	Constante de diffusion ambipolaire
V_{RF}	la tension crête du signal RF
I_D	Courant de diode (A).

Références Bibliographiques

- [1] **Jerome Rivière**, Conception et réalisation de rectenna en technologie guide d'onde coplanaire pour de faibles niveaux de puissance. Physique [physics]. Université de la Réunion, 2016.
- [2] **Hakim TAKHEDMIT**, Modélisation et Conception de Circuits de Réception Complexes pour la Transmission d'Énergie Sans Fil à 2.45 GHz, thèse de doctorat, L'ÉCOLE CENTRALE DE LYON, 2010
- [3] **Emmanuel GATARD**, Analyse des phénomènes physiques dans les diodes p-i-n : Contribution à la modélisation électrothermique pour les applications de puissance RF et hyperfréquences, thèse de doctorat, L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES, 2006
- [4] **BAKHTI HADDI**, Caractérisation diélectrique d'un mélange de Titanate et d'oxyde (Résine époxyde, BaTiO₃, Cu₂O) fritté en fonction de la fréquence, diplôme de doctorat, Université Ferhat Abbas - Sétif -1-,2017
- [5] **W.C. Brown**, «The history of power transmission by radio waves», IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 32, no. 9, Sept. 1984, pp 1230-1242.
- [6] **A. Celeste, P. Jeanty and G. Pignolet**, « Case Study in Reunion Island», Sciences Directes, Acta Astronautica 54, 2004, pp 253-258.
- [7] **C.K. Chin, Q. Xue and C.H. Chan**, «Design of a 5.8-GHz Rectenna Incorporating a New Patch Antenna», IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 4, 2005, pp 175-178.
- [8] **Y.-J. Ren, M.F. Farooqui and K. Chang**, «A Compact Dual-Frequency Rectifying Antenna With High-Orders Harmonic-Rejection», IEEE Trans. On Antennas and Propagation, vol. 55, no. 7, July 2007, pp 2110-2113.
- [9] **J.O. McSpadden, L. Fan, and K. Chang**, «Design and experiments of a highconversion-efficiency 5.8-GHz rectenna », IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 46, no. 12, Dec. 1998, pp 2053-2060.
- [10] **J.Y. Park, S.M. Han and T. Itoh**, «A Rectenna Design With Harmonic-Rejecting Circular-Sector Antenna», IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 3, 2004, pp 52-54.

- [11] **T.-C. Yo, C.-M. Lee, C.-M. Hsu and C.-H. Luo**, «Compact Circularly Polarized Rectenna With Unbalanced Circular Slots», IEEE Trans. On Antennas and Propagation, vol. 56, no. 3, March 2008, pp 882-886.
- [12] **Y.-J Ren and K. Chang**, «5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Diode Rectenna and Rectenna Array for Microwave Power Transmission», IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 4, April 2006, pp 1495-1502.
- [13] **L.W. Epp, A.R. Khan, H.K. Smith and R.P. Smith**, «A Compact Dual-Polarized 8.51-GHz Rectenna for High-Voltage (50 V) Actuator Applications», IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 1, Jan. 2000, pp 111-120.
- [14] **Emmanuel GATARD**, Analyse des phénomènes physiques dans les diodes p-i-n : Contribution à la modélisation électrothermique pour les applications de puissance RF et hyperfréquences, thèse de doctorat, L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES, 2006
- [15] **G. Hiller**, "Design with PIN diodes," MA-COM Application Note AG312.
- [16] **B. Doherty**, "PIN Diode Fundamentals," MICROSEMI Application Note 701.
- [17] **H. Benda and E. Spenke**, "Reverse recovery processes in silicon power rectifiers," Proceedings of the IEEE, vol. 55, no. 8, April 1967.
- [18] **W.E. Doherty, Jr.**, "The pin diode circuit designers handbook," Microsemi pin diode handbook, Chapter 1.
- [19] **Hatem Garrab**, "Contribution a la modélisation électrothermique de la cellule de commutation MOSFET-Diode," Thèse de doctorat de l'université de Lyon, Mars 2003.
- [20] **S.M. Sze**, "Physics of Semiconductor Devices," Wiley Interscience, 1969.
- [21] **Damien RISALETTO**, Caractérisation électrique en commutation de diodes haute tension en carbure de silicium, thèse de doctorat, L'institut national des sciences appliquées de Lyon, 2007
- [22] **MANSOURI Assia et BOUAYED Hafeda**, Étude et Simulation d'une Rectenna, Application à la Récupération d'énergie RF, thèse de master, Université Aboubakr Belkaïd-Tlemcen, 2017
- [23] **S. Long**, Introduction to Agilent ADS circuit simulation tools, ECE Département, UC Santa Barbara, April 2003
- [24] **SHAMSAN Helmi**, L'optimisation d'un coupleur directionnel par l'ADS Momentum, Momoire de master, département d'électronique, université de M'sila, 2014
- [25] www.keysight.com consulter le 12 .04. 2018

Introduction générale

Depuis quelques années, les applications sans fil (Radio, Télévision, GSM, WiFi, WiMAX...) de faibles ou grandes puissances envahissent notre environnement. L'évolution des téléphones portables, en de véritables plateformes multimédia portatives, provoque une demande croissante en communication de données par les utilisateurs, ce qui engendre une multiplication des émetteurs dans le paysage urbain. De plus, de nombreuses recherches sont menées afin de répondre à ce besoin croissant comme l'utilisation de bandes de fréquences différentes, de nouveaux protocoles de communication, la communication de dispositif à dispositif, ...etc. En effet le développement des micro technologies et de la micro-électronique de puissance, a permis la réduction considérable de la consommation des dispositifs électroniques (du watt au microwatt).

Il est devenu de plus en plus courant d'utiliser des capteurs des réseaux et des actionneurs sans fil dans divers domaines (spatial, militaire, médical, domestique...). Les capteurs peuvent aujourd'hui fonctionner dans une plage d'énergie comprise entre 10 μ Ah et 50 mAh. Ils suscitent ainsi l'intérêt de nouvelles recherches sur les micro sources d'énergie environnantes (solaire, piézoélectrique, RF...) [1].

L'objectif de ce travail de fin d'étude est de proposer une solution alternative qui soit efficace, moins contraignante et plus respectueuse de l'environnement. De ce point de vue, la transmission d'énergie sans fil (TESF) se présente comme une solution très intéressante et prometteuse. Elle consiste à transmettre de l'énergie d'un point à un autre à travers l'espace libre, et qui une fois captée et convertie en DC, servira à alimenter le ou les dispositifs sans fil. Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes focalisés sur le transfert d'énergie hyperfréquence dans la bande ISM (Industrial Scientific Medical) à 2.45 GHz. Dans un premier temps, l'énergie électrique DC est convertie en énergie micro-onde à l'aide d'une source RF. Ensuite, cette énergie est rayonnée dans l'espace libre par une antenne d'émission. Enfin, l'énergie rayonnée est captée par un circuit Rectenna (Rectifying Antenna), convertie en puissance DC et délivrée à une charge résistive.

Un circuit rectenna classique comprend une antenne de réception suivie d'un circuit de conversion RF-DC à caractéristique non-linéaire. Ce circuit contient le plus souvent une ou plusieurs diodes Schottky, un filtre d'entrée HF, un filtre de sortie DC et une charge résistive qui modélise la consommation du système alimenté. L'enjeu est d'optimiser l'ensemble de la rectenna, en ayant comme objectif de maximiser la sortie DC en termes de tension de sortie et le rendement de conversion RF-DC. L'optimisation doit s'effectuer sur l'ensemble du

circuit, d'où la nécessité de faire appel aux méthodes d'analyse globale associant la simulation électromagnétique et circuit.

Notre objectif dans le cadre de ce mémoire est de concevoir, optimiser, et caractériser des circuits rectennas innovants, compacts et à rendements optimaux pour l'alimentation de dispositifs à faible consommation. On s'est basé dans notre mémoire sur un travail qui a été effectué en [2]. Il nous a fallu pour faire sortir les résultats de simulation se pencher sur la compréhension d'un outil fonctionnant dans le domaine des hautes fréquences. On a choisi ADS vue ces performances de simulation et de son intégration à des macros qui nous ont aidé à faire l'optimisation. Ce dernier nous a pris beaucoup de temps afin de le maîtriser. L'ajout des bibliothèques est avéré indispensable vue qu'il n'intègre pas à son installation des composants actifs tels que les diodes. Avant toute modification sur le circuit existant, on a essayé de trouver le résultat de simulation avec les paramètres qui ont été proposés en [2]. Un changement a suivi ce travail par une réduction du nombre de variables en examinant les paramètres influant. Cette étape est suivie par une optimisation nous aidons à trouver les meilleures dimensions. La dernière étape résume la maîtrise et la compréhension du montage par un changement sur son circuit d'adaptation. Une interprétation exhaustive des résultats de simulation est intéressante afin de montrer l'apport du changement. Les points suivants seront traités tout au long de ce travail :

- Familiarisation avec un outil de simulation numérique
- Développement de rectennas compacts et efficaces.

Le présent manuscrit comporte quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous commençons tout d'abord par rappeler le contexte de l'étude. Pour bien situer le cadre de ce travail et de ces applications potentielles, la problématique de la TESH sera abordée à travers un bref historique et un état de l'art sur les travaux les plus récents rapportés dans la littérature. Par la suite, nous nous intéresserons d'avantage à la partie rectenna. La structure globale du circuit et les topologies les plus utilisées seront présentées, la problématique de la modélisation numérique sera abordée et son importance dans notre travail sera soulignée.

Afin d'améliorer la sortie DC d'un système de TESH, en termes de tension et/ou de puissance, les associations de rectennas seront introduites. Enfin, nous terminons ce chapitre par quelques exemples d'application de la TESH à l'alimentation à distance de capteurs sans fil.

Les caractéristiques les plus importantes de ces systèmes d'alimentation seront décrites, et plus particulièrement les tensions DC requises, les distances entre l'antenne d'émission et le circuit à alimenter, les niveaux de champ requis, ... [2]

Dans le deuxième chapitre, nous mettrons donc en relief la problématique de la diode p-i-n dans les circuits modernes. Une étude bibliographique permettra une synthèse de l'état de l'art des différents modèles et méthodes de modélisation de composants de puissance existants [3]. Le troisième chapitre sera consacré à l'outil de simulation ADS qui a été utilisé. Dans un premier temps, le logiciel commercial ADS (Advanced Design System) sera brièvement décrit. Il a été utilisé pour la simulation et l'optimisation des différents circuits de conversion RF-DC [2].

Nous présentons dans le quatrième chapitre les résultats de simulation du montage sur lequel on a porté des modifications. Une analyse des résultats suivi d'une comparaison suscite à montrer les touches qui ont ajoutés sur le montage proposé afin d'une amélioration de son efficacité.

Nous terminerons par une conclusion générale retraçant les apports du travail présenté, sans oublier de souligner les perspectives envisagées.

I.1. Introduction

De nos jours, avec la miniaturisation et le développement de l'intelligence répartie des systèmes électroniques, il est devenu de plus en plus difficile d'imaginer un domaine où l'électronique n'est pas encore présente. Ces systèmes sont de plus en plus présents dans la plupart des domaines de la vie. Pour faciliter leur mobilité et assurer une meilleure intégration dans l'environnement, leur taille devra être réduite. L'un des problèmes à résoudre et qui représente l'enjeu des scientifiques, est leur autonomie énergétique. La solution qui consiste à relier les différentes parties du système par des supports galvaniques ou des fils afin de les alimenter reste une solution encombrante et coûteuse en termes de quantité de câbles à déployer et de leur entretien. De plus, les techniques d'alimentation classiques par pile ou par batterie restent difficiles à envisager dans certaines applications, elles sont limitées en autonomie, nécessitent des remplacements périodiques et leur recyclage est coûteux. Parmi ces applications, on peut citer par exemple l'alimentation et le suivi de certaines fonctions de vérification de capteurs embarqués à bord de drones. Une batterie embarquée prend de la place et augmente le poids du drone [2].

Afin de rendre ces dispositifs électroniques plus autonomes, le concept de la transmission d'énergie sans fil (TESF) se présente comme une alternative aux systèmes d'alimentation classiques. Il existe plusieurs formes d'énergie susceptibles d'être utilisées dans cette thématique de TESH. Les formes les plus répandues sont les énergies solaires, vibratoire, mécanique, piézoélectrique, acoustique, électromagnétique. Dans notre travail, Nous nous limitons au transfert d'énergie électromagnétique aux fréquences microondes. Ce concept consiste à transférer de l'énergie hyperfréquence d'un point à un autre à travers l'espace libre. Dans ce chapitre, quelques notions sur les ondes électromagnétiques et leurs propagations est introduite. Les recherches récentes dans le domaine de transmission d'énergie par les ondes radiofréquences sont évoquées. On outre, la partie de réception de la chaîne de transmission, la rectenna sera éclairci.

I.2. Ondes électromagnétiques

Une onde électromagnétique comporte à la fois un champ électrique et un champ magnétique oscillant à la même fréquence. Ces deux champs, perpendiculaires l'un par rapport à l'autre se propagent dans un milieu selon une direction orthogonale Figure (I.1). La propagation de ces ondes s'effectue à une vitesse qui dépend du milieu considéré. Dans le

vide, la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques est égale à la vitesse de la lumière de 3.10^8m.s^{-1} [3].

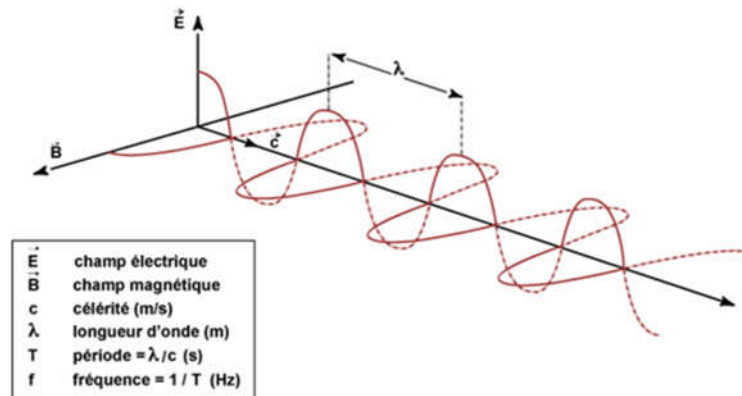


Figure (I. 1). Représentation d'une onde électromagnétique

I.2.1. Champ électrique

Le champ électrique est un champ de force associé à une charge électrique. Il provient la plupart du temps d'un mouvement de particules chargées, comme des électrons (chargés négativement) ou des protons (chargés positivement) [4].

I.2.2. Champ magnétique

Le champ magnétique est généré par le déplacement des charges électriques à l'intérieur d'un atome. Il peut résulter d'une rotation des électrons sur eux-mêmes (appelé Spin des électrons) ou d'un déplacement des électrons dans les bandes de conduction de l'atome.

I.2.3. Spectre électromagnétique

Le spectre électromagnétique représente la répartition des ondes électromagnétiques en fonction de leur longueur d'onde, de leur fréquence ou bien encore de leur énergie Figure (I.2).

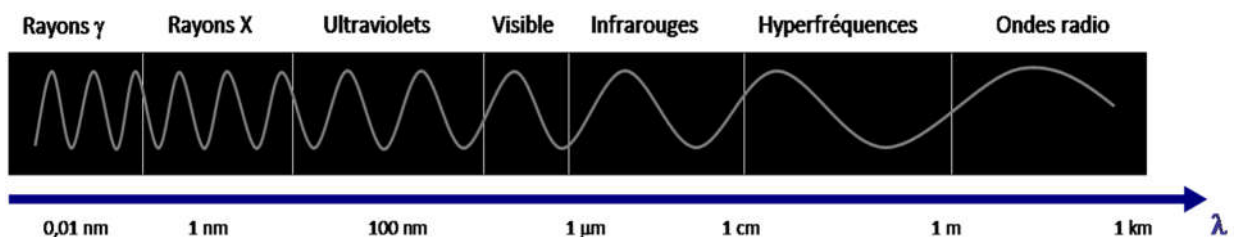


Figure .I. 2. Le spectre électromagnétique

En partant des ondes les plus énergétiques, on distingue successivement :

- **Les rayons gamma (γ)** : Ils sont dus aux radiations émises par les éléments radioactifs.
Très énergétiques, ils traversent facilement
- la matière et sont très dangereux pour les cellules vivantes. Leurs longueurs d'onde s'étendent de 10^{-14} m à 10^{-12} m.
- **Les rayons X** : Rayonnements très énergétiques traversant plus ou moins facilement les corps matériels et un peu moins nocifs que les rayons gamma, ils sont utilisés notamment en médecine pour les radiographies, dans l'industrie (contrôle des bagages dans le transport aérien par exemple), et dans la recherche pour l'étude de la matière. Les rayons X ont des longueurs d'onde comprises entre 10^{-12} m et un 10^{-8} m.
- **Les ultraviolets** : rayonnements qui restent assez énergétiques, ils sont nocifs pour la peau. Heureusement pour nous, une grande part des ultraviolets est stoppée par l'ozone atmosphérique qui sert de bouclier protecteur des cellules. Leurs longueurs d'onde s'échelonnent de 10^{-8} m à $4 \cdot 10^{-7}$ m.
- **Le domaine visible** : correspond à la partie très étroite du spectre électromagnétique perceptible par notre œil. C'est dans le domaine visible que le rayonnement solaire atteint son maximum ($0,5 \mu\text{m}$) et c'est également dans cette portion du spectre que l'on peut distinguer l'ensemble des couleurs de l'arc en ciel, du bleu au rouge.
Il s'étend de $4 \cdot 10^{-7}$ m - *lumière bleue* - à $8 \cdot 10^{-7}$ m - *lumière rouge* -.
- **L'infrarouge** : Rayonnement émis par tous les corps dont la température est supérieure au zéro absolu (-273°C). En télédétection, on utilise certaines bandes spectrales de l'infrarouge pour mesurer la température des surfaces terrestres et océaniques, ainsi que celle des nuages. La gamme des infrarouges couvre les longueurs d'onde allant de $8 \cdot 10^{-7}$ m à 10^{-3} m.
- **Les ondes radar ou hyperfréquences** : cette région du spectre est utilisée pour mesurer le rayonnement émis par la surface terrestre et s'apparente dans ce cas à la télédétection dans l'infrarouge thermique, mais également par les capteurs actifs comme les systèmes radar. Un capteur radar émet son propre rayonnement électromagnétique et en analysant le signal rétrodiffusé, il permet de localiser et d'identifier les objets, et de calculer leur vitesse de déplacement s'ils sont en mouvement. Et ceci, quel que soit la couverture nuageuse, de jour comme de nuit. Le

domaine des hyperfréquences s'étend des longueurs d'onde de l'ordre du centimètre jusqu'au mètre.

- **Les ondes radio** : ce domaine de longueurs d'onde est le plus vaste du spectre électromagnétique et concerne les ondes qui ont les plus basses fréquences. Il s'étend des longueurs d'onde de quelques cm à plusieurs km. Relativement faciles à émettre et à recevoir, les ondes radio sont utilisées pour la transmission de l'information (radio, télévision et téléphone). La bande FM des postes de radio correspond à des longueurs d'onde de l'ordre du mètre. Celles utilisées pour les téléphones cellulaires sont de l'ordre de 10 cm environ. On résume les domaines du spectre électromagnétique dans le tableau (I.1)

Tableau (I.1) Domaines du spectre électromagnétique [3]

Nom	Plage de longueur d'onde	Bande de Fréquence (Hz)	Énergie du photon (eV)
Rayon gamma	< 10 pm	> 30 EHz	> 124 keV
Rayon X	De 10 pm – 10 nm	30 EHz– 30 PHz	124 keV – 124 eV
Ultraviolet	10 nm – 390 nm	30 PHz–750 THz	124 eV – 3,2 eV
Visible	390 nm – 750 nm	770 THz – 400 THz	3,2 eV – 1,7 eV
Infrarouge	750 nm – 0,1 mm	400 THz – 3 THz	1,7 eV – 12,4 meV
Térahertz / submillimétrique	0,1 mm – 1 mm	3 THz - 300 GHz	12,4 meV–1,24 meV
Micro-ondes	1 mm – 1 m	300 GHz – 300 MHz	1,24 meV– 1,24 µeV
Ondes radio	1 m – 100 000 km	300 MHz – 3 Hz	1,24 µeV – 12,4 feV

I.2.4. Equations de Maxwell

Les grandeurs précédemment définies sont reliées entre elles par les relations suivantes :

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$\text{rot}\vec{V} = \left(\frac{\partial V_z}{\partial y} - \frac{\partial V_y}{\partial z}\right) \cdot \vec{x} + \left(\frac{\partial V_x}{\partial z} - \frac{\partial V_z}{\partial x}\right) \cdot \vec{y} + \left(\frac{\partial V_y}{\partial x} - \frac{\partial V_x}{\partial y}\right) \cdot \vec{z} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Div}\vec{D} = \rho \quad (\text{I.4})$$

$$\text{Div}\vec{B} = 0 \quad (\text{I.5})$$

$$\text{Div}\left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}\right) = 0 \quad (\text{I.6})$$

Il apparaît un courant global $J + (\partial D/\partial t)$ dont le premier terme est le courant de conduction classique, et le second un courant, dit de déplacement, qui n'existe pas en régime continu, et qui peut éventuellement se propager sans support matériel : il s'agit du courant transporté par l'onde.[4]

Les équations ci-dessus traduisent mathématiquement une réalité physique, l'onde électromagnétique, c'est-à-dire un champ électrique et un champ magnétique associés, se propageant dans l'espace et variant dans le temps.

I.2.5. Conditions aux limites

Lorsque l'onde se propage en traversant des milieux de natures différentes, elle se modifie en passant d'un milieu à l'autre suivant des lois appelées conditions aux limites :

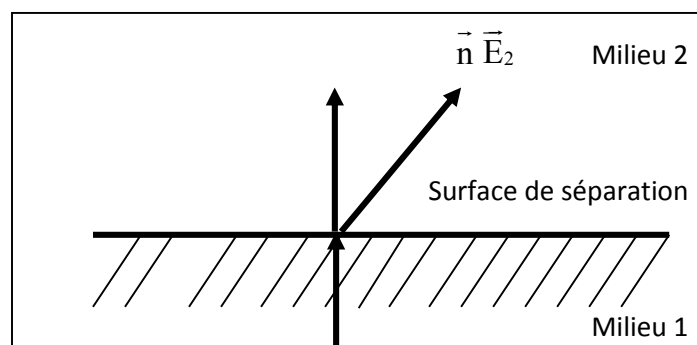


Figure .I. 3. Diffraction d'une onde électromagnétique

(\vec{n} est le vecteur unitaire, dirigé du milieu 1 vers milieu 2 perpendiculairement à la surface
Figure (I.3)

$$(\vec{E}_2 - \vec{E}_1) \cdot \vec{n} = 0 \quad (I.7)$$

$$(\vec{D}_2 - \vec{D}_1) \cdot \vec{n} = \rho_s \quad (I.8)$$

$$(\vec{E}_2 - \vec{E}_1) \wedge \vec{n} = 0 \quad (I.9)$$

$$(\vec{H}_2 - \vec{H}_1) \wedge \vec{n} = -\vec{J}_s \quad (I.10)$$

ρ_s et J_s étant les densités superficielles de charge et de courant en C. m⁻² et A. m⁻² respectivement.

I.3. Propagation guidée

I.3.1. Guides d'onde

Les courants continus ou de basse fréquence se propagent sur de simples fils conducteurs. Il en va différemment en haute fréquence où le fil conducteur devient une antenne. Si l'on désire canaliser le rayonnement, on doit avoir recours à des conducteurs cylindriques creux, de section quelconque, mais habituellement rectangulaire, circulaire, elliptique ou coaxiale, dont les dimensions sont en rapport avec la longueur d'onde. La propagation sur une ligne de transmission ou un guide d'ondes est déterminée par l'étude de la distribution des champs électromagnétique dans la structure générale indiquée dans la Figure (I.4) :

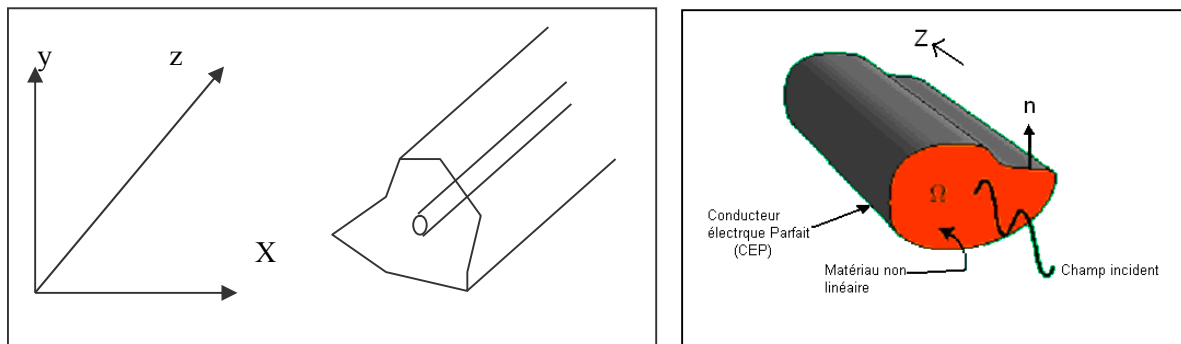


Figure I.4. Structure d'un guide d'ondes

Si la section du guide est limitée par une enveloppe métallique, l'énergie électromagnétique se propage à l'intérieur de cette enveloppe sans pouvoir s'en échapper. On dit alors que le guide est "fermé". Dans tous les autres cas, le guide est dit ouvert et l'énergie peut s'en échapper par rayonnement.

La caractérisation d'un guide consiste à déterminer la manière dont l'énergie s'y propage. En chaque point du plan de section droite du guide, cette énergie peut être caractérisée à partir des composant transverse a les des champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} . [4]

Ces champs sont liés par les équations de Maxwell qui s'expriment comme suit :

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = j\omega \vec{B} = -j\omega\mu \vec{H} \quad (\text{I.11})$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \rho + j\omega \vec{D} = (\sigma - j\omega\varepsilon)\vec{E} \quad (\text{I.12})$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{I.13})$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (\text{I.14})$$

Où :

\vec{B} : Induction magnétique.

\vec{D} : Déplacement électrique.

ρ : Densité de charge locale.

\vec{J} : Densité de courant de conduction.

$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$: Permittivité complexe du milieu.

$\mu = \mu' + j\mu''$: Perméabilité complexe du milieu.

Du fait, de l'invariance en translation du guide, les champs \vec{E} et \vec{H} ainsi que toutes les grandeurs associées ont une évolution en $e^{-\gamma z}$ est une constante dite constante de propagation ($\gamma = \alpha - j\beta$).

Où

α : est appelée affaiblissement linéique. Elle présente la décroissance de l'onde dans la direction de propagation. Son inverse $\delta = (1/\alpha)$ est la profondeur de pénétration, distance sur laquelle le signal décroît d'un facteur de $1/e$.

La partie imaginaire β , est le déphasage linéique qui indique la variation de phase de l'onde dans la direction de propagation. La longueur d'onde le long de la ligne ou du guide, dénotée par λ_g , est inversement proportionnelle à β :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad (\text{I.15})$$

Le problème posé est donc de définir, en fonction de la fréquence, cette constante de propagation et la configuration spatiale des champs.

Ce sont en fait les conditions de continuité aux différentes interfaces matériaux constituant le guide et les conditions aux limites qui permettent de définir ces caractéristiques.

On peut résumer ces conditions comme suit :

Les composantes tangentielles de champs électrique et magnétique, à la surface de séparation de deux milieux de propriétés différentes, sont continues, ce qui est exprimé par :

$$\begin{cases} \vec{n} \times (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) = 0 \\ \vec{n} \times (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = 0 \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Où

\vec{n} est un vecteur normal à la surface de séparation, se dirigeant du milieu 2 vers le milieu 1.

Au bord d'un conducteur électrique parfait, la condition est

$$\vec{n} \times \vec{E}_1 = 0 \quad (\text{I.17})$$

Alors que pour un conducteur magnétique parfait, on aurait

$$\vec{n} \times \vec{H}_1 = 0 \quad (\text{I.18})$$

I.3.2. Classification des modes de propagation

Trois cas de modes peuvent être isolés :

1- Les champs électrique et magnétique caractérisant le mode possédant des composantes longitudinales : le mode est dit hybride (Mode EH ou HE).

2- Seule la composante longitudinale du champ électrique ou du champ magnétique existe. Le mode est alors dit transverse magnétique (mode TM ou E) ou transverse électrique (mode TE ou H).

3- Les champs sont entièrement transverses, le mode est dit transverse électromagnétique (TEM).

La dimension transversale des guides impose les conditions de propagation. Il existe en général, pour chaque mode, une fréquence de coupure en dessous de laquelle il ne peut être propagé ; la constante de propagation qui lui est associée est réelle, le mode est dit évanescent. Certains modes n'ont pas de fréquence de coupure (mode TEM par exemple) [4].

I.3.3. Diagramme de dispersion

Dans un guide d'ondes sans pertes l'exposant de propagation prend la forme :

$$\gamma = \alpha - j\beta = \sqrt{p^2 - k^2} = \sqrt{p^2 - \left(\frac{\omega}{c}\right)^2} \quad (\text{I.19})$$

Où p et k sont dits : nombres d'ondes Avec :

$$k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} = \frac{\omega}{c} \quad (\text{I.20})$$

et p est un nombre dépendant de la section droite du guide (forme, et dimensions), ainsi que la distribution des champs du mode considéré dans le plan transverse, et non du milieu remplissant le guide. Il est toujours réel quand le guide est homogène.

Le diagramme représentant α et β en fonction de la fréquence est appelé diagramme de dispersion.

I.3.4. Bandes de fréquences, modes dominants, modes supérieurs

Dans le diagramme de dispersion d'un guide d'ondes, on distingue du point de vue des réalisations pratiques : quatre bandes de fréquences :

- $f < f_{c1}$: aucun mode ne peut se propager, et les champs décroissent avec la distance. Le guide sera employé comme affaiblisseur.
- $f_{c1} < f < 1.25f_{c1}$: Un seul mode, le mode dominant, peut se propager, il présente toutefois une grande dispersion, de sorte que cette bande de fréquence n'est en général pas employée pour transmettre l'information.
- $1.25f_{c1} < f < f_{c2}$: Un seul mode se propage qui est le mode dominant. La dispersion est généralement acceptable dans cette bande.
- $f > 1.25f_{c2}$: Plusieurs modes peuvent se propager, le mode dominant et d'autres modes, qui n'ont pas les mêmes affaiblissements et vitesses de propagation. Ceci entraîne une distorsion du signal, ce qui empêche de travailler dans cette bande de fréquences [4].

I.3.5. Impédance d'onde

L'onde plane est la forme la plus simple sous laquelle il est possible de modéliser la propagation. Dans ce cas, et par analogie aux lignes de transmissions, on pourrait exprimer les champs associés à cette onde par :

$$E = E_0 \exp(j\omega y - \gamma z) \quad (I.21)$$

$$H = H_0 \exp(j\omega y - \gamma z) \quad (I.22)$$

Les deux champs de l'onde plane sont perpendiculaires entre eux, et portés par un plan perpendiculaire à la direction z de propagation Figure (I.5).

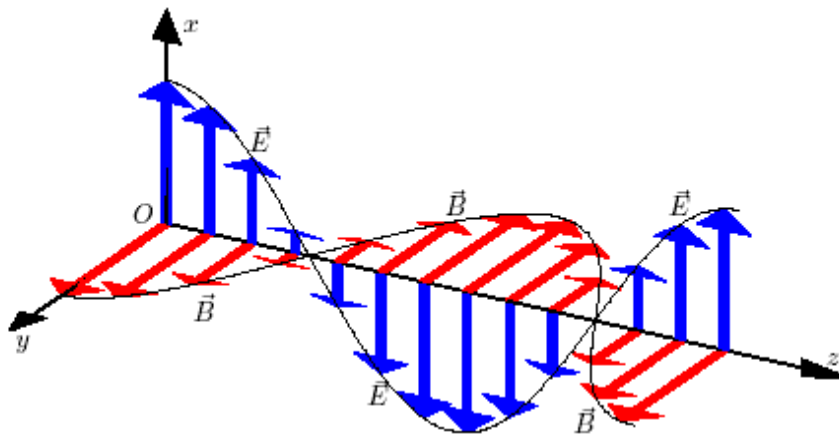


Figure (I. 5). Représentation des deux champs \vec{E} et (\vec{H}) pour une onde électromagnétique

En décomposant les champs transverses en produits d'une fonction à dépendance longitudinale par une fonction transverse on obtient :

$$\begin{cases} E_t(z, r_t) = U_e(z)E_T(r_t) \\ H_t(z, r_t) = I_e(z)E_T(r_t) \end{cases} \quad (I.23)$$

Où l'indice t représente la composante transverse du champ, alors que T spécifie la part transverse de coordonnée transverse. La tension U_e et le courant I_e sont des grandeurs proportionnelles aux champs électrique et magnétique transverses dans le guide. Ils ne présentent pas une tension et un courant existant effectivement à un quelconque emplacement dans ce guide. Le quotient U_e/I_e de ces deux grandeurs est appelé impédance d'onde, on le désigne notamment par η . [4]

$$\eta = \frac{E_x}{H_y} \quad (I.24)$$

Cette grandeur est aussi caractéristique du milieu dans lequel l'onde se propage.

Ainsi dans le vide, sa valeur est :

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \quad (I.25)$$

Dans le cas de guide diélectrique, on a intérêt à utiliser simplement la notion d'impédance réduite ξ liée directement au concept de coefficient de réflexion Γ par la relation :

$$\xi = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} = \frac{E_{max}}{E_{min}} \quad (I.26)$$

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} \quad (I.27)$$

Γ : Peut être défini quel que soit le mode, et il est mesurable à toutes les fréquences tel que :

E_r : Champ électrique réfléchi

E_i : Champ électrique incident

I.4. Recherches et développements récents de Rectenna

I.4.1. Historique de transmission d'énergie sans fil (TESF)

La première expérience de transmission d'énergie sans fil (TESF) fut réalisée par le physicien américain Nikola Tesla à Colorado Springs, en 1899 [5]. Il s'intéressa spécialement au phénomène de résonance et essaya de l'appliquer à la TESH. Il avait imaginé utiliser les ondes électromagnétiques pour acheminer l'électricité n'importe où dans le monde, sans lignes. Il construisit une énorme bobine, résonnant à 150 KHz et alimentée avec une puissance de 300 KW, en haut d'une tour. Cependant, ils n'existent malheureusement pas de résultats clairs sur la puissance rayonnée et sur celle reçue loin de la source.

Les travaux de Tesla ne se sont pas arrêtés à Colorado Springs. Au début du siècle dernier, Tesla construisit une tour de transmission à Long Island (New York), Figure (I.6). Le projet fut abandonné peu avant sa finalisation à cause de problèmes financiers. Durant la première moitié du 20^{ème} siècle, le manque d'intérêt que suscitait la thématique de la TESF peut s'expliquer par le manque de moyens techniques, et plus particulièrement des sources qui sont capables de générer des puissances considérables en hautes fréquences.

En 1969, Peter Glaser présente le concept de SPS (Solar Power System) [5]. Ce projet pourrait présenter une alternative aux problèmes énergétiques que connaît la planète, mais aussi comme source d'énergie propre et écologique. Le système issu de ce projet comporte un satellite en orbite géostationnaire qui capte l'énergie solaire, cette énergie solaire est convertie en énergie microonde à 2.45 GHz et envoyée sur terre. Les densités de puissance mises en jeu au niveau des antennes de réception sont très importantes, elles sont de l'ordre de 100 W/m². En revanche, en 1975, l'expérimentation terrestre de Goldstone menée par Raytheon présente un tournant historique dans le domaine de la TESF. Elle a contribué de manière considérable à la validation du concept et à la crédibilité du projet SPS. Avec un système pilote, une puissance continue de 30 KW a été récupérée et un rendement global de 54% a été mesuré et certifié [5]. La distance entre les antennes d'émission et de réception est de 1.6 Km

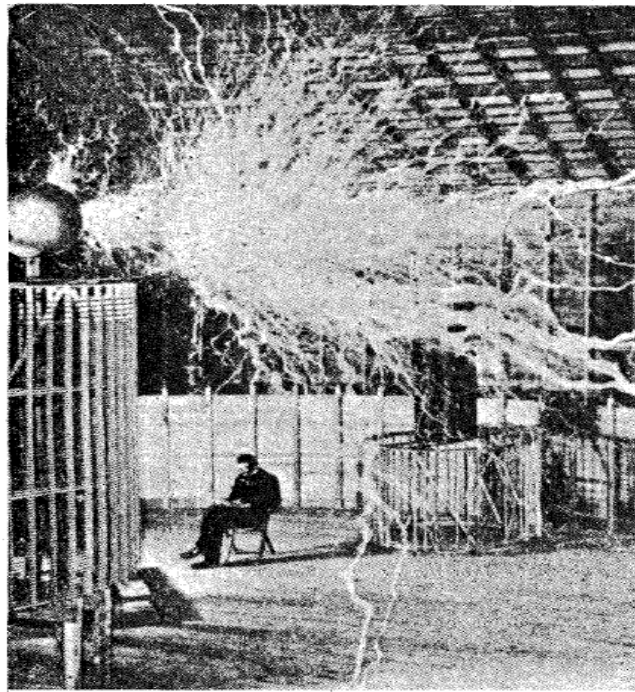


Figure .I.6. Transmission d'énergie par ondes radio - Nikola Tesla dans son laboratoire de Colorado Springs [2]

A partir de 1994, le laboratoire d'Electronique, d'Energétique et des Procédés de l'université de la Réunion, en collaboration avec l'équipe japonaise de l'ISAS, s'est lancé dans un projet d'envergure qui consistait à étudier la faisabilité d'un transport d'énergie sans-fil pour alimenter l'île de Grand Bassin, région qui est fortement accidentée et difficilement accessible. La puissance d'émission était de 800 W sur une distance de 40 m. En réception, une rectenna composée de 2376 antennes dipôles réparties sur une surface de 11.76 m² a été utilisée pour collecter et convertir une partie de l'énergie RF émise Figure (I.7). La densité de puissance au niveau des antennes de réception est estimée à une dizaine de W/m². Trois lampes furent allumées grâce au dispositif développé, ce dernier présentait un rendement global d'environ 5% [6].



a) Vue d'ensemble



b) Réseau de 2376 rectennas

Figure .I.7.Démonstrateur du Grand Bassin - Ile de la Réunion [2]

I.4.2. Structure globale d'un système de TESH

La transmission d'énergie sans fil consiste à acheminer de l'énergie micro-onde d'un point à un autre sans fil. Un système de TESH comprend deux parties distinctes et éloignées dans l'espace, une partie émettrice et une autre partie réceptrice Figure (I.8). La partie émission du système contient une source micro-onde, alimentée en énergie électrique DC, et une antenne d'émission qui peut être de type parabolique, cornet ou toute autre forme d'antennes, en fonction de l'objectif recherché. La génération des ondes RF peut se faire soit par l'utilisation de tubes (tube à ondes progressives, klystron, gyrotron, magnétron, ...etc.), soit par des dispositifs à semi-conducteurs (transistor à effet de champ). Une fois le processus de conversion DC-RF accompli et la puissance microonde générée, l'antenne d'émission transforme cette puissance en ondes rayonnées dans l'espace libre. Dans la partie réception, le système TESH comprend une antenne (filaire, plaquée, ...) suivie d'un circuit de conversion RF-DC à base de diodes Schottky. L'antenne reçoit l'énergie microonde et la transmet au redresseur qui la convertit en énergie électrique DC et la transmet ensuite à une charge résistive. Une importance

particulière sera donnée au rectenna. Cette dernière sera détaillée tout au long de ce document. Le parallèle peut être fait avec le cas d'une transmission laser, où l'énergie est collectée par une cellule photovoltaïque et convertie en énergie électrique.[2]

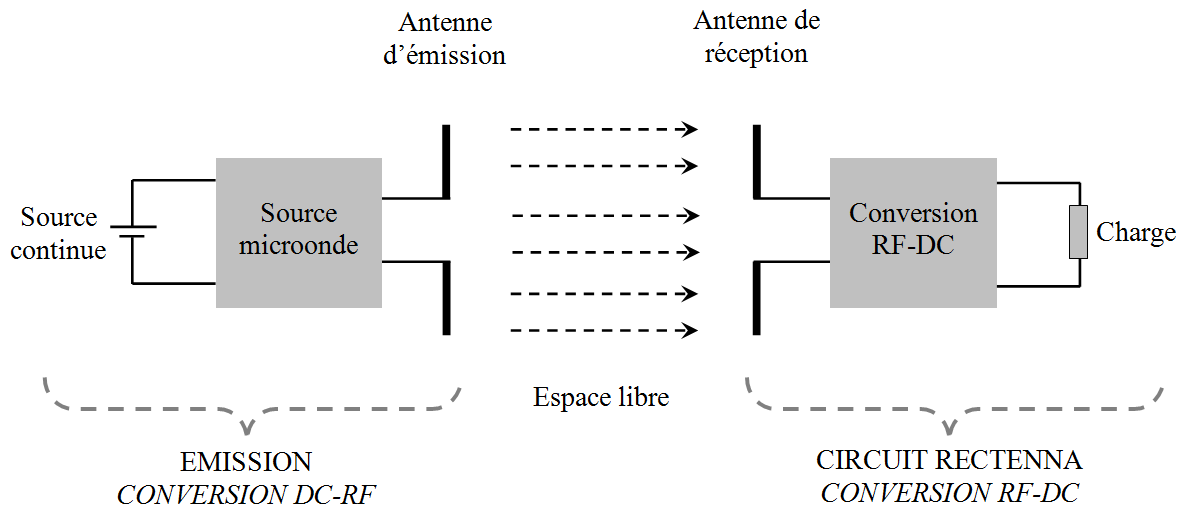


Figure I.8. Principe de la transmission d'énergie par faisceau micro-onde

Le rendement est une donnée très importante dans les systèmes de TESF. Le rendement global se décompose fondamentalement en trois rendements Figure (I.9). Le premier rendement est celui de la partie émission du système et qui peut être décomposé en deux sous rendements, le rendement de conversion DC-RF de la source microonde (70-90 %) ainsi que le rendement de l'antenne d'émission (70-97 %). Le second rendement caractérise les pertes dans l'espace libre (5-95 %). Ce rendement dépend de la distance entre l'émetteur et le récepteur, mais aussi des caractéristiques du milieu de propagation. Le troisième et dernier rendement caractérise la rectenna (85-95 %) [2]. Ce rendement reflète la capacité de la rectenna à générer de l'énergie DC à partir de l'énergie RF qu'elle est capable de collecter.

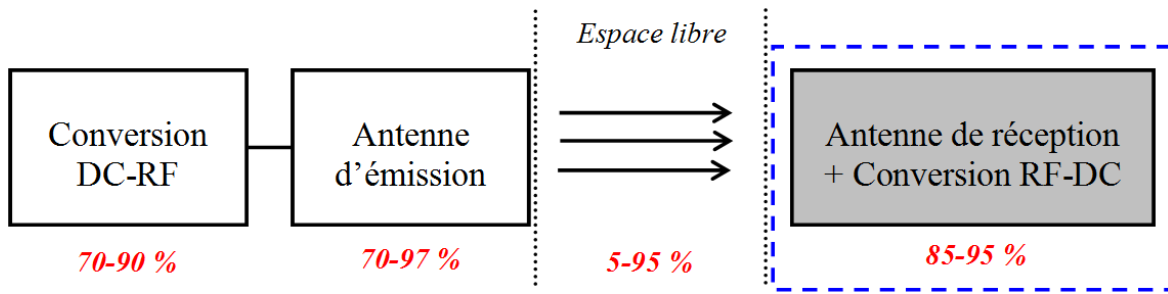


Figure .I.9. Différents rendements d'un système de TESF

I.4.3. Rectenna

I.4.3.1. Structure d'une rectenna

La rectenna tire son nom de la contraction des mots (**rect**ifying+**antenna**). Comme son nom l'indique, elle est typiquement composée d'une antenne de réception et d'un circuit de redressement. L'énergie électromagnétique collectée par l'antenne est convertie en tension continue par le circuit de redressement conversion RF-DC. Une rectenna classique peut être schématisé sous forme de cinq blocs fonctionnels, comme le montre la Figure (I.10) ci-dessous [3].

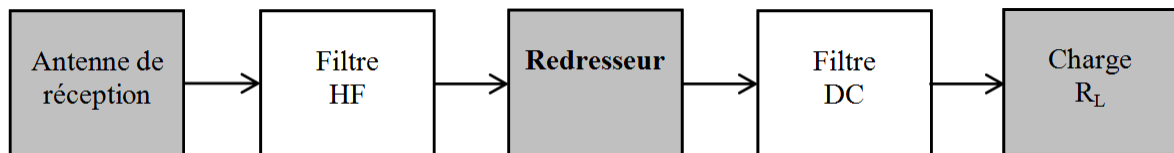


Figure .I.10. Blocs fonctionnels d'une rectenna classique[2]

Tout d'abord, l'antenne de réception capte l'énergie microonde et la transmet au circuit de conversion. Puis le redresseur, constitué d'une ou de plusieurs diodes, convertit cette énergie RF en énergie électrique continue et la transmet à son tour à la charge résistive R_L . Toutefois, le redresseur génère en plus de l'énergie DC, des harmoniques d'ordre supérieur qui sont indésirables. La rectenna contient aussi deux filtres HF et DC, situés de part et d'autre du redresseur. Le filtre HF à l'entrée est un filtre passe bas, il remplit deux fonctions. Il filtre les harmoniques générées par les diodes pour les empêcher d'être rayonnées par l'antenne et il assure une adaptation conjuguée entre l'antenne et le circuit de conversion pour un transfert maximum de puissance entre les deux. L'impédance est choisie comme étant égale à 50 ohms. Pour ce qui est du filtre de sortie DC, c'est un filtre passe bas qui bloque toutes les composantes RF, y compris la composante fondamentale, et ne laisse passer que la

composante DC vers la charge. La charge résistive à l'autre bout de la rectenna modélise généralement l'impédance d'entrée du dispositif à alimenter.[2]

- **Antenne de réception**

Des dipôles filaires ou imprimés et des antennes patch à polarisation linéaire sont traditionnellement utilisés dans les circuits rectennas. Dans le domaine du transfert d'énergie sans fil, une antenne à gain élevé est souhaitable. Cela permet de capter plus de puissance RF, donc plus de puissance continue au niveau de la charge. Toutefois, la surface effective d'une antenne est proportionnelle à son gain. En effet, il y a un compromis à faire entre le gain de l'antenne et sa surface. Dans [7], une nouvelle antenne patch avec un gain de 9 dB a été développée. Cette antenne est comparable à un réseau de deux antennes patch, elle permet non seulement de collecter plus de puissance mais aussi de rendre la structure plus compacte. En fonction de l'application visée, la polarisation linéaire, ou la polarisation circulaire peuvent être utilisées. Des rectennas bi-bandes, tri-bandes et même large bande ont aussi été développées pour des applications spécifiques.[2]

La polarisation circulaire est devenue ces dernières années une caractéristique importante dans la conception des circuits rectennas. Elle offre la possibilité de garder une tension de sortie DC constante même s'il y a rotation de l'émetteur ou de la rectenna.

Y. J. Ren et al ont développé une rectenna bi-bandes fonctionnant sur les deux bandes ISM à 2.45 GHz et à 5.8 GHz [8]. Les rendements obtenus sont de 65% et 46%, respectivement. Costanzo et al ont proposé une rectenna tri-bandes polarisée circulairement pour une application de récupération d'énergie ambiante. La rectenna fonctionne sur les fréquences des trois standards GSM 900, GSM 1800 et Wifi.

J.A. Hagerty et Z. Popovic ont mis au point une rectenna pour la récupération d'énergie large bande [8], le circuit fonctionne sur toute la bande de fréquences allant de 6 à 15 GHz avec un rendement qui varie entre 5 et 45%

Les deux technologies filaire et plaquée ont été largement exploitées dans les antennes dédiées aux circuits rectennas. Pour ce qui est des antennes planaires, le choix de la technologie dépend avant tout de l'antenne. Cependant, la technologie micro-ruban est la plus utilisée. La ligne CPS est normalement utilisée pour alimenter des dipôles, elle peut être utilisée non seulement pour combiner plusieurs éléments et accroître le gain de l'élément rayonnant mais aussi pour former des réseaux d'antennes plus facilement. Plusieurs rectennas en technologie CPS ont été développées récemment [9]

- **Filtre d'entrée HF**

Le filtre d'entrée HF est localisé entre l'antenne de réception et le circuit de

conversion. La ou les diodes du convertisseur RF-DC génèrent non seulement de la puissance DC mais également des harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques peuvent dégrader le fonctionnement du circuit, elles sont indésirables et doivent être bloquées.[2]

Dans une optique de miniaturisation des circuits rectennas et d'amélioration de leur rendement, le filtre d'entrée HF peut être directement intégré dans l'antenne de réception en utilisant des antennes à rejection d'harmoniques [10]. Cela permet de diminuer les dimensions du circuit imprimé sur lequel est réalisé cette antenne, ainsi que les pertes. Une antenne à rejection d'harmoniques est présentée dans Cette dernière, et contrairement à une antenne patch simple, présente une forte désadaptation aux harmoniques d'ordres 2 et 3. On constate que le rendement de la rectenna est de 77.8% lorsque la puissance d'entrée est de 10 mW.

T.C. Yo et al. ont rapporté une rectenna à rejection d'harmoniques et fonctionnant à 2.45 GHz [11]. L'antenne filtre uniquement l'harmonique d'ordre 2 à 4.9 GHz. Afin d'améliorer le rendement et de stopper l'harmonique à 7.35 GHz un stub radial a été dimensionné. Avec ces modifications, un rendement de 78% a été mesuré lorsque la densité surfacique de puissance est de 16.5mW/cm².

- **Topologies du circuit de conversion RF-DC**

La conversion RF-DC est un processus non-linéaire. En fonction d'un ensemble de critères, cités précédemment, des diodes ou des transistors peuvent être utilisés. Toutefois, dans les systèmes de transmission d'énergie aux fréquences micro-ondes, les diodes Schottky sont les plus utilisées. L'un des paramètres les plus importants de ce type de circuits est le rendement de conversion. Toutefois, cette caractéristique non linéaire rend plus difficiles les étapes de conception et d'optimisation. En effet, le rendement de conversion dépend à la fois du niveau de puissance à convertir et de la fréquence de travail. Cela s'explique tout d'abord par l'efficacité des diodes qui dépend de la tension à leurs bornes. Il y a également le problème de l'impédance des diodes qui varie en fonction de la puissance d'entrée et de la fréquence. Cela modifie l'adaptation des différentes parties du circuit et affecte par conséquent le rendement.

En fonction du positionnement de ou des diodes dans le redresseur, plusieurs topologies de rectenna ont été développées. Les deux topologies série et parallèle sont les plus simples à concevoir et sont les plus répandues dans la littérature. Chacune des topologies a ses avantages et ses inconvénients selon la technologie, le type d'antenne, la puissance d'entrée disponible, la tension de sortie, etc.[2]

Afin d'augmenter la tension de sortie d'une rectenna, des topologies en doubleur de tension , ont été développées. Dans cette topologie, les deux diodes se trouvent en série avec la charge et la tension de sortie peut par conséquent être doublée. Certaines topologies se heurtent

parfois aux problèmes de conception et de réalisation comme par exemple la réalisation d'un via pour la connexion d'une diode en parallèle au plan de masse.

Dans la topologie série que montre la Figure (I.11), la diode est placée en série entre les deux filtres HF et DC sans lien direct avec le plan de masse.

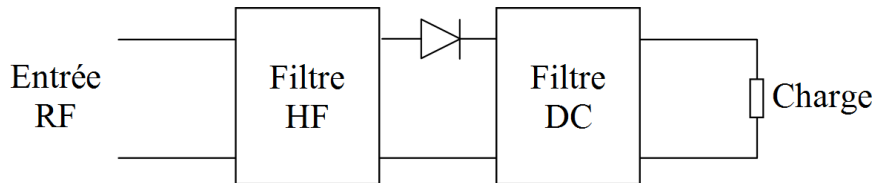


Figure .I.11. Circuit de conversion en topologie série

Dans la topologie parallèle Figure (I.12), la diode est placée en parallèle entre les deux filtres HF et DC, avec l'anode ou la cathode connectée au plan de masse. La diode se retrouve, par conséquent, naturellement polarisée par la tension DC générée.

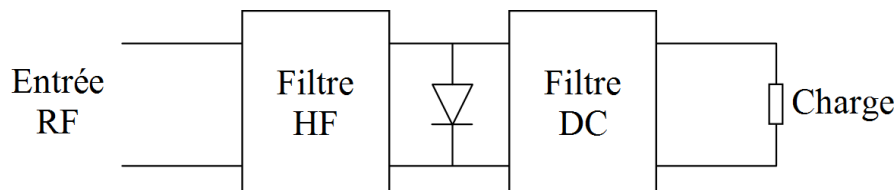


Figure .I.12. Circuit de conversion en topologie parallèle

La topologie en doubleur de tension, que montre la figure (I.13) ci-dessous, peut être considérée comme l'association autrement dit la mise en cascade des deux topologies, série et parallèle, décrites précédemment. Le circuit en doubleur de tension comprend deux diodes montées l'une en série et l'autre en parallèle, cela permet de produire une tension de sortie plus grande. Le circuit contient aussi une capacité série qui se trouve juste après le filtre HF, sa valeur doit être choisie précisément afin de doubler la tension de sortie DC.[2]

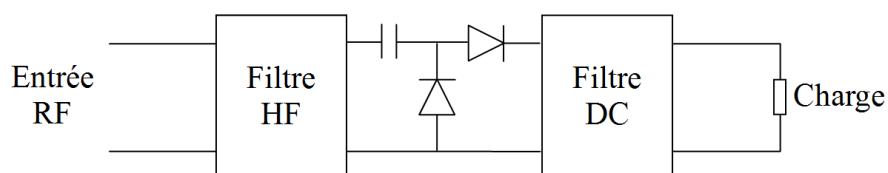


Figure .I.13. Circuit de conversion en topologie doubleur de tension

Une autre topologie double-diode a été récemment rapportée dans la littérature [12]. Le circuit a été développé en technologie CPS et fonctionne à 5.8 GHz. Il contient deux diodes Schottky montées en série sur les deux lignes symétriques.

- **Filtre de sortie DC**

Le filtre de sortie DC est un filtre passe bas qui est composé le plus souvent d'un bloc capacité parallèle. Le rôle de ce filtre est d'isoler la charge DC du côté RF. Il laisse passer la composante continue et filtre toutes les harmoniques d'ordre supérieur, y compris la composante fondamentale. La capacité de sortie peut être remplacée par un ou plusieurs stubs radiaux ou rectangulaires.[2]

I.4.3.2. Problématique de la modélisation d'une rectenna

Avec la montée en fréquence, les dispositifs hyperfréquences intègrent de plus en plus de composants et de fonctions. Un dispositif électronique peut contenir à la fois, des composants de puissance, des éléments rayonnants, des lignes de transmission, ... De plus, les composants peuvent avoir des dimensions très différentes. La simulation et l'optimisation séparée de chaque fonction s'avère insuffisant dans de nombreux cas. De grandes différences entre les résultats expérimentaux et les simulations peuvent être observées. Ces écarts s'expliquent souvent par la modélisation numérique qui ne tient pas compte de tous les phénomènes physiques, notamment les couplages et les interactions entre les différents composants du dispositif en RF.

Pour analyser un dispositif hyperfréquence, il existe plusieurs approches suivant la manière dont le problème est abordé et la précision recherchée. En effet, il existe l'approche électromagnétique qui repose sur les équations de Maxwell et qui prend en compte tous les phénomènes électromagnétiques présents dans le dispositif. D'un autre côté, il y a aussi l'approche circuit qui est basée sur des modèles circuits équivalents. Ces modèles, où des simplifications sont souvent introduites, ne sont valables que dans un domaine bien précis et sous certaines conditions. Cela montre bien l'importance d'une modélisation rigoureuse qui prend en compte tous les phénomènes physiques dans un dispositif hyperfréquence.

La conception et l'optimisation rigoureuses nécessite des compétences combinées en électronique hyperfréquence et en génie électrique. L'objectif principal étant de maximiser le rendement de conversion RF-DC, il est difficile d'envisager l'optimisation séparée des différents composants constituant un circuit rectenna. En effet, pour prendre en compte les couplages et les interactions entre les différents composants, la simulation et l'optimisation doivent se faire sur la totalité du circuit et dans le même environnement de simulation. Les

méthodes d'analyse globale électromagnétique – circuit, qui combinent les lois de l'électromagnétisme et la théorie des circuits, sont plus que souhaitables.

Une autre difficulté de la modélisation est liée aux dimensions des différents composants. Les éléments constituant une rectenna sont de dimensions très variées. On passe par exemple, d'un élément rayonnant demi-onde à un composant localisé (diode, résistance,..) qui est parfois, inférieur au centième de la longueur d'onde. En plus, un maillage très fin basé sur l'élément le plus petit est difficile à envisager pour des raisons évidentes de temps et de capacité de calcul. Pour résoudre ce genre de problèmes, on fait souvent appel à des modèles plus flexibles et qui offrent plus de maniabilité.

I.4.3.3. Caractérisation d'une rectenna

Les circuits rectennas sont le plus souvent caractérisés par deux rendements, le rendement de conversion RF-DC et le rendement global.

Le premier rendement décrit la capacité du redresseur à fournir une puissance électrique continue à la charge à partir de l'énergie RF que lui fournit le système de réception ou toute autre source d'énergie microonde. Ce rendement représente le principal objectif lors d'un processus d'optimisation du circuit de conversion. Toutefois, comme le processus de conversion est de nature non linéaire, l'optimisation se fait à un point de puissance d'entrée et le rendement est optimal sur une plage étroite autour de ce point. En effet, l'impédance de la diode Schottky et son efficacité dépendent étroitement de la tension appliquée à ses bornes. La variation de cette impédance engendre une désadaptation qui affecte directement le rendement de conversion. Ce dernier est défini comme étant le rapport entre la puissance de sortie DC, prélevée aux bornes de la charge, et la puissance d'entrée RF. Selon la puissance d'entrée qu'on considère, plusieurs définitions du rendement existent dans la littérature. La puissance RF peut être considérée comme la puissance maximale que la source ou l'antenne de réception pourra débiter sur une charge de 50Ω , et dans ce cas les pertes par réflexions ont prises en compte. Elle peut aussi être considérée comme la puissance RF réellement transmise à la diode, sans tenir compte des pertes par réflexion [2].

L'autre rendement, qui est plus global, décrit la capacité du circuit rectenna complet à convertir l'énergie RF reçue en énergie DC. La puissance que l'antenne est susceptible de recevoir est souvent calculée par l'équation de Fris [13]. Cette définition du rendement est la plus répandue dans la littérature, puisqu'il n'est pas évident d'accéder à la valeur de la puissance RF réellement transmise au convertisseur. Toutefois, le rendement peut être

calculé non pas sur la base de la puissance que l'antenne reçoit dans le meilleur des cas mais en tenant compte de la puissance réellement reçue. En effet, une méthode de calcul de la puissance réelle reçue par une antenne, et appliquée au calcul du rendement d'une rectenna, a été développée dans [2]. La méthode de calcul proposée est valable en champ proche comme en champ lointain. Elle est également valable quelles que soient la direction et la polarisation de l'onde incidente. Le rendement qu'affiche une rectenna dépend beaucoup de la façon dont il est calculé.

I.6.Conclusion

Les recherches sur la rectenna sont nombreuses, tant au niveau de l'antenne de réception, que le circuit de redressement. Une étude théorique sur les ondes électromagnétiques et les rectenna ont été présentées. Ces derniers se basent principalement sur les diodes pin (Schottky), convenable pour ces applications et sur les ondes électromagnétiques comme support théorique. Une présentation exhaustive des différents blocs d'un rectenna a été également introduite. Dans le prochain chapitre une étude détaillée sera présentée sur les diodes pin.

II.1. Introduction

Depuis de nombreuses décennies, la diode p-i-n est une composante incontournable et largement utilisé dans les circuits radiofréquence et hyperfréquences tels que les commutateurs, les atténuateurs, les modulateurs, les limiteurs, les déphaseurs de puissance...

Elle fonctionne comme résistance variable aux fréquences RF et micro-ondes en étant contrôlée principalement par son courant de polarisation directe.

Dans les applications de commutation et d'atténuation, la diode doit idéalement piloter le niveau du signal RF sans introduire de distorsions qui changeraient la forme du signal. Une autre caractéristique importante de la diode p-i-n repose sur sa capacité à contrôler un signal RF de grande amplitude avec seulement un très faible niveau d'excitation DC.

Ce chapitre vise tout d'abord à étudier les différentes applications de la diode p-i-n en hyperfréquence et à fournir des notions essentielles sur les règles de fabrication de ces diodes. Par la suite, son fonctionnement interne sera détaillé afin de mieux comprendre son comportement qui en fait une diode au caractère particulier [1].

II.2. Les applications à diodes p-i-n en hyperfréquence

II.2.1. Les commutateurs

Il existe deux grandes catégories de commutateurs, les commutateurs mécaniques et les commutateurs à base de semi-conducteurs. Les commutateurs mécaniques sont lents, lourds et encombrants, mais ne consomment pas d'énergie dans les phases de repos. Ils se présentent sous la forme de guide d'ondes et fonctionnent en général jusqu'à 40GHz. Dans ce genre de dispositifs, les pertes d'insertion sont exceptionnellement basses (≈ 0.4 dB) et l'isolation très élevée (≈ 60 dB). Toutefois, en plus de leur grande taille et de leur poids conséquent, ils ont l'inconvénient de commuter très lentement (quelques dizaines de ms) et de se détériorer au cours du temps après environ un million de cycles. C'est pourquoi, aujourd'hui les commutateurs à base de semi-conducteurs sont plus souvent utilisés. Ils présentent l'avantage d'être moins volumineux, moins chers, de commuter plus vite et d'être plus fiables dans le temps. Trois dispositifs sont couramment utilisés en commutation micro-ondes : les MEMS, les transistors à effet de champ (FET) et les diodes p-i-n [1].

II.2.2. Les déphaseurs

Il existe différentes familles de déphaseurs : les déphaseurs par commutation de lignes, par lignes chargées et ceux fonctionnant par réflexion [2]. Nous allons nous intéresser au déphaseur par commutation de lignes. L'action de ces déphaseurs est basée sur le même principe que les commutateurs étudiés précédemment. Le principe consiste à commuter à l'aide de diodes p-i-n, des lignes de transmission de longueurs différentes. Ce déphaseur contient 4 diodes commandées par paires. La figure (II.6) donne une représentation schématique afin de mieux comprendre son fonctionnement. Les lignes d'entrée et de sortie sont reliées par

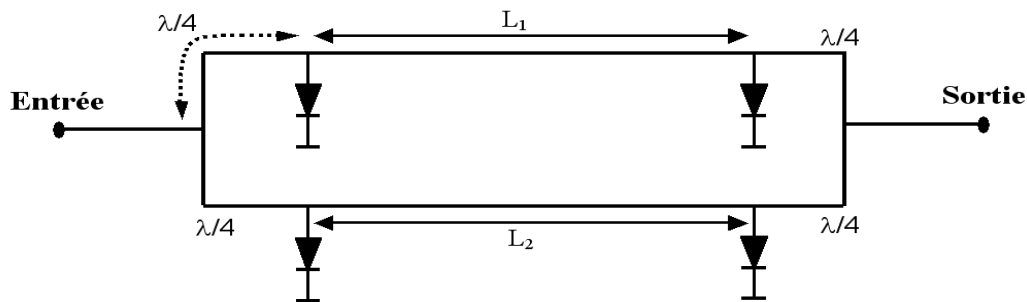


Figure. II.1. Schéma de principe d'un déphaseur par commutation de lignes

Deux voies, comportant chacune, deux diodes p-i-n identiques, placées à un quart d'onde respectivement de l'entrée et de la sortie. Les deux voies ne diffèrent que par les distances L_1 et L_2 séparant les diodes et par l'état de celles-ci. Les deux diodes d'une même voie sont commandées simultanément, mais lorsque la paire d'une voie conduit, la paire de l'autre est bloquée et vice-versa.

Quand les diodes de la voie L_1 conduisent, elles se comportent comme des courts circuits et ramènent ainsi, à l'entrée et à la sortie, des circuits ouverts, via les deux quart d'onde. La voie est alors découplée de l'entrée et de la sortie. Par contre, la voie L_2 , dont les diodes sont bloquées, se présente comme une ligne adaptée et transmet toute l'énergie incidente (aux pertes d'insertion près) avec un déphasage :

$$\varphi_2 = \pi + \frac{2\pi L_2}{\lambda} + 2\varphi_0 \quad (\text{II.1})$$

Où φ_0 est le déphasage induit par une diode à la fréquence de fonctionnement et π le déphasage des deux quarts d'onde.

Quand les diodes de la voie L_1 sont bloquées, c'est cette dernière qui transmet toute l'énergie de l'entrée vers la sortie avec un déphasage :

$$\varphi_1 = \pi + \frac{2\pi L_2}{\lambda} + 2\varphi_0 \quad (\text{II.2})$$

Le déphasage $\Delta\varphi$ résultant de la commutation des deux lignes est donc :

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{2\pi(L_1 - L_2)}{\lambda} \quad (\text{II.3})$$

Le déphasage relatif obtenu ne dépend que de la différence de longueur entre les deux voies. Ce principe peut être généralisé à une multitude de lignes de longueurs différentes afin de pouvoir choisir les déphasages requis pour l'application avec précision.

II.2.3. Circuits d'atténuation et de limitation

- **Les atténuateurs**

Les circuits d'atténuation à diode p-i-n sont largement utilisés dans les applications de contrôle automatique de gain (AGC) et de contrôle de puissance. Les atténuateurs à diodes p-i-n peuvent prendre plusieurs formes : d'une simple diode montée en série ou en parallèle, agissant comme un dispositif à pertes par réflexion, jusqu'à des structures plus complexes qui maintiennent une impédance d'entrée adaptée sur une large gamme d'atténuation.

Dans les applications d'atténuation, la résistance HF de la diode n'est pas seulement exploitée aux deux valeurs extrêmes (maximum et minimum), comme dans les commutateurs, mais aussi pour une infinité de valeurs dans cette plage [2]. La résistance RF d'une diode p-i-n polarisée en direct par un courant I_0 dépend de l'épaisseur de la zone intrinsèque (W), de la mobilité des électrons et des trous (μ), ainsi que de la durée de vie des porteurs (τ_a). Elle peut s'exprimer comme suit [3] :

$$R_{HF} = \frac{W^2}{2\mu I_0 \tau_a} \quad (\text{II.4})$$

- **Les limiteurs**

Il est souvent nécessaire de limiter l'amplitude d'un signal RF ou micro-onde en dessous d'un seuil bien défini. Certaines propriétés de la diode p-i-n sont idéales pour

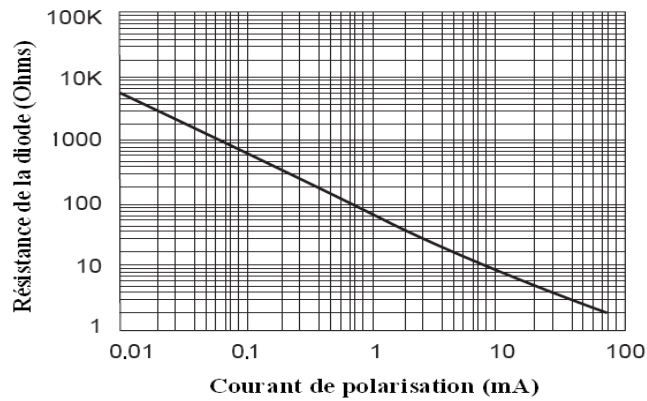


Figure. II.2. Résistance HF de la diode en fonction du courant de polarisation

II.2.4 Limitations principales des applications à diodes p-i-n

II.2.4.a. Les temps de commutations

Un des points clés des applications de commutations est bien sur le temps de commutation. Quel que soit le type d'applications, le cahier des charges impose aux concepteurs de réaliser un circuit commutant le maximum de puissance en un minimum de temps. La vitesse de commutation dans toutes les applications dépend aussi bien du "driver" que de la diode p-i-n. La diode p-i-n possède deux temps de commutations : le temps de mise en conduction TON (du courant inverse vers le courant direct) et le temps de blocage de la diode aussi appelé temps de recouvrement TR (du courant direct vers le courant inverse). Le temps de mise en conduction dépend principalement de l'épaisseur de la zone intrinsèque de la diode. Plus cette zone sera épaisse plus il faudra de temps pour mettre la diode en conduction. Cependant, le point limitant dans les applications de commutation est le temps de recouvrement qui est nettement supérieur au temps de mise en conduction, il vaut généralement plusieurs microsecondes pour une diode silicium. Le temps de recouvrement est principalement conditionné par la durée de vie des porteurs dans la zone intrinsèque [4].

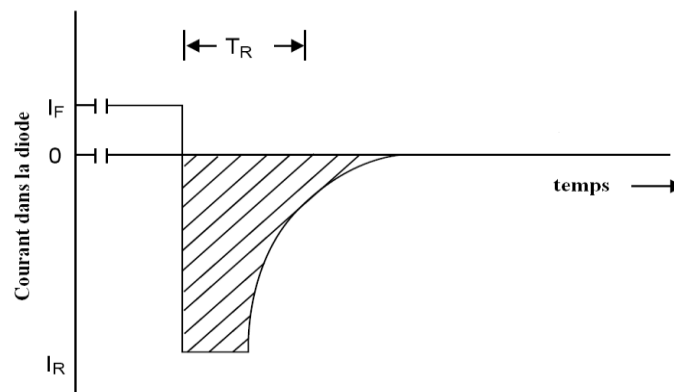


Figure. II.3. Courant dans la diode lors de la phase de recouvrement

La valeur du temps de recouvrement peut être calculée, à partir du courant direct I_F , du courant inverse initial I_R , et de la durée de vie des porteurs τ , de la manière suivante figure(II.3) [5] :

$$T_R = \tau \ln \left(1 + \frac{I_F}{I_R} \right) \quad (1.5)$$

II.2.4.b. Tenue en puissance des commutateurs

Il existe deux facteurs limitant le niveau de puissance admissible par une diode p-i-n.

La première et la plus commune des limitations est la température de jonction maximum pour laquelle le composant peut fonctionner avec fiabilité. La seconde limitation est la tension de crête à laquelle le composant peut être soumis sans endommager la jonction.

- **La tension de claquage**

La tension instantanée à travers la jonction est la somme algébrique de la tension de polarisation et de la tension RF. Lorsque la tension globale appliquée à la diode est positive et que la fréquence du signal RF est réduite, la diode entre en conduction et agit en redresseur pour empêcher des tensions et des champs électriques trop importants à travers la jonction. Dans le cas de signaux RF rapides et pour des tensions appliquées même très importantes, la diode n'entre pas forcément en conduction. Cependant, si la tension instantanée appliquée est négative, la tension maximum qui pourra être appliquée sera :

$$V_{max} = V_{RF} + V_{DC} \quad (II.6)$$

Où V_{DC} est la tension de polarisation négative et V_{RF} est la tension crête du signal RF.

- **La température de jonction**

La température de jonction d'une diode p-i-n est déterminée par la température ambiante du circuit et par la puissance dissipée dans la diode. La puissance dissipée peut être pulsée ou continue.

II.3. La diode p-i-n hyperfréquence

II.3.1. Généralités sur la fabrication des diodes p-i-n

Les diodes p-i-n utilisées dans le domaine des hyperfréquences ne nécessitent pas des tensions de claquage très élevées en comparaison des diodes p-i-n de commutation pour les applications de puissance basses fréquences. De ce fait, l'épaisseur de la zone intrinsèque n'est pas nécessairement importante. Les diodes sont réalisées par épi-diffusion. Sur un substrat fortement dopée N^+ , on fait croître une couche (ou plusieurs) épitaxie, faiblement

dopée, d'épaisseur raisonnable et bien contrôlée, dans laquelle une couche P⁺ est implantée ou diffusée pour former l'anode (figures I.3 et I.4). La deuxième couche épitaxie est responsable de la tenue en tension en inverse. Le substrat dopé N⁺ présente une épaisseur de l'ordre de 150 μm pour faciliter l'opération de découpe du "wafer". La couche P⁺ quant à elle est relativement mince, son épaisseur varie généralement du micromètre à la dizaine de micromètre pour des diodes p-i-n hyperfréquence.

Si la zone centrale est très faiblement dopée 10^{13} cm^{-3} la diode est dite p-i-n. Mais la zone centrale n'est jamais intrinsèque due à la diffusion non intentionnelle de dopant. La diode est dite P⁺N⁺N⁺ si la zone centrale est légèrement dopée N. Les diodes p-i-n ont des structures en fait similaires. Même si la zone centrale est légèrement de type N ou P, nous appellerons par la suite la structure toujours diode p-i-n.

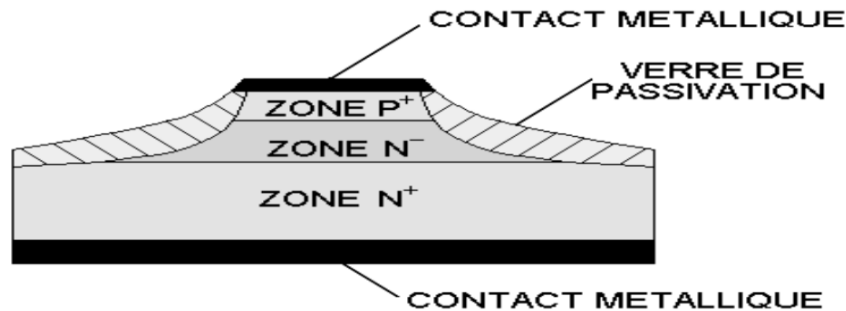


Figure. II.4. Description de la structure d'une diode p-i-n

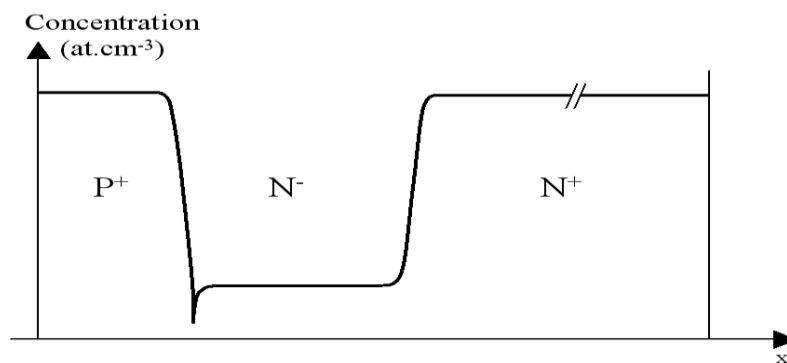


Figure. II.5. Allure du profil de dopage

II.3.2. Les protections périphériques

Il existe plusieurs techniques de protection permettant d'augmenter sensiblement les tensions de claquage. Les plus couramment utilisées par les concepteurs, de part leur simplicité de réalisation et leur efficacité, sont la structure MESA figure(II.6), l'extension latérale de jonction (JTE) figure(II.7) et les anneaux de garde (ADG) figure(II.7).

La fonction qu'ils assurent est d'étaler les équipotentiels en périphérie de la jonction polarisée en inverse. L'étalement des équipotentiels permet de diminuer localement l'amplitude du champ électrique a la périphérie pour éviter la génération de porteurs par un phénomène d'avalanche, et par conséquent un claquage prématuré en périphérie de la jonction par rapport au volume. [6]

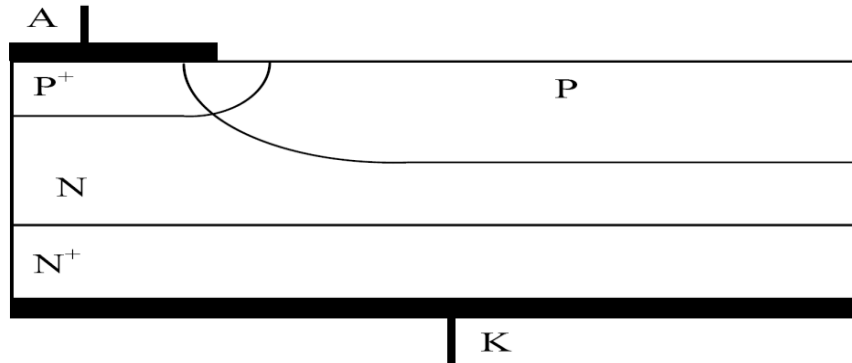


Figure. II.6. Structure JTE [6]

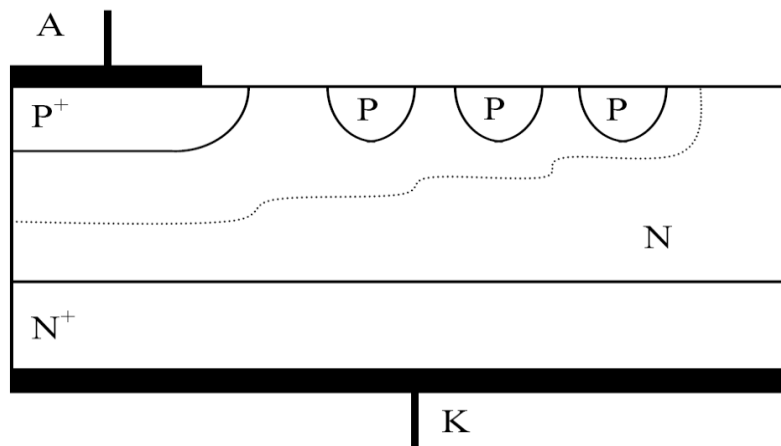


Figure. II.7. Structure avec anneaux de garde (ADG) [6]

II.3.3. Aspect physique de la diode

Le fonctionnement de la diode p-i-n peut être décrit par des équations mathématiques aux dérivées partielles issues de la physique des semi conducteurs. En considérant un modèle unidimensionnel, ces équations sont [7] :

- Théorème de Gauss

$$\frac{\partial E(x,t)}{\partial x} = \frac{\rho(x,t)}{\epsilon} \tag{II.7}$$

Ou $\rho(x,t) = q(ND(x) - NA(x) + p(x,t) - n(x,t))$ (II.8)

- Le potentiel électrique (Equation de Maxwell-Faraday)

$$\frac{\partial \Psi(x,t)}{\partial x} = -E(x,t) \tag{II.9}$$

- Les équations de transport des électrons et trous (Conduction et Diffusion)

$$\frac{\partial n(x,t)}{\partial t} = + \frac{1}{q} \frac{\partial J_n(x,t)}{\partial x} - R_{SRH} \quad (\text{II.12})$$

$$\frac{\partial p(x,t)}{\partial t} = - \frac{1}{q} \frac{\partial J_p(x,t)}{\partial x} - R_{SRH} \quad (\text{II.13})$$

Les recombinaisons avec des centres profonds sont généralement décrites par l'équation de Shockley-Read-Hall :

$$R_{SRH} = \frac{np - n_1 p_1}{\tau_p (n + n_1) + \tau_n (p + p_1)} \quad (\text{II.14})$$

$$\text{Avec } n_1 = n_i e^{\frac{E_{trap}}{kt}}, \quad p_1 = n_i e^{\frac{-E_{trap}}{kt}} \quad (\text{II.15})$$

La physique des semi-conducteurs impose des contraintes importantes pour la réalisation des diodes de puissance en hyperfréquence. En effet, il n'est pas possible d'avoir simultanément une grande rapidité de commutation, une tension de claquage élevée, une capacité de faible valeur et une faible résistance à l'état passant en haute fréquence.

Nous allons nous intéresser à ces quatre caractéristiques pour mettre en évidence les contraintes imposées par chacune d'entre elles et montrer ainsi les compromis nécessaires à la réalisation de diodes p-i-n pour des applications hyperfréquences.

II.4. Fonctionnement de la diode p-i-n : application de la physique des semi-conducteurs

L'objectif de cette partie est d'expliquer de manière simple, à partir d'éléments Bibliographiques, le fonctionnement de la diode p-i-n aussi bien pour une polarisation directe qu'inverse.

II.4.1. Régime direct

La diode p-i-n est composée de deux jonctions : une première jonction de type P⁺-N⁻ et une autre de type N⁻-P⁺. En conséquence, elle présente une barrière de potentiel plus importante que la diode Schottky et que la diode p-n. La première jonction présente une barrière de potentiel légèrement plus importante que la seconde, ceci du fait que le niveau de Fermi de la zone centrale est plus proche de la bande de conduction que de la bande de valence. Dans le cas d'une diode p-i-n idéale avec une zone centrale purement intrinsèque et des niveaux de dopages identiques dans les zones P⁺ et N⁺, les barrières de potentiel des deux jonctions seraient alors parfaitement identiques.

Il existe deux modes de fonctionnement de la diode p-i-n, le mode bas fréquences et les modes hauts fréquences. La diode fonctionne en mode basses fréquences si la période du signal est plus grande que le temps de transit des porteurs à travers la base N⁻. La diode se comporte alors comme une jonction p-n avec une tension de claquage élevée. La diode agit à ces fréquences comme un redresseur traditionnel. Lorsque la fréquence augmente et que la période du signal devient plus courte que le temps de transit des porteurs dans la base, la diode se comporte comme une résistance variable contrôlée par le courant de polarisation [1].

Lorsque la diode est polarisée en direct, les ions de la région fortement dopée N⁺ vont fournir des électrons et celle de type P⁺ des trous. A la jonction de la région P⁺ et N⁻ les électrons vont se recombiner avec les trous qui se sont déplacés de P⁺ par diffusion. La forte diffusion supprime la neutralité électrique de chacune des régions. Appauvrie en trous, la partie de région P⁺ située juste au dessus de la jonction se charge négativement par la présence des ions accepteurs fixes, tandis que la région N⁻ située immédiatement en dessous de la jonction se dégarnit en électrons libres et se charge positivement. Le phénomène de diffusion entraîne donc l'apparition d'une ZCE. Le champ électrique interne créé par les atomes ionisés s'oppose à l'extension du phénomène de diffusion : il a tendance à repousser vers la région P⁺ des trous en provenance de la région N⁻, et inversement pour les électrons libres.

Il résulte du mouvement des porteurs majoritaires un courant de diffusion, somme des courants des électrons libres et des trous. Tous les trous diffusant dans la région N⁻ ne pouvant pas s'y recombiner instantanément, il y a au voisinage de la ZCE dans la région N⁻ un excédent de charges positives qu'on appelle charge de diffusion, ou charge stockée. Cette charge résulte directement de l'injection du courant de diffusion des trous à travers la jonction. Ce phénomène est identique pour les électrons dans la région P⁺. Il y a donc simultanément une charge stockée dans la région P⁺ et une charge stockée dans la région N⁻. L'existence de ces charges stockées a une importance considérable en régime transitoire, et explique notamment qu'une diode ne puisse pas passer instantanément de l'état conducteur à l'état bloqué. Il faut un certain temps pour que disparaisse la charge stockée totale : le temps pendant lequel la jonction PN peut conduire en inverse.

II.4.2. Régime inverse

Quand une tension inverse est appliquée, les trous de la région P+ et les électrons de la région N+ vont s'écarter de la jonction pour empêcher l'écoulement du courant. Dans l'état d'équilibre, le courant de fuite a principalement (à température pas trop élevée) pour origine la génération thermique.

La ZCE s'agrandit avec l'augmentation de la tension appliquée, faisant ainsi croître le champ électrique maximal. Quand la ZCE devient supérieure à l'épaisseur de la base il y a percement de la zone centrale. Lorsque le champ électrique devient suffisamment important, les porteurs accélèrent dans la ZCE et acquièrent de l'énergie pour ioniser les atomes du réseau et ainsi créer des paires électron-trou, qui accélérées à leur tour peuvent provoquer l'ionisation d'autres atomes. Ce phénomène est appelé la génération par ionisation. Le claquage par avalanche survient lorsque le phénomène de multiplication s'emballe, le courant de fuite tend théoriquement vers l'infini. La tension de claquage est déterminée pour une valeur de courant de fuite donnée.

II.5. La diode Schottky

Une diode Schottky est formée par une jonction métal-semi conducteur visible sur la figure (II.8) C'est pourquoi cette diode est plus simple que la diode PIN, et actuellement c'est le plus simple de tous les composants à semi conducteur. Bien que la forme la plus commune des diodes Schottky soit formée par la jonction métal et semi conducteur de type N, d'autres constitués par une jonction métal et semi conducteur de type P sont également employées.

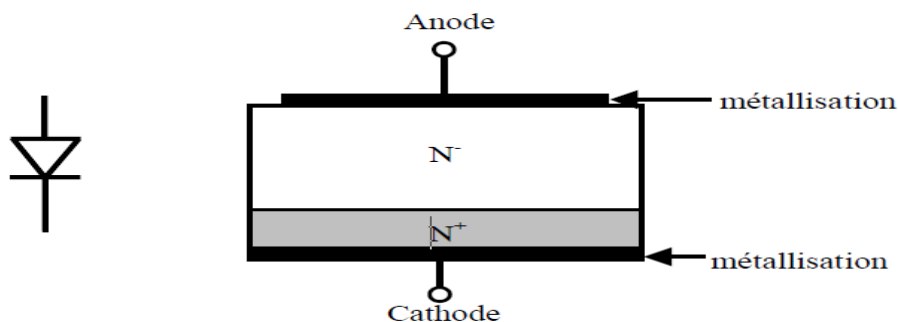


Figure II.8. Structure d'une diode Schottky de puissance.

La différence de concentration en porteurs des deux matériaux (métal et semi-conducteur N^-) crée une barrière de potentiel dans la jonction. Puisque le semi-conducteur et le métal sont de

type N, le courant de conduction implique seulement des porteurs majoritaires (électrons) sans injection de porteurs minoritaires, donc sans stockage ou recombinaison.

C'est parce que les électrons du semi-conducteur de type N entrent du côté du métal, où les électrons sont en abondance, qu'ils deviennent une partie intégrante du métal. Par conséquent il n'y a aucun stockage de charges dans la jonction. Puisqu'il n'y a aucune conduction de porteurs minoritaires dans une diode Schottky, il n'y a pas de recouvrement dans la caractéristique au blocage. Ainsi le temps de mise en conduction est presque nul, et le temps de blocage implique seulement le temps de transition qui dépend de la capacité parasite, et non pas du temps de recombinaison des porteurs minoritaires. Pour cette raison les diodes Schottky sont parfaitement adaptées aux applications de commutation haute fréquence. Le comportement au blocage de cette diode peut également être attrayant par les faibles pertes en commutation.

La tension de seuil des diodes Schottky est plus faible du fait que la hauteur de barrière Schottky est inférieure à la hauteur de barrière d'une jonction PN qui est proche du gap. Pour bloquer les courants de fuite en inverse, des anneaux de gardes dopés P peuvent être employés, mais forment des diodes PN parasites.

En raison des avantages des diodes Schottky par rapport aux diodes PIN, elles sont préférées pour des applications de puissance. Cependant à cause de leur plus faible gamme de tension actuelle, elles sont surtout utilisées dans des applications basses tension. Le courant de fuite des diodes Schottky est supérieur aux diodes PIN, ce qui augmente les pertes à l'état bloqué, et limite la tenue en tension [12].

Conclusion

L'étude des nombreuses applications `a diodes p-i-n montre l'importance de ce composant en hyperfréquence .Dans une première chapitre, nous mettrons donc en relief la problématique de la diode p-i-n dans les circuits modernes. Une étude bibliographique permettra une synthèse de l'état de l'art des différents modèles et méthodes de modélisation de composants de puissance existants.

L'objectif est d'arriver à modéliser, optimiser, réaliser et caractériser expérimentalement des systèmes de conversion RF-DC innovants en hyperfréquence. L'importance de la modélisation numérique va être soulevée dans le dernier chapitre. En effet, les méthodes d'analyse globale associant les équations de Maxwell et la théorie des circuits sont plus que souhaitables dans ce cas.

Nous aborderons au travers du chapitre suivant les différents outils de simulation et d'optimisation utilisés. Pour montrer l'importance de la modélisation numérique et valider les différents outils de simulation. Une comparaison entre les différents montages et le montage proposé sera présenté.

[12]

Damien RISALETTO, Caractérisation électrique en commutation de diodes haute tension en carbure de silicium, thèse de doctorat, L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE LYON,2007

III.1.Introduction

Aujourd'hui, la simulation des circuits électroniques est devenue indispensable pour tous les expérimentateurs avant la concrétisation de toute réalisation pratique.

En effet, les développements technologiques dans le domaine RF, ADS (Advanced Design System) fournit une vaste gamme de modes et de modèles de simulation pour la conception des circuits numériques agile . Les outils de simulation les plus utiles seront l'analyse DC et transitoire.ADS est orienté vers les applications micro-ondes, son utilisation ou de HSPICE est une question de préférence individuelle.Il contient une grande bibliothèque de modèles de lignes de transmission et de composants passifs qui incluent des noms de ces composants.Le traitement à haute vitesse des interconnexions, pourrait fournir l'incitation à apprendre à utiliser ADS même si vous êtes déjà un utilisateur expérimenté de HSPICE. D'autre part, ADS gère également les bibliothèques des modèles de composants actifs tels que les transistors et les diodes [23]. Dans chapitre, pour débiter avec ADS, les étapes de développement d'un projet sont introduites, les étapes de simulation et l'obtention des résultats sont divulguées.

III.2.Définition ADS

Le logiciel ADS (Advanced Design system) est un outil de conception des systèmes avancés, il est développé par Agilent Technologies. Il est dédié à la simulation et à la conception des circuits et des systèmes électroniques RF. Il offre tout un ensemble d'environnements de simulation de types circuit électrique et électromagnétique, dans les domaines temporel et fréquentiel [2].

III.3.Simulation sous ADS

Les applications visées sont très vastes et comprennent en outre le domaine de la téléphonie mobile, les réseaux sans fil, les systèmes de communications radar et satellite. Ce simulateur utilise la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain) comme une approche de modélisation numérique.

Le simulateur se divise en deux modules Analog RF Designer et Traitement de Signal Numérique (DSP) Designer pouvant interagir entre eux :

- ✓ La conception de circuits intégrés monolithiques (MMICs) ou hybrides (avec des Composants Montés en Surface).

- ✓ La conception de nouvelles architectures pour les futures normes de télécommunications sans fils [24].

Afin de démarrer avec ADS

Choisir le lien direct, autrement dit cliquer sur la fenêtre ADS se trouvant sur le bureau. Il est judicieux avant d'utiliser ADS de fournir des informations de démarrage surtout aux nouveaux utilisateurs. ADS organise le travail de conception sous la forme d'espace de travail (workspace). Une fois que nous cliquons sur l'icône ADS la fenêtre qui est montrée par la figure (III.1) apparaît.

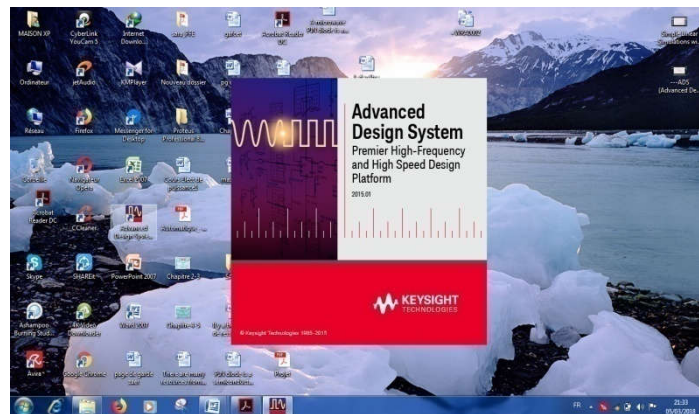


Figure III.1. Fenêtre de démarrage de l'ADS

Il passe automatiquement à l'interface donnée par la figure (III.2) sur laquelle est montrée une petite fenêtre de démarrage avec ADS. Cette dernière peut être supprimée en cliquant sur l'icône close (fermer), figure (III.3).

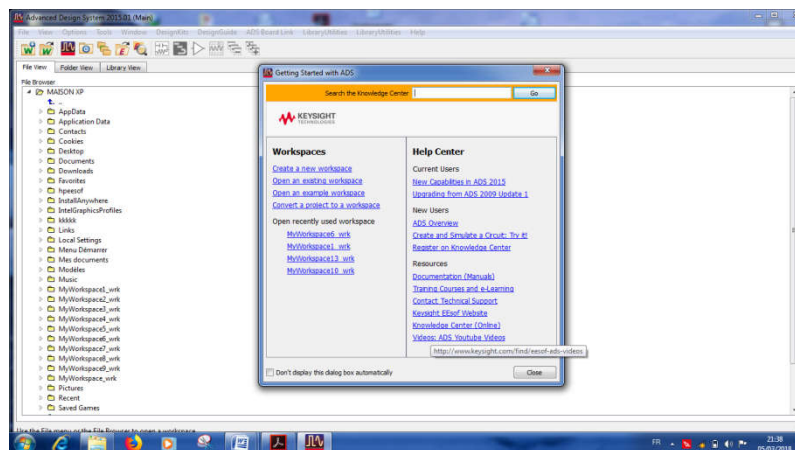


Figure III.2. Interface de démarrage

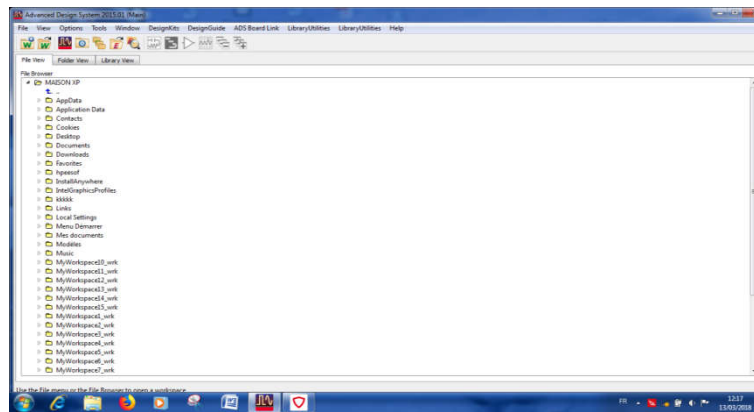


Figure III.3. Interface ADS sans fenêtre de démarrage

Nous devons créer un nouveau Workspace pour commencer le travail de conception

Étape 1– Création d'un Workspace

Lancez ADS et sélectionnez dans la fenêtre principale File >New> Workspace [24]

Figure (III.4).

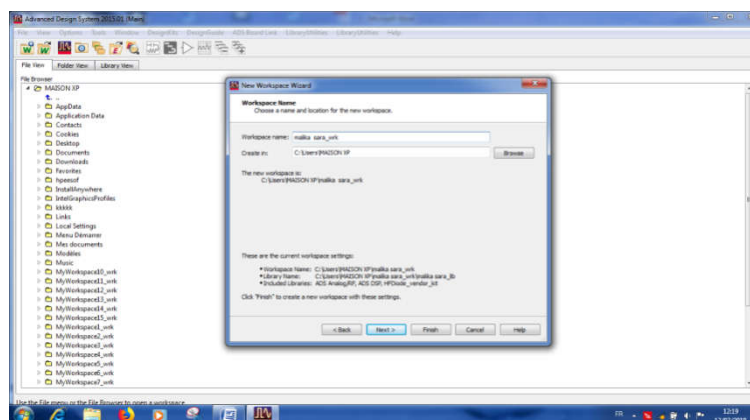


Figure III.4. Choisir un nom et un emplacement pour le nouveau Workspace

Entrez le nom de workspace souhaité, Notez le nom de workspace et le chemin d'accès à l'emplacement de workspace. Ces derniers ne doivent pas contenir d'espaces (space), ensuite cliquez sur Next>.

Étape 2–Sélectionnez la bibliothèque à inclure dans workspace figure (III.5). ADS fournit automatiquement la bibliothèque de composant Analog/RF et DSP, il peut être sélectionné comme nécessaire dans le travail de conception réel sous workspace Figure (III.6). Nous pouvons également ajouter d'autres bibliothèques que nous voyons utiles dans notre travail. Enfin, Cliquez sur Next>Finish>

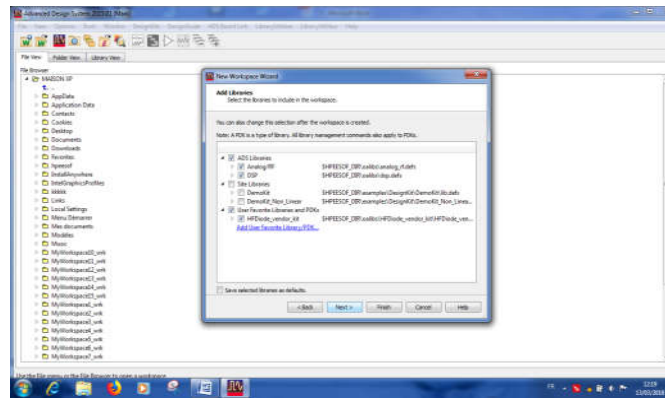


Figure III.5. Sélection de la bibliothèque

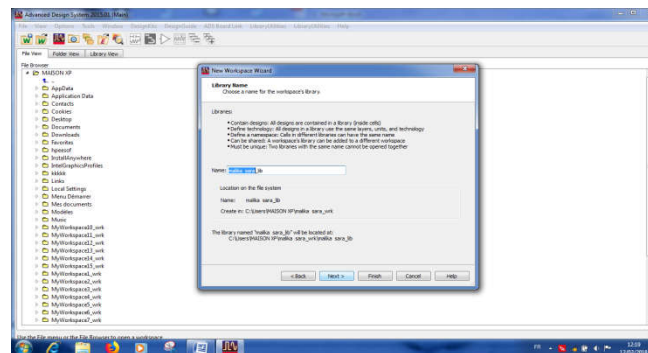


Figure III.6. Addition de la bibliothèque

Une fois que la bibliothèque est ajoutée une nouvelle fenêtre apparait montrant un résumé de ce que nous avons choisis figure (III.7).

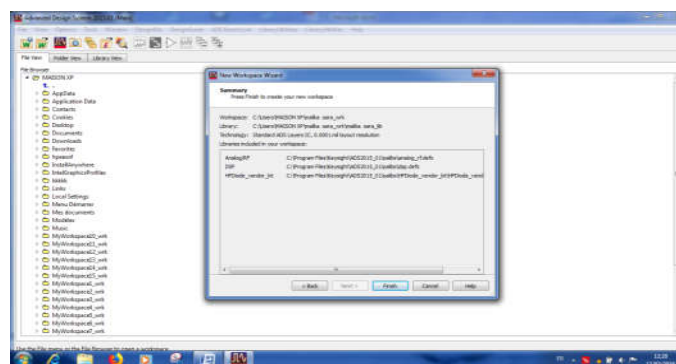


Figure III.7. Résumé des éléments ajoutés

Choisir une cellule de travail en allant à New Schematic(nouveau schéma) et en cliquant sur OK figure (III.8). Tenant compte, que nous pouvons remplacer le nom de Cell-1 par un autre nom. Une fois que nous cliquons sur OK l'interface de travail du nom choisi sur laquelle on implémente nos composants apparaissent comme indiqué par la figure (III.9)

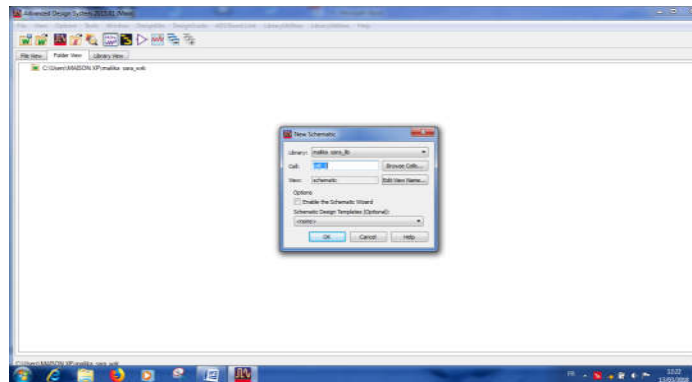


Figure III.8. Nouveau schéma

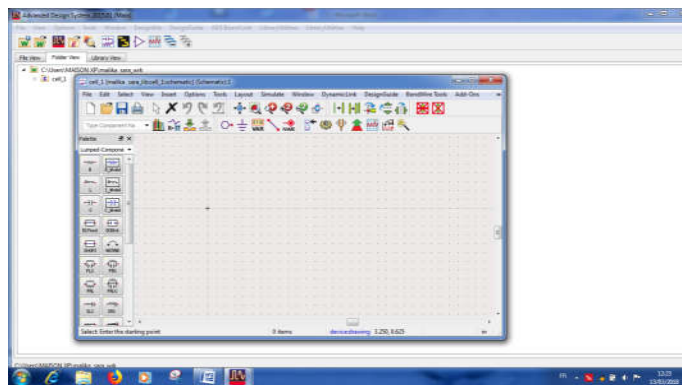


Figure III.9. Interface de travail

Pour mieux cerner le travail avec ce simulateur un exemple explicatif est donné.

Exemple : Une simulation simple linéaire avec ADS

Pour ce faire on a besoin de deux résistances de valeurs ($R_1=R_2=1000 \text{ Ohm}$); un condensateur de capacité ($C=0.159 \text{ } \mu\text{F}$); et un amplificateur opérationnel AOP ayant ($\text{Gain}=100\text{dB}$, $\text{BW}=100\text{MHz}$, $\text{VEE}=-15\text{V}$, $\text{VCC}=15\text{V}$).

La partie importante est la sélection des éléments. Pour cela on procède à chercher les éléments de notre circuit.

-Aller au début à :

-Lumped_Component library et choisir R. La résistance apparaît sur le panneau figure (III.10). Tenant compte que par un simple clic sur la valeur de la résistance, on peut changer sa valeur à la valeur désirée. Pour choisir un autre élément j'ai besoin d'arrêter la commande précédente en cliquant sur la flèche se trouvant sur la barre d'outils.

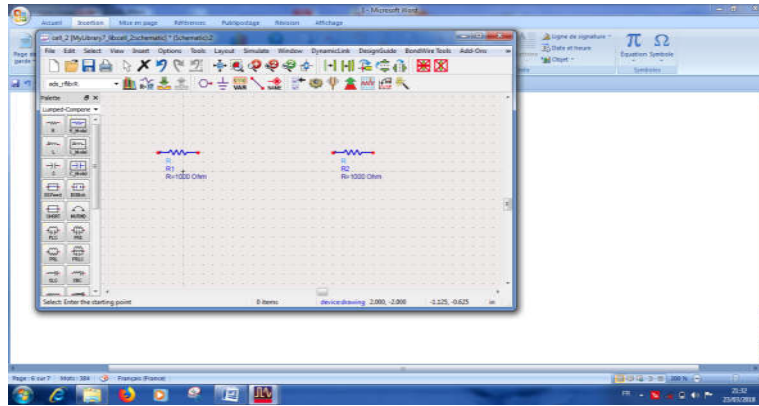


Figure III.10. Symbole de la résistance sur le panneau

- Pour parvenir à changer d'autre types de composants, un clic sur l'icône Lumped_Components, une fenêtre apparaît appelée **Favorite Palettes (Edit Favorites)**. Pour obtenir une source, Choisissez Sources Freq-domain, cela nous permet d'avoir toutes les types de sources. Sélectionner la source de fréquence V-AC figure (III.11).

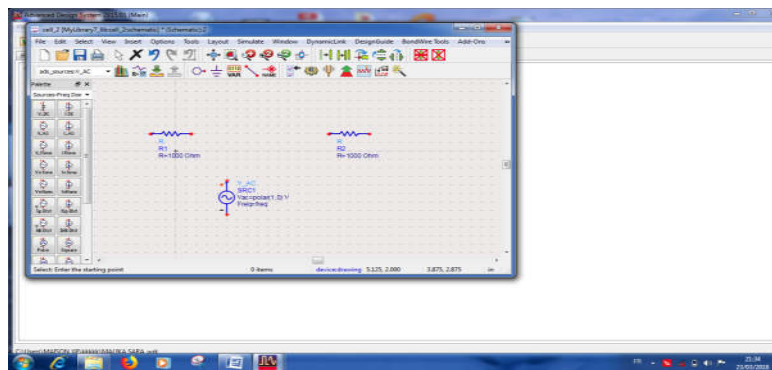


Figure III.11.Symbole d'une source de fréquence

De la même manière pour sélectionner un amplificateur opérationnel aller à System-Amps& Mixers library, et choisir OpAmp figure (III.12)

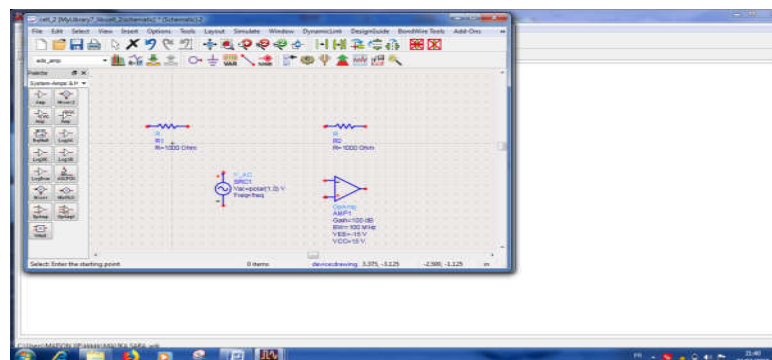


Figure III.12. Symbole d'un amplificateur opérationnel

- Revenir sur Lumped-Components library, et choisir un condensateur C figure (III.13)
- Sur la barre d’outils insérer la terre (ground)

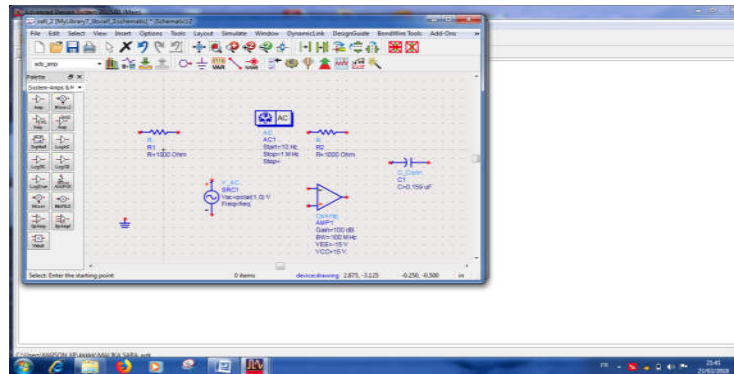


Figure III.13.Symbole d’un condensateur

- Aller à Simulation_AC, et choisir la roue d’engrenage AC pour les faibles signaux (AC Small Signal Simulation)
- Enfin les liaisons filaires entre les différents composants peuvent se faire en allant à la barre d’outils et en choisissant (Insertwire)

Finalement avant de simuler sauvegarder le schéma que vous avez réalisé.

Aller à la roue de simulation se trouvant sur la barre d’outils et cliquer sur cette icône pour entamer la simulation du circuit final donné par la figure (III.14).

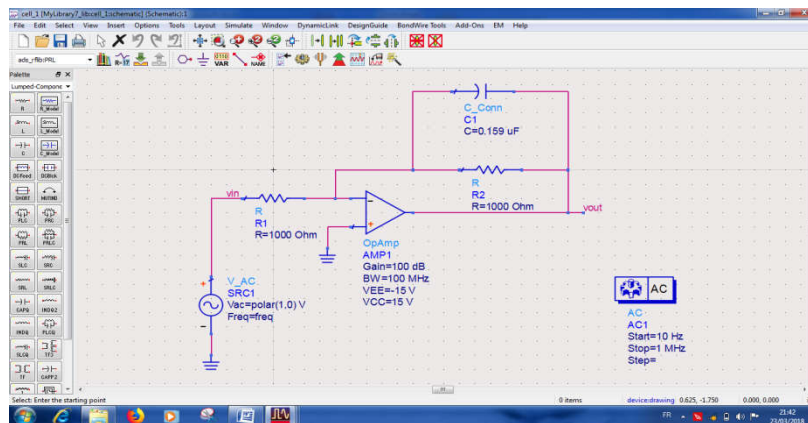


Figure .III.14. Circuit final

S’il n’y a pas d’erreurs une fenêtre apparaisse comme indiqué par la figure (III.15). Une fois que la simulation est terminée une autre fenêtre se présente conduisant aux résultats de simulation figure (III.16).

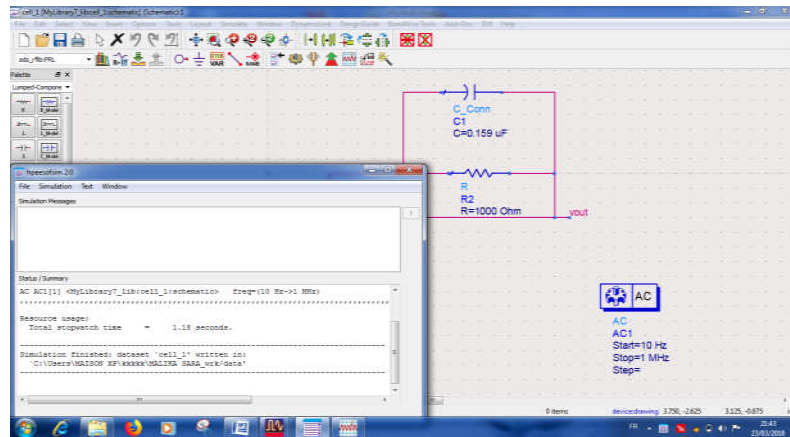


Figure .III.15. Absence d’erreurs et début de simulation

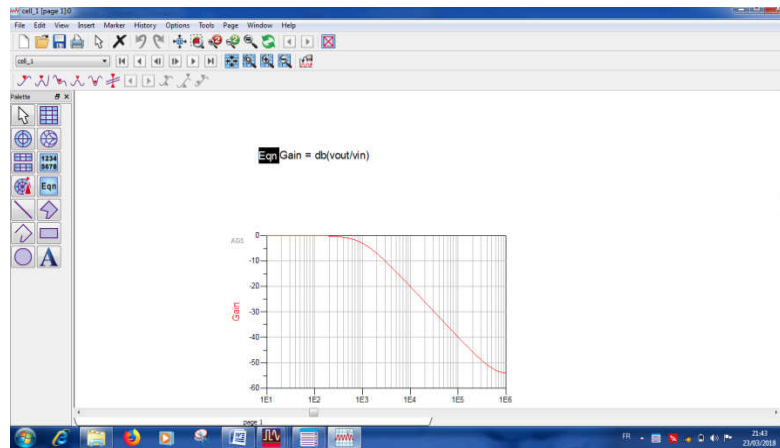


Figure .III.16. Résultats de simulation

III.4.Principaux avantages de l’ADS

Un ensemble complet et intégré de simulateurs de systèmes, de circuits et d’EM rapides, précis et faciles à utiliser permet de réussir un premier passage dans un flux de bureau complet Design Guides spécifique à l’application résume des années d’expertise dans une interface facile à utiliser ADS est pris en charge exclusivement ou des mois plus tôt que d’autres par les principaux partenaires de l’industrie et de la fonderie en savoir plus sur ADS [25].

III.5.Conclusion

ADS est un outil de simulation très performant pour les applications RF. Le développement avec ce dernier nous facilite les applications pratiques. Nous avons montré en particulier la manière de développer un travail, sans oublier de citer toutes les étapes afin d'arriver à un résultat. L'exploitation d'autres fonctionnalités n'a pas été montrée telle que l'optimisation et le tuning est un outil très utile pour voir l'effet des paramètres physiques (longueur et largeur des lignes micro-ruban qui est très utiles pour améliorer le travail.

Pour voir les performances du redressement en hautes fréquences nous avons choisi cet outil. Les résultats de simulations vont être montrés dans le prochain chapitre.

VI.1. Introduction

Nous proposons dans ce chapitre la conception, l'optimisation et l'analyse d'un circuit de conversion RF-DC innovant et plus compacts en technologie micro-ruban en se basant sur un travail qui a été effectué en [8]. Le premier circuit est en pont modifié à quatre diodes Schottky. Le rectenna utilisé collecte une énergie électromagnétique centré autour d'une fréquence de 2,45 GHz avec une puissance théorique maximale injectée dans le circuit allant de 0.6 à 22.5 mW. Le redresseur hyperfréquence utilisée a été développé et optimisé à l'aide d'une technique de simulation globale qui associe des approches électromagnétiques et de circuits afin de prédire avec précision les performances du redresseur. Cela rend la structure plus compacte et moins coûteuse. Une antenne patch à polarisation linéaire de 2,45 GHz a été utilisée et associée au redresseur à micro-ondes pour obtenir le rectenna complet. Le redresseur qui a été élaboré atteint une efficacité de conversion RF-à-CC de 61% à une puissance d'entrée de 10 mW. Lorsque la densité de puissance est de 0,15 mW / cm², le circuit rectenna complet affiche un rendement de 52% sur une charge résistive optimale de 1050Ω. Des améliorations ont été portées sur le circuit de base afin d'avoir un meilleur filtrage et adaptation des deux étages d'entrée et de sortie. Ces modifications ont été prises au niveau de l'étage d'adaptation de sortie, ainsi que des changements de l'étage de filtrage et d'adaptation à l'entrée du rectenna. La simulation et l'optimisation de ces circuits ont été effectuées sous ADS. Des études paramétriques ont été conduites, afin de déterminer la sensibilité du rendement de conversion vis-à-vis de certains paramètres importants et plus particulièrement, la charge (R_L). Les résultats qui ressortent de cette étude nous ont permis de faire certains choix et de simplifier le processus d'optimisation.

VI.2. Circuit de conversion en pont modifié à quatre diodes

Nous présentons dans cette partie un circuit de conversion innovant Figure (VI.1) sous forme d'un pont modifié à quatre diodes Schottky fonctionnant en hyperfréquences. Le circuit est en technologie micro-ruban et il fonctionne à 2.45 GHz. Pour avoir une structure compacte, deux boîtiers SOT 23 renfermant deux diodes chacun, l'un à anode commune HSMS 2863 et l'autre à cathode commune HSMS 2864, ont été utilisés. Le circuit est imprimé sur un substrat RT/Rogers Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 1.575$ mm, $\tan\delta = 0.0009$), il est alimenté par une ligne micro-ruban d'impédance caractéristique 50 Ω ($W_1 = 4.8$ mm). Les différentes sections de ligne et la valeur de la charge R_L ont été optimisées, avec une puissance P_{RF} de 10 dBm, afin d'assurer une bonne adaptation à l'entrée et pour maximiser le rendement de conversion du circuit. Mis à part la ligne d'excitation, tous les autres tronçons de ligne ont une largeur (W_2) de 1mm.

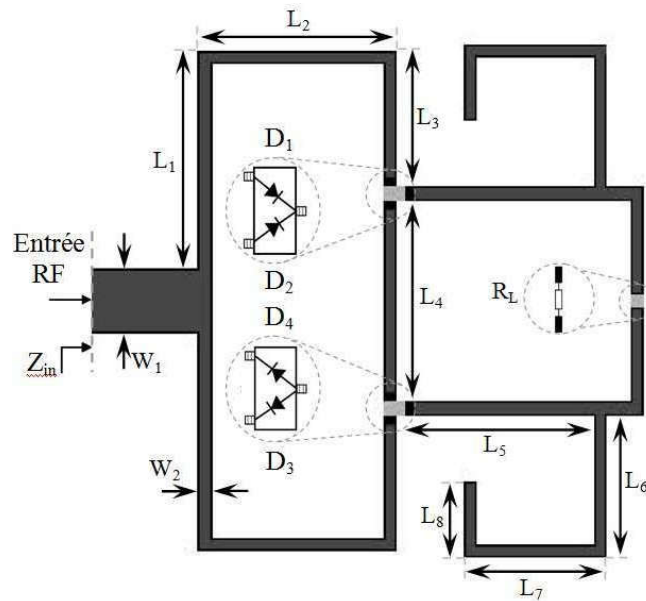


Figure VI.1. Circuit de conversion en pont de diodes modifié

De part, la symétrie du circuit, les diodes D1 et D3 présentent la même impédance. La puissance PRF délivrée au circuit est répartie en deux entités égales qui se propagent en phase sur les lignes symétriques $L_1+L_2+L_3$ jusqu'aux diodes D1 et D3. Chacune de ces diodes convertit la moitié de PRF en puissance DC et engendre des harmoniques, qui sont indésirables. Les diodes internes D2 et D4, toutes deux en série, sont connectées en parallèle avec R_L , elles se trouvent polarisées en inverse et ne participent donc pas au processus de conversion. Deux stubs quarts d'onde ont été utilisés de part et d'autre de R_L afin de stopper la puissance incidente à 2.45 GHz, lors de la procédure de mesure. La tension DC est prélevée aux bornes d'une charge optimale de 1.05 k Ω sans contact avec le plan de masse, aucun via n'est utilisé. De plus, cela réduit considérablement ses dimensions et permet d'avoir une structure compacte (37 mm par 42 mm).

Le tableau VI.1 montre les principales dimensions du circuit en pont étudié Figure (VI.1)

Tableau VI.1 : Dimensions du circuit en pont modifié (en mm)

L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8	W_1	W_2	Longueur	Largeur
16.0	14.6	10.0	13.0	14.8	10.5	10.5	5.7	4.8	1.0	37	42

VI.3. Adaptation d'impédance

Le but principal est d'avoir un transfert maximal de la puissance de l'antenne patch et le redresseur. Sachant que l'impédance de sortie de l'antenne patch est normalisée à 50Ω , nous a imposé d'avoir une impédance d'entrée de notre système soit égale à 50Ω .

Un procédé de calcul doit être entamé. A cet effet nous avons utilisé une macro de calcul intégré dans le logiciel CST. Ce dernier est basé sur les équations de Wheeler afin d'avoir une charge adaptée. Il fait les calculs sur le premier élément d'entrée pour un transfert maximal de puissance.

VI.4. Efficacité de la conversion RF_DC

Le rendement de conversion du circuit de redressement est exprimé par le rapport de puissance DC en sortie et la puissance RF en entrée

$$\eta_p = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \quad (VI.1)$$

$$\text{Avec } P_{DC} = V_{DC} * I_{DC} = V_{DC}^2 * \frac{1}{R} \quad (VI.2)$$

$$P_{RF} = \frac{1}{2} * \Re(U_{RF} I_{DC}^*) \quad (VI.3)$$

U_{RF} : Valeur complexe de la tension sinusoïdale du signal d'entrée.

V_{DC} : Tension de sortie.

I_{DC}^* : Valeur complexe conjuguée de l'intensité sinusoïdale d'entrée.

I_{DC} : Intensité du signal de sortie.

Le calcul du rendement utilise la puissance en entrée du redresseur, et est souvent utilisé pour représenter l'efficacité de conversion d'une rectenna dans la littérature. Le calcul de l'efficacité d'une rectenna peut être liée à la puissance collectée de l'antenne par le biais de la densité de puissance radiofréquence transmise P_t (W/m^2) et le gain d'antenne G (dB_i) pour une longueur d'onde λ .

La puissance collectée par l'antenne est donnée par la relation suivante :

$$P_C = \frac{P_t G \lambda}{4\pi} \quad (VI.4)$$

L'expression du rendement devient alors :

$$\eta_f = \frac{4\pi V_{DC} I_{DC}}{P_t G \lambda} \quad (VI.5)$$

IV.5. Développement du rectenna sous ADS

Après une brève présentation théorique des paramètres agissant sur l'efficacité du rectenna, nous avons entamé le développement. La première rectenna sur laquelle on s'est basé est montrée sur la Figure (IV.2). Elle contient à la fois des éléments distribués (éléments

rayonnants, lignes, ...etc.) et des éléments localisés linéaires (résistance, inductance et capacité) et non-linéaires (diode).

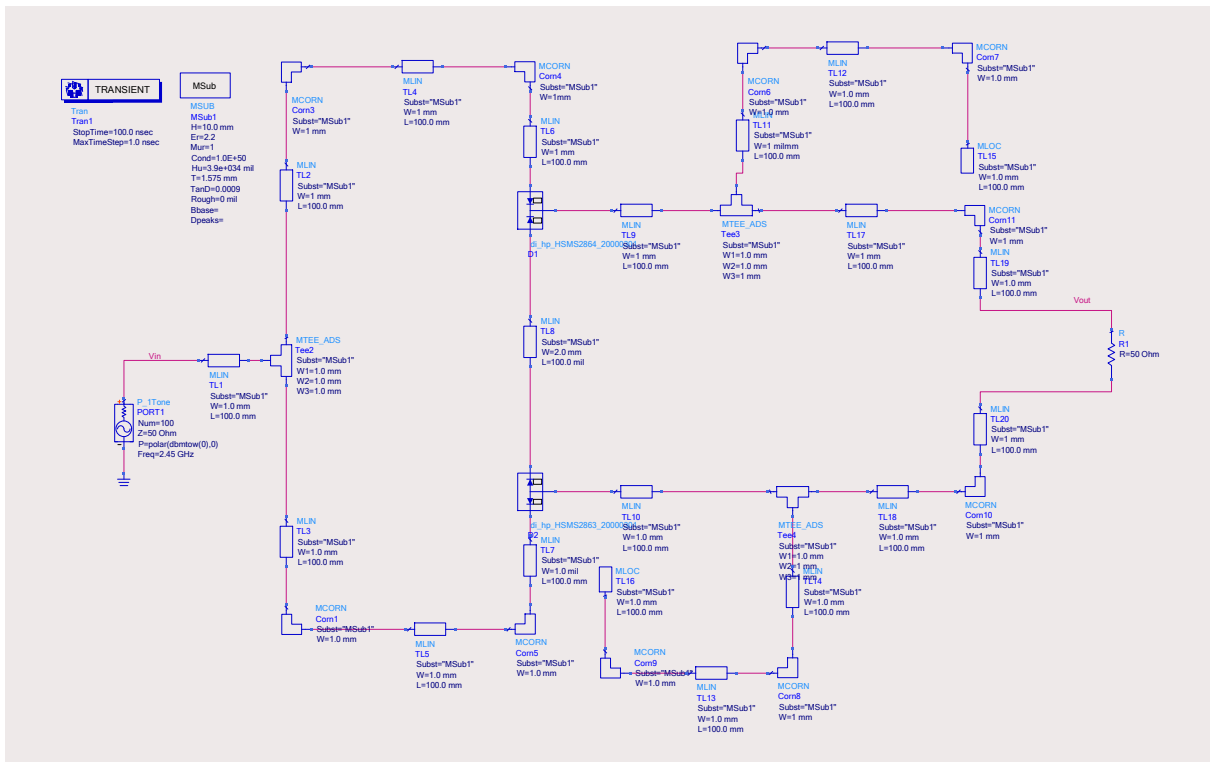
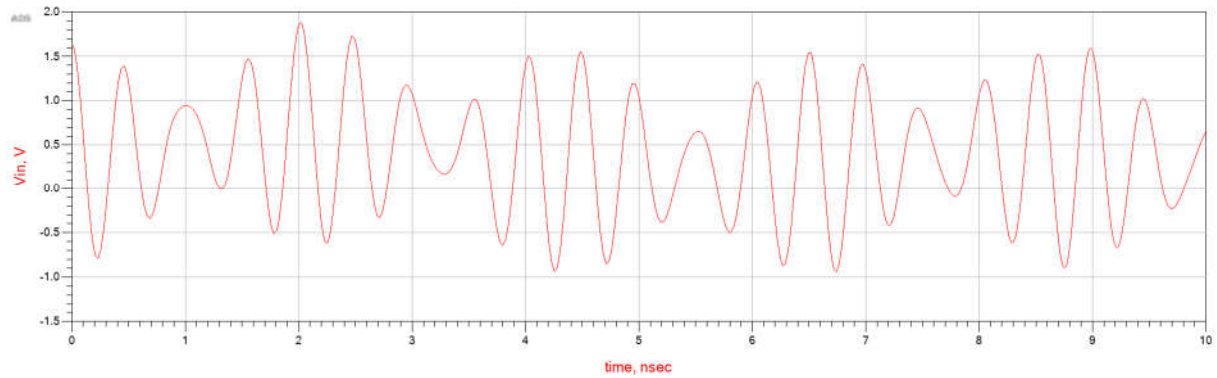


Figure IV.3.Circuit de conversion sous ADS

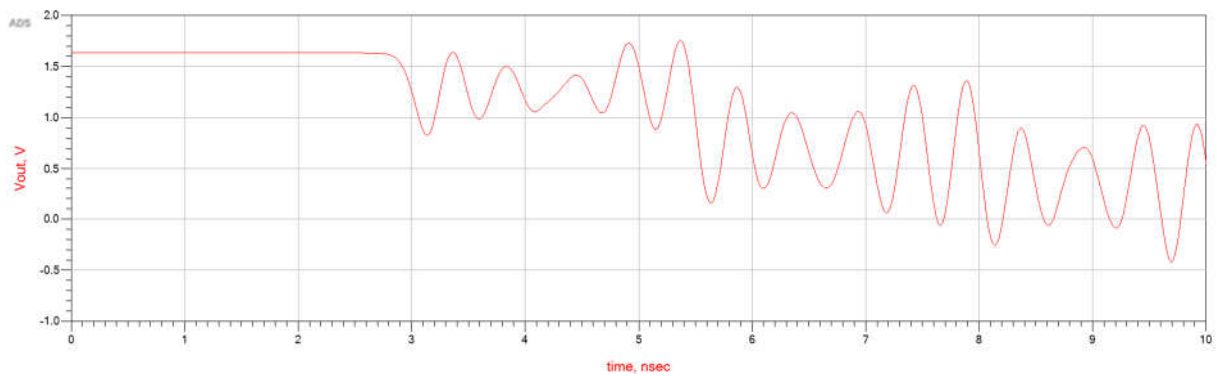
Après le développement du circuit rectenna sous ADS, nous avons opté à une simulation avec des paramètres physiques fixes (longueurs et largeurs des lignes micro rubans) jouant le rôle des éléments linéaires. Les résultats de la simulation portent à la fois les signaux d'entrée et de sortie sont présentés par les Figures (IV.4), (a),(b) et (c).

Dans la Figure (IV.4).(a) nous avons présenté le signal généré par la source délivrant une tension de 0.3 V avec un fréquence de 2.45 GHz. On constate que nous avons une déformation totale du signal d'entrée que ce soit de point de vue amplitude ou fréquence. Cette dernière se traduit par la présence des harmoniques dues aux multi réflexions à l'entrée du rectenna à cause de la mauvaise adaptation d'impédance au niveau de l'étage d'entrée du rectenna. D'une façon similaire le signal de sortie présenté dans la Figure (IV.4) (b) a subi les mêmes déformations dues aux effets cités pour le signal d'entrée. On remarque que le signal de sortie n'est pas tout à fait continu.

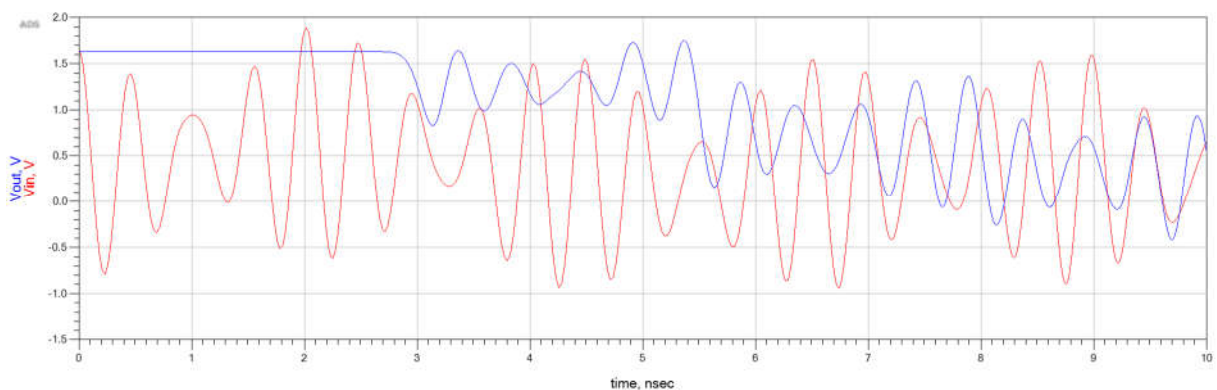
A titre comparatif nous avons présenté les deux signaux sur la même Figure (IV.4) (c)



(a)



(b)



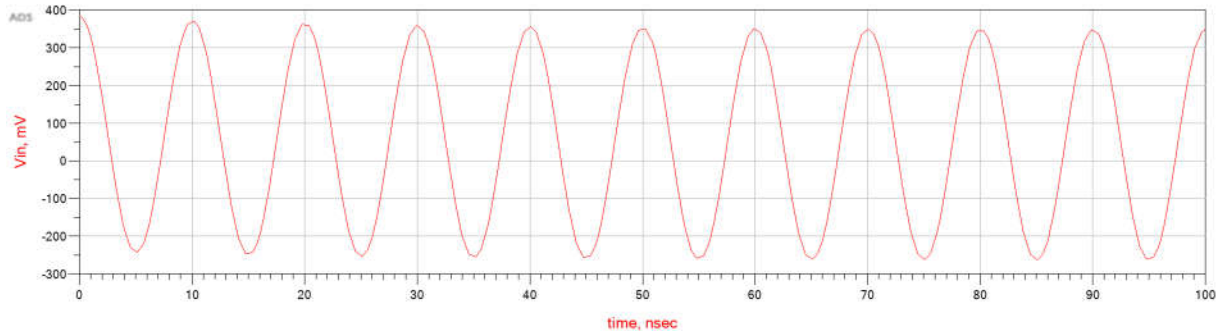
(c)

Figure IV.4. Variation temporelle de tension de sortie aux bornes de R_L

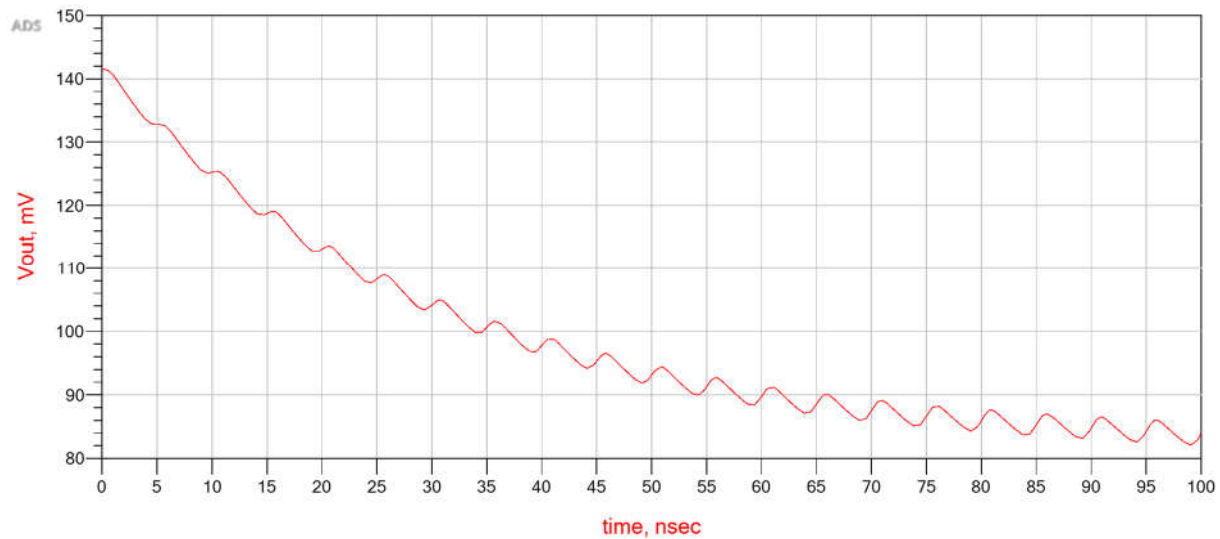
Dans notre travail, afin d'améliorer les performances telles que les amplitudes d'entrée et de sortie et l'élimination des harmoniques introduites par les multi réflexions, on a essayé d'agir sur le circuit rectenna précédent élaboré par [2] que nous l'avant pris comme montage de base. Le circuit rectenna développé présente un très grand nombre de variables à optimiser, pour cela nous avons utilisé la symétrie du circuit comme critère de base pour réduire le nombre de paramètres à optimiser. Afin de réduire le nombre de variables, qui ont été

proposées, une première modification a été effectuée sur les dimensions des différents éléments que compose le circuit précédent.

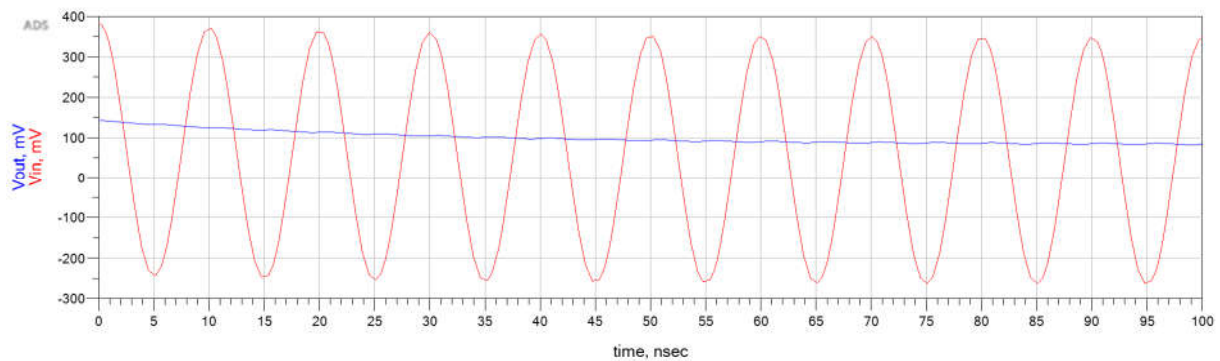
Les résultats obtenus sont présentés par les Figures (IV.5) (a),(b), et (c).



(a)



(b)



(c)

La Figure (IV.5) (a) montre un signal d'entrée mieux adapté, avec une seule fréquence ou les harmoniques sont éliminés. Le signal de sortie Figure (IV.5) (b) présenté un taux d'ondulation

minimal, avec une tension de sortie atténué à 0.1V présentant une phase transitoire d'une durée variant autour de 60ns.

A une fin de comparaison les deux signaux sont présentés sur la Figure (IV.5) (c).

Pour voir une idée sur l'efficacité de notre rectenna, nous avons procédé au calcul du rendement en puissance. Nous avons trouvé que cette dernière tourne autour 12% qui un rendement relativement faible ce qui nous a pousser à faire des changements sur le circuit d'adaptation de notre rectenna de base. Les changements qui ont été portés sont présenté par la Figure (IV.6).

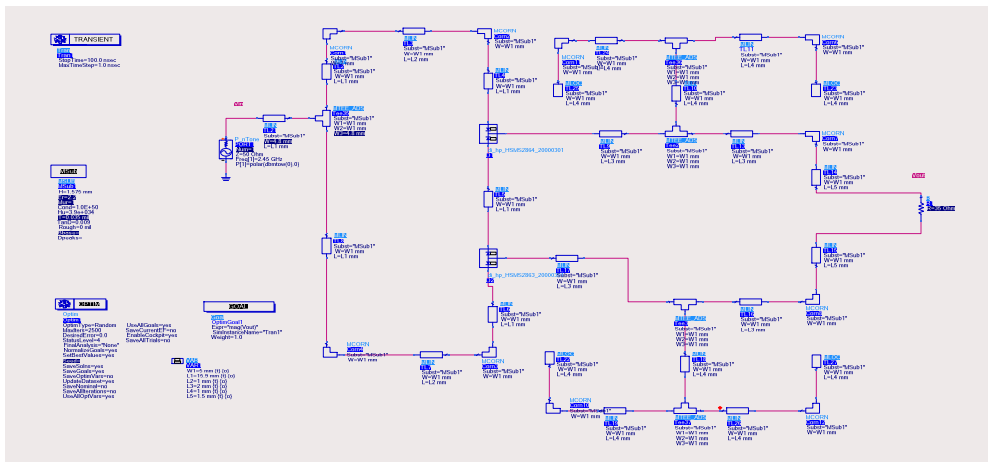


Figure IV.6. Circuit rectenna après modification

La Figure (IV.7) montre le circuit rectenna avec les modifications sur le circuit d'adaptation, présentant également un nombre de paramètre réduit.

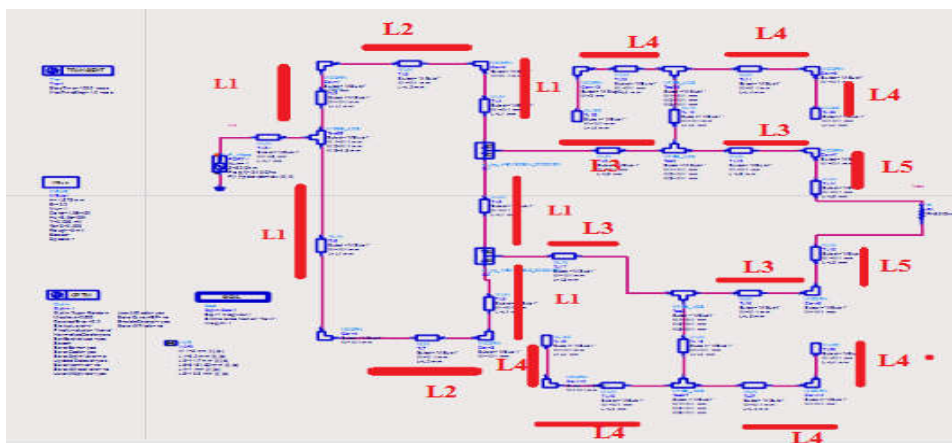


Figure IV.7. Circuit rectenna après modification et réduction des paramètres

Après la simulation du nouvelle rectenna, nous avons abouti aux résultats montrés par la Figure (IV.8).

Dans ce cas nous avons obtenu un rendement de 92% par la simulation, en pratique d'autres paramètres peuvent agir sur le rendement qui va être un objectif pour des futures travaux.

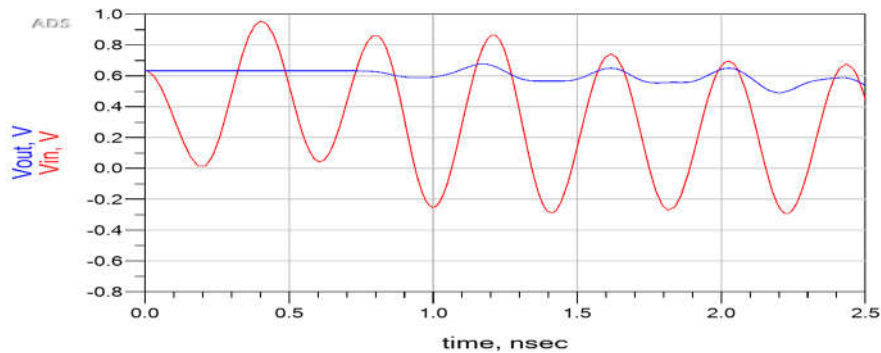


Figure IV.8. Signaux d'entrée et de sortie après modification et réduction des paramètres

En analysant les courbes de la Figure (IV.8) on constate une amélioration du signal d'entrée et de sortie conduisant ainsi à un rendement meilleur. Les ondulations sur le signal de sortie constatée sont peu gênantes par rapport aux améliorations du rendement obtenu par les dernières modifications du rectenna. Egalement, nous avons constaté que la phase transitoire a été réduite considérablement de 60 à 2ns ce qui est un apport positif.

Le taux d'ondulation peut être réduit en ajoutant une capacité en parallèle avec la charge.

IV.6. Conclusion

Au cours du développement des deux rectennas (de base et modifiée), nous avons pris en main le logiciel ADS, de l'interface de conception du schéma électrique au circuit imprimé en visant la réalisation pratique, qui n'a pas été conclue à cause de manque de composants HF (connecteurs et diodes), à l'optimisation et l'étude paramétriques. Nous avons également pu faire des modifications qui ont données des résultats meilleurs, celle qui a pris beaucoup de temps.

Les résultats obtenus et présentés dans ce chapitre sont satisfaisants.

Conclusion générale

Nous pouvons distinguer deux grands principes de transmission d'énergie qui s'appuient sur les ondes électromagnétiques à savoir la transmission par induction magnétique et la transmission par rayonnement électromagnétique.

Dans le cadre de ce mémoire, nous développerons le second principe de cette technologie, on l'occurrence le transfert d'énergie par ondes électromagnétiques rayonnées. Les fréquences utilisées sont de l'ordre de gigahertz, ce qui permet une focalisation satisfaisante du faisceau et un rendement acceptable.

Une nouvelle rectenna 2,45 GHz économique et efficace est illustré. L'onde électromagnétique est capturée à partir d'une antenne de réception, puis l'onde collectée est dirigée vers un système de conversion RF_DC basée sur un pont redresseur modifié avec quatre diodes Schottky. Le redresseur hyperfréquence de 2,45GHz a été développée et optimisé à l'aide d'une technique de simulation globale qui associe des approches électromagnétiques et de circuits afin de prédire avec précision les performances du redresseur. Le dispositif présenté n'a pas besoin de filtre d'entrée HF ni de condensateur de dérivation. Cela rend la structure plus compacte et moins coûteuse. Le redresseur atteint une efficacité de conversion théorique RF-à-CC de 92% sur une charge résistive optimale de 50Ω. On a évoqué les principaux résultats qui ont été présentés durant ce mémoire.

Le premier chapitre nous a permis de connaître l'état de l'art de récupération d'énergie, un bref historique était nécessaire, où nous avons présenté le schéma de principe d'une rectenna, elle comporte une antenne de réception relié à un filtre HF qui a pour rôle de bloquer les harmoniques en provenance du circuit de redressement de base des diodes Schottky. Nous avons vu les différentes topologies permettant de réaliser l'adaptation entre le circuit de redressement et la charge pour une puissance DC nominale donnée.

Le deuxième chapitre a été dédié aux diodes pin afin de connaître leurs principes de fonctionnement et leur domaine d'utilisation.

Le troisième chapitre a traité de manière globale comment utiliser l'outil de simulation ADS. Enfin, dans le quatrième chapitre nous avons présenté une amélioration du rendement du rectenna en se basant sur un travail présenté dans la littérature.

Comme perspective on souhaite réaliser le montage et voir le rendement pratique.

الملخص

إن العمل المقدم في هذه الرسالة هو جزء من موضوع استغلال الطاقة المفقودة للموجات الكهرومغناطيسية أثناء نقل الطاقة اللاسلكية، من أجل توفير أجهزة طاقة منخفضة. تستند دائرة تصحيح HF على جسر المعدل المعدل بأربعة ديودات Schottky وقد وضعت الميكروويف 2.45 غيغاهرتز المعدل والأمثل باستخدام تقنية المحاكاة الشاملة التي تجمع بين النهج الكهرومغناطيسية و دوائر التنبؤ بدقة أداء المعدل. لا يحتاج الجهاز المعروض إلى فلتر إدخال RF أو مكثف تحويلية. هذا يجعل الهيكل أكثر إحكاما وأقل تكلفة يجب أن يتبع مقوم الميكروويف هوائي تصحيح الاستقطاب الخطي 2.45 غيغاهرتز للحصول على كامل المستقيم. يصل المقوم إلى كفاءة نظرية بنسبة 92٪ على الحمل المقاوم الأمثل البالغ 50 درجة مئوية.

الكلمات المفتاحية: نقل الطاقة اللاسلكية. تحويل الطاقة الكهرومغناطيسية إلى طاقة كهربائية

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans la thématique de l'exploitation de l'énergie perdue des ondes électromagnétiques lors de la transmission d'énergie sans fil, afin d'alimenter des appareils de faible puissance. Le circuit de rectification en HF est basé sur un pont redresseur modifié avec quatre diodes Schottky. Le redresseur hyperfréquence de 2,45 GHz a été développée et optimisé à l'aide d'une technique de simulation globale qui associe des approches électromagnétiques et de circuits afin de prédire avec précision les performances du redresseur. Le dispositif présenté n'a pas besoin de filtre d'entrée HF ni de condensateur de dérivation. Cela rend la structure plus compacte et moins coûteuse. Le redresseur à micro-ondes doit suivre une antenne patch à polarisation linéaire de 2,45GHz pour obtenir le rectenna complet. Le redresseur atteint une efficacité théorique de 92% sur une charge résistive optimale de 50Ω.

Mots clés : Transmission d'Énergie Sans Fil (TESF), Rectenna, Méthode d'Analyse Globale, Rendement de Conversion RF-DC

Abstract

The work presented in this thesis is part of the theme of the exploitation of the lost energy of electromagnetic waves during the transmission of wireless energy, in order to supply low power devices. The HF rectification circuit is based on a modified rectifier bridge with four Schottky diodes. The 2.45GHz microwave rectifier was developed and optimized using a global simulation technique that combines electromagnetic and circuit approaches to accurately predict rectifier performance. The device shown does not need an RF input filter or shunt capacitor. This makes the structure more compact and less expensive. The microwave rectifier must follow a 2.45GHz linear polarization patch antenna to obtain the full rectenna. The rectifier reaches a theoretical efficiency of 92% on an optimal resistive load of 50Ω.

Keywords: Wireless Power Transmission, Rectenna, Global Analysis Technique, RF-to-dc Conversion Efficiency

Année universitaire : 2017 - 2018