

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique

Université de Batna -2-
Faculté de Technologie
Département d'Électronique



THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de
DOCTORAT en SCIENCES
Spécialité: Électronique
Option: Micro-Electronique

Par

Fayçal MEDDOUR

Thème

Modélisation d'un Capteur Electromagnétique

Soutenue le 23/05/2017

Devant le jury:

Djamel BENATIA	Prof.	Université Batna -2	Président
Zohir DIBI	Prof.	Université Batna -2	Rapporteur
Malek BEN SELAMA	Prof.	Université Constantine -1	Examineur
Abdelhafid CHAABI	Prof	Université Constantine -1	Examineur
Tarek FORTAKI	Prof.	Université Batna -2	Examineur
Djamel KHEDROUCH	M.C.A.	Université Msila	Examineur

Dédicaces:

je dédie ce travail tout d'abord à mes parents :

tous les mots de remerciement et toutes les expressions de gratitude sont très humbles face à tant de sacrifices et de dévouements. Aucune récompense ne pourra les justifier

vous êtes et vous resterez, toujours pour moi, une source d'énergie qui me poussera vers l'avant .vos prières et vos encouragements ont été un réconfort et ont toujours guidé mes pas.....je vous dédie ,modestement ,le fruit de mes longues années d'études afin de vous exprimer mon amour, mon respect et ma profonde gratitude.

Je tiens à présenter mes reconnaissances et mes remerciements à ma femme Loubna pour son affection, son encouragement et son amour.

A' mes chères enfants : Amena et Anes sans oublier Barae qui est parti sans voir le résultat de mon travail

A' mes frères: Abderrahim, Abdelhakim, Noor et mes sœurs: Lilia et Hasna sans oublier mes chères nièces : lyed, Mayssem et Yasmine

A' mes beaux frères:, Farouk, Khaled, Rachid et leurs femmes Houda, Sameh et Fatiha sans oublier leurs enfants chacun à son nom .

A' tous mes amis et collègues

Remerciements

Je profite à l'occasion de la présentation de ce travail pour exprimer ma haute gratitude, mes profonds respects et mes sincères remerciements et reconnaissances à mon promoteur Monsieur **Zohir DIBI** Professeur à l'université Batna 2, qui m'a guidé avec grande patience tout au long de l'élaboration de ce travail et pour ses aides précieuses qui ont éclairé mon chemin vers le succès et la réussite.

Je remercie très sincèrement Monsieur le Professeur **Djamel BENATIA**, de l'université Batna 2, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail et d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Monsieur, **Malek BEN SELAMA** Professeur à l'université de Constantine 1, a aimablement accepté de participer au jury, je le remercie pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail.

J'exprime également mes remerciements à Monsieur **Chaabi Abdelhafid**, Professeur à l'université de Constantine 1, d'avoir accepté de juger ce modeste travail.

Je tiens également à présenter ma profonde gratitude à Monsieur **Tarek FORTAKI** Professeur à l'université Batna 2, qui a accepté d'examiner mon travail.

Je remercie Monsieur **Khedrouch Djamel** Maître de conférence A à l'université de Msila, qui a accepté d'examiner mon travail.

Merci à mon cher amis **Abdelhaq Boukarkar** pour m'avoir apporté l'aide dont j'avais besoin. Sachons qu'il m'a aidé bien plus qu'il ne le pense alors je lui écris un « Merci » qui vient vraiment du fond du cœur

Je tiens à remercier particulièrement tous les enseignants du département d'électronique de l'université de Batna, qui ont veillé à notre formation. Mes remerciements vont également à tout le personnel du département d'électronique de l'université de Batna pour leur gentillesse et leur disponibilité. Enfin, j'exprime mes remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Résumé

A travers ce travail de thèse deux capteurs sont proposés : un capteur efficace de récupération d'énergie électromagnétique de petite taille pour les applications à faible puissance. Ce capteur se compose de deux parties principales: une antenne patch carré à double polarisation utilisée pour récolter l'énergie RF à une fréquence centrale de 2.45 GHz, et deux circuits redresseur doubleurs de tension pour la conversion RF-to-DC. La taille globale de la conception est de 50 x 50 x 6,2 mm³. Tout d'abord, l'antenne est conçue en utilisant le simulateur de structure à haute fréquence (HFSS); suivie par la conception du circuit de redressement en utilisant (ADS) Advanced Design System. Après simulations, un prototype de capteur est fabriqué en utilisant le substrat F4B comme substrat d'antenne. Les mesures montrent que le capteur atteint un maximum de rendement relativement élevée mesurée de 41% pour un niveau de -10 dBm de puissance. Le capteur a une structure simple, il est de taille compacte, poids léger, et présente un rendement de conversion élevé RF-to-DC pour les niveaux à faible puissance RF qui peuvent être utilisés pour recharger différents appareils à faible puissance continue.

Le deuxième capteur est neutronique, en effet nous proposons une nouvelle approche pour la modélisation et la conception d'un capteur de radiation (RADFET) pour déterminer l'angle d'incidence du rayonnement neutronique ainsi que son flux. L'approche de modélisation proposée est basée sur un modèle à base de réseau de neurones artificiels (ANN ARTIFICIAL NEURAL NETWORK), qui a l'avantage d'être adapté pour des applications non linéaires d'une façon efficace, en plus de la tolérance au bruit. Ce modèle permet d'obtenir l'angle d'incidence et le flux, en fonction du courant (I_{ds}) et de la tension (V_{ds}) drain-source, de la tension grille-source (V_{gs}) ainsi que la température (T). Les résultats obtenus coïncident avec les résultats expérimentaux dans la littérature.

Abstract.

Through this work of thesis, two sensors are proposed: An efficient small size electromagnetic energy harvesting sensor for low-DC-power applications is proposed. The sensor consists of two main parts: a dual polarisation square patch antenna used to collect the RF energy at a central frequency of 2.45 GHz, and two voltage doublers rectifier circuit for the RF-to-DC conversion. The overall size of the design is $50 \times 50 \times 6.2 \text{ mm}^3$. Firstly, the antenna is designed using high-frequency structure simulator software; followed by the design of the rectifier circuit in advanced design system. After simulations, a sensor prototype is fabricated using F4B as the antenna substrate. Measurements show that the sensor achieves a comparatively high maximum measured efficiency of 41% for a power level of -10 dBm . The sensor has a simple structure, it is compact sized, light weight, and presents a high RF-to-DC conversion efficiency for low-RF-power levels which can be used to charge different low-DC-power devices.

In second time, a new approach is proposed to design the neutron angle and fluence radiation sensor. It is based on an Artificial Neural Network (ANN) model which has the advantage of efficient nonlinear mapping in addition to noise tolerance. This model allows us to obtain the angle and the fluence radiation from the drain source current, the drain source voltage, the gate source voltage and the temperature parameters. The obtained results are nearly closed to the experimental results in the literature.

ملخص:

في هذه الأطروحة نقترح مركبين الكترونيين للاستشعار: المركب الأول يستخدم لاستشعار الأمواج الكهرومغناطيسية الضعيفة و يستخدم من اجل التطبيقات ذات الطاقة المنخفضة. يتكون هذا المركب من جزئيين أساسيين: هوائي مربع مطبوع ذو استقطاب ثنائي يستخدم لجمع أمواج ترددات الراديو ذات تردد مركزي 2.45 جيجا هرتز, أما القسم الثاني يحتوي على دارتين كهربائيتين معدلتين تحولان أمواج ترددات الراديو إلى جهد كهربائي مستمر. حجم التصميم الكلي هو $6.2 \times 50 \times 50$ ملم³. في المرحلة الأولى تم تصميم الهوائي باستخدام برنامج محاكاة الترددات العالية (HFSS) و من ثم تليها تصميم الدوائر الكهربائية المعدل باستخدام نظام التصميم المتقدم (ADS). بعد المحاكاة تم تصنيع نموذج باستخدام ركيزة عازلة بمركب F4B للهوائي. أظهرت نتائج القياسات ان جهاز الاستشعار يصل الى مردود أقصى يساوي 41 % عند مستوى - 10 دسيبل . يتميز هذا المركب ببنية بسيطة, مدمجة، خفيفة الوزن و لها كفاءة لتحويل أمواج الراديو ذات الطاقة المنخفضة إلى جهد كهربائي مستمر يمكن استخدامها لشحن الأجهزة التي تعمل بجهد مستمر منخفض.

بالنسبة للمركب الثاني نقترح طريقة جديدة من اجل نمذجة و تصميم مركب استشعار للإشعاعات (RADFET) من اجل تحديد زاوية ورود الشعاع النيوتروني و قيمة التدفق. تستند منهجية الدراسة المقترحة على نموذج للخلايا العصبية الاصطناعية (ANN)، و التي تتميز بفعالية محاكاة التطبيقات غير الخطية و تستجيب بطريقة جيدة في حالة وجود الضوضاء. هذا النموذج يسمح بحساب زاوية ورود و التدفق انطلاقا من التيار الكهربائي (I_{ds})، الجهد (V_{ds}) و الجهد (V_{gs}) بالإضافة إلى درجة الحرارة (T). النتائج المتحصل عليها تتوافق مع النتائج التجريبية للمنشورات العلمية المتوفرة.

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	13
PRESENTATION	16

CHAPITRE I

THEORIES DES ANTENNES ET REDRESSEURS

1. INTRODUCTION.....	19
2. DEFINITION	19
3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS	20
4. RADIATEURS MICRORUBAN	22
4.1. Permittivité Effective.....	24
4.2. Longueur effective.....	25
4.3. Extension de longueur Equivalent.....	25
4.4. Longueur de résonance du Patch.....	25
4.5. Bande passante et rendement.....	25
5. TECHNIQUES D'EXCITATION	26
5.1. Alimentation par ligne de transmission	26
5.2. Alimentation Coaxial.....	26
5.3. Alimentation par couplage de proximité	27
5.4. Couplage par fente.....	28
6. CIRCUIT EQUIVALENT ET REGLES DE LA CONCEPTION.....	29
6.1. Circuit équivalent	30
6.2. Fréquence de résonance.....	32
6.3. Couplage.....	32
7. THEORIE DE BASE DU REDRESSEUR	34
7.1. Redresseur micro-onde et Redressement.....	34
7.1.1. Rendement.....	35
7.2. Topologies	36
7.2.1. Diode montée en série	36
7.2.2. Diode monté Shunt	37
7.2.3. Doubleur de tension.....	38
7.2.4. Redresseur à Pont de diode.....	39
7.3. Symbole de mérite	39
7.4. Redresseur doubleur de tension.....	40
8. CONCLUSION	42
RÉFÉRENCES	43

CHAPITRE II

THEORIES DES TRANSISTORS ET RESEAUX DE NEURONES

PARTIE A: LES TRANSISTORS MOSFETS	46
1. INTRODUCTION	46

2. LES TRANSISTORS MOSFETS	46
2.1. Historique	46
2.2 Définitions	48
2.3. Le transistor N-MOS	50
2.4. Fonctionnement du transistor N-MOS	50
2.5. Caractéristiques courant-tension du transistor N-MOS.....	53
2.6. Transistor P-MOS.....	55
3. DEFAUTS DANS LA STRUCTURE MOS	56
3.1. Défauts d'interface	56
3.2. Charges mobiles	57
3.3. Charges fixes	57
3.4. Charges piégées dans l'oxyde.....	57
3.5. Conséquences	58
PARTIE B: LES RESEAUX DE NEURONES	59
1. MODELE D'UN NEURONE	59
2. VARIABLES DESCRIPTIVES	62
3. PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT	62
3.1 Le neurone formel	62
3.1.1 Modèle de calcul.....	62
3.2 Le réseau de neurones.....	64
4. ARCHITECTURE DE RESEAU	65
5. LE PERCEPTRON MULTICOUCHES	69
6. L'APPRENTISSAGE (SUPERVISE)	69
7. LA RETRO-PROPAGATION	70
8. CONCLUSION	70
REFERENCES	71

CHAPITRE III

ETUDE ET REALISATION D'UN CAPTEUR D'ENERGIE

1. INTRODUCTION	75
2. CONCEPTION DE L'ANTENNE	76
2. 1. Influence de la taille de la forme croix gravée (W_{Cross}) et (L_{Cross}).....	81
2. 2. Influence de l'espace d'air entre les deux couches.....	82
2. 3 Influence de la taille de l'ouverture L_{ap}	83
2. 4 Influences des Paramètres de Ligne d'alimentation (L_{stub}).....	83
3. CONCEPTION DU CIRCUIT REDRESSEUR.....	85
3.1 Influence de la résistance sur le rendement	89
3.1.1. Paramètres de Simulation	89
3.1.2. Résultat de la simulation.....	89
3.2. Influence de la capacité de sortie sur le rendement.....	91

3.2.1. Paramètres de la simulation effectuée	91
3. 2.2. Résultats de Simulation	92
3.3. Influence de la capacité d'entrée sur le rendement	93
3. 3.1. Paramètres de Simulation	93
3. 3.2. Résultats de la simulation	93
3.4. Influence du condensateur C_p sur le rendement.....	95
4. RESULTATS CO-SIMULATIONS.....	96
5. RESULTATS EXPERIMENTAUX.....	97
6. CONCLUSION	102
RÉFÉRENCES	103

CHAPITRE IV

MODELISATION D'UN CAPTEUR NEUTRONIQUE

1. INTRODUCTION	107
2. CONTEXTE THEORIQUE	108
4. MODELISATION DU CAPTEUR DE NEUTRON.....	111
4.1. Création d'une base de validation	111
4.2. L'apprentissage du réseau de neurone.....	112
4. RESULTATS ET DISCUSSIONS	114
5. CONCLUSION	118
RÉFÉRENCES	120
CONCLUSION GENERALE	123
ANNEXE.....	122

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Notre environnement est caractérisé par la présence de plusieurs type de rayonnement notamment les rayons électromagnétiques et les rayons neutroniques. L'impact de ces rayons est prépondérant dans les hautes couches de l'atmosphère ainsi que l'espace externe au globe terrestre. De ce fait, les moyens de transport aérien et les appareils adoptés dans l'exploitation de l'espace comme les satellites sont sujet à des contraintes sévères en termes d'utilisation d'énergie et de minimisation des dégâts engendrés.

Les dernières améliorations dans la technologie microélectronique, surtout avec l'augmentation exponentielle des composants et la densité d'intégration des dispositifs ont donné une nouvelle technologie et des systèmes portables polyvalents. De tels dispositifs de communication ont besoin d'énergie de plus en plus abondante. Néanmoins, la recherche dans les technologies de stockage de l'énergie n'a pas suivie avec une vitesse similaire. Ceci constitue un handicap considérable pour l'évolution future de dispositifs portables.

De plus, les dispositifs de communication sans fil conduisent à un nombre de plus en plus important d'émetteurs radio fréquences tout autour; ce qui déclenche une recherche intense dans l'air ambiant pour récolter l'énergie RF. Du fait que les ondes électromagnétiques sont un peu partout dans notre environnement, la récolte et l'utilisation de cette énergie gratuite peut être possible; et elle peut être une solution à certains problèmes énergétiques. Cette vision a donnée naissance à ce qui appelé actuellement "RECTENNA"(Rectifying antenna). RECTENNA est le dispositif qui permet de collecter et de convertir une onde électromagnétique en courant continu. Il est une combinaison d'une antenne et d'un redresseur à une petite zone. Nous pouvons trouver beaucoup d'antennes avec divers redresseurs, qui conduisent à de nombreux choix de combinaisons (RECTENNAS). Beaucoup de recherches et de conceptions sont proposés dans ce domaine. De cette grande variété d'antennes, la littérature indique que les antennes patch micro-ruban sont les plus couramment utilisées.

De nos jours, les antennes patch micro-ruban occupent de plus en plus de place. Cela est principalement dû à leur polyvalence en termes de géométries qui les rendent applicables à de nombreuses situations, en plus de leur légèreté et l'aptitude à l'intégration avec les circuits intégrés hyperfréquences. D'autre part, la simplicité de ces structures nous offre des antennes adaptées pour la fabrication à faible coût.

Pour adhérer à cette évolution on se propose à travers ce travail de thèse, en premier lieu, de concevoir et de réaliser un capteur électromagnétique RECTENNA fonctionnant dans la bande ISM (industriel, scientifique et médicale) à la fréquence de 2,45 GHz. Une modélisation d'un capteur neutronique à base des réseaux de neurone sera développée en second lieu (les neutrons dans l'atmosphère résultent des interactions entre les rayons cosmiques avec les gaz présents dans l'air). A des altitudes supérieures à environ 30 000 m, le flux de neutron est de deux à trois fois supérieure à celle du niveau de la mer. Le spectre d'énergie de ce flux de neutrons dépasse la valeur de 100 MeV, tandis que sa gamme dominante est comprise entre 1 - 10 MeV, la gamme de 10 -100 MeV est également importante. Cet environnement de neutrons est doté d'une énergie de portée suffisante pour être une menace potentielle et induire des effets singuliers transitoires (SEUS) dans des dispositifs à puce très sensibles dans les avions. La sensibilité de l'électronique de l'avion à neutrons SEU est un problème qui a reçu beaucoup d'attention.

Les neutrons représentent les principales causes de dégâts d'irradiation aux appareils électroniques. Étant donné que les neutrons non chargés, sont relativement lourds (1840 fois plus lourd que les électrons) de ce fait les atomes voir les molécules subissent un déplacement dans le réseau cristallin au lieu d'une simple ionisation suite à une collision. De ce fait un capteur neutronique est indispensable afin de préconiser les différents dommages sur les semi-conducteurs en fonction du flux et de l'angle d'incidence du rayon neutronique.

Ce travail a pour but d'apporter une contribution dans le domaine de la modélisation, la conception et la réalisation des capteurs dans le domaine des rayonnements électromagnétique et neutronique. Ce choix pour les deux capteurs est justifié par la liaison étroite entre ces deux composants en termes de protection et alimentation.

Le premier chapitre est consacré dans sa première partie à une présentation des bases théoriques des antennes micro-ruban tout en se concentrant sur la théorie de l'antenne patch. Nous allons préciser les variables d'une antenne patch microruban tels que le dimensionnement, la fréquence, les techniques d'alimentation, le rendement et la bande passante.

En deuxième partie la théorie des redresseurs sera passée en revue : nous présenterons un aperçu sur la théorie des redresseurs, leur topologie et leur rendement. Nous allons nous concentrer particulièrement sur le redresseur doubleur de tension.

Le second chapitre porte sur la présentation des principaux paramètres propres au transistor MOSFET et les différents types de défauts dans ces transistors, ainsi que la technique d'intelligence artificielle utilisée pour la modélisation de notre capteur neutronique.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation des simulations et les résultats des expériences qui sont présenté comme suit:

- résultats des simulations, y compris les différentes étapes suivies pour concevoir tout d'abord l'antenne, suivie par la conception du redresseur. Nous nous sommes concentrés sur certaines mesures qui nous paraissent plus importantes, nous donnerons quelques discussions.
- résultats des expériences; dans cette partie, nous allons présenter le RECTENNA conçu, et les résultats obtenu à partir des différentes expériences menées avec quelques discussions.

Dans le quatrième chapitre, toutes les étapes de modélisation d'un capteur neutronique utilisant les réseaux de neurone et toutes les simulations et les tests seront présentés.

Une conclusion générale qui résume les principaux résultats commentés, ainsi que quelques perspectives pour des travaux futurs.

Présentation

RECTENNA c'est un terme combiné de deux mots, REC qui fait référence à un redresseur et TENNA au antenne. Ainsi, une antenne redresseuse est une antenne de redressement, un type spécial d'antenne qui est utilisé pour capter et de convertir une puissance RF en DC. Elles sont utilisés dans les systèmes de transmission d'énergie sans fil qui transmettent la puissance par ondes radio. Un élément RECTENNA simple est constitué d'une antenne dipôle d'une diode RF connecté entre les éléments dipolaires. La diode redresse le courant alternatif induit dans l'antenne par les micro-ondes, pour produire de l'énergie DC, qui alimente une charge reliée à la diode. Des diodes Schottky sont généralement utilisés parce qu'elles ont la plus faible chute de tension et la vitesse la plus élevée, et des pertes de puissance les plus basses en raison de la conduction et de la commutation [1].

Le rectenna a été inventé en 1964 et breveté en 1969 [2] par l'ingénieur américain William C. Brown, qui a démontré avec un hélicoptère le modèle alimenté par micro-ondes transmises à partir du sol, reçu par une antenne redresseuse joint [3]. Depuis les années 1970, l'une des principales motivations pour la recherche RECTENNA est de développer une antenne de réception pour les satellites solaires proposées, qui va récolter l'énergie des rayons du soleil dans l'espace avec des cellules solaires et faisceau vers le bas sur la terre comme les micro-ondes à d'énormes tableaux de rectenna [4]. Une application militaire proposée est d'alimenter un avion de reconnaissance de drone à micro-ondes avec poutres apparentes de la terre, leur permettant de rester en l'air pendant de longues périodes. Au cours des dernières années, l'intérêt est tourné vers l'aide rectenna comme source d'énergie pour les petits dispositifs microélectroniques sans fil. La plus grande utilisation actuelle des rectennas est en étiquettes RFID, cartes de proximité et cartes à puce sans contact, qui contiennent un circuit intégré (IC) qui est alimenté par un petit élément rectenna. Lorsque le dispositif est amené à proximité d'une unité de lecture électronique, les ondes radio provenant du lecteur sont reçus par l'antenne redresseuse d'où la mise sous tension du circuit intégré, qui transmet ces données vers le lecteur.

La conception de rectenna se compose essentiellement de trois éléments: antenne, réseau d'adaptation, et circuit de redressement. Du point de vue de l'architecture, la sélection de l'une de ces trois parties aura une incidence sur la conception. A titre d'exemple, la sélection de l'antenne a un grand effet sur la taille et l'ordre de la complexité du système. Une antenne patch avec une alimentation de la sonde provoque souvent une architecture

multicouche [5]. Une architecture où le circuit de redressement et l'antenne patch partagent le circuit un terrain d'entente; Toutefois, situé sur les différentes couches, réduit le couplage entre l'antenne et le circuit de redressement. Une plus grande taille est souvent nécessaire dans une couche unique rectenna comparée à celle multicouche [6].

Chapitre I

Théories des Antennes et Redresseurs

1. Introduction

les Antennes microruban ont été l'un des sujets les plus innovantes dans la théorie des antennes et de la conception de ces dernières années, et sont de plus en plus utilisées dans une large gamme de systèmes de micro-ondes modernes. Le concept d'antennes imprimées a été initialement proposé par Deschamps en 1953 [7]. Cependant, il a fallu plus de vingt ans jusqu'à ce que Munson a réalisé la première antenne microruban [8]. En 1979, une conférence d'antenne tenue au Nouveau-Mexique a lancé un intérêt international pour antennes microruban. Une collection de documents présentés lors de cette réunion paru dans un numéro spécial de la revue IEEE Transactions sur les antennes et la propagation [9].

2. Définition

L'Antenne microruban est simplement définie comme une antenne qui consiste en un conducteur métallique en contact avec un substrat diélectrique mince lié à la terre. [10]

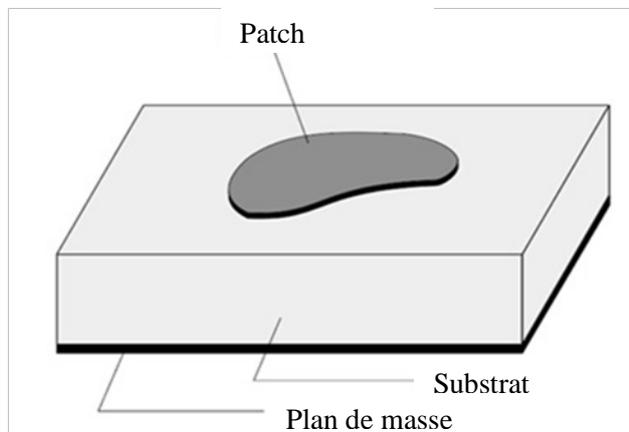


Fig. I. 1 Configuration de l'antenne microruban [18]

Figure (I.1) montre une configuration simple d'une antenne microruban. L'antenne se compose d'un patch rayonnant sur la face supérieure d'une plaque diélectrique et un plan de masse sur le fond.

Le patch, habituellement du cuivre, peut avoir une forme quelconque, rectangle, carré, cercle, triangle, elliptique; mais (elliptiques) patches rectangulaires et circulaires couvrent toutes les possibilités en termes de modèle, la largeur de la bande et de la polarisation [11]. Même en termes de gain, qu'elles présentent une grande polyvalence en raison d'une gamme possible de 4 à 10dB. Ces configurations de raccordement de base montrent également leur simple analyse et la prédiction de la performance.

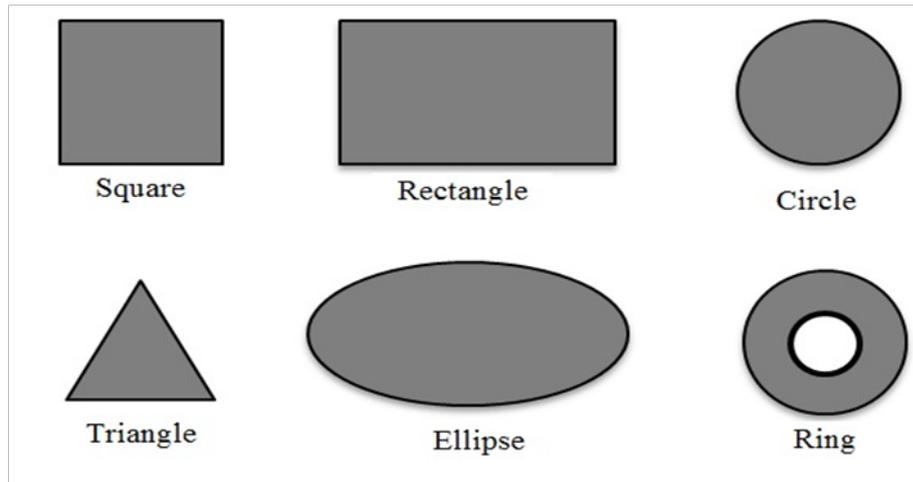


Fig. I. 2 Formes ordinaires de l'antenne microruban

3. Avantages et Inconvénients

Antennes patch microruban gagnent en popularité pour une utilisation dans les applications sans fil en raison de leur structure à profil bas. Par conséquent, ils sont extrêmement compatibles avec les antennes intégrées dans les appareils portatifs sans fil tels que les téléphones cellulaires, téléavertisseurs, etc... La télémétrie et les antennes de communication, qui sont souvent des patch microruban des missiles, doivent être minces et compatibles. Un autre axe d'utilisation des patchs microruban avec succès est le domaine de communication par satellite. Bien qu'il existe un nombre considérable d'avantages les plus importants sont:

- Poids léger, faible volume, profil bas;

Les circuits imprimés sont minces et nécessitent donc moins de volume que leur guide d'onde ou homologues coaxiaux. Du fait que les antennes imprimées sont principalement constituées de matériaux non métalliques et en raison de l'utilisation fréquente de matériaux léger en tant que substrats, ces antennes ont un poids extrêmement léger par rapport à des antennes classiques.

- Polarisation;

Grâce à la polyvalence des géométries de patch toute les polarisations peuvent être obtenue. Nous pouvons même réaliser des antennes avec une capacité multi-polarisation avec des ports uniques ou multiples. Ces caractéristiques peuvent être exploitées pour un fonctionnement à polarisation double ou diversité de polarisation.

- Technique d'excitation;
les Patches permettent un grand nombre de techniques d'excitation à utiliser, compatible avec toutes les technologies des réseaux de circuits et de formation de faisceaux actifs.
- Adapté pour l'intégration avec les PRI (circuits intégrés) Micro-ondes;
Ceci est important, car les PRI sont beaucoup plus faciles à manipuler et moins coûteuses que les guides d'ondes alternatives.
- Faible coût de fabrication, peut donc être fabriqué en grandes quantités;

Comme les antennes conventionnelles, les antennes patch microruban ont quelques inconvénients, parmi les quels on cite:

- Bande passante étroite
Les Antennes microruban sont des antennes à bande étroite par rapport aux antennes micro-ondes classiques, étant donné que la radiation est une conséquence d'une résonance. Néanmoins cet inconvénient peut être surmonté en utilisant des substrats plus épais de faible permittivité;
- Faible rendement et à faible gain
Le concepteur doit toujours prendre en compte les pertes diélectriques (principalement dues à la surface et à l'excitation d'ondes), car cela conduit à un faible gain et à un mauvais rendement . En sélectionnant une faible perte tangente des substrats les pertes diélectriques ne seront plus un problème grave.
- Rayonnement extérieur à partir de charges et jonctions
- L'excitation d'ondes de surface

Les Antennes patch microruban ont un facteur de qualité d'antenne très haut (Q). Q représente les pertes associées à l'antenne, et un grand Q conduit à une bande passante étroite et un faible rendement. Q peut être réduit en augmentant l'épaisseur du substrat diélectrique. Mais lorsque l'épaisseur augmente, une fonction croissante de la puissance totale délivrée par la source passe en une onde de surface. Les contributions d'une onde surface sont la perte de puissance indésirable tant que il ya dispersion dans le diélectrique et la provocation d'une dégradation des caractéristiques de l'antenne. Cependant, les ondes surface peuvent être minimisés par l'utilisation de structures à bande interdite photonique comme on le verra par (J. Constantine) Q_{ian} et al [12]

4. Radiateurs Microruban

D'après la description dans la section précédente, il est clair que, afin de régler les courants électromagnétiques équivalents inconnus définies sur la surface ou dans le volume d'une obstruction, le domaine de définition des courants inconnus, qui est la géométrie, doit être décrit mathématiquement. Ceci est la modélisation dite géométrique. En électromagnétisme, modélisation géométrique est la base de la modélisation électromagnétique et calcul numérique, et sa qualité aura une incidence directe sur l'exactitude de la solution numérique.

Le cœur d'une antenne microruban est le conducteur supérieur [le patch (figure I.3)] de dimensions finies. Ce patch peut être considéré comme une ligne de transmission à extrémité ouverte de longueur L_p et la de largeur W_p . L'amplitude des courants de surface devient importante lorsque la fréquence du signal est proche de la fréquence de résonance. En prenant seul le mode fondamental en compte, la fréquence de résonance f_0 peut être calculée par:

$$f_0 = \frac{c_0}{2(L_p + 2\Delta L_p)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{I.1})$$

Avec:

ΔL_p : extension de longueur équivalente représentant le champ aux bords aux deux extrémités ouvertes;;

ϵ_{eff} : est la permittivité relative effective;

ϵ_{rp} : permittivité du substrat.

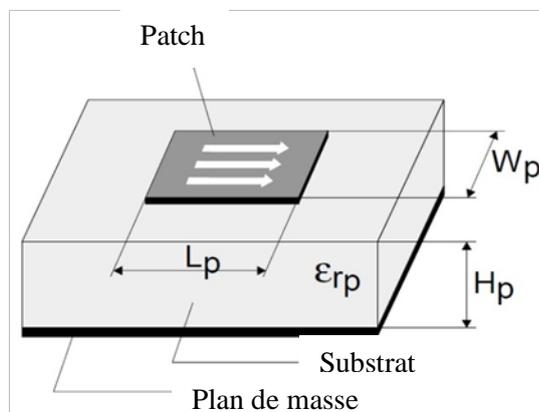


Fig. I. 3 Antenne Patch [18]

H_p : L'épaisseur du substrat.

Maintenant, comment cette structure peut elle émettre ?

Pour répondre à cela, et en se basant sur la configuration du champ électrique. Ainsi, nous supposons que le patch est espacé d'une petite fraction d'une longueur d'onde au-dessus du plan de masse et que le champ électrique ne présente pas de variations le long de la largeur de la structure de microruban. Le rayonnement peut alors être attribué principalement aux champs de bords de circuit ouvert du patch (Figure I.4) [13]

Le champ à l'extrémité du patch peut être découpé en deux composantes normales et tangentielles par rapport au plan de masse. Les composantes normales de champ sont déphasées parce que la longueur du patch est d'environ $\lambda/2$. Donc; leurs contributions au champ lointain dans la direction bordée se neutralisent mutuellement. Les composantes de champ tangentielle, qui sont en phase, se combinent pour donner un maximum de champ rayonné dans la direction normale à la surface du patch. Par conséquent, cette structure peut être modélisée par deux fentes parallèles, une moitié de longueur d'onde placée à part sur les bords de la pièce (voir la figure (I.5)). Évidemment, une telle antenne est un tableau bordée.

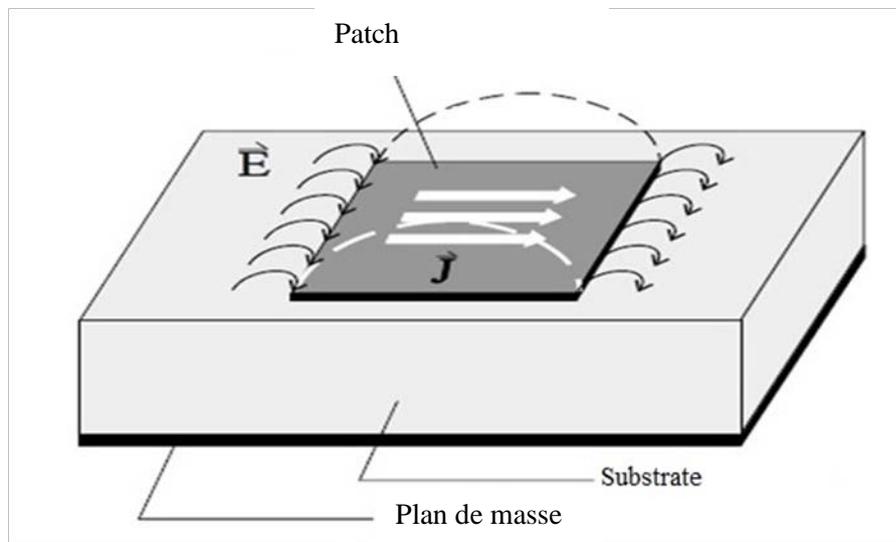


Fig. I. 4 Configuration des champs d'une antenne patch microruban [18]

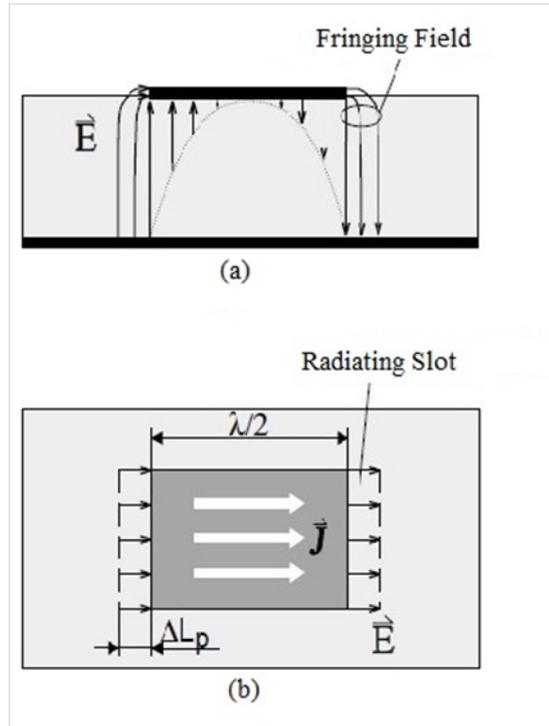


Fig. I. 5 Configuration des champs d'une antenne patch microruban [18], (a) Vue de côté, (b) vue de dessus.

4.1. Permittivité Effective

Une structure de microruban n'est pas homogène parce que le champ électromagnétique s'étend sur deux milieux: l'air et le diélectrique. Par conséquent, la propagation d'ondes ne peut pas être transverse électromagnétique (TEM), étant donné que les ondes, dans deux milieux, se déplacent avec des vitesses différentes et les conditions aux limites non nulles forcent les composantes électriques ou magnétique transversales. Cependant, l'approximation quasi-TEM sera utilisé, étant donné que les composantes verticale du champ restent beaucoup plus petite que ceux transversales.

La ligne microruban hétérogène est remplacé par une ligne homogène équivalente. Le conducteur conserve la même géométrie (W est la largeur de la ligne microruban et H est la hauteur du diélectrique), mais est entourée par un diélectrique homogène de permittivité efficace ϵ_{eff} , dont la valeur est déterminée en évaluant la capacité du champ de franges [14].

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{H}{W} \right)^{-ab} \quad (I.2)$$

Avec:

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \frac{\left(\frac{W}{H} \right)^4 + \left(\frac{1}{52} \frac{W}{H} \right)^2}{\left(\frac{W}{H} \right)^4 + 0.432} + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{1}{18.1} \frac{W}{H} \right)^3 \right] \quad (I.3)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (I.4)$$

Avec:

ϵ_r est la permittivité relative du substrat;

$\ln (\cdot)$ désigne le logarithme naturel.

La longueur d'onde de guidage est défini comme suit:

$$\lambda_{eff} = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}$$

4.2. Longueur effective

La longueur de patch effective est calculée comme suit [18]:

$$l_{eff} = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (I.5)$$

4.3. Extension de la longueur Equivalente

Le champ électrique d'une ligne microruban ouverte ne se termine pas brutalement (voir Figure I.4) au bord de la pièce, mais dépasse légèrement. Pour tenir compte de ce champ dite champs aux bords, on peut soit introduire une capacité ou une extension de longueur équivalente [18].

$$\Delta L_p = 0.412 H_p \frac{\epsilon_{eff} + 0.3 \frac{W_p}{H_p} + 0.262}{\epsilon_{eff} - 0.258 \frac{W_p}{H_p} + 0.813} \quad (I.6)$$

4.4. Longueur de résonance du Patch

La longueur de résonance du patch est calculée comme suit:

$$L_p = L_{eff} - 2\Delta L_p \quad (I.7)$$

4.5. Bande Passante et Rendement

Une loi générale pour les antennes indique que le facteur de qualité le plus bas possible d'une antenne est inversement proportionnelle au volume de l'antenne [16]. Cela signifie que la largeur de bande absolue augmente avec la hauteur du substrat de patch, car la largeur de bande est inversement proportionnelle au facteur de qualité.

Un autre paramètre important de substrat qui influe sur la bande passante est la permittivité. Ici, l'instruction est que la largeur de bande absolue d'une antenne patch augmente avec la diminution de la permittivité du substrat.

Spitt, par exemple, des rapports dans sa thèse [17] "la variation de la bande passante d'une antenne électromagnétique couplé sur les paramètres du substrat H_{rp} et ϵ_{rp} (page 97)." Là, il trouve une bande passante qui augmente approximativement linéairement avec l'épaisseur de l'antenne pour une permittivité relative de 1,1.

A la différence de la largeur de bande, le rendement d'une antenne patch diminue avec l'augmentation de substrat. Et le rendement augmente avec la diminution de la permittivité relative. Néanmoins, un rendement relativement élevé de l'ordre de 95% est prévue pour un substrat avec $\epsilon_{rp} = 1.1$ et $H_{rp} = 0,07 \lambda_{eff}$.

5. Techniques d'excitation

Il existe différentes techniques d'alimentation nous allons présenter les plus importantes. [18-21].

5.1. Alimentation par ligne de transmission

La façon la plus simple pour alimenter un patch microruban est de connecter une ligne microruban directement à la fin du patch. Cette technique est aussi appelée alimentation directe. L'avantage majeur de cette technique réside dans sa simplicité en termes de fabrication et d'analyse. L'adaptation d'impédance peut être obtenue en choisissant la bonne longueur.

Comme il est indiqué dans la section précédente, une structure de microbande avec la ligne de transmission et le patch au même niveau de substrat ne peut être optimisée à la fois comme antenne et comme une ligne de transmission, puisque les exigences spécifiques sont contradictoires. Ainsi, un compromis doit être fait, ce qui conduit à un rayonnement parasite accrue due à la ligne d'alimentation. Les rayonnement parasite indésirable lobes secondaires plus élevés et plus d'un niveau de polarisation croisée.

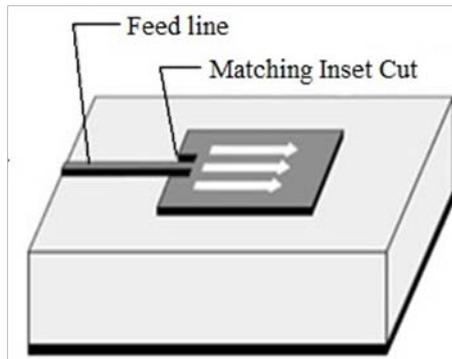


Fig. I. 6 l'alimentation de la ligne de transmission [18]

5.2. Alimentation Coaxial

Une autre façon d'alimenter le patch au moyen d'une ligne coaxiale qui traverse le plan de masse et le substrat et est ensuite reliée à la pastille. L'impédance d'entrée dépend de la position de la charge. Par conséquent, l'antenne est adaptée en choisissant la bonne position d'alimentation. Dans cette structure, le radiateur et le système d'alimentation sont protégés par

le plan de masse. Le substrat diélectrique peut alors être choisi de façon indépendante pour optimiser à la fois le patch microruban et le circuit d'alimentation.

Un inconvénient de cette configuration est la sonde de chargement remarquable. Cela signifie que la sonde agit comme une réactance supplémentaire (et bien sûr indésirable) au point d'alimentation. On peut facilement expliquer cela par l'imagerie de la distorsion du champ sous le patch due par la ligne coaxiale.

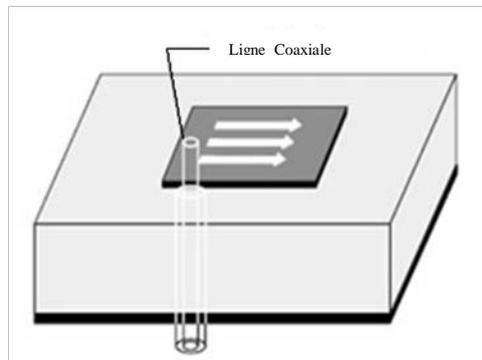


Fig. I. 7 Alimentation Coaxiale [18]

5.3. Alimentation par couplage de proximité

Ce type de technique d'alimentation est aussi appelé le système de couplage électromagnétique. Comme on le voit sur la figure I-8, deux substrats diélectriques sont utilisés de telle sorte que la ligne d'alimentation se trouve entre les deux substrats et le patch rayonnant est sur le dessus du substrat supérieur. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est d'éliminer le rayonnement parasite d'alimentation et fournit une bande passante très élevée, en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne patch microruban. Ce système fournit également des choix entre deux supports diélectriques différentes, l'une pour le patch et l'autre pour la ligne d'alimentation pour optimiser les performances individuelles.

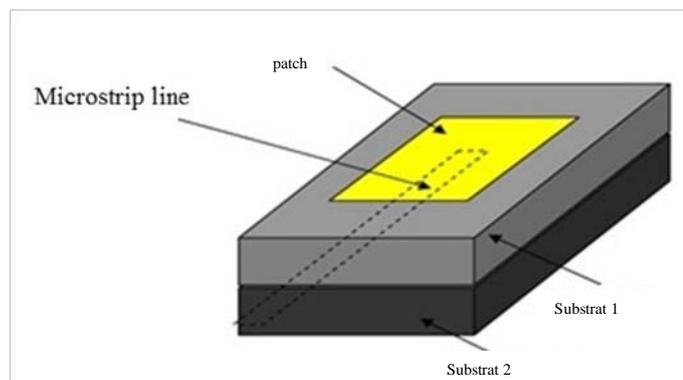


Fig. I. 8 Alimentation par couplage de proximité

L'élimination du rayonnement parasite d'alimentation est obtenue en contrôlant la longueur de la ligne d'alimentation et le rapport de la largeur à la ligne du patch. L'inconvénient majeur de ce dispositif d'alimentation est qu'il est difficile à fabriquer en raison des deux couches diélectriques qui ont besoin d'un alignement correct. En outre, il y a une augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne.

5.4. Couplage par fente

Une structure qui permet d'éviter un lien direct entre le patch et la conduite d'alimentation est l'antenne à couplage par fente. Ici, la charge d'alimentation consiste en une ligne microruban ouverte qui se trouve sur une seconde plaque diélectrique au-dessous du plan de masse. Le patch microruban réside sur une plaque diélectrique séparée au-dessus du plan de masse. Les deux structures sont couplées par voie électromagnétique à travers une fente étroite électriquement au plan de masse entre elles. Cette fente est également appelée ouverture. Notez que cette fente ne sera pas -ou ne doit pas- résonner dans la bande de fréquences de fonctionnement de l'antenne, car cela produirait un rayonnement vers l'arrière de l'antenne.

Le radiateur est protégé de la structure d'alimentation en raison du plan de masse. Un avantage important de cette structure est la liberté de choisir deux substrats différents. Maintenant, le substrat pour la ligne d'alimentation et le substrat pour le patch rayonnant peuvent être optimisés simultanément et la question des contradictions est contournée. La sélection d'un substrat à faible permittivité d'épaisseur est strictement nécessaire pour obtenir une antenne microruban large bande. Un inconvénient de cette technique d'excitation est la fabrication multicouche requis, ce qui augmente le coût de production.

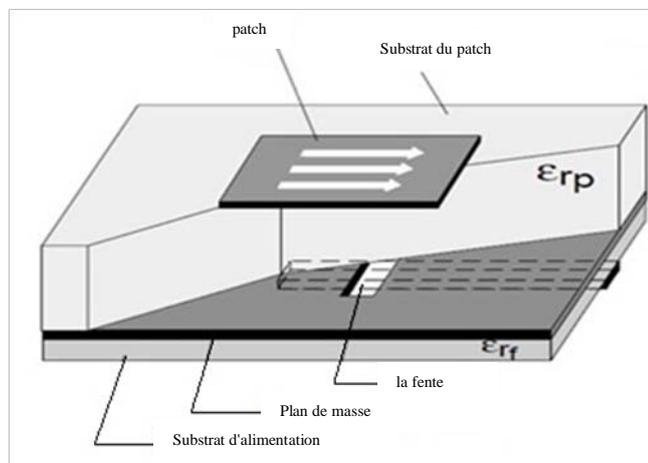


Fig. I. 9 Alimentation à couplage par fente [18]

Le tableau I.1 résume des caractéristiques des techniques d'alimentation citées précédemment [18].

Caractéristiques	Alimentation par ligne Microstrip	Alimentation coaxiale	Alimentation par ouverture	Alimentation couplée par proximité
Parasite de rayonnement d'alimentation	Plus	Plus	Moins	Minimum
Fiabilité	Mieux	Mauvais en raison de la soudure	Bien	Bien
Facilité de fabrication	Facile	Soudage et perçage nécessaires	Alignement requis	Alignement requis
Impédance	Facile	Facile	Facile	Facile
Bande passante	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Tableau I. 1 Résumé des Quatre Technique D'alimentation

Dans la conception d'antenne, le concept le plus important à comprendre est le comportement de l'antenne. Nous avons besoin de savoir, quel paramètre il faut viser pour modifier les performances de l'antenne, et comment nous devons changer un paramètre spécifique pour obtenir les performances requises.

6. Circuit équivalent et règles de la conception

Etant donné que l'antenne à couplage par fente est une structure électromagnétique très complexe, il est quasiment impossible de répondre aux questions posées. Mais, pour certains des paramètres de conception des explications simples peuvent être donnée quant à leur influence approximative sur la performance de l'antenne.

Pour une meilleure compréhension, un circuit équivalent pour une antenne patch microruban à couplage par fente couplé qui a été dérivée par ALLAN OSTERGAARD et ses collègues [12]. Ce modèle donne quelques instructions de base nécessaire pour la compréhension de la structure.

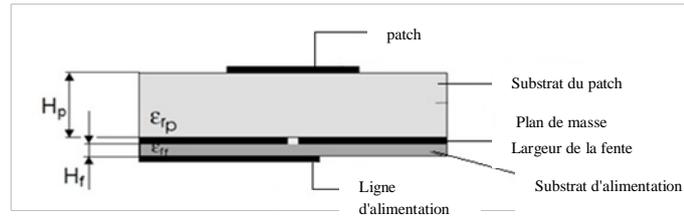


Fig. I. 10 Géométrie de l'antenne microruban à couplage par fente - Vue de côté [22]

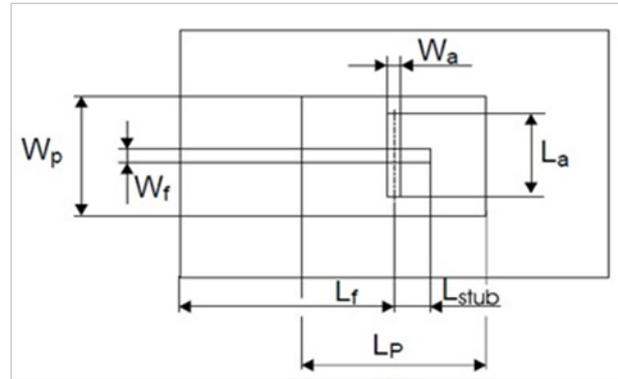


Fig. I. 11 Géométrie de l'antenne microruban à couplage par fente -Top vue- [22]

6.1. Circuit équivalent

Pour développer une topologie de base pour le circuit équivalent, examinons la structure des figures (I.4) et (I.5).

À partir de l'entrée de l'antenne, nous examinons d'abord la ligne d'alimentation microruban. Loin de l'ouverture, la ligne d'alimentation est bien modélisée par une ligne de transmission avec une impédance caractéristique de Z_0 . L'une des extrémités du port d'entrée de l'antenne est connecté; l'autre extrémité est laissée ouverte. A noter que la ligne d'alimentation ne se termine pas exactement au-dessous de l'ouverture. Au lieu de cela, il est prolongé par la longueur de stub L_{stub} (Figure (I.11)). Dans ce qui suit, nous allons voir que la longueur de talon a une influence remarquable sur l'impédance d'entrée de l'antenne.

À première vue, nous considérons que le couplage entre la ligne d'alimentation et la fente en trois ports général et la fente elle-même comme deux ports général. comme illustré dans la figure (I.12), où le patch est enfin considéré comme un seul port général.

Pour mieux comprendre la nature du couplage entre la ligne d'alimentation et l'ouverture, on fait ceci en tenant compte de la diffusion de l'ouverture. La figure (I.13) montre que le champ électrique est essentiellement dirigé à travers la fente elle-même. Par conséquent, la diffusion de l'ouverture est anti-symétrique. A partir de ceci, nous concluons que l'accouplement de l'ouverture peut être modélisé par une connexion en série.

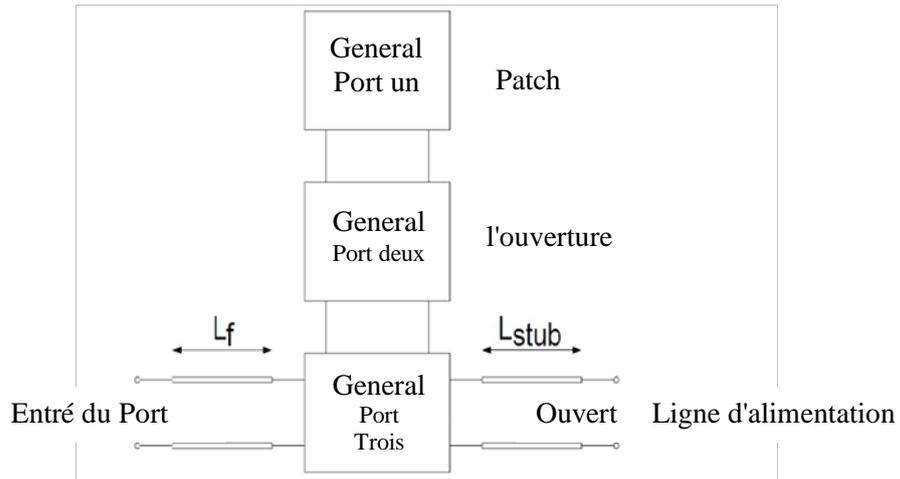


Fig. I. 12 Modèle de réseau général d'une antenne à microruban à couplage par fente [22]

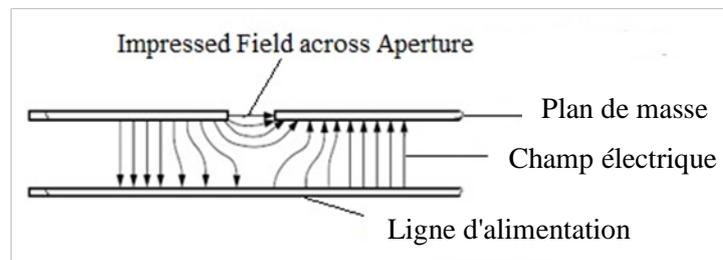


Fig. I. 13 Dispersion de l'ouverture [22]

L'ouverture elle-même peut être considérée comme un circuit résonnant parallèle avec une inductance L_{ap} et une capacité, C_{ap} . Ceci est dû au comportement de résonance d'une ouverture en demi-longueur d'onde. Mais lorsque l'ouverture est plus petit - et cela est le cas habituel, - il se comporte comme une induction.

Enfin, examinons le patch: Comme déjà mentionné, il peut être considéré comme une ligne de transmission à extrémité ouverte. Pour tenir compte du champ aux bords de chaque extrémité ouverte, le condensateur C_{fring} et la résistance R_{rad} sont liés. Les résistances modélisent le rayonnement du patch. Au lieu de modéliser le patch avec une ligne de transmission, il peut également être considéré comme un circuit en série.

L'impédance caractéristique de la ligne de transmission qui modélise ($Z(0, p)$) est différent de $Z(0, f)$. Un transformateur de rapport de transformation N est inséré entre la ligne de transmission et la fente afin de ramener l'impédance de la fente au niveau de la ligne de transmission.

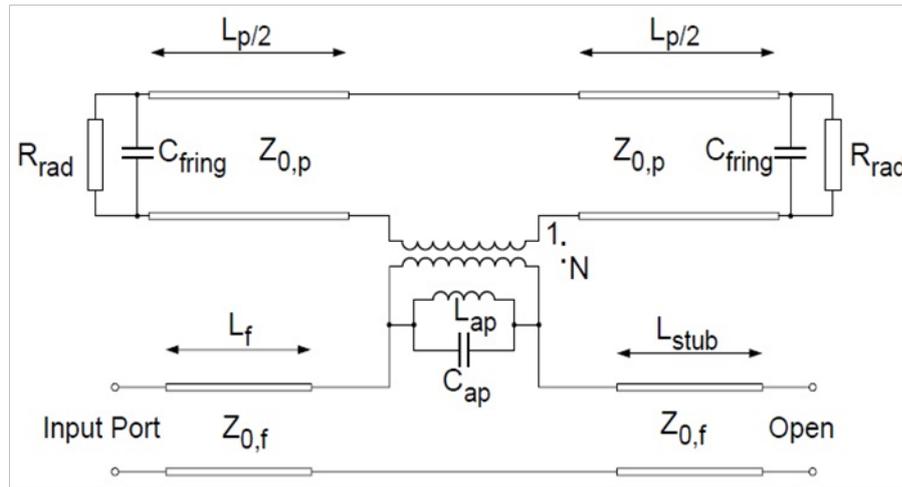


Fig. I. 14 Circuit équivalent d'une antenne microruban à couplage par fente [22]

Dans les paragraphes qui suivent, nous allons discuter de l'influence de certains paramètres sur le comportement d'une telle antenne. Comme précédemment, nous avons parlé des paramètres du substrat, de sorte que dans ce qui suit, nous supposons que le choix du substrat a été fait, de sorte que ses paramètres sont fixés.

6.2. Fréquence de résonance

La fréquence de résonance de la plaque à orifice couplé est principalement contrôlée par la permittivité relative du substrat de patch et la longueur du patch. Alors que l'équation (2-1) représente le champ aux bords, elle ne tient pas compte de toute autre influence en raison de la structure. Mais à partir du circuit équivalent, vous pouvez voir que l'ouverture a une influence sur la fréquence de résonance de l'antenne.

Comme mentionné plus haut, l'ouverture se comporte généralement comme une inductance et donc la fréquence de résonance est décalée vers le bas.

L'inductance de l'ouverture augmente avec l'augmentation des dimensions de la fente (la longueur d'ouverture L_a et la largeur d'ouverture W_a). par conséquent le décalage de la fréquence est considérable, avec l'accroissement des dimensions de la fente.

Un autre paramètre qui a une assez faible impact sur la fréquence de résonance est la largeur du patch W_p . La fréquence de résonance augmente légèrement avec la largeur du patch.

6.3. Couplage

Le couplage entre la ligne d'alimentation et le patch s'est avéré un paramètre de performance plus restrictif que l'adaptation d'impédance. Ainsi, il est essentiel de traiter cette notion de couplage.

Dans la littérature, il n'y a pas de définition quantitative claire du couplage, cependant; certains ont conseillé d'utiliser le diagramme de Smith. D'après [23], un lieu typique de

l'impédance d'entrée d'une antenne à couplage par ouverture apparié ressemble à une pente qui coupe l'axe des abscisses à proximité du point correspondant. Il suffit de régler l'antenne, par exemple en modifiant la longueur du patch, à la fréquence de résonance appropriée.

Deux paramètres ayant une forte influence sur le couplage sont la longueur de la fente L_S et la largeur de la fente W_S . Le couplage augmente avec la zone de fente. Le couplage sera simultanément diminuer jusqu'à ce que le patch et la ligne d'alimentation sont entièrement découplées. La fente ne peut pas être trop longue, car elle peut résonner. Ceci est un état hautement indésirable - même si, on note une augmentation de la bande passante (en raison de la deuxième résonance) - car il augmente fortement le rayonnement de retour.

Un autre paramètre de conception qui a un effet assez fort sur le facteur de couplage est la longueur du STUB L_{stub} . Lorsque tous les autres paramètres de la conception sont maintenus constants, d'une longueur du STUB spécifique conduit au facteur de couplage maximal. Mais, comment pouvons-nous trouver facilement ce maximum?

Dans la littérature [21], nous constatons que le mécanisme de couplage dominant pour une centrée (sur l'ouverture) patch est l'effet de couplage de dipôle magnétique - mais avec l'hypothèse d'une ligne d'alimentation infiniment longue. Dans beaucoup d'autres publications (voir par exemple [24] et [25]), vous trouverez qu'une longueur du STUB d'environ un quart de longueur d'onde est appropriée pour correspondre à l'antenne. Cependant, cette longueur du STUB ne donne pas un facteur de couplage optimal. Le couplage maximal peut être obtenu avec une longueur du STUB inférieure à celle d'un quart d'onde.

Pour trouver cette longueur du STUB, il est utile d'observer la répartition actuelle sur la ligne d'alimentation en dessous du patch. Ensuite, nous devons trouver la plus petite longueur du STUB qui permet, à la fréquence de résonance au courant dans le voisinage de la fente de rester au maximum, parce que le courant maximum signifie un couplage magnétique maximum du dipôle.

Enfin, le plus grand facteur de couplage peut être obtenu, lorsque le patch est centré sur l'ouverture.

Un dernier paramètre qui influence le couplage est la largeur du patch. Le facteur de couplage peut être réduite légèrement, lorsque la largeur du patch est augmentée.

Des exemples de résultats quantitatifs des recherches sur l'influence des paramètres discutés peuvent être trouvés dans [21], [25-27].

7. Théorie de base du redresseur

De nos jours, les sources de récupération d'énergie sont nombreuses et des systèmes plus compliqués continuent d'être introduits. Les méthodes de récolte d'énergie traditionnelles comprennent l'énergie solaire, thermique et d'autres partagent la limitation commune d'être tributaire de sources bien au-delà de leur contrôle [21]. Solaire a besoin de lumière, et thermique exige le flux de chaleur. Toutefois; la quantité considérable d'énergie qui peut être récolté d'eux, leurs inconvénients cités auparavant les rendent des solutions imparfaites. En parallèle à ces sources, une solution d'alimentation sans fil basée sur la récolte de radio fréquence (RF) de l'énergie surmonte ce manque de contrôle parce que le pouvoir peut être reconstituer à chaque fois que l'on souhaite.

Récemment, avec le développement de la technologie; Le domaine de télécommunication exploite des milliards d'émetteurs radio dans le monde. ces dispositifs d'émission drainent une énorme quantité d'énergie RF qui se propage dans l'espace. La capacité de récolter l'énergie RF, de la température ambiante et / ou sources données, permet le chargement en continu des dispositifs à faible puissance et il peut être l'avenir pour eux.

Une antenne simple, peut être un bon collecteur d'énergie. Mais, comme une partie importante de cette énergie est sous forme d'onde RF, alors l'antenne simple reste inutile pour le chargement des dispositifs à faible puissance. Dans ce cas, la nécessité de rectification est essentiel. Un simple redresseur est essentiellement constitué d'une diode de redressement pour satisfaire cette contrainte.

Dans ce chapitre, nous avons essayé d'aborder certains paramètres relatifs à la théorie du redressement, car c'est la phase finale pour compléter l'antenne redresseuse.

7.1. Redresseur micro-onde et Redressement

Le Redressement micro onde a été utilisé de façon prédominante et discuté dans le cadre de RECTENNAS à micro-ondes (antennes redresseuses). Rectennas et redresseurs ont une grande variété d'applications, dans ces cas, le rendement élevé de conversion RF-DC est une préoccupation majeure. Typiquement, le redresseur peut être optimisé indépendamment de l'antenne ou du convertisseur en tant que composant indépendant du circuit.

Le principe de redressement, ou la conversion AC-DC, est maîtrisé depuis longtemps pour un fonctionnement à basse fréquence. Une diode série simple, peut-être la forme la plus simple de celui-ci; il passe une moitié du cycle courant alternatif à un circuit RC où la teneur variant dans le temps est filtrée de sorte que seule la composante de courant continu apparaît aux bornes de la charge. Un tel redresseur demi-onde est limitée à 50% de conversion de

courant alternatif-continu pour une diode idéale. Un redresseur pleine onde peut être considéré comme un parfait pour ce niveau de fréquence, en raison de la possibilité de récolter la puissance presque complète de l'onde.

À des fréquences micro-ondes, le circuit redresseur doit être considéré comme un circuit oscillant, qui contient un élément non linéaire (à savoir la diode) qui emprisonne les modes de la fréquence fondamentale et ses harmoniques. Si le circuit est adapté à chaque fréquence, le redresseur agit comme un redresseur d'onde complète (même si une seule diode est utilisée).

La puissance RF étalé à l'air est légèrement faible (quelques mW); à cause de cela, l'approche complète de redresseur d'onde ne sera pas efficace. Donc, un autre modèle devrait être pris en considération [28], [29]. Une efficacité RF-DC haute est le but de toute conception de redresseur, pour atteindre cela, certaines conditions doivent être remplies:

- Faible réflexions à la fréquence fondamentale, maximiser le transfert de puissance à la diode;
- Terminaisons harmoniques réducteurs de tension et de chevauchement actuel;
- La charge DC maximise la puissance DC (0 ordre harmonique).

7.1.1. Rendement

La définition du principale du rendement relie la puissance d'entrée totale à la puissance de sortie en courant continu totale délivrée à une charge, R_L .

$$\eta_r = \frac{P_{dc(out)}}{P_{rf(in)}} = \frac{V_{dc}^2 / R_L}{P_{rf(in)}} \quad (I.8)$$

Dans toute conception de redresseur donné, le but à atteindre est un rendement élevé; 100% est la situation idéale; Malheureusement, une partie de la puissance disponible est perdue. Les principales sources de pertes sont les suivantes:

I^2/R Dissipation dans la diode: ce paramètre dépend principalement de la diode elle-même; sur ses paramètres intrinsèques. la diode doit être soigneusement choisi puisque elle est le composant principal du redresseur, compte tenu de faible barrière de potentiel des diodes Schottky, elles sont couramment utilisées dans les applications micro-onde de récupération d'énergie [23].

La puissance réfléchi au fondamental: cela est principalement dû à la désadaptation d'impédance. Après le choix de la diode, plus d'attention devrait être accordée à ce paramètre. un circuit d'adaptation permet un transfert d'énergie important à la diode; résultant aussi d'un rendement considérable.

La diode comme d'autre composants électronique génère des harmoniques qui conduisent à une perte de puissance. Ces harmoniques ont pris une partie de la puissance générée. Un nouveau redresseur conçu afin de résoudre ce problème, ce qui conduit à un meilleur rendement.

7.2. Topologies

Le circuit redresseur est principalement basé sur un ou plusieurs composants non linéaire (diodes en général), et en fonction de sa position dans le circuit, nous pouvons définir plusieurs topologies, ou les plus élémentaires sont décrites par la suite. [04] [05].

7.2.1. Diode montée en série

La structure de base d'une diode montés en série est illustré ci-dessous. Comme cette structure est dédiée à des niveaux de faible puissance (inférieure à 0 dBm), des capacités de traitement de puissance peuvent être échangés pour une sensibilité élevée.

Les circuits RECTENNA ont un comportement fortement non linéaire principalement en raison du processus de redressement de diode. Il est peu pratique de concevoir des sous-parties de façon indépendante, car ils interagissent fortement avec l'autre. La charge du filtre d'entrée dépend de la diode et le filtre de sortie à l'extrémité de la diode. Pour cette raison, une technique d'optimisation globale du circuit doit être utilisé pour le dimensionnement des composants passifs des éléments filtrants. Ces optimisations peuvent être faites avec le logiciel ADS.

L'avantage de cette topologie est principalement liée à sa mise en œuvre et la conception. Il est plus adapté pour les lignes microruban. En outre, la caractérisation et la modélisation de la diode en série son plus simple que c'elle en parallèle.

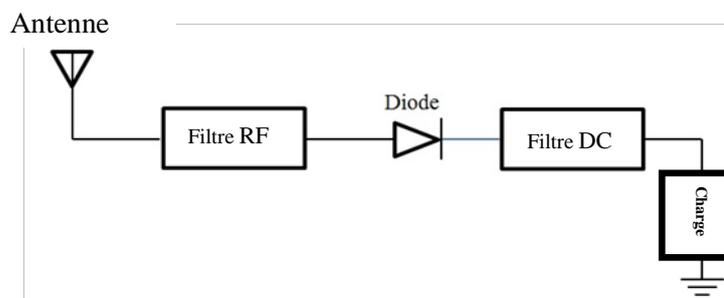


Fig. I. 15 Diode montée en série

La figure (I.15) présente une diode série unique monté avec la charge. Cette configuration est à la tête d'un redressement demi-onde. Pour une première vue, cette

configuration est limitée à 50% de rendement; cependant, certains nouveaux modèles montrent que nous pouvons obtenir plus que cela en particulier pour les niveaux de puissance élevés.

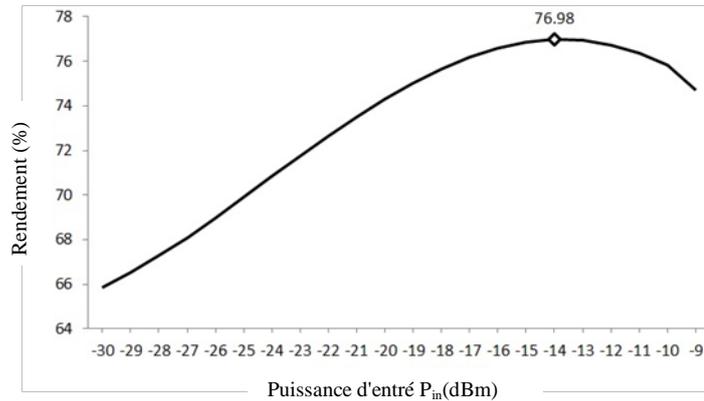


Fig. I. 16 Rendement (%) en fonction de puissance d'entrée (dBm)

La figure (I.16) présente le rendement (%) en fonction de puissance d'entrée (dBm) dans le cas d'une diode montée en série. Un rendement élevé, passant de plus de 50%, a été obtenu alors que nous travaillons à des niveaux de faible puissance.

7.2.2. Diode monté Shunt

La diode est monté shunt comme illustré en figure I.17. Par rapport à une diode monté en série, cette structure a un rendement plus faible pour les faibles niveaux de puissance.

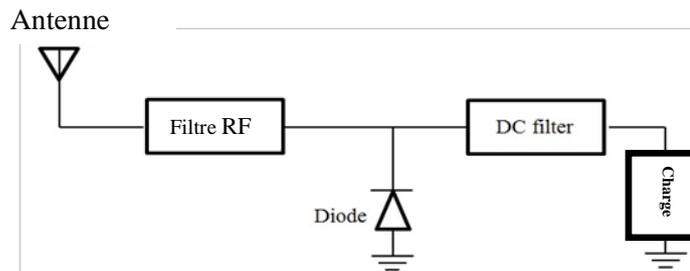


Fig. I. 17 Diode montée shunt

Comme la diode montée en série, cette topologie est également destinée à des niveaux de puissance faible, et elle présente le même inconvénient, qui est une tension de sortie faible.

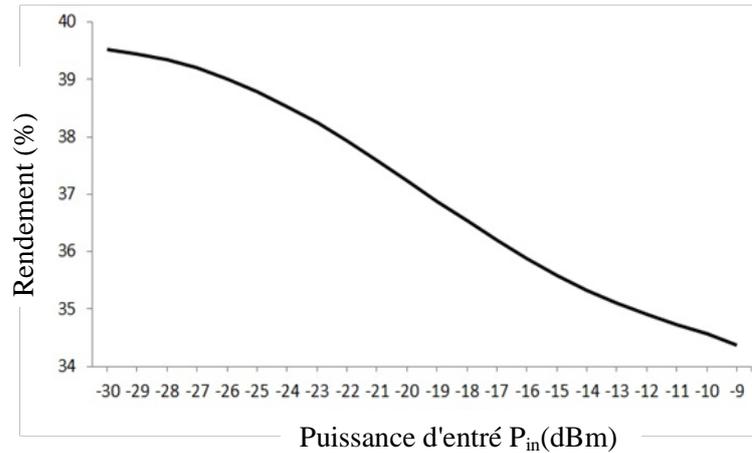


Fig. I. 18 Rendement (%) en fonction de puissance d'entrée (dBm)

La figure (I.18) montre le rendement en fonction de la puissance d'entrée pour une diode montée shunt. Comparée à la diode monté en série, cette topologie donne une diminution du rendement.

7.2.3. Doubleur de tension.

Dans cette topologie, nous utilisons les deux montages précédemment cités. Le doubleur de tension comprend deux diodes comme illustré en figure I.19. Dans cette topologie, lors du fonctionnement continu, les deux diodes sont en série avec la charge; la tension de sortie peut donc être doublée.

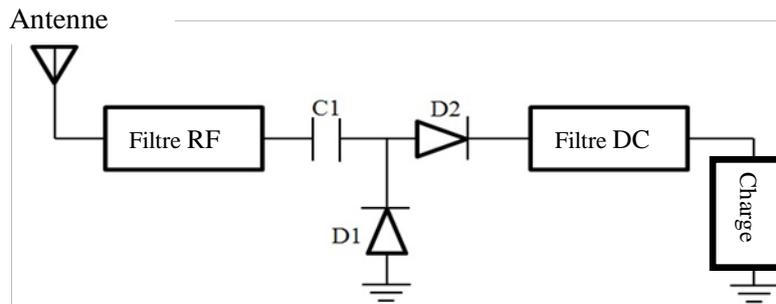


Fig. I. 19 Redresseur Doubleur De Tension.

En comparaison avec les topologies mentionnées précédemment, celle-ci a un faible rendement, mais avec l'avantage d'une sortie de tension double.

- Le doubleur de tension et les redresseurs à diodes individuelles sont largement utilisés dans les applications de faible niveaux de puissance.

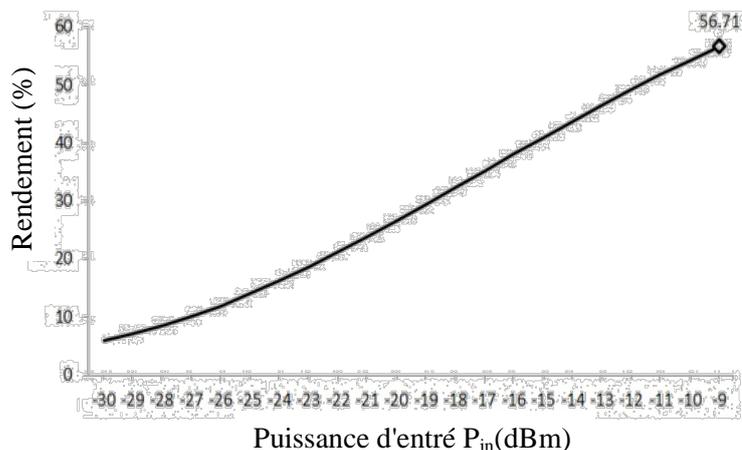


Fig. I. 20 Rendement (%) en fonction de puissance d'entrée (dBm)

La Figure (I.20) montre le rendement en fonction de la puissance d'entrée du redresseur doubleur de tension. Un niveau d'entrée de puissance faible, cette topologie offre un rendement plus faible, comparé à ceux cités précédemment.

7.2.4. Redresseur à Pont de diode

Le redresseur à pont de diode est largement utilisé en basse fréquence conversion AC-DC. Sa structure est présentée ci-dessous.

Le redresseur pont à diode modifié l'onde, où les deux alternances positive et négative doivent dépasser les deux tensions de seuil des diodes. Ceci est la raison pour laquelle cette structure ne soit pas adaptée aux faibles niveaux de puissance. Elle présente cependant l'avantage d'être utilisé en grande puissance.

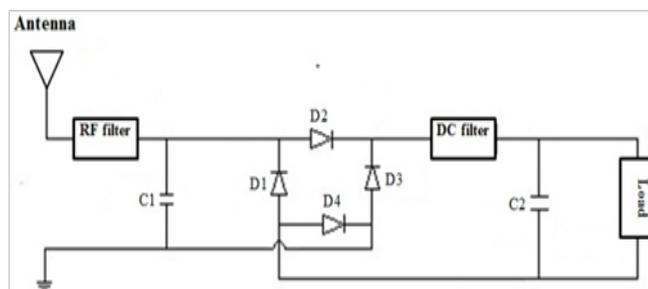


Fig. I. 21 Redresseur à Pont de Diode

Dans les collecteurs de l'énergie ambiante, cette topologie n'est pas adoptée, cela est dû à sa faible sensibilité pour les faibles puissances. Mais il donne de bons résultats dans des applications de haut niveau de puissance, tels que la transmission de puissance.

7.3. Symbole de mérite

Auparavant, nous avons cité les topologies redresseurs communs; les trois premiers montrent une meilleure performance dans les niveaux de faible puissance, et ils sont les plus utilisés dans cette gamme de puissance. Comme première vue, la diode montée en série peut

être choisie pour notre application car elle a donné de meilleurs résultats en matière de rendement comparée aux autres. Cependant, le rendement n'est pas le seul paramètre qui doit être pris en considération pour faire un choix. Un autre paramètre qui est largement pris en considération dans de tels choix est le facteur de mérite.

Figure de mérite est un paramètre très utile pour le choix final d'une topologie donnée. Il est le produit normalisé du redresseur de tension de sortie par son rendement de conversion. La figure ci-dessous montre le facteur de mérite par rapport à la puissance d'entrée pour les trois topologies.

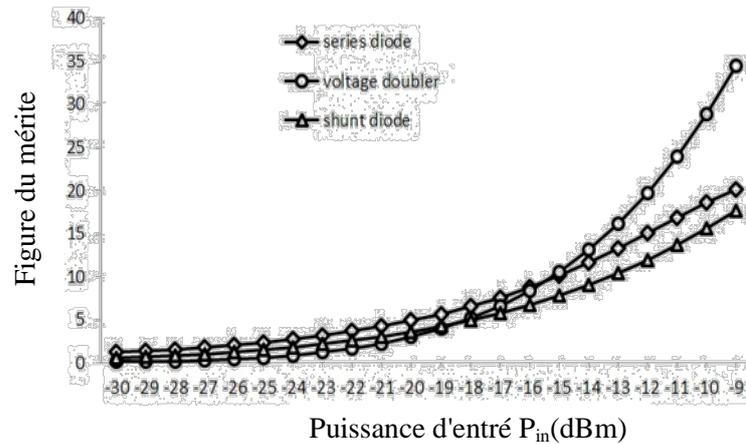


Fig. I. 22 Figure de mérite en fonction de la puissance d'entrée pour trois structures des Redresseurs

De la figure (I.22), nous notons que parmi les structures des redresseurs, dédiés à des niveaux bas de puissance d'entrée, cités auparavant ; le doubleur de tension présente le meilleur compromis entre la tension de sortie et le rendement de conversion dans la gamme de [-15 dBm à -9 dBm];

Dans les paragraphes qui suivent, nous allons donner le fonctionnement du redresseur doubleur de tension, avec plus de détails.

7.4. Redresseur doubleur de tension

souvent dans la littérature, l'effet de charge d'un condensateur est le moyen couramment utilisé pour augmenter la tension de sortie d'un redresseur. Un type simple de celui-ci est le doubleur de tension, celle qui est utilisée dans cette conception. Comment cela fonctionne? Se sera l'objectif des prochains paragraphes. La (figure (I.23)) montre la configuration générale d'une telle conception. Deux diodes (D1, D2) sont connectés en série, orientée vers l'avant de sorte qu'un courant doit circuler à partir du potentiel de masse à la borne positive de la tension VCC de sortie. Un condensateur (C1) empêche le courant continu

de circuler entre l'antenne et les diodes, mais stocke une charge et, par conséquent, permettent des courants de haute fréquence à l'écoulement. Un deuxième condensateur (C2) stocke la charge résultante pour lisser la tension de sortie.

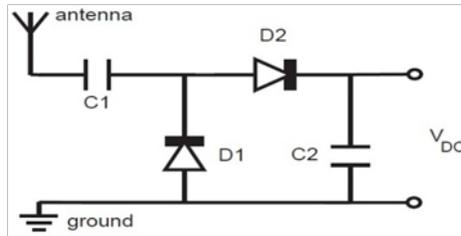


Fig. I. 23 Doubleur de tension

Lorsque le signal RF est en cycle négatif, la première diode (D1) est saturée (figure (I.24)). Le courant circule du nœud de masse à travers la diode, ce qui provoque l'accumulation de la charge sur le condensateur d'entrée (C1).

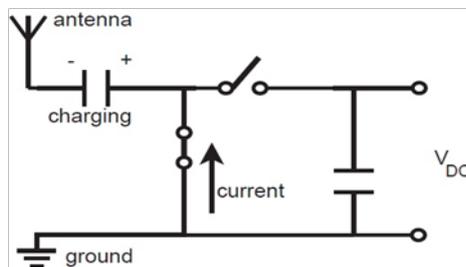


Fig. I. 24 Cycle Négatif

Lorsque l'entrée RF devient positive, la diode (D1) est bloquée et la seconde diode (D2) se sature (figure (I.25)). La charge qui a été recueillie sur le condensateur d'entrée (C1) se déplace à travers la diode de sortie au condensateur de sortie (C2). La tension de crête qui peut être obtenue est calculée en additionnant la tension aux bornes du condensateur d'entrée, la tension RF de crête positif et en soustrayant la tension d'allumage de la diode de sortie. A la limite, lorsque la tension d'allumage peut être ignoré (par exemple, lorsque la tension d'entrée est très grande) ou dans le cas de diodes à polarisation nulle, la tension de sortie double la tension de crête du signal RF.

La tension de sortie réelle dépend de la quantité de courant tirée du condensateur de stockage au cours de chaque cycle, ce qui dépend de la valeur de la résistance R_L de charge.

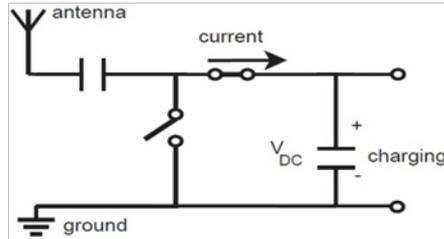


Fig. I. 25 Cycle Positif

Cependant un redresseur doubleur de tension augmente la tension continue récolté, il est probablement pas assez élevé pour couvrir la majorité des circuits intégrés sur le marché. Pour augmenter la tension continue de sortie, nous avons besoin d'étage supplémentaire. Le circuit le plus utilisé est celui de Dickson [06].

8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons entouré les notions de bases relatives au redressement. D'autres notions peuvent être traités comme des classes de redressement; Cependant, nous nous sommes concentrés sur le doubleur de tension, car c'est la structure retenue afin de réaliser la conception.

Le doubleur de tension fournit plus de tension à la sortie comparé aux autres. Ajoutant à cela, il est l'un des redresseurs recommandés à la récolte d'énergie de faible puissance.

Références

- [1] W. C. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 9, pp. 1230–1242, Sep. 1984.
- [2] W. C. Brown, "The history of the development of the rectenna," inproc-space power symp, 1980, pp. 271-280.
- [3] W. C. Brown, "Progress in the Efficiency of Free-Space Microwave Power Transmission *," *J. Microw. Power*, vol. 7, no. 3, pp. 223–230, Jan. 1972.
- [4] Electronic and mechanical improvement of the receiving terminal of a free space microwave power transmission system. Raytheon company wayland, MA, tech. report PT-4964, NASA report no. CR-135194 NASA contract no. NAS 3-19722. Aug. 1977.
- [6] W. C. Brown, et al., "Microwave to dc converter," 1965.
- [7] G. A. Dechamps, "Microstrip microwave antennas", In 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [8] R. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 22, no. 1, pp. 74–78, Jan. 1974.
- [9] D. C. Chang, Special issue [J], *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1981.
- [10] Christopher. J. Booth. The New IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms [B], IEEE Press, Piscataway (New Jersey), fifth edition, 1995.
- [11] C. Martin. Pascual, Hybrid technology for low cost active antenna. In Workshop Proceedings: System Applications of Integrated Antennas [C], 25th European Microwave Conference, pp. 132- 136, Bologna. Italy. Sep. 1995.
- [12] J. Constantine. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design* [B], John Wiley & Sons Inc, 2nd edition, 1997.
- [13] D.M. Pozar, *Microstrip Antennas* [J], *Proc. IEEE*, vol.80, No.1, Jan. 1992.
- [14] Josef. Fuhl, Ernst. Bonek, Andreas. F. Molisch, "Smart antenna schemes for mobile radio applications," Insitut fur Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Technical University Vienna, GuBhausstr. 25/389, Wien, Austria, Jan 1996.
- [15] Jean-Francois. Zurcher, Fred. E. Gardiol. "Broadband Patch Antennas," ArtechHouse Inc., Norwood (Mass.), 1995.
- [16] R. F. Harrington. "Time-harmonic Electromagnetic Fields," McGraw Hill, New York, 1961.

- [17] G. Splitt, “Effiziente Rechenverfahren zur Analyse von komplexen Einzel- und Gruppenantennen in Streifenleitungstechnik.,” PhD thesis, Deutsche Forschungsanstalt für Luft- und Raumfahrt, 1990.
- [18] A. Kuchar, “Aperture-coupled microstrip patch antenna array,” *Tech. Univ. Wien*, 1996.
- [19] Zarreen. Aijaz, al. *International Journal of Engineering Science and Technology [J]* Vol.2(1),pp. 36-39, 2010.
- [20] M. Civerolo, “Aperture Coupled Microstrip Antenna Design and Analysis,” M.S. Thesis. California Polytechnic State University, 2010.
- [21] D. M. Pozar and D. M., “Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline,” *Electron. Lett. (ISSN 0013-5194)*, vol. 21, Jan. 17, 1985, p. 49, 50., vol. 21, p. 49, 1985.
- [22] M. Dich, A. Østergaard, and U. Gothelf, “A network model for the aperture coupled microstrip patch,” *Int. J. Microw. Millimeter-Wave Comput. Eng.*, vol. 3, no. 4, pp. 326–339, Oct. 1993.
- [23] D. Pozar, “A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 34, no. 12, pp. 1439–1446, Dec. 1986.
- [24] P. Sullivan and D. Schaubert, “Analysis of an aperture coupled microstrip antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 34, no. 8, pp. 977–984, Aug. 1986.
- [25] A. Ittipiboon, R. Oostlander, Y. M. M. Antar, and M. Cuhaci, “A modal expansion method of analysis and measurement on aperture-coupled microstrip antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 11, pp. 1567–1574, 1991.
- [26] G. Splitt and M. Davidovitz, “Guidelines for design of electromagnetically coupled microstrip patch antennas on two-layer substrates,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 38, no. 7, pp. 1136–1140, Jul. 1990.
- [27] J. A. Paradiso and T. Starner, “Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics,” *IEEE Pervasive Comput.*, vol. 4, no. 1, pp. 18–27, Jan. 2005.
- [28] L. R. Clare and S. G. Burrow, “Half-wave rectifiers offer advantages for vibration energy harvesters,” *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 24, p. 1623, 2010.
- [29] S. Imai, S. Tamaru, K. Fujimori, M. Sanagi, and S. Nogi, “Efficiency and harmonics generation in microwave to DC conversion circuits of half-wave and full-wave rectifier types,” in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*, 2011, pp. 15–18.

Chapitre II
Théories des Transistors et Réseaux
de Neurones

Partie A: Les Transistors MOSFETs

1. Introduction

Dans ce chapitre, on présente les principaux paramètres propres au transistor MOSFET comme la caractéristique courant-tension et d'autres paramètres importants comme les défauts. Dans la partie suivante (B) les étapes de la modélisation à base des Réseaux de Neurones seront présentées

2. Les Transistors MOSFETs

2.1. Historique

Le transistor MOSFET (TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP) est le dispositif le plus utilisé dans les circuits électriques. Il est le cœur des circuits intégrés comme les mémoires ou les microprocesseurs,... dans le début des années 1930. Le principe du MOSFET a été proposé par Julius Edgar Lilienfeld et Oskar Heil [1] [2], et a été étudié ensuite par William Bradford Shockley et Roger Pearson [3] à la fin des années 1940 aux Bell Labs. En 1960, le premier dispositif qui a utilisé le système Si-SiO₂ par oxydation thermique est réalisé par Joseph R. Ligenza et W.G. Spitzer [4], Martin M. Atalla a proposé. La structure MOSFET basée sur ce système [5] et déclaré par D. Kahng et Martin M Atalla en 1960 [6].

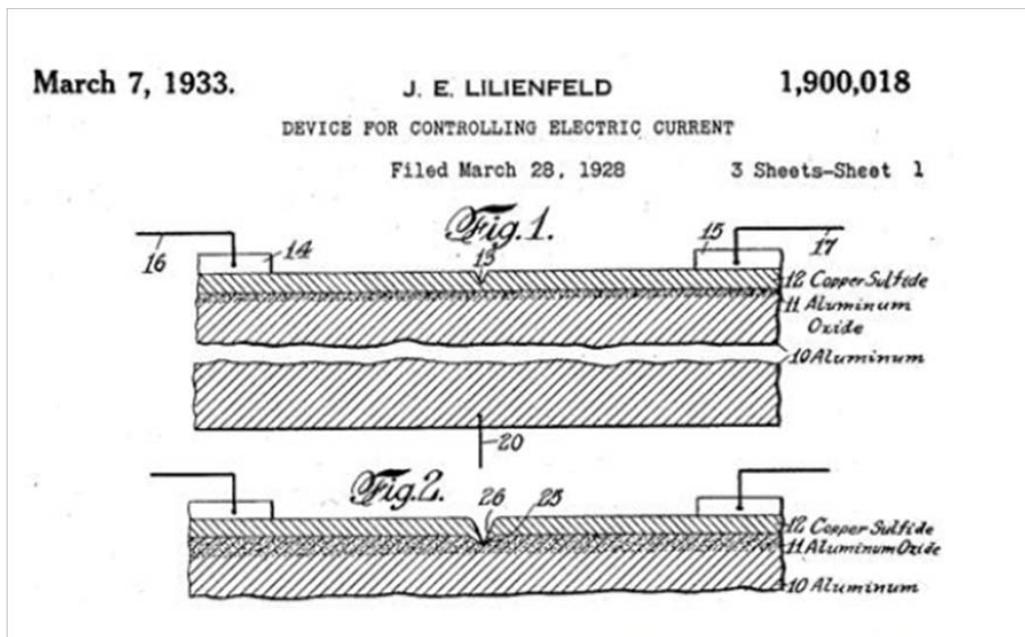


Fig.II. 1 Brevet du transistor MOSFET par J. E. Lilienfeld, 'Dispositif pour le contrôle du courant électrique'[2]

En 1965 le prix nobel de physique est attribué à John Bardeen, Walter Brattain et Shockley Robert, trois chercheurs des laboratoires BELL LABS qui ont démontré le transistor bipolaire expérimentalement à l'aide d'un substrat de germanium en 1947 (Voir le Fig. 1-2 (a)) [7]. Au cours des années cinquante, la technologie des semi-conducteurs a rapidement progressé en termes de procédé de diffusion, de techniques lithographiques ainsi que de méthodes de dépôt. En 1959 Robert Noyce a présenté le premier transistor planaire à Fairchild, alors que, en 1961 le premier circuit intégré utilisant cette technique a vu la lumière [8]. (Fig.II.2(b))

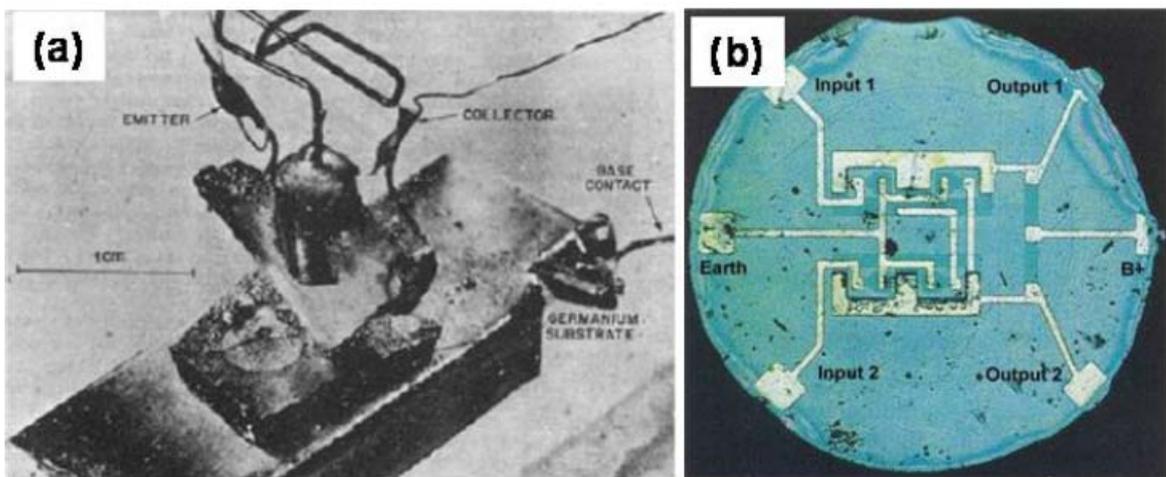


Fig.II. 2 Image du (a) premier transistor bipolaire réalisé dans les laboratoires Bell en 1947 [9] et (b) premier circuit planaire intégré par Fairchild Semiconducteur en 1961 [8]

En 1973, G. Moore, l'un des co-fondateurs d'Intel avait observé que le nombre de transistors intégrés sur une même puce doublait tous les 18 mois. Cette observation l'avait alors conduit à prédire que le nombre de transistors intégrés sur une puce continuerait à doubler tous les 18 mois, jusqu'à ce que les limites physiques soient atteintes. La véracité de sa prédiction durant ces 30 dernières années a été telle que l'on s'y réfère maintenant en tant que « Loi de Moore ». La figure II.3 illustre la validité de cette prévision. Aujourd'hui, des circuits intégrés (IC) comprenant plus d'un milliard de transistors sont produits de façon industrielle.

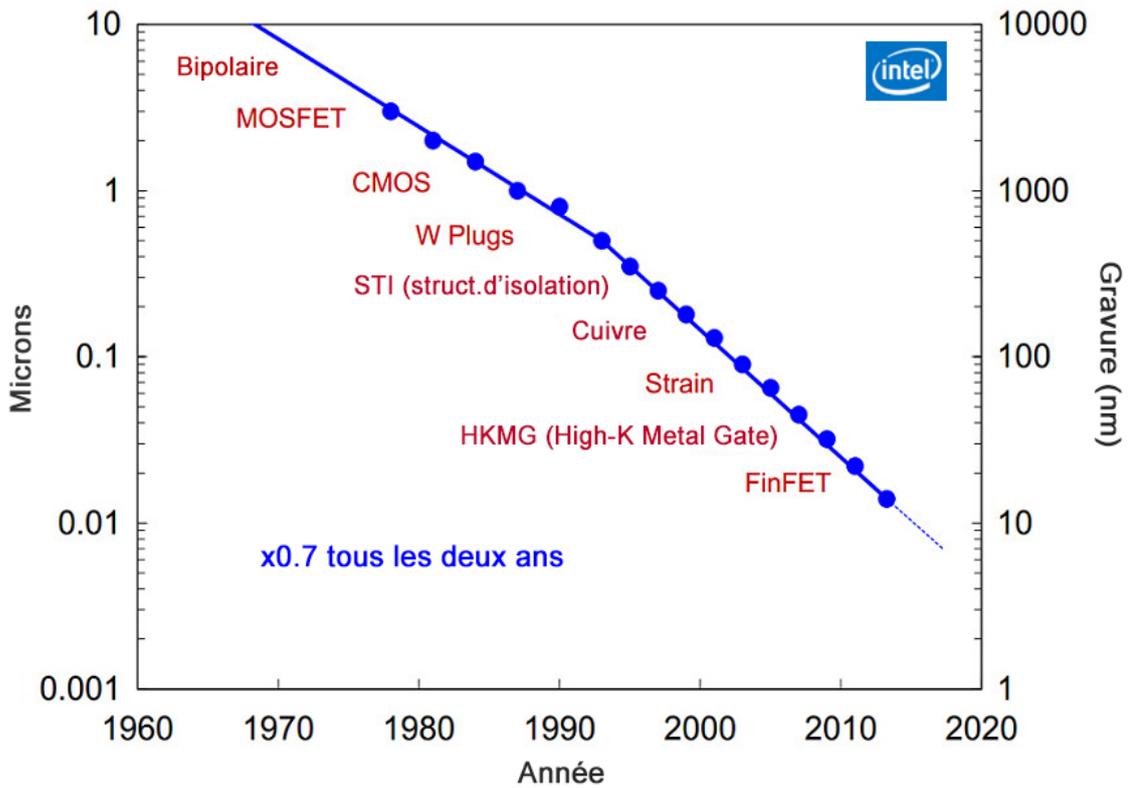


Fig.II. 3 Réduction d'échelle de la technologie CMOS, en accord avec la loi de Moore [10].

2.2 Définitions

Une structure MOS (Métal-Oxyde-Semi-conducteur) est constituée d'un substrat semi-conducteur (monocristal de Silicium) dopé recouvert d'une couche d'oxyde isolante (SiO_2) sur laquelle est déposée une couche métallique appelée "grille" G :

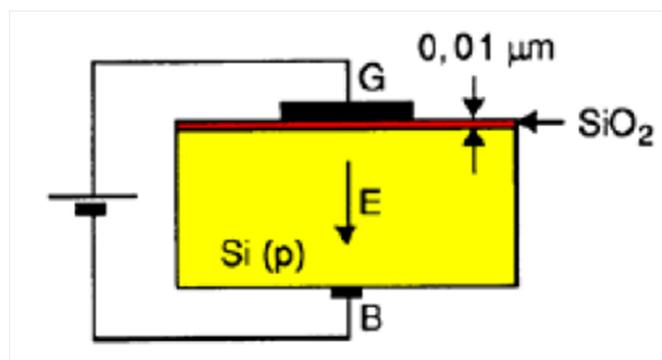


Fig.II. 4 Structure MOS [11]

Ce système est analogue à un condensateur plan et, quand une tension est appliquée entre la grille G et le substrat B, il apparaît une charge sur les deux armatures avec formation d'une zone de charge d'espace. Selon le signe et la grandeur de la tension appliquée entre la grille et le substrat, on peut obtenir différentes situations dans le semi-conducteur : **accumulation** ou **désertion** des porteurs libres à l'interface isolant-semi-conducteur ou encore **inversion**, c'est-à-dire création à cette interface d'une couche de porteurs minoritaires. Par conséquent, en faisant varier la tension appliquée, et donc le champ électrique perpendiculairement au plan des interfaces, on peut fortement modifier la conductivité électrique dans le semi-conducteur, au voisinage de l'interface et parallèlement à ce plan.

Par exemple pour un substrat de type p où les porteurs majoritaires sont les trous, on obtient le Comportement suivant en fonction de la tension V_G appliquée entre la grille et le substrat. [11][12].

- ❖ Si $V_G < 0$: le potentiel négatif de la grille attire les trous, porteurs majoritaires du substrat de type p, près de l'interface isolant-semiconducteur où ils sont ainsi accumulés (régime d'**accumulation**).
- ❖ Si $V_G > 0$: Le potentiel positif de la grille repousse les trous et attire les électrons. La densité des trous près de l'interface diminue, c'est le régime de **déplétion**.
- ❖ Si $V_G \gg 0$: la diminution de la densité de trous au voisinage de l'interface est telle qu'elle devient inférieure à la densité des électrons. Ceux-ci qui étaient minoritaires deviennent majoritaires, et le semi-conducteur devient localement de type n au voisinage de l'interface avec l'isolant. C'est le régime d'**inversion**.

Notes :

- La transition entre le régime d'accumulation et celui de déplétion n'a pas forcément lieu exactement à $V_G = 0$.
- Le potentiel de transition entre le régime de déplétion et le régime d'inversion est un paramètre essentiel de la structure et sera noté V_T .
- La grille était initialement réalisée en aluminium. Actuellement, pour des raisons de fiabilité, en particulier pour les faibles épaisseurs d'oxyde, on réalise la grille en silicium polycristallin fortement dopé et appelé polysilicium [11].

2.3. Le transistor N-MOS

Un transistor MOS est une structure hétérogène, à 3 ou 4 connections, dans laquelle la conductivité dans un "canal" entre deux électrodes (appelées « Source » et « Drain ») est commandée par un champ électrique créé au moyen d'une troisième électrode (appelée Grille).

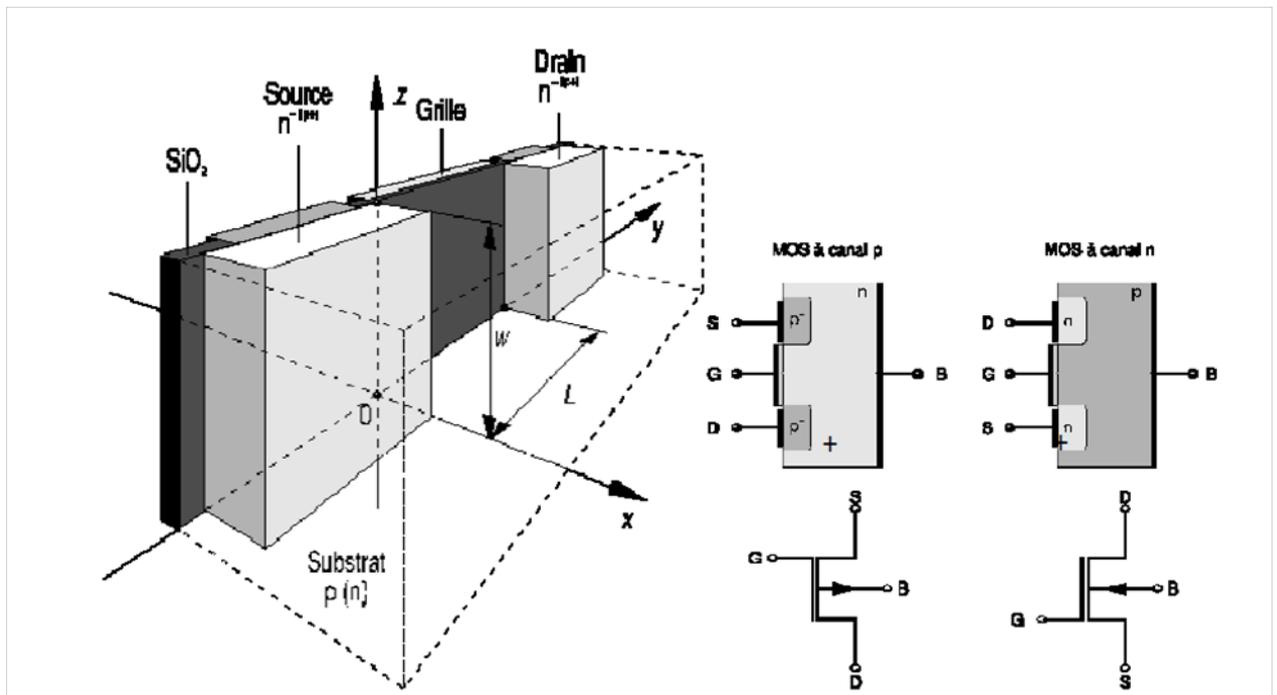


Fig.II. 5 Structure d'un transistor N-MOS [12]

Nous allons dans un premier temps décrire un transistor MOS de type N (N-MOS), constitué d'un substrat de type p à la surface duquel a été formée une structure MOS décrite ci-dessus, encadrée de deux zones de type n+ (fortement dopées) et constituant la Source et le Drain. Le choix d'un fort dopage pour ces zones permet d'avoir un contact métal semi-conducteur de type ohmique pour les fils de connexion. On observera que la structure est géométriquement symétrique par échange de la Source et du Drain, mais on conviendra d'appeler « Source » la région n+ de potentiel le plus bas, et « Drain » la région n+ de potentiel le plus élevé de telle sorte que $V_{DS} \geq 0$ [11].

2.4. Fonctionnement du transistor N-MOS

Examinons le comportement du transistor N-MOS en fonction des tensions appliquées, en prenant comme référence le potentiel de la source V_s , et en supposant que le substrat est soit connecté à la source, soit à un potentiel plus négatif ($V_{BS} \leq 0$).

Nous supposons que le dopage du substrat de type p est tel que pour $V_G = 0$ la structure MOS est en régime d'accumulation. Cette situation est la plus courante, et le N-MOS est alors dit à enrichissement. Nous ne traiterons pas ici des transistors MOS à déplétion qui sont plus rarement utilisés [11-12-13-14].

Lorsque $V_G \leq 0$, la couche de type p proche de l'isolant est en régime d'enrichissement en trous (Porteurs majoritaires), et le trajet Source-Drain est constitué de deux jonctions p – n (diodes) tête bêche. Il est donc non conducteur et l'on dit alors que le transistor est bloqué [11-12-13-14].

Pour $0 \leq V_G < V_T$, où V_T est une tension de seuil (positive pour un N-MOS), et pour V_{DS} nul ou faible, la couche proche de l'isolant passe progressivement en mode de déplétion, le trajet Source-Drain reste bloqué mais se rapproche de la conduction. [11-12-13-14].

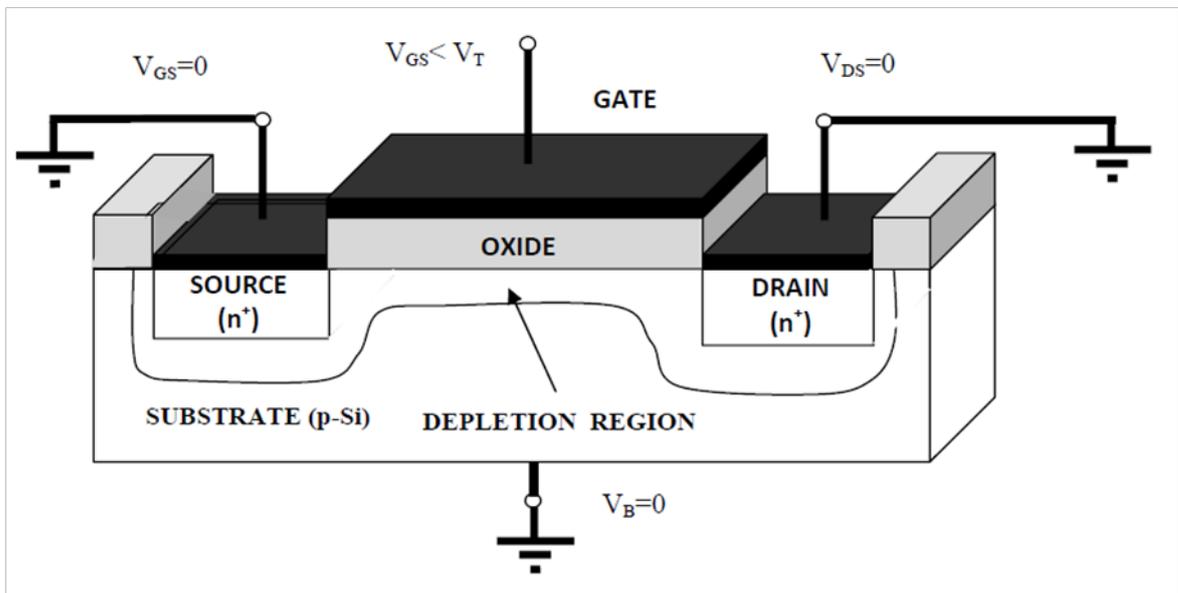


Fig.II. 6 Transistor N-MOS avec une zone de déplétion [14]

Pour $V_G > V_T$ et V_{DS} nul ou faible, la structure MOS est en régime d'inversion, un canal de type n se forme au voisinage de l'interface avec l'isolant et constitue un circuit conducteur entre les deux zones n+. Un courant électronique peut alors circuler de la Source vers le Drain.

Le transistor est alors dit conducteur ou passant. Il faut noter que $I_S = I_D$ puisque la Grille est isolée, et que le substrat est par hypothèse hors circuit. La valeur de ce courant commun à la Source et au Drain dépend des potentiels V_{GS} et V_{DS} .

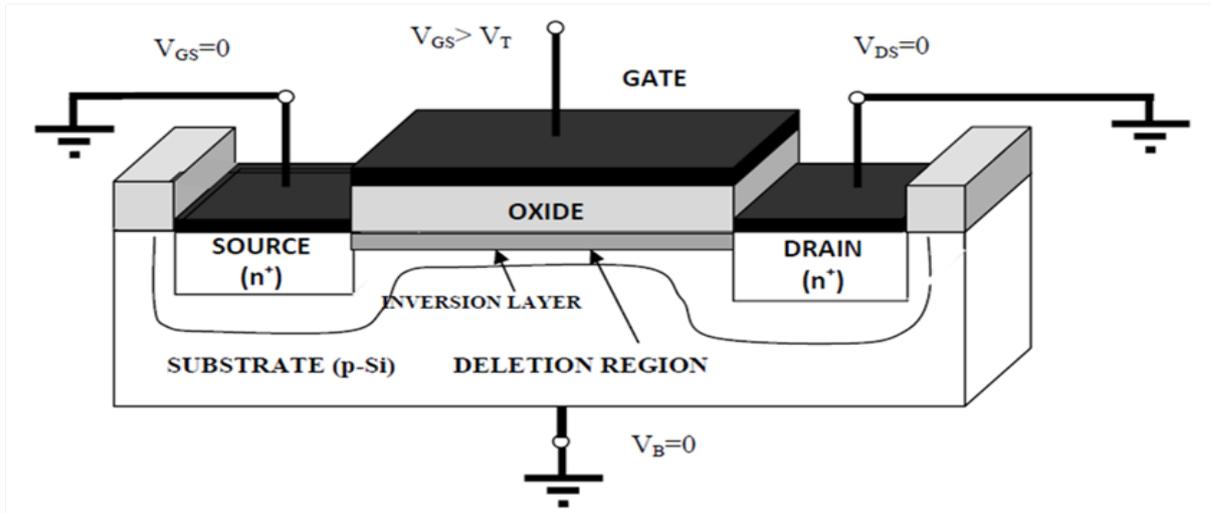


Fig.II. 7 Transistor N-MOS avec un canal d'inversion [14]

Tant que $V_{GS} > V_T$ et $V_{GD} > V_T$ (et donc pour $V_{DS} < V_{GS} - V_T$), le canal s'étend sur toute la longueur entre la Source et le Drain et se comporte comme une résistance ($I_S = I_D \approx V_{DS}/R$) dont la valeur R est indépendante de V_{DS} , mais varie avec la tension de commande V_{GS} . La densité électronique dans le canal augmente lorsque la tension de grille augmente, et donc la conductivité du canal augmente elle aussi. On dit que le transistor est en mode résistif [12-13-14-15].

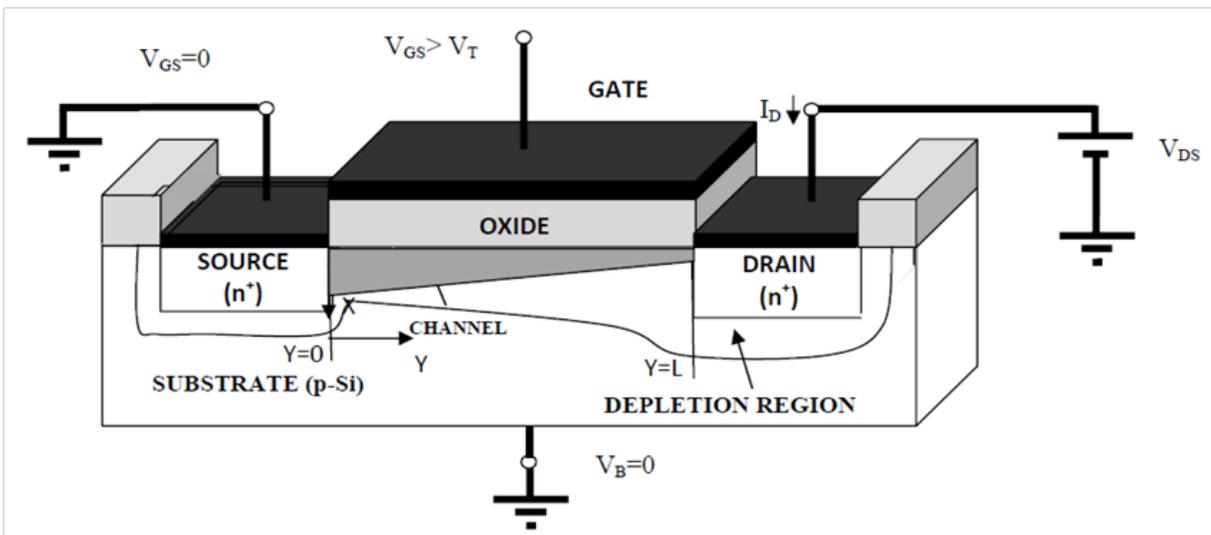


Fig.II. 8 Transistor N-MOS en mode résistif [14]

Fortes valeurs de V_{DS} : on maintient V_G fixé ($V_{GS} > V_T$), et on augmente V_D qui sera proche de V_G . A partir d'un certain potentiel V_{Dsat} appelé tension de pincement, la condition $V_{GD} > V_T$ ne sera plus satisfaite, il n'y aura plus d'inversion de population au voisinage du Drain, et l'épaisseur du canal sera localement réduite à zéro. Au-delà de cette

tension de pincement, le point de pincement se déplace vers la Source de sorte que la tension $V_{D_{sat}}$ apparaît appliquée aux extrémités d'un canal dont la longueur est diminuée ΔL et l'excédent de tension ($V_D - V_{D_{sat}}$) étant chuté dans une zone désertée (diode en inverse de forte résistivité) de longueur ΔL .

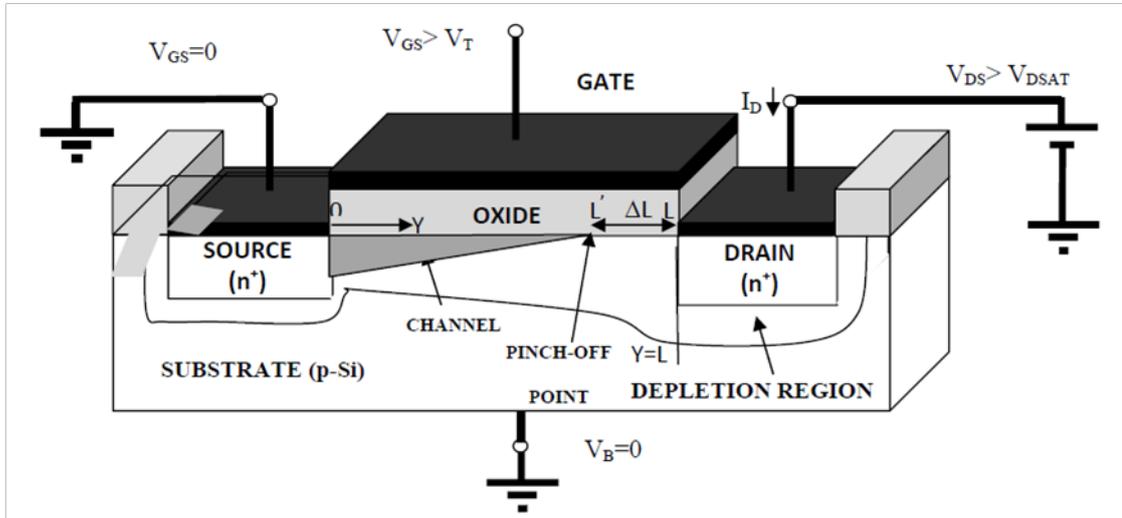


Fig.II. 9 Transistor N-MOS en mode saturé [14]

La présence de cette zone désertée en serie avec le canal conducteur ne diminue pas le courant car les électrons qui parviennent au point de pincement sont aspirés par le fort champ électrique pour être injectés dans le Drain. Dans la mesure $\Delta L \ll L$, le courant I_D est principalement déterminé par la conductivité du canal et la différence de potentiel $V_{D_{sat}}$, et ce courant reste approximativement constant lorsque V_D excède $V_{D_{sat}}$. Le transistor est en mode saturé [11-12-13-14].

2.5. Caractéristiques courant-tension du transistor N-MOS

Comme indiqué précédemment, le transistor MOS est principalement utilisé pour ses propriétés de transconductance (source de courant commandée par une tension) : on s'intéressera donc surtout aux caractéristiques du dipôle Drain-Source et à sa dépendance en fonction de la tension de Grille. La description quantitative du transistor N-MOS peut être plus ou moins précise en fonction de la complexité de la modélisation utilisée, et pour une description, une modélisation simple est suffisante. Elle fournit le courant de Drain $I_D = I_S$ dans les divers modes de fonctionnement que nous venons de voir par les relations suivantes [11-12-13-14] :

a) $V_{GS} < V_T$ **Transistor bloqué** : $I_D = 0$ (II.1)

b) $V_{GS} > V_T$ et $V_{GD} > V_T \Leftrightarrow V_{DS} < V_{GS} - V_T$ **Mode << résistif >>**

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (II.2)$$

c) $V_{GS} > V_T$ et $V_{GD} < V_T \Leftrightarrow V_{DS} > V_{GS} - V_T$ **Mode << saturé >>**

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (II.3)$$

==> La frontière entre le mode résistif et le mode saturé est donnée par la relation :

$$V_{GD} = V_T \Leftrightarrow I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS}^2 \quad (II.4)$$

Où : W et L sont la largeur et la longueur du canal;

μ_n est la mobilité des électrons (porteurs majoritaires du canal n);

C_{ox} est la capacité par unité de surface de la capacité MOS;

$C_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$ où ϵ_{ox} est la permittivité de l'oxyde et t_{ox} son épaisseur.

On définit ainsi les paramètres de transconductance :

$$\begin{aligned} k'_n &= \mu_n C_{ox} \\ k_n &= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \end{aligned} \quad (II.5)$$

Les courbes caractéristiques courant-tension ont ainsi l'allure suivante [12] :

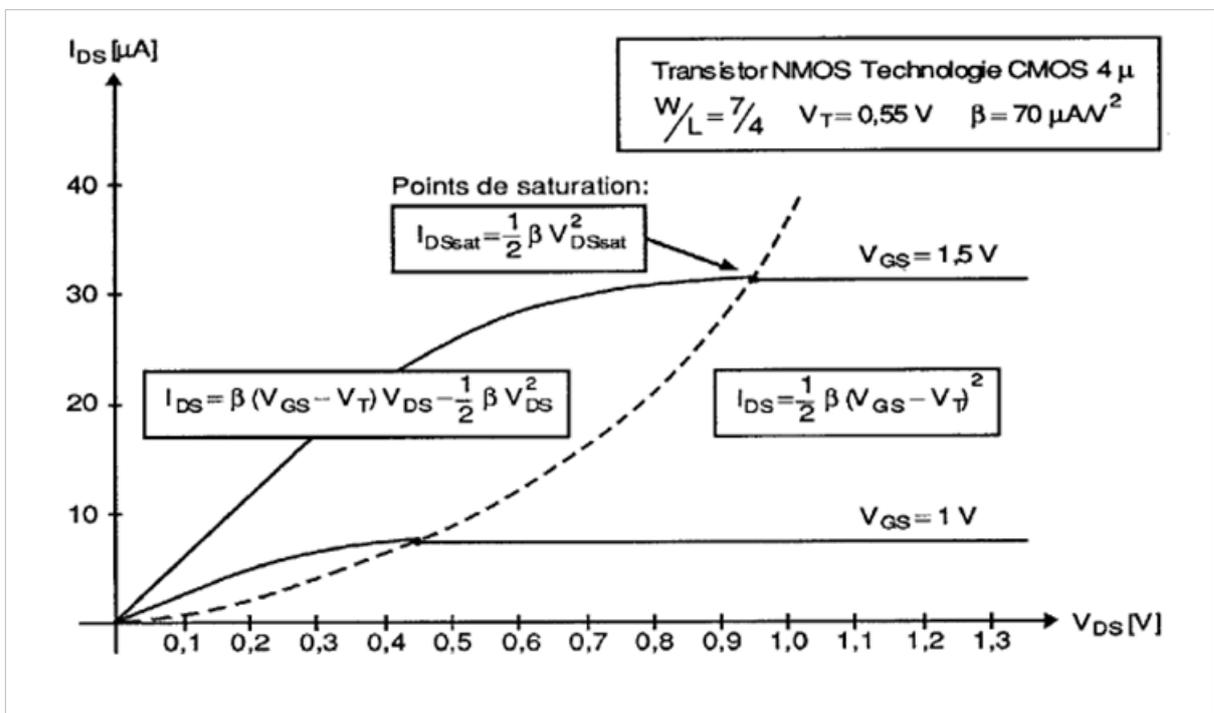


Fig.II. 10 Caractéristique courant-tension d'un transistor N-MOS [12]

2.6. Transistor P-MOS

D'une façon similaire au transistor N-MOS, on peut construire un transistor P-MOS en remplaçant toutes les zones "p" par des zones "n" et vice-versa.

On nommera Source la zone p+ de potentiel le plus élevé, ce qui donnera $V_{DS} \leq 0$. La conduction se fera par un canal de type p où les porteurs majoritaires sont les trous, et le courant de trous ira de la Source au Drain [12].

La **tension de seuil V_T est négative**, la zone intéressante de fonctionnement sera donc pour

$V_{GS} \leq 0$ On obtient également 3 modes de fonctionnement pour le transistor P-MOS :

a) $V_{GS} > V_T$ Transistor bloqué : $I_D = 0$ (II.6)

b) $V_{GS} < V_T$ et $V_{GD} < V_T \Leftrightarrow V_{DS} > V_{GS} - V_T$ **Mode << résistif >>**

$$I_D = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (II.7)$$

c) $V_{GS} < V_T$ et $V_{GD} > V_T \Leftrightarrow V_{DS} < V_{GS} - V_T$ **Mode << saturé >>**

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (II.8)$$

==> La frontière entre le mode résistif et le mode saturé est donnée par la relation :

$$V_{GD} = V_T \Leftrightarrow I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS}^2 \quad (II.9)$$

où : W et L sont la largeur et la longueur du canal;

μ_p est la mobilité des trous (porteurs majoritaires du canal p);

C_{ox} est la capacité par unité de surface de la capacité MOS;

$C_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$ où ϵ_{ox} est la permittivité de l'oxyde et t_{ox} son épaisseur.

On définit ainsi les paramètres de transconductance :

$$\begin{aligned} k'_p &= \mu_p C_{ox} \\ k_p &= \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \end{aligned} \quad (II.10)$$

A cause de la mobilité plus faible des trous, la transconductance des P-MOS est, à géométrie égale, plus faible que celle des N-MOS, ils sont moins bons conducteurs du courant [12].

3. Défauts dans la structure MOS

On appellera défauts les sites électriquement actifs du silicium ou de l'oxyde, pouvant perturber localement les densités de charges ou le champ vu par les porteurs. Sur la Fig. II. 1 on peut distinguer les différents types de défauts qui peuvent apparaître dans la structure MOS. Il faut tenir compte des états d'interface (pièges de charges positives/négatives ou pièges neutres) le plus souvent constitués par des liaisons pendantes Si-Si_3 appelées centre Pb dans la littérature [15][16] ; mais aussi des défauts de l'oxyde (Charges fixes près de l'interface, des ions mobiles dans le volume ou encore pièges de charges) [17].

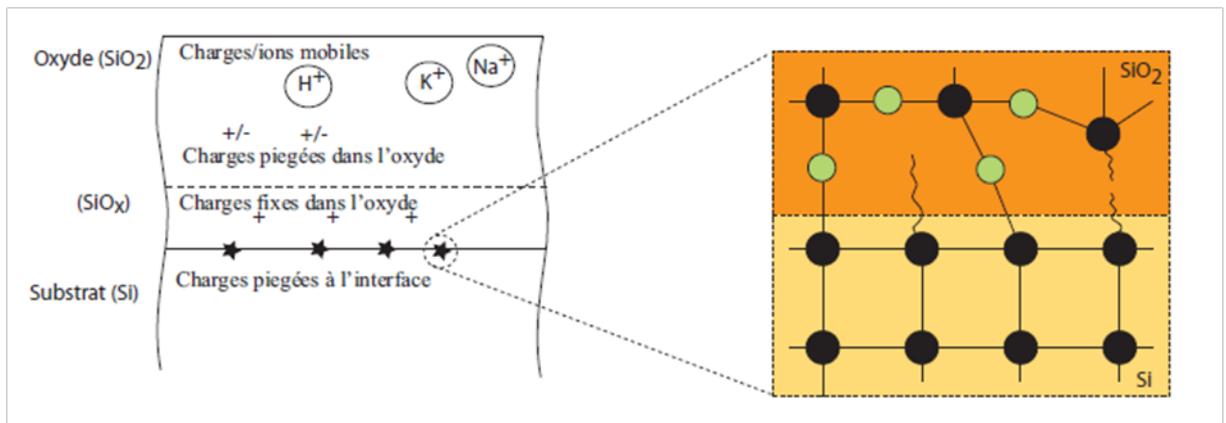


Fig.II. 11 Schéma représentant une structure Métal Oxyde Semi-conducteur avec les différents pièges de charges.

3.1. Défauts d'interface

Les pièges d'interface peuvent apparaître pendant les procédés de fabrication, les défauts sont la conséquence de la croissance thermique de l'oxyde (SiO_2) sur le silicium (Si). Les pièges sont alors matérialisés par une liaison pendante ou une lacune interstitielle due au mauvais alignement de SiO_2 sur Si. Ces défauts d'interface peuvent également être créés par des mécanismes physiques durant le fonctionnement de la structure : impacts de porteurs énergétiques générés dans le volume du silicium, irradiations extérieures, hautes températures... Dans la statistique de Shockley, Read et Hall (SRH) [18], les défauts d'interface sont caractérisés par leur niveau d'énergie et leur section efficace de capture/émission. On note $Q_{it}(\text{C.cm}^{-2})$ la charge piégée sur les défauts d'interface, $N_{it}(\text{cm}^{-2})$ le nombre de charges piégées et $D_{it}(\text{eV}^{-1}.\text{cm}^{-2})$ le nombre de pièges par niveau d'énergie. Ces défauts sont en contact avec la couche d'inversion et peuvent se vider et se remplir suivant la valeur du potentiel de surface. Ils ont une nature amphotère : ils peuvent capturer des électrons ou des trous (vis-à-vis des électrons, les pièges accepteurs sont chargés

négativement si occupés et neutres sinon ; les pièges donneurs sont neutres si occupés et chargés positivement sinon). Il peuvent être mis en évidence et quantifiés par des mesures capacité-tension (CV), par des mesures de pompages de charges à deux ou trois niveaux (CP) [19, 20, 21], ou encore des mesures de type DLTS (“Deep level transient spectroscopy”)[22].

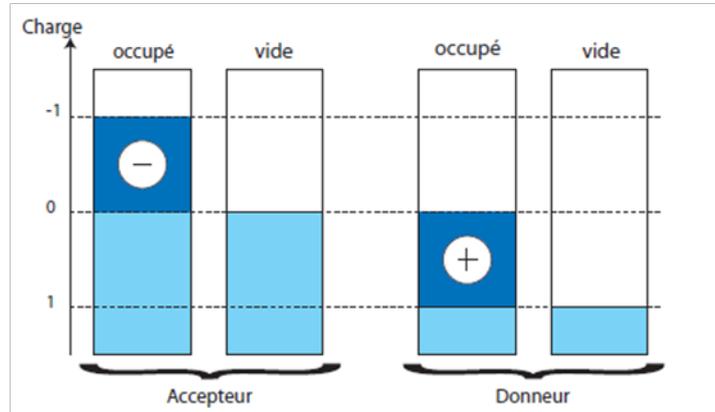


Fig.II. 12 Représentation des pièges suivant leur type vis à vis des électrons.

3.2. Charges mobiles

Les charges mobiles dans l’oxyde sont essentiellement des impuretés ionisées venant de contaminations ioniques telles que N_A^+ , K^+ , L_i^+ , H^+NA . Les métaux lourds et certains ions négatifs peuvent devenir mobiles à haute température $T > 500^\circ C$ On peut caractériser ces charges mobiles par des mesures $C(V)$ à différentes températures, modifiant ainsi leur mobilité et donc leur transport dans l’oxyde. Plusieurs techniques connues permettent de les mettre en évidence : CV (capacitance-voltage [23], TVS (Triangular voltage sweep [24]) La charge mobile et la densité des espèces ionisées sont notés $Q_m(C.cm^{-2})$ et $N_m(cm^{-2})$.

3.3. Charges fixes

Les charges fixes sont généralement positives et ont pour origine les défauts structuraux du SiO_2 induits par le processus d’oxydation du silicium. Elles sont localisées près de l’interface (quelques Å, cela dépend de T_{ox}) mais ne répondent généralement pas aux variations du potentiel de surface. Leur quantité dans l’oxyde ($Q_f(C.cm^{-2})$, $N_f(cm^{-2})$) est liée à l’orientation du silicium et aux paramètres de fabrication (température de croissance et de recuit [25]). Enfin les procédés de fabrication récents pour les oxydes de grille ultra-fins rajoutent une nitruration enfin de durcir l’isolant, cette technique induit des charges positives supplémentaires mais réduit parallèlement la quantité états d’interface [26].

3.4. Charges piégées dans l’oxyde

Ces charges peuvent être positives ou négatives et trouvent leurs origines dans les phénomènes d’ionisation par irradiation (réversible par traitement thermique $T < 500^\circ C$, ou par injection de porteurs plus ou moins énergétiques (mode d’avalanche, injection de porteurs

chauds, courant tunnel). Enfin, pour ce type de charges, on utilise les notations $Q_{ot}(C.cm^{-2})$ et $N_{ot}(cm^{-2})$.

3.5. Conséquences

Les équations établies dans les paragraphes précédents, ne tiennent pas compte de la présence de l'ensemble de ces charges. Dans la mesure où les densités N_m et N_f peuvent être contrôlées par la qualité des méthodes de fabrication, nous ne les incluons pas dans la suite. En revanche N_{it} et $N_{ox} = N_f + N_m + N_{ot} \approx N_{ot}$ sont des paramètres critiques.

La première conséquence est la modification de l'équation de la conservation de la charge:

$$V_{GS} = \varphi_S + \phi_{ms} - \frac{Q_{SC}}{C_{OX}} \quad (II.4)$$

$$(V_{GS} - \varphi_S - \phi_{ms})C_{OX} = -Q_{SC}(\varphi_S) - Q_{it}(\varphi_S) \quad (II.5)$$

N_{it} peut être obtenu par $Q_{it}(\varphi_S) = qN_{it}(\varphi_S)$ et :

$$N_{it}(\varphi_S) = \int_{gap} N_{it}^+(E)(1 - f_S(E, \varphi_S))dE + \int_{gap} N_{it}^-(E)(f_S(E, \varphi_S))dE \quad (II.6)$$

où N_{it}^+ et N_{it}^- sont respectivement les densités de pièges donneurs et accepteurs et f_s la fonction de remplissage de la statistique de Fermi-Dirac.

$$f_S = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_{FS}}{kT}\right)} \quad (II.7)$$

La seconde conséquence est la modification locale de la valeur du champ électrique vertical $F_{OX}(y)$ défini par :

$$F_{OX} = \frac{V_{OX}}{T_{OX}} = \frac{V_{GS} - \varphi_S - \phi_{ms} - Q_{OX}/C_{OX}}{T_{OX}} \quad (II.8)$$

où $Q_{OX} = qN_{ox}(C.cm^{-2})$ la charge correspondante aux pièges présents dans SiO_2 . A travers l'oxyde, tout plan de charges parallèle à l'interface va donc modifier localement le champ.

Clairement, ceci se traduit par une dérive de la tension de bande plate qui s'exprime alors par:

$$V_{FB} = \phi_{ms} - \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} - \frac{qN_{it}}{C_{OX}}(\varphi_S - \phi_F) \quad (II.9)$$

Partie B: Les Réseaux de Neurones

1. Modèle d'un neurone

Les neurones sont considérés comme le support physique de l'intelligence. Ils fascinent puisque comprendre et savoir utiliser l'intelligence permet de réaliser des buts inimaginables, le neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones appartenant à un niveau situé en amont. A chacune des entrées est associé un poids w représentatif de la force de la connexion. Chaque processeur élémentaire est doté d'une sortie unique, qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones appartenant à un niveau situé en aval. A chaque connexion est associée un poids [27]. (figure II.13)

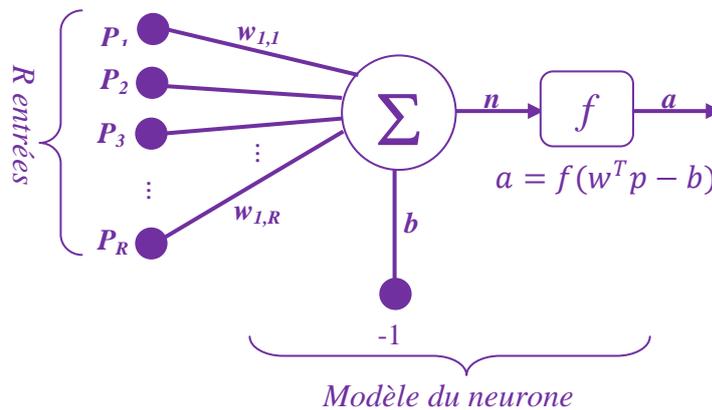


Fig.II. 13 Modèle d'un neurone artificiel

En suivant les notations présentées à la figure précédente, le vecteur $p = [p_1 p_2 \dots p_R]^T$ correspondent aux R entrées du neurone.

le vecteur des poids du neurone représenté par $\omega = w [\omega_{1,1} \ \omega_{1,2} \ \dots \ \omega_{1,R}]^T$

La sortie n de l'intégrateur est donnée par l'équation suivante :

$$n = \sum_{j=1}^R \omega_{1,j} p_j - b = \omega_{1,1} p_1 + \omega_{1,2} p_2 + \dots + \omega_{1,R} p_{1R} - b, \quad (\text{II-10})$$

elle peut aussi être présentée sous forme matricielle :

$$n = W^T p - b \quad (\text{II-11})$$

Cette sortie correspond à une somme pondérée des poids et des entrées moins que le biais b du neurone. l'appellation de résultat n de la somme pondérée est le niveau d'activation

du neurone. Le biais b s'appelle aussi le seuil d'activation du neurone. Lorsque le niveau d'activation atteint ou dépasse le seuil b , alors l'argument de f devient positif (ou nul). Sinon, il est négatif.

On peut faire un parallèle entre ce modèle mathématique et certaines informations que l'on connaît (ou que l'on croit connaître) à propos du neurone biologique. Le neurone biologique est une cellule vivante spécialisée dans le traitement des signaux électriques. Les neurones sont reliés entre eux par des liaisons appelées axones. Ces axones vont eux-mêmes jouer un rôle important dans le comportement logique de l'ensemble. Ces axones conduisent les signaux électriques de la sortie d'un neurone vers l'entrée (synapse) d'un autre neurone.

Les neurones font une sommation des signaux reçus en entrée et en fonction du résultat obtenu vont fournir un courant en sortie [27]. (figure II.13)

La structure d'un neurone se compose de trois parties :

- La soma : ou cellule d'activité nerveuse, au centre du neurone.
- L'axone : attaché au soma qui est électriquement actif, ce dernier conduit l'impulsion conduite par le neurone.
- Dendrites : électriquement passives, elles reçoivent les impulsions d'autres neurones.

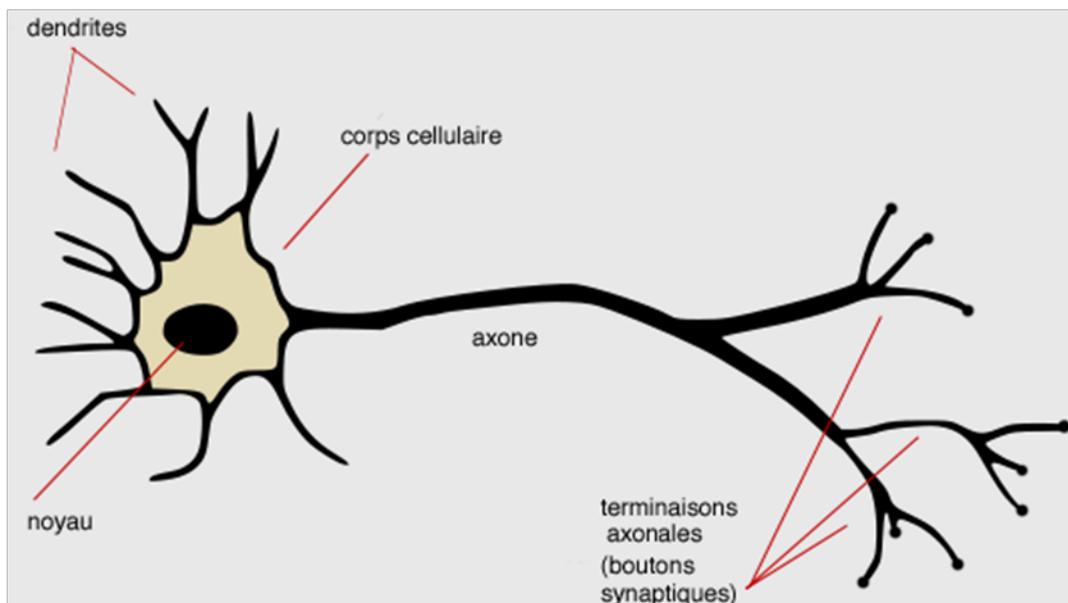


Fig.II. 14 Schéma d'un neurone biologique

Un poids d'un neurone artificiel représente donc l'efficacité d'une connexion synaptique. Un poids négatif vient inhiber une entrée, alors qu'un poids positif vient

l'accentuer. Il importe de retenir que ceci est une grossière approximation d'une véritable synapse qui résulte en fait d'un processus chimique très complexe et dépendant de nombreux facteurs extérieurs encore mal connus. Il faut bien comprendre que notre neurone artificiel est un modèle pragmatique qui, comme nous le verrons plus loin, nous permettra d'accomplir des tâches intéressantes. La vraisemblance biologique de ce modèle ne nous importe peu. Ce qui compte est le résultat que ce modèle nous permettra d'atteindre [28].

Un autre facteur limitatif dans le modèle que nous nous sommes donnés concerne son caractère discret. En effet, pour pouvoir simuler un réseau de neurones, nous allons rendre le temps discret dans nos équations. Autrement dit, nous allons supposer que tous les neurones sont synchrones, c'est-à-dire qu'à chaque temps t , ils vont simultanément calculer leur somme pondérée et produire une sortie $a(t) = f(n(t))$. Dans les réseaux biologiques, tous les neurones sont en fait asynchrones.

Revenons donc à notre modèle tel que formulé par l'équation II.11 et ajoutons la fonction d'activation f pour obtenir la sortie du neurone :

$$a = f(n) = f(\mathbf{w}^T \mathbf{p} - b). \tag{II-12}$$

En remplaçant \mathbf{w}^T par une matrice $\mathbf{W} = \mathbf{w}^T$ d'une seule ligne, on obtient une forme générale que nous adopterons tout au long de cet ouvrage :

$$a = f(\mathbf{W}\mathbf{p} - b) \tag{II-13}$$

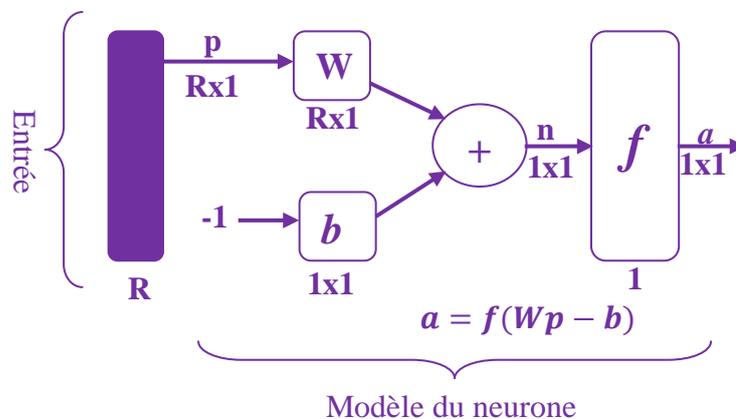


Fig.II. 15 Représentation matricielle du modèle d'un neurone artificiel

L'équation II.13 nous amène à introduire un schéma de notre modèle plus compact que celui de la figure II.13. La figure II.3 illustre celui-ci. On y représente les R entrées comme un

rectangle noir (le nombre d'entrées est indiqué sous le rectangle). De ce rectangle sort le vecteur p dont la dimension matricielle est $R \times 1$. Ce vecteur est multiplié par une matrice W qui contient les poids (synaptiques) des neurones. Dans le cas d'un neurone simple, cette matrice possède la dimension $1 \times R$. Le résultat de la multiplication correspond au niveau d'activation qui est ensuite comparé au seuil b (un scalaire) par soustraction. Finalement, la sortie du neurone est calculée par la fonction d'activation f . La sortie d'un neurone est toujours un scalaire.

2. Variables descriptives

Ces variables décrivent l'état du système. Dans le cas des réseaux de neurones qui sont des systèmes non autonomes, un sous-ensemble des variables descriptives est constitué par les variables d'entrée, variables dont la valeur est déterminée extérieurement au modèle à savoir le réseau.

3. Principes de fonctionnement

3.1 Le neurone formel

Le neurone est l'unité de base d'un réseaux neuronal, il est composé d'une unité de calcul, de registres contenant les poids acquis au cours du processus d'apprentissage. Son fonctionnement est simple, il prend en entrée un vecteur et détermine sa valeur de sortie en fonction des valeurs de chaque élément de ce vecteur et de leur poids associé

3.1.1 Modèle de calcul

Mc Culloch et Pitts introduisirent un modèle de neurone formel en tant qu'unité (à seuil) de calcul, (figure II.16).Ce neurone formel calcule une somme pondérée de ses n entrées X_1, X_2, \dots, X_n et renvoie **1** si la somme est supérieure à un certain seuil θ sinon. Mathématiquement, cela revient à écrire :

$$y = f(\sum_{j=1}^n w_j x_j - \theta) \tag{II-14}$$

où f est la fonction seuil et w_j est le poids de la connexion associée à la j ème entrée. Pour des raisons de simplification des notations, on considère le seuil $-\theta$ comme un poids w_θ et on augmente de 1 la taille du vecteur d'entrée en posant $x_0=1$. Mc Culloch et Pitts ont prouvé que

pour des poids judicieusement choisis ce modèle offrait la puissance d'une machine de Turing universelle. La modélisation proposée offre une très grande analogie avec la réalité biologique, les interconnexions pour les axones et dendrites, les poids pour les synapses, la fonction seuil pour approximer l'activation du soma. Cependant, ce modèle contient plusieurs hypothèses simplificatrices qui ne sont pas en accord avec la réalité biologique.

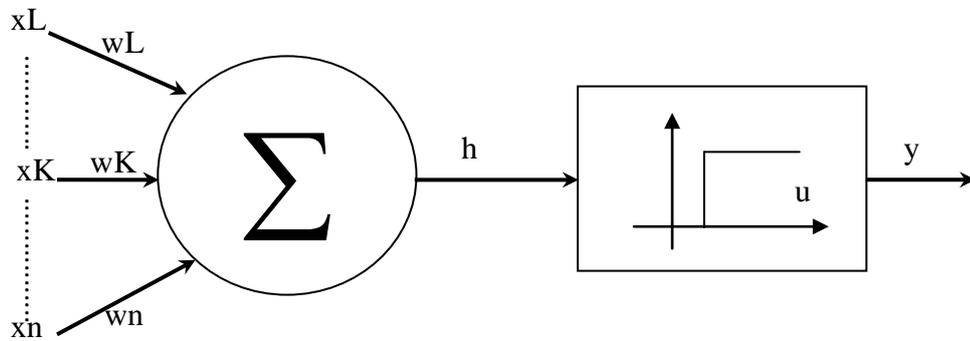


Fig.II. 16 Modèle de neurone formel, selon Mc Culloch et Pitts

Le neurone de Mc Culloch et Pitts a été généralisé de différentes manières. D'une part en choisissant d'autres fonctions d'activations, telles que des fonctions linéaires par morceaux, des sigmoïdes ou autres gaussiennes (figure II. 17). Les sigmoïdes sont de loin les fonctions les plus utilisées dans les RNA, ce sont des fonctions continues, strictement croissantes et qui possèdent les comportements asymptotiques désirés. La fonction logistique définie par :

$$g(x) = (1 + e^{-\beta x})^{-1} \tag{II-15}$$

où β est le paramètre de pente de la sigmoïde.

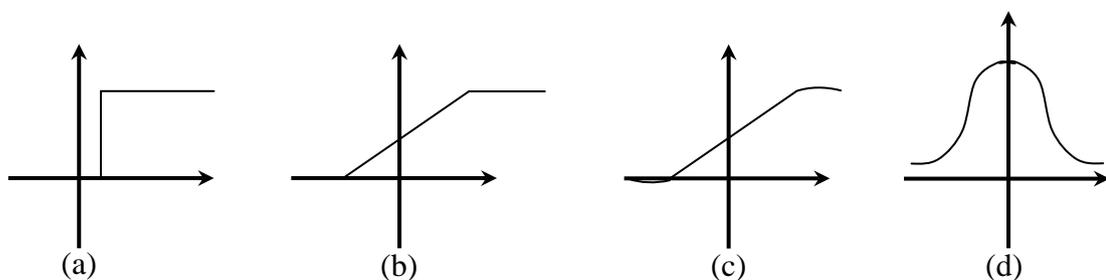


Fig.II. 17 Fonctions d'activation : (a) seuil, (b) linéaire par morceau, (c) sigmoïde, (d) Gaussienne

Le tableau II-1 résume les fonctions de transfert couramment utilisées.

Nom de la fonction	Relation d'entrée/Sortie	Icône	Nom Matlab
Seuil	$a=0$ si $n<0$ $a=1$ si $n\geq 0$		hardlim
Seuil symétrique	$a=-1$ si $n<0$ $a=1$ si $n\geq 0$		hardlims
Linéaire	$a=n$		purelin
Linéaire saturée	$a=0$ si $n<0$ $a=n$ si $0\leq n\leq 1$ $a=1$ si $n>1$		satlin
Linéaire saturée symétrique	$a=-1$ si $n<-1$ $a=n$ si $-1\leq n\leq 1$ $a=1$ si $n>1$		satlins
Linéaire positive	$a=0$ si $n<0$ $a=n$ si $n\geq 0$		poslin
sigmoïde	$a = \frac{1}{1 + \exp^{-n}}$		logsig
Tangente hyperbolique	$a = \frac{e^n - e^{-n}}{e^n + e^{-n}}$		tansig
compétitive	$a=1$ si n maximum $a=1$ si autrement		compet

Tableau II. 1 Fonctions de transfert $a = f(n)$

3.2 Le réseau de neurones

Un réseau de neurones est constitué de plusieurs couches, une couche étant un ensemble de neurones dont les sorties sont indépendantes les unes des autres. On dira qu'une couche B est supérieure à une couche A si les neurones de la couche B ont pour entrées les sorties des neurones de la couche A. Dans chaque couche tous les neurones fonctionnent en parallèle. On a une couche d'entrée recevant le vecteur d'entrée du réseau, une couche de sortie définissant la réponse du réseau pour ce vecteur et des couches intermédiaires dites cachées. On peut

ainsi trouver des réseaux neuronaux d'une seule couche (type perceptron) ou de plusieurs selon la complexité du problème à résoudre, par exemple la fonction XOR. La fonction XOR nécessite trois portes logiques (OR, AND et NAND) élémentaires.

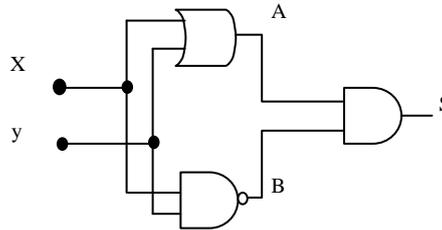


Fig.II. 18 Porte XOR créée à partir d'autres porte

Ces trois portes peuvent être remplacées par des neurones. Ainsi un neurone remplacera la porte OR, c'est-à-dire que lors de l'apprentissage ses poids seront réglés de telle façon qu'il se comportera comme un OR. De même pour les portes AND et NAND. On obtient le réseau suivant

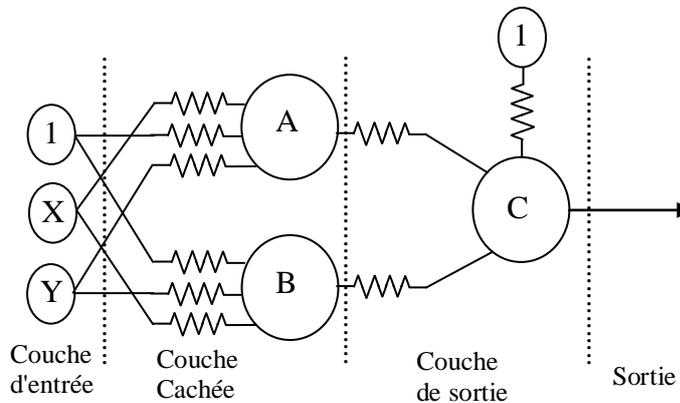


Fig.II. 19 Neurones pour identifier le XOR

4. Architecture de réseau

Un maillage de plusieurs neurones représente un réseau de neurones, généralement organisé en couches., il s'agit d' assembler S neurones pour construire une couche de S neurones comme illustré à la figure II.20. Les S neurones d'une même couche sont tous branchés aux R entrées. On dit alors que la couche est totalement connectée.

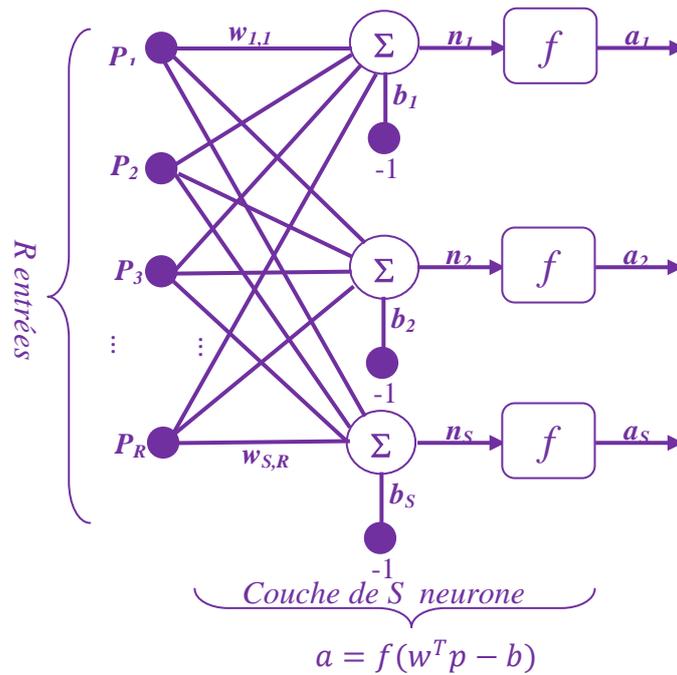


Fig.II. 20 Couche de S neurones

Chacune des connexions est associée à un poids w_{ij} . le premier indice est toujours noté par i et le deuxième par j (jamais l'inverse). Le premier indice (rangée) désigne le numéro de neurone sur la couche, bien que le deuxième indice (colonne) indique le numéro de l'entrée. Ainsi, w_{ij} est le poids de la connexion qui relie le neurone i à son entrée j . alors l'ensemble des poids d'une couche forme une matrice W de dimension $S \times R$:

$$W = \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} & \dots & w_{1,R} \\ w_{2,1} & w_{2,2} & \dots & w_{2,R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{S,1} & w_{S,2} & \dots & w_{S,R} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Dans le cas général $S \neq R$, (les nombres de neurones et d'entrées sont indépendants). Si l'on considère que les S neurones forment un vecteur de neurones, alors on peut créer les vecteurs $b = [b_1 b_2 \dots b_S]^T$, $n = [n_1 n_2 \dots n_S]^T$ et $a = [a_1 a_2 \dots a_S]^T$. Cela nous conduit à la représentation graphique illustrée dans la figure II.21. On y retrouve, comme à la figure II.15, les mêmes vecteurs et matrice. La seule différence se situe au niveau de la taille, ou plus précisément du nombre de rangées (S), de b , n , a et W .

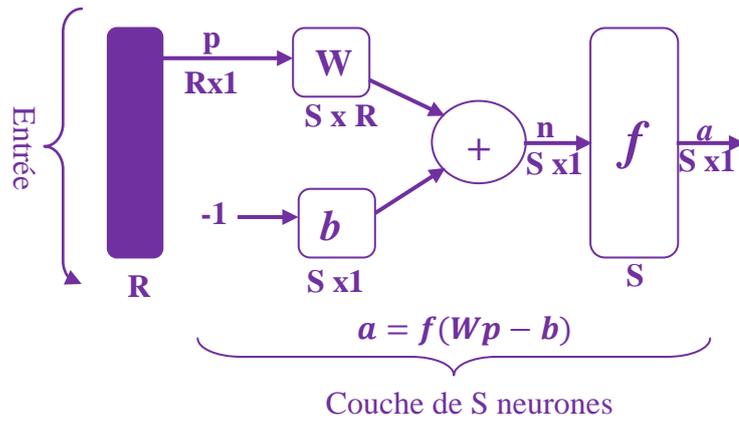


Fig.II. 21 Représentation matricielle d'une couche de S neurones

Afin de construire un réseau, il faut combiner des couches comme illustré à la figure II.22. Cet exemple comporte R entrées et trois couches de neurones comptant respectivement S1, S2 et S3 neurones. Dans le cas général, de nouveau, S^1, S^2, S^3 . Chaque couche possède sa propre matrice de poids W^k , où k indique l'indice de couche. Dans le contexte des vecteurs et des matrices relatives à une couche, nous emploierons toujours un exposant pour désigner cet indice. Ainsi, les vecteurs b^k, n^k et a^k sont aussi associés à la couche k.

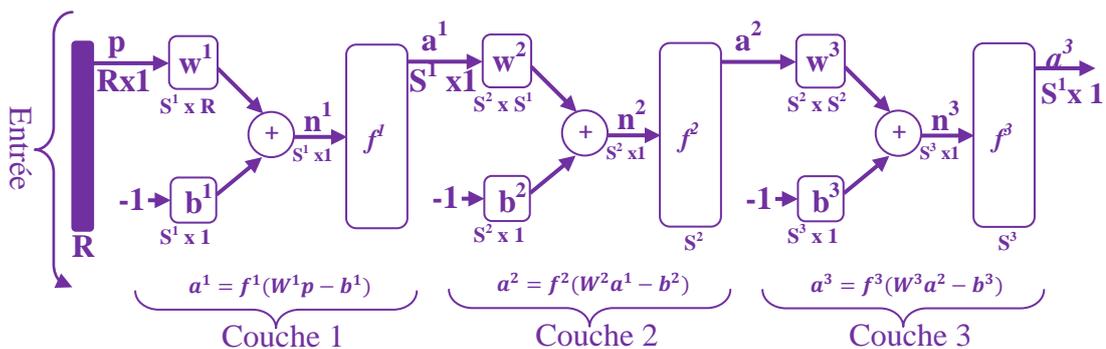


Fig.II. 22 Représentation matricielle d'un réseau de trois couches

Dans cet exemple il importe de noter que les couches qui suivent la première ont comme entrée la sortie de la couche précédente. On peut aussi enfilez autant de couche que l'on veut, nous pouvons aussi fixer un nombre quelconque de neurones sur chaque couche du moins en théorie. En pratique, il n'est pas souhaitable d'utiliser trop de neurones. Finalement, on peut changer de fonction de transfert d'une couche à l'autre. Ainsi, toujours dans le cas général $f^1 \neq f^2 \neq f^3$.

La couche de sortie est la dernière couche. Les couches qui précèdent la couche de sortie sont appelées «couches cachées».

Les réseaux multicouches sont beaucoup plus puissants que les réseaux à une seule couche (réseaux simples), on peut entraîner un réseau à produire une approximation de la plupart des fonctions, avec une précision arbitraire, en utilisant deux couches (une couche cachée et une couche de sortie), à condition d'employer une fonction d'activation sigmoïde sur la couche cachée. la plus part des cas, les réseaux de neurones artificiels exploitent deux ou trois couches.

L'entraînement d'un réseau de neurones explique une modification de la valeur de ses poids et de ses biais pour qu'il réalise la fonction entrée/sortie voulue. Pour spécifier la structure du réseau, il faut aussi choisir le nombre de couches et le nombre de neurones sur chaque couche.

Le nombre d'entrées du réseau (R), de même que le nombre de neurones sur la couche de sortie est fixé par les spécifications du problème que l'on veut résoudre avec ce réseau. Par exemple, si la donnée du problème comporte quatre variables en entrée et qu'elle exige de produire deux variables en sortie, alors nous aurons simplement $R = 4$ et $S^M = 2$, où M correspond à l'indice de la couche de sortie. Ensuite, la nature du problème peut aussi nous guider dans le choix des fonctions de transfert. Par exemple, si l'on désire produire des sorties binaires 0 ou 1, alors on choisira probablement une fonction seuil pour la couche de sortie. Il reste ensuite à choisir le nombre de couches cachées ainsi que le nombre de neurones sur ces couches, et leur fonction de transfert. Il faudra aussi fixer les différents paramètres de l'algorithme d'apprentissage.

La figure II.23 illustre le dernier élément de construction que nous emploierons pour construire des réseaux appelé «récurrents».

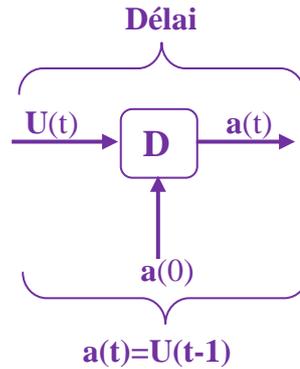


Fig.II. 23 Élément de retard

Il s'agit d'un registre à décalage qui permet d'introduire un retard dans une donnée que l'on veut acheminer dans un réseau. La sortie retardée $a(t)$ prend la valeur de l'entrée u au temps $t - 1$. Cet élément de retard présuppose que l'on peut initialiser la sortie au temps $t = 0$ avec la valeur $a(0)$. Cette condition initiale est indiquée à la figure II.23 par une flèche qui entre par le bas de l'élément.

5. Le Perceptron Multicouches

Le perceptron multicouches (noté MLP pour Multi Layer Perceptron en anglais) est directement inspiré du raisonnement présenté au dessus. L'idée principale est de grouper des neurones dans une couche. On place ensuite bout à bout plusieurs couches et connecte complètement les neurones de deux couches adjacentes. Les entrées des neurones de la deuxième couche sont donc en fait les sorties des neurones de la première couche. Les neurones de la première couche sont reliés au monde extérieur et reçoivent tous le même vecteur d'entrée (c'est en fait l'entrée du réseau). Ils calculent alors leur sorties qui sont transmises aux neurones de la deuxième couche, etc. Les sorties des neurones de la dernière couche forment la sortie du réseau [29].

6. L'apprentissage (supervisé)

En ajustant les paramètres d'un MLP, on peut lui faire calculer toute sorte de fonction. Si on se donne une fonction vectorielle particulière, on peut tenter de faire apprendre cette fonction par un MLP : c'est l'apprentissage. La méthode classique pour l'apprentissage supervisé consiste à se donner un ensemble d'exemples, c'est à dire un ensemble fini de couple de vecteurs (x_i, y_i) . Dans un tel couple, x_i désigne l'entrée du réseau et y_i la sortie désirée pour cette entrée. On écrit alors la fonction calculée par le réseau sous une forme paramétrique : $f(x, w)$ désigne la sortie du réseau quand on lui présente en entrée le vecteur x et

qu'il utilise les poids synaptiques contenus dans le vecteur w . On se donne enfin une distance sur l'espace vectoriel de sortie, c'est à dire un moyen de mesurer l'erreur commise en un point par le réseau. Si cette distance est notée d , on cherche alors à trouver la valeur de w qui minimise la somme l'erreur totale commise par le réseau, c'est à dire la somme des distances entre les sorties obtenues et les sorties désirées, c'est à dire somme des $d(f(x_{-i},w),y_{-i})$. Cette erreur est une fonction de w et on peut donc utiliser les techniques classiques d'optimisation de fonction pour trouver son minimum [30].

7. La rétro-propagation

Les algorithmes d'optimisation de fonction efficaces utilisent en général la différentielle de la fonction considérée (c'est à dire son gradient car elle est à valeurs réelles). Quand les fonctions de transfert utilisées dans les neurones sont différentiables, et quand la fonction distance est aussi différentiable, l'erreur commise par un MLP est une fonction différentiable des coefficients synaptiques du réseau. L'algorithme de rétro-propagation permet justement de calculer le gradient de cette erreur de façon efficace : le nombre d'opérations (multiplications et additions) à faire est en effet proportionnel au nombre de connexions du réseau, comme dans le cas du calcul de la sortie de celui-ci. Cet algorithme rend ainsi possible l'apprentissage d'un MLP [29].

8. Conclusion

Dans ce chapitre, on a essayé de présenter les principaux paramètres propres au transistor MOSFET comme la caractéristique courant-tension et d'autres paramètres importants comme les défauts. Dans la partie suivante (B) la théorie de la modélisation à base des Réseaux de Neurones est présentée.

Références

- [1] H. Mathieu, T. Bretagnon, and P. Lefebvre, *Physique des semiconducteurs et des composants électroniques : problèmes résolus*, 1 vols. Paris: Dunod, 2001.
- [2] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of semiconductor devices*. John Wiley and Sons, 2007.
- [3] M. Pierre, R. Wacquez, X. Jehl, M. Sanquer, M. Vinet and O. Cueto, —Single-donor ionization energies in a nanoscale CMOS channel, *Nat Nano*, vol. 5, no. 2, pp. 133-137, Feb. 2010.
- [4] O. Gunawan et al., —Measurement of Carrier Mobility in Silicon Nanowires, *Nano Letters*, vol. 8, no. 6, pp. 1566-1571, Jun. 2008.
- [5] J. Bauer et al., —Electrical properties of nominally undoped silicon nanowires grown by molecular-beam epitaxy, *Applied Physics Letters*, vol. 90, no. 1, p. 012105, 2007.
- [6] S. Hoffmann et al., —Axial p-n Junctions Realized in Silicon Nanowires by Ion Implantation, *Nano Letters*, vol. 9, no. 4, pp. 1341-1344, Apr. 2009.
- [7] H.-J. Lee et al., —A New, Low-Thermal-Budget Planarization Scheme for Pre-Metal Dielectric Using Electron-Beam Cured Hydrogen Silsesquioxane in Device, *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 39, no. Part 1, No. 7A, pp. 3924-3929, Jul. 2000.
- [8] Y. Zeng, S. W. Russell, A. J. McKerrow, L. Chen, and T. L. Alford, —Effectiveness of Ti, TiN, Ta, TaN, and W₂N as barriers for the integration of low-k dielectric hydrogen silsesquioxane, *Journal of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures*, vol. 18, no. 1, p. 221, 2000.
- [9] Historical Timeline. <http://www.alcatel-lucent.com/>
- [10] Mingchun TANG, "Études et Modélisation Compacte du Transistor FinFET", thèse de doctorat de l'université de strasbourg, discipline: sciences pour l'ingénieur, spécialité: microélectronique, décembre 2009.
- [11] Yvan Bonnasseux " Du Silicium aux portes de base" Ecole polytechnique 2005
- [12] <http://LSI www.epfl.ch/LS/2001/Teachnig/Physiciens/Leon12.html>. "Le transistor MOS, famille logique".
- [13] Gray-Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits (Gray-Meyer) with solutions", 2001
- [14] B. Razavi, "Design of analog CMOS integrated circuits", Mc Graw Hill, Boston, 2001.
- [15] D. Vuillaume, D. Goguenheim, and G. Vincent, "New insights on the electronic properties of trivalent silicon defects at oxidized h100i silicon surface," *Appl. Phys. Lett.*, no. 57, pp. 1206–1208, 1990.

- [16] D. Vuillaume, D. Goguenheim, and J. C. Bourgoin, "Nature of the defects generated by electric field stress at the Si-SiO₂ interface," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 58, p. 490, 1991.
- [17] D. K. Shroder, *Semiconductor material and device characterization*. Wiley interscience, John Wiley & Sons, Inc, 1990.
- [18] W. Shockley and W. Read, "Statistics of the recombinaison of holes and electrons," *Phys. Rev.*, vol. 87, no. 5, pp. 62–69, 1952.
- [19] J. L. Autran, F. Djahli, B. Balland, C. Plossu, and L. Gaborieau, "Three-level charge pumping on submicronic transistors," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 84, no. 6, pp. 607–611, 1992.
- [20] N. S. Saks and M. G. Ancona, "Determination of interface trap capture cross sections using three-level charge pumping," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 11, no. 8, Août 1990.
- [21] W. Shockley, "Problems related to p-n junctions in silicon," *Solid States Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 35–67, 1961.
- [22] D. Goguenheim, D. Vuillaume, G. Vincent, and N. M. Johnson, "Accurate measurement of capture cross section of semiconductor insulator interface states by a trap-filling experiment: the charge-potential feedback effect," *Journal of applied physic*, no. 68(3), pp. 1104–1113, Août 1990.
- [23] E. H. Snow, A. S. Grove, B. D. Deal, and C. T. Sah, "Ion transport phenomena in insulated films," *Journal of Applied Physic*, no. 36, pp. 1664–1673, Mai 1976.
- [24] N. J. Chou, "Application of triangular voltage sweep to mobile charges studies in MOS structures," *J Electrochen. Soc.*, no. 119, pp. 601–609, Avril 1971.
- [25] B. E. Deal, M. Sklar, A. S. Grove, and E. H. Snow, "Characteristics of the surface charge (Q_{ss}) of thermally oxydized silicon," *J Electrochen. Soc.*, no. 114, pp. 266–274, Mars 1976.
- [26] M. Fadlallah, C. Petit, A. Meinertzhagen, G. Ghibaud, O. S. M. Bidaud, and F. Guyader, "Influence of nitridation in ultra-thin oxide on the gate current degradation of N and PMOS devices," *Microelectronics Reliability*, no. 43, pp. 1433–1438, 2003.
- [27] Claude Touzet *LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS INTRODUCTION AU CONNEXIONNISME* Juillet 1992
- [28] Marc Parizeau *RESEAUX DE NEURONES UNIVERSITE DE LAVAL* Automne 2004
- [29] Fabien Moutarde *Introduction aux réseaux de neurones Ecole des Mines de Paris*, Avril 2007

- [30] Rémi COULOM Apprentissage par renforcement utilisant des réseaux de neurones, avec des applications au contrôle moteur INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE « 2002 »

Chapitre III

Etude et Réalisation d'un capteur d'énergie

1. Introduction

L'énergie RF est répartie partout autour de nous. Aujourd'hui, les chercheurs ont tendance à trouver un moyen efficace de récolter cette énergie et la convertir en courant continu pour recharger les appareils à faible puissance. Cette énergie RF peut être diffusée sur différentes bandes de fréquences telles que la bande industrielle, scientifique et médicale (ISM) avec la fréquence centrale de 2.45 GHz comme il sera démontré dans ce travail. Cette bande de fréquence ISM est largement utilisée dans les téléphones sans fil, les appareils Bluetooth existants et Réseaux locaux sans fil (WLAN). L'importante diffusion de puissance RF à travers ces caractéristiques et sa disponibilité facile dans notre environnement, y compris par exemple, les maisons et les lieux de travail, permet d'être récoltées et transformées en courant continu.

L'une des techniques pour récolter l'énergie électromagnétique et de la convertir en courant continu est basée sur l'utilisation d'une antenne redresseuse en tant que capteur. Une antenne redresseuse est principalement composée d'une antenne et d'un circuit redresseur. L'antenne recueille la propagation de l'énergie RF à partir de l'environnement ou d'une source spécifique; tandis que le circuit redresseur convertit cette énergie en un courant continu.

Les diodes Schottky sont couramment utilisés pour la conception du circuit de redressement pour:

- leur faible chute de tension
- leur vitesse élevée

ce qui conduit à une commutation rapide, par conséquent une perte de puissance très faible [1,2].

Plusieurs capteurs d'énergie électromagnétique (RECTENNAS) ont été présentés [3-23]. La plupart d'entre eux ont eu l'amélioration de rendement de conversion RF-to-DC comme contrainte dans leur conception. Dans [3], une nouvelle antenne redresseuse à double fréquence polarisée circulairement à 2,45 et 5,8 GHz est introduite. L'antenne génère une tension de sortie continue considérable; mais elle occupe un grand espace de 89 x 78 x 1,52 mm³. Pour la conception et l'optimisation de notre capteur RECTENNA, nous avons utilisé la théorie de réciprocité et l'analyse de l'équilibre harmonique [4]. L'antenne redresseuse a un rendement simulé maximum de 38,2% à $1 \mu\text{W} / \text{cm}^2$ (-10 dBm). Cependant, dans notre travail, une valeur maximale simulée de 55% et un rendement maximal mesuré relativement élevé de 41% pour le même niveau de puissance sont obtenus. Dans [5], une antenne

redresseuse double polarisée circulairement 2,45 GHz pour la transmission d'énergie sans fil est étudiée. La taille globale occupée par cette antenne est deux fois plus grande que la taille de notre conception. Une antenne redresseuse de bande ISM utilisant un anneau chargé monopôle est décrit dans [6]. Le volume occupé par cette antenne est assez important (environ $60 \times 77,8 \times 18,2 \text{ mm}^3$) et son gain maximal mesuré est de seulement 2 dB. L'antenne présentée dans [7] a un gain mesuré relativement élevé à la fréquence centrale de 2,45 GHz. Cependant, il utilise un gros plan métallique réfléchissant de $93 \times 135 \text{ mm}^2$ et 22 mm de la face arrière de l'antenne.

Nos objectifs de travail réalisant un capteur à base d'une antenne redresseuse avec des performances améliorées, notamment en augmentant l'efficacité maximale; tout en maintenant un gain d'antenne acceptable, une taille compacte et de composants localisés réduits pour le réseau d'adaptation, ainsi que le filtre RF entre l'antenne et le circuit redresseur. La taille réduite de la conception peut être très importante lors de la conception d'un large éventail RECTENNA.

Ce chapitre est structuré comme suit: Tout d'abord, les principes de base de la conception de l'antenne à l'aide du simulateur de structure à haute fréquence (HFSS) sont décrits. Ensuite, la conception des deux circuit redresseurs doubleurs de tension en utilisant le logiciel ADS (Advanced Design System) est présentée. Un circuit de réseau d'adaptation est également introduit entre l'antenne et le redresseur. Après la simulation de tous nos composants de capteur, un prototype est fabriqué afin de valider l'approche proposée. Notre simulation nous a conduit a un capteur approprié pour une application à faible puissance DC.

2. Conception de l'antenne

Cette section décrit la conception de l'antenne. Le logiciel utilisé pour la simulation est le HFSS basée sur la méthode des éléments finis. L'antenne qui sera utilisée pour récolter l'énergie RF est une antenne patch carré, en forme de croix gravée sur sa surface pour la réduction de la taille. Une forme plane est sélectionnée afin de réduire l'espace occupé et de réaliser une conception compacte. L'antenne patch est un bon élément qui conduit à une taille de volume réduit et un gain d'antenne élevé.

La technique d'alimentation par ouverture couplée en RF est adopté dans cette conception. La structure de l'antenne est représentée sur la figure III.1.

Elle présente deux couches séparées par un espace d'air. La couche supérieure est dédiée au patch radiateur carré. Cependant, la couche inférieure contient deux faces: d'un côté du plan de masse, où deux formes en "U" d'ouverture sont gravés, et l'autre côté comporte des lignes d'alimentation. Le substrat utilisé pour notre conception est le F4B qui possède les caractéristiques suivantes

- Permittivité diélectrique, ϵ_r de 2,55
- Tangente de perte de 0,002
- Epaisseur h de 0.764mm

Les dimensions de la pièce de radiateur W_p et L_p sont obtenus en utilisant des équations d'antenne patch pour une fréquence de fonctionnement de 2,45 GHz [24].

$$W_p = \frac{C}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{III.1})$$

Où:

c: La vitesse de la lumière

ϵ_r : la permittivité relative du substrat

f: la fréquence de résonance de fonctionnement.

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{III.2})$$

Où:

- ϵ_{reff} La permittivité effective
- h: l'épaisseur du substrat
- W: la largeur de la ligne microruban

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{\varepsilon_{re\text{ff}} + 0.3 \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{\varepsilon_{re\text{ff}} - 0.258 \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{III.3})$$

ΔL : l'extension de la longueur du patch

$$L_p = \frac{C}{2f\sqrt{\varepsilon_{re\text{ff}}}} - 2\Delta L \quad (\text{III.4})$$

Les objectifs d'optimisation conduisent à la réalisation d'une antenne avec une structure compacte et une surface de rayonnement réduite. Plusieurs paramètres de l'antenne sont soigneusement ajustées afin d'obtenir un gain élevé et un rendement important. La forme de croix gravée sur l'antenne patch rayonnant vise à réduire sa longueur, L_p . Pour une antenne patch ordinaire avec les mêmes caractéristiques du substrat, la longueur L_p est de 38,9 mm.

Cependant, dans notre conception, après optimisation, la valeur obtenue pour L_p est de 33,8 mm, ce qui indique une réduction de la taille de 13,1%. Pour des considérations pratiques d'ingénierie, associée à la demande d'intégrer plusieurs composants sur la même plate-forme (technologie d'intégration), la réduction de la taille de l'antenne est encore un paramètre considérablement important. Les valeurs des paramètres sont présentés dans le tableau (III.1)

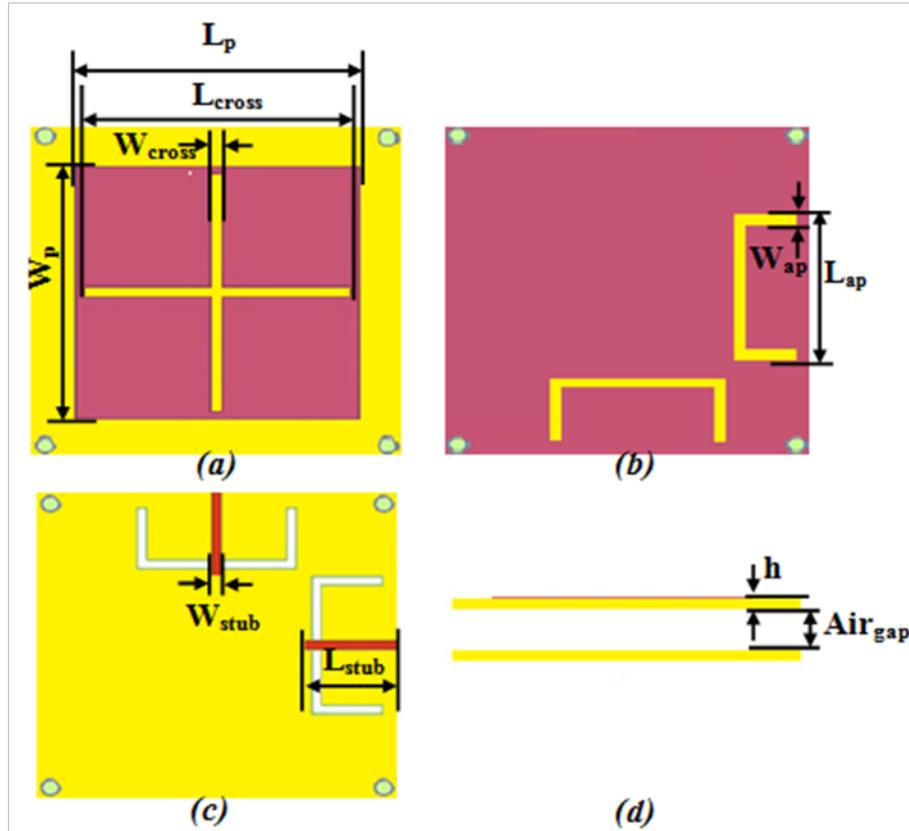


Fig.III. 1 Structure d'antenne. (a) Couche 1: radiateur avec la forme de croix gravée (vue de dessus). (b) Couche 2: Le U-ouverture gravé sur le plan de masse (Face 1: vue de dessus) (c) Couche 2: Alimentation / ouverture (Face 2: vue de dessous) (d) de l'antenne (vue latérale)

Parameter	Value (mm)
Radiator length ($L_p=W_p$)	33.8
Cross shape length (L_{cross})	31.8
Cross shape width (W_{cross})	1.27
Aperture length (L_{ap})	19.2
Aperture width (W_{ap})	1.2
Stub length (L_{stub})	12
Stub width (W_{stub})	1.2
The air gap (Air_{gap})	4.6
Thickness of the substrate (h)	0.764

Tableau III. 1 Paramètres d'antenne pour une fréquence de résonance de 2,45GHz.

Les résultats d'antenne simulés sont présentés dans cette section:

- L'impédance d'entrée d'antenne, Z_{in} est $(48,7 + j0.2) \Omega$;
- Le gain total obtenu est 6,44 dBi;
- La largeur de bande de l'antenne est 95MHz, et elle couvre la bande de fréquences ISM.

Le coefficient de réflexion de l'antenne (S_{11}) pour différentes tailles de radiateur et le diagramme de rayonnement de l'antenne de simulation sont représentés sur la figure (III.2)

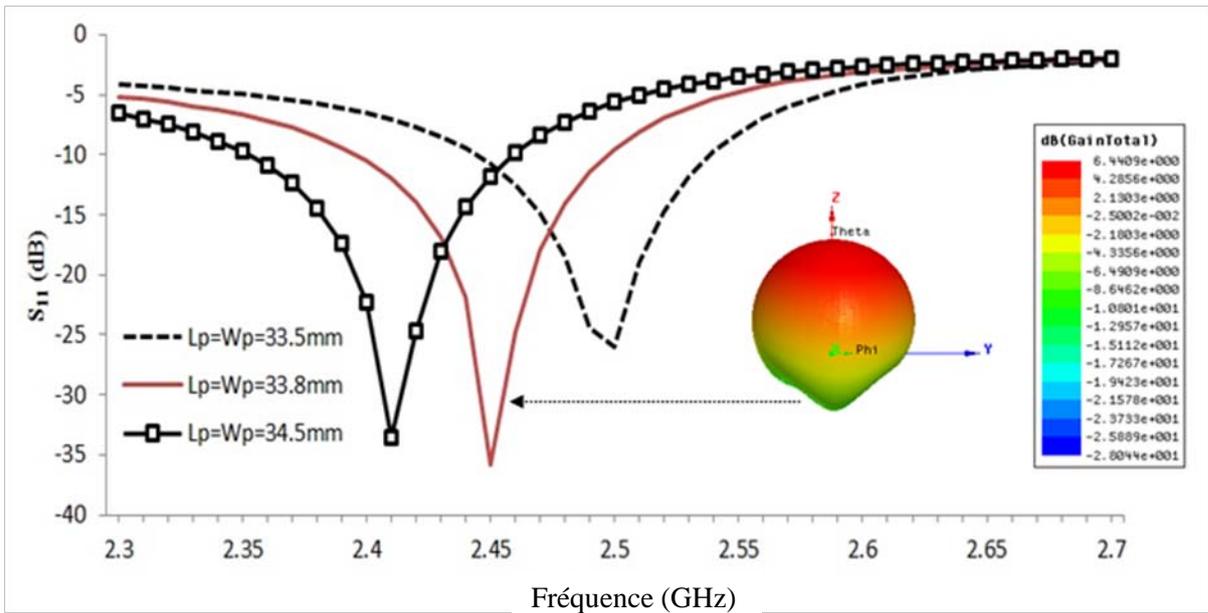


Fig.III. 2 Le coefficient de réflexion (S_{11}) d'antenne en fonction des différentes tailles de radiateur et le diagramme de rayonnement à 2,45 GHz.

Une bonne adaptation d'impédance est obtenue à la fréquence de fonctionnement de 2.45 GHz. Le gain maximal simulé à cette fréquence est de 6,44 dB avec un rendement maximal estimé à 72%.

2. 1. Influence de la taille de la forme croix gravée (W Cross) et (L'Cross)

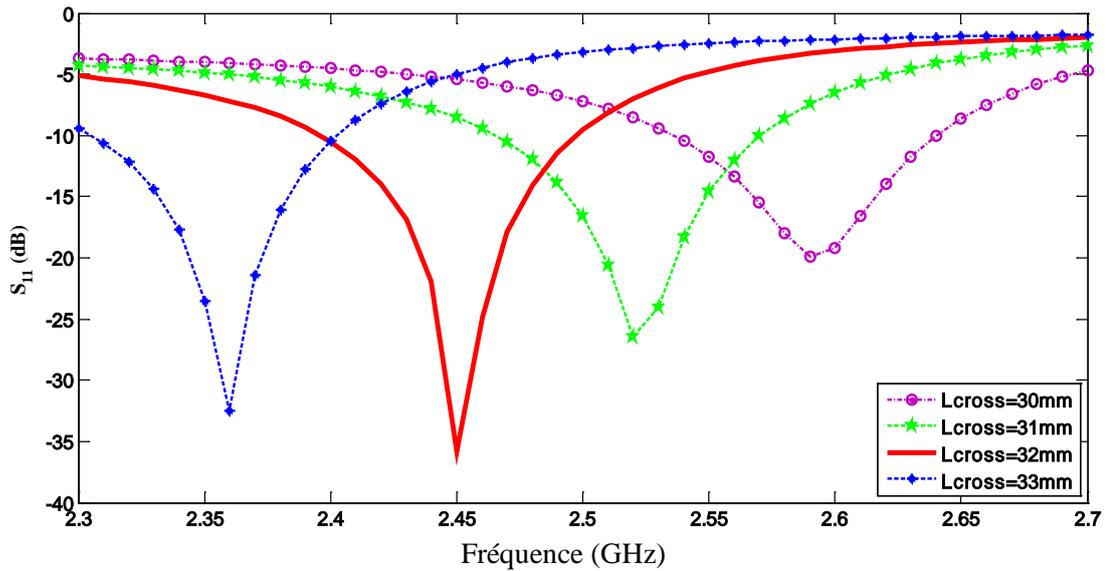


Fig.III. 3 Influence de la longueur de la forme de croix (LCROSS) sur la fréquence de résonance de l'antenne.

Ici, nous allons voir l'influence de la forme en croix gravée sur le radiateur, qui est utilisé afin de réduire la taille du patch. Alors que les autres paramètres sont fixés, nous balayons tout d'abord la longueur de la forme de croix (L_cross); après, nous balayons sa largeur. Les résultats sont présentés dans la figure (III.3) et figure (III.4).

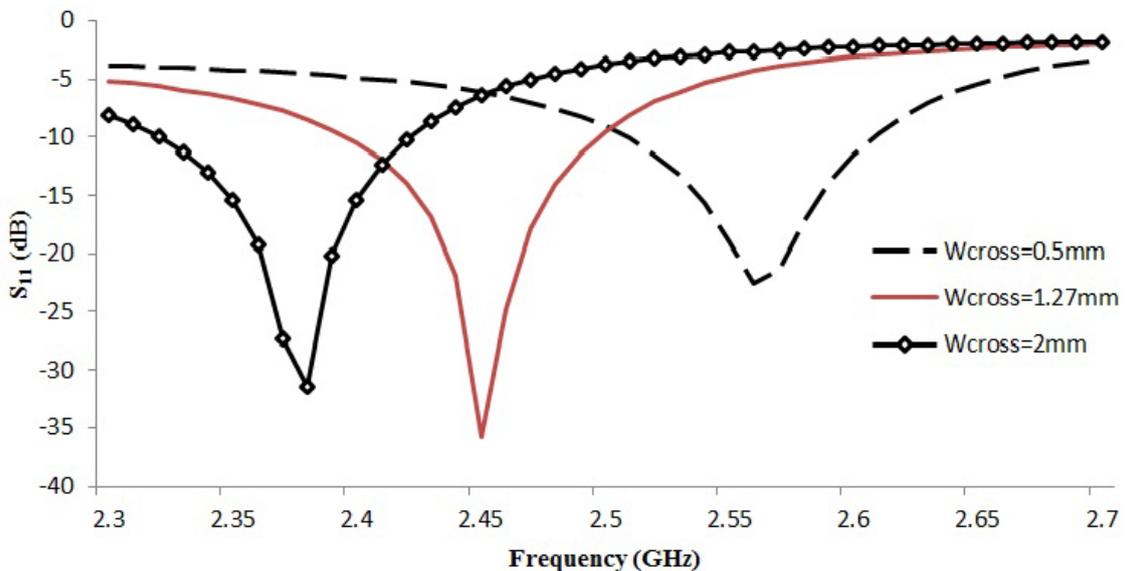


Fig.III. 4 Influence de la largeur de forme en croix sur la fréquence de résonance de l'antenne

D'après les résultats, nous observons que, une fois la taille de la forme en croix (W_{cross} , L_{cross}) augmente la fréquence de résonance de l'antenne diminue. En utilisant le résultat obtenu précédemment, afin d'obtenir la fréquence désirée, on peut réduire la taille du radiateur. Cependant, une taille de réduction à l'infini ne peut se faire, car elle affecte le gain d'antenne; nous devons donc trouver les valeurs optimales conduisant à une réduction de la taille avec des paramètres d'antenne acceptables.

Pour $L_{cross} = 32$ mm et $W_{cross} = 1,27$ mm; une taille de réduction du radiateur de 11,3% a été obtenu.

2. 2. Influence de l'espace d'air entre les deux couches

Dans cette partie, nous allons étudier l'influence de la distance séparant les deux couches se référant à elle par Cheminement. Seule la position verticale sera étudiée, cependant, la position horizontale a également son effet. Pour cette simulation, la position horizontale ((X, Y) axes) est centré sur les deux fentes engravées sur le plan de masse pour assurer un couple élevé. Une valeur compte tenue de nos exigences de distance optimale, devrait être trouvée. La simulation est réalisée comme suit: nous balayons le haut en position verticale de la couche, tandis que d'autres paramètres reste fixés. la figure (III.5) représente les résultats obtenus.

Les résultats montrent que

- 1: Le paramètre S11 dépend de la distance entre les deux couches Airgap
- 2: La fréquence centrale de l'antenne est décalé d'un bit.

Pour un Airgap = 4,6 mm, nous avons obtenu une fréquence de $F = 2,45$ GHz, et une perte de 36dB de retour.

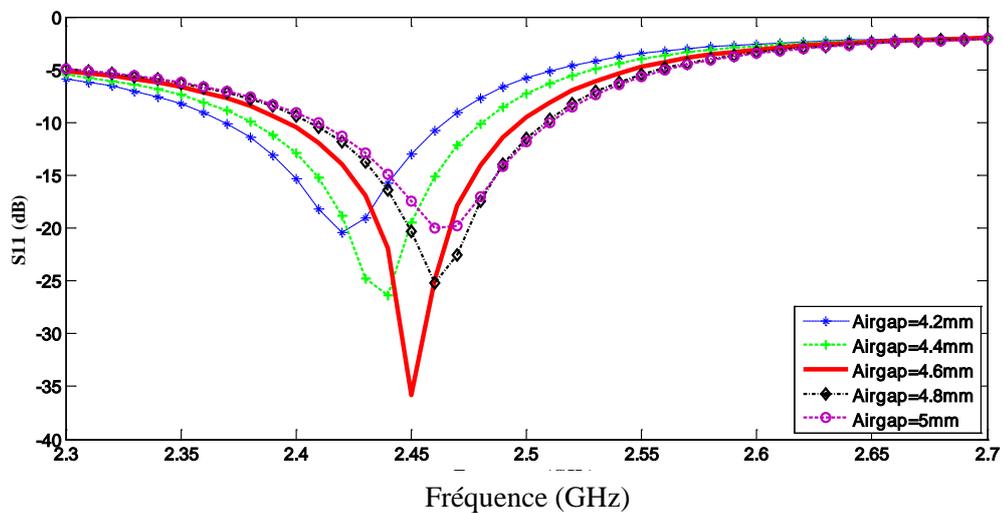


Fig.III. 5 Influence de l'Airgap

2. 3 Influence de la taille de l'ouverture L_{ap}

L'un des paramètres importants, à partir duquel la technique d'alimentation a pris son nom, est l'ouverture gravée sur le plan de masse. Seul l'effet des ouvertures "length L_{ap} will" est présenté dans cette partie; cependant, leur largeur et formes ont également une influence. Dans cette simulation, la forme de l'ouverture est maintenue inchangée (voir la figure (III. 1.a)).

Nous allons balayer la longueur d'ouverture L_{ap} (voir figure (III. 1.b)), alors que nous fixons les autres paramètres. La figure III.6 donne Les résultats obtenus.

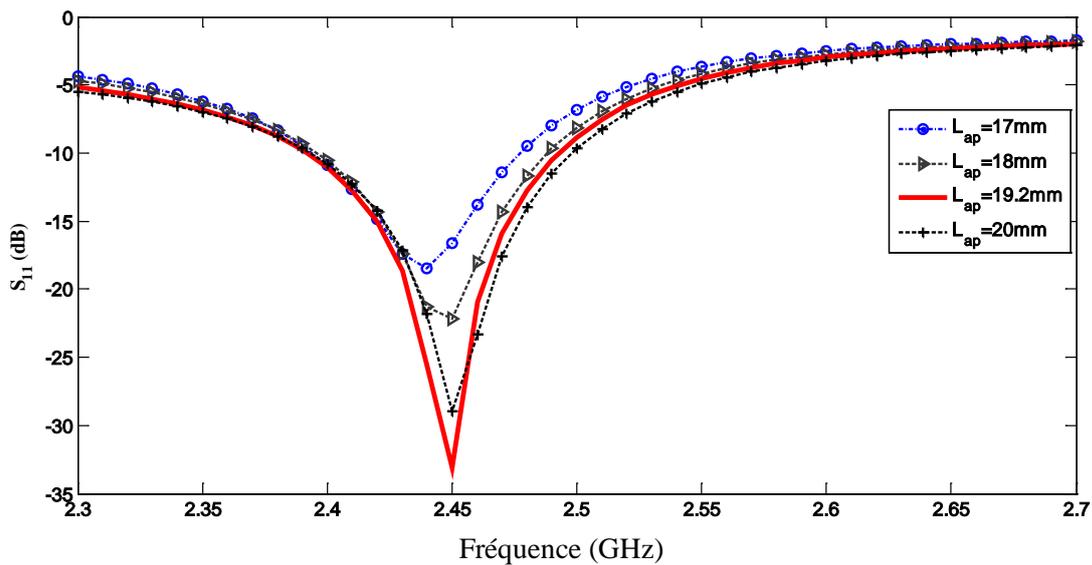


Fig.III. 6 Influence de la longueur d'ouverture sur le S_{11}

La longueur d'ouverture (L_{ap}) influe légèrement la perte de retour d'antenne; cependant, si nous regardons à la répartition actuelle, elle est fortement affectée. La fréquence centrale de l'antenne a un petit décalage. Comme un couple élevé est nécessaire tout en gardant une impédance d'entrée d'antenne acceptable (autour de $Z = 50$). La longueur d'ouverture (slot) est l'un des paramètres essentiels ayant une influence sur le couple.

2. 4 Influences des Paramètres de Ligne d'alimentation (L_{stubb})

Dans la partie suivante, nous allons étudier l'influence des paramètres de la ligne d'alimentation. Les simulations réalisées ont porté plus sur les paramètres de la taille; Cependant, sa position pourrait avoir une influence aussi, il est fixé de sorte qu'il se rencontre au centre du radiateur.

Comme la longueur de la ligne d'alimentation, la largeur a également une influence aussi; toutefois, pour la simulation suivante, la valeur de largeur est fixée à 2,11 mm, pour obtenir une ligne de 50 ohms.

Nous avons fixé tous les paramètres pendant que nous balayons la longueur du stub (L_{stub}) (voir figure (III. 1.C)). Les résultats sont présentés dans la figure III.7.

Les résultats de la figure (III.7), montrent la relation étroite entre la longueur du stub et l'adaptation de l'antenne. Le S_{11} est étroitement affectée par le balayage de la longueur du stub. La fréquence de résonance a un petit décalage. Nous remarquons que nous avons eu une bonne adaptation pour une longueur inférieure à $\lambda_{\text{eff}}/4$ stub.

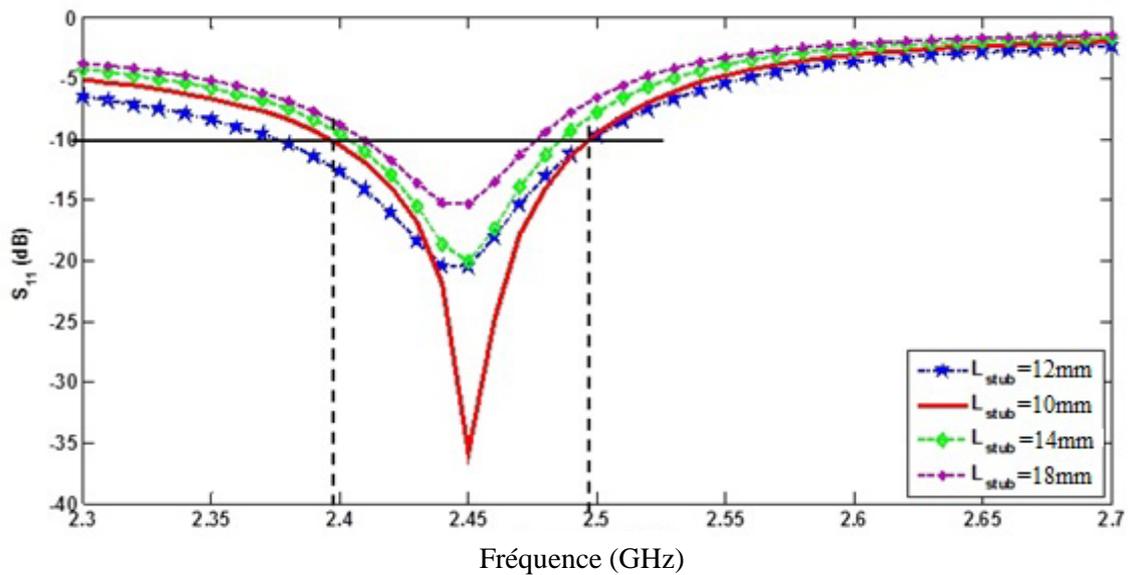


Fig.III. 7 Influence de La longueur de la ligne d'alimentation

Les différentes simulations nous ont conduit à une antenne dont les caractéristiques sont:

- L'impédance d'entrée de l'antenne figure **III.8** $Z_{\text{in}} \approx 48.7 + j0.2\Omega$.
- Le gain total obtenu est $G_t = 4\text{dB}$
- La bande passante est 95 MHz
elle couvre presque toute la bande ISM.

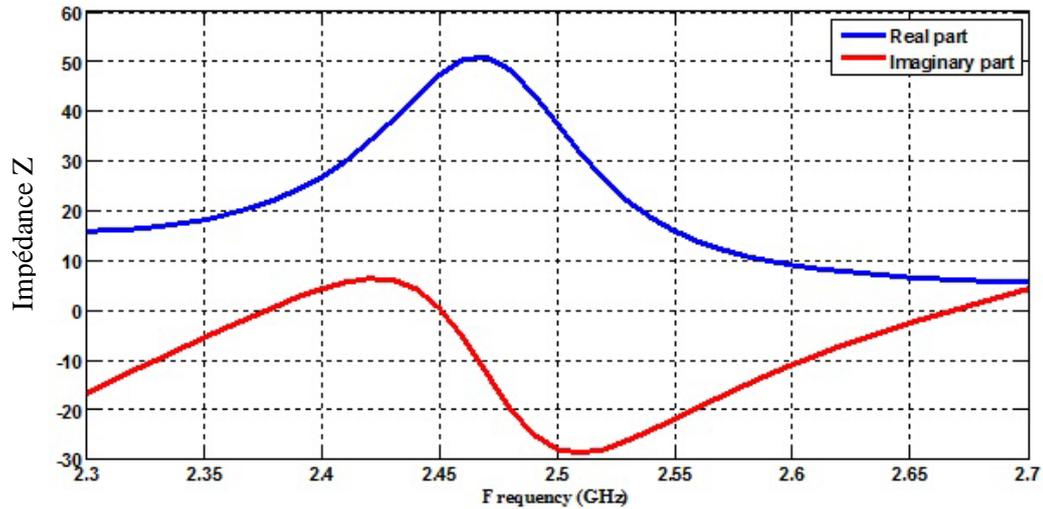


Fig.III. 8 L'impédance d'antenne

Il est intéressant de noter que tous les paramètres inclus dans la simulation d'antenne sont soigneusement ajustés afin d'obtenir les résultats souhaités. L'étape suivante, après la conception de l'antenne consiste à concevoir le circuit redresseur qui comprend le réseau d'adaptation.

3. Conception du circuit Redresseur

Le but du circuit redresseur consiste à convertir l'énergie RF récoltées en une puissance continue. Notre conception est basée sur un redresseur à double alternance qui double la tension de sortie tout en conservant un rendement acceptable.

Le choix de la diode, composant principal du redresseur à une grande importance. Les diodes Schottky sont adoptées pour ce circuit. Leurs caractéristiques, telles que, sans effet de retard par rapport aux diodes de jonction, les rendent largement utilisés [1]. Il existe plusieurs types de diodes Schottky; celle sélectionnée pour notre but est SMS7630-79, en raison de sa disponibilité dans le laboratoire. La diode et son circuit équivalent sont présentés dans la figure Fig. III.9.

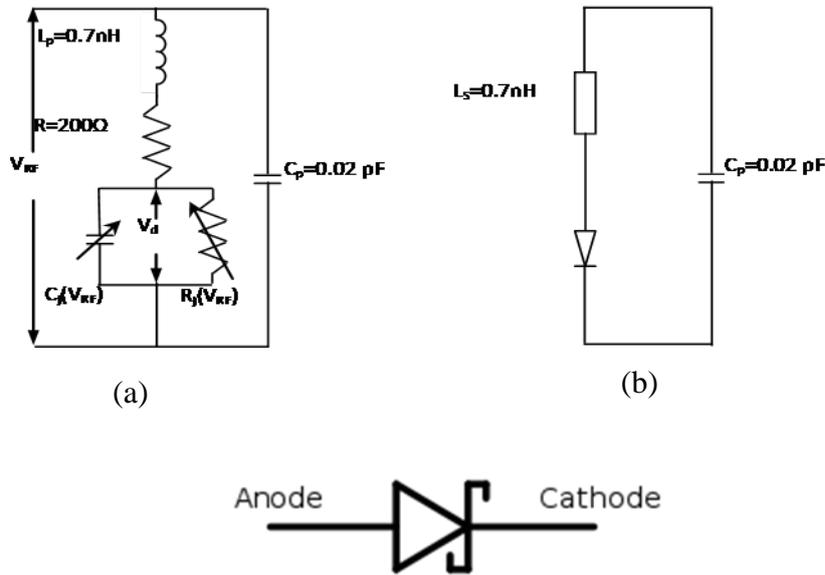


Fig.III. 9 Diode Schottky et son circuit équivalent. (a) diode Schottky SMS7630-79, (b) Diode circuit équivalent

La fiche technique du fabricant "produit Skyworks" [25]. Les valeurs L_s et C_p présentées dans le circuit équivalent de diode (Figure III.9 b) sont les effets parasites de l'emballage de la diode qui devraient être prises en considération dans toutes les simulations.

La figure III.10 présente le schéma synoptique du circuit redresseur comprenant:

- le réseau d'adaptation qui est nécessaire pour l'adaptation d'impédance (antenne avec redresseur).
- Circuit de redressement.
- Le filtre passe-bas continu, utilisé à la sortie des blocs de redressement de l'énergie

RF

RF provenons de l'antenne

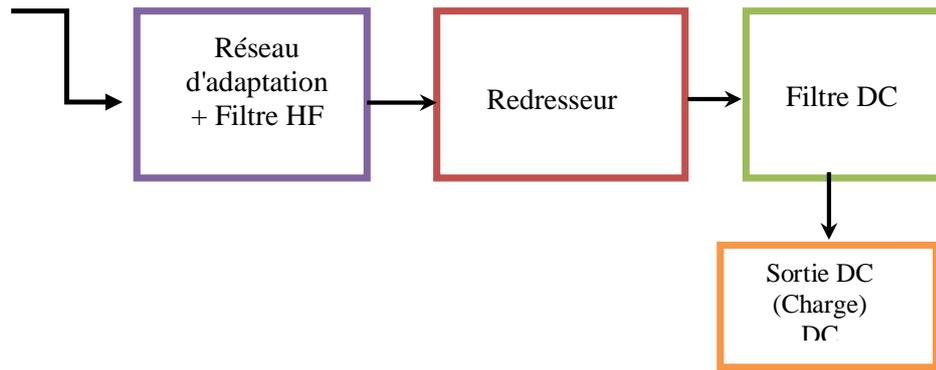


Fig.III. 10 Le schéma synoptique du circuit redresseur

Le logiciel utilisé pour concevoir le circuit redresseur est ADS. Le circuit redresseur doubleur de tension est représentée sur la figure (III.11) Le port 1 et le port 2 sont les deux entrées en provenance de l'antenne. R1 est la résistance de charge. Afin d'obtenir un rendement élevé, les paramètres RECTENNA sont optimisés et ajustés à l'aide des fonctionnalités de ADS. Certains des ajustements comprennent légèrement et soigneusement le réglage des valeurs des condensateurs C1, C2 et C3 pour une charge donnée R1.

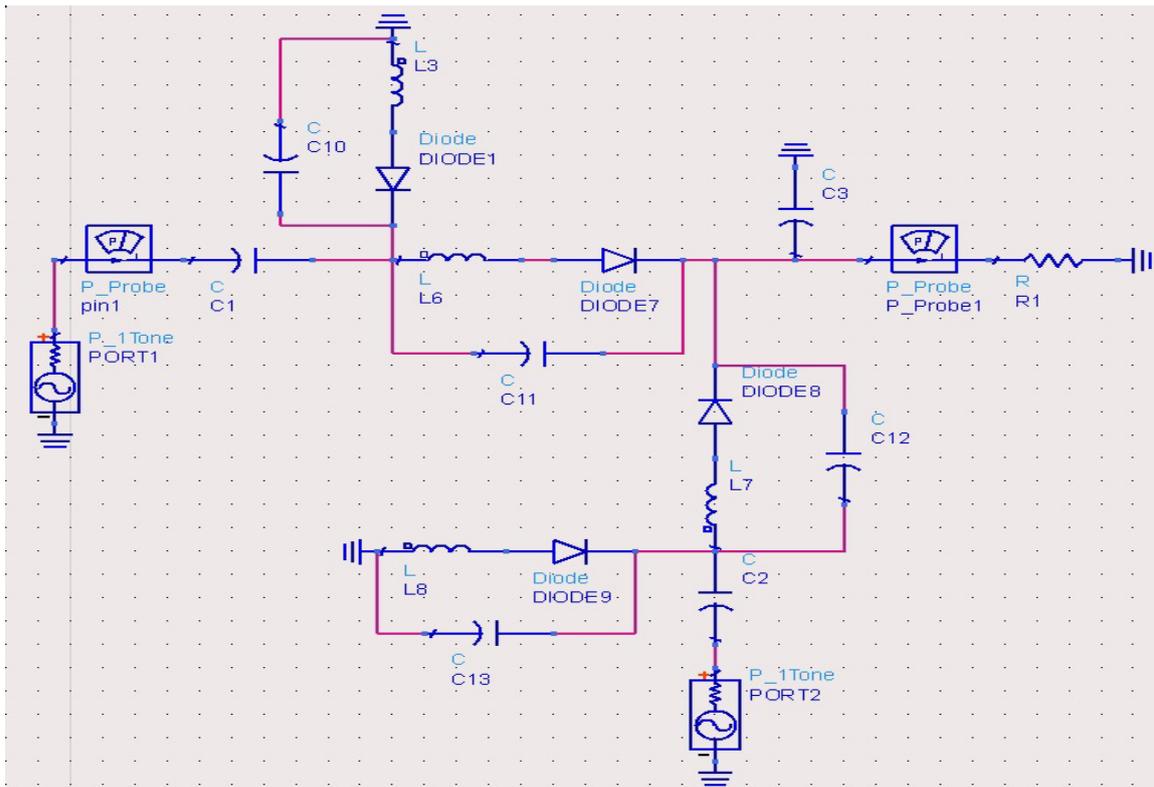


Fig.III. 11 Le circuit redresseur

Les valeurs optimisées des paramètres précédents réalisent une bonne adaptation d'impédance, ce qui conduit à un haut niveau de conversion RF-DC. Les valeurs optimisées sont présentés dans le tableau III. 2.

Parameter	Value
Operating frequency	2.45GHz
Capacitors C_1, C_2	5pF
Capacitor C_3	10pF
Load R_1	4.8K Ω
Power P_{in}	-20dBm \rightarrow -10dBm

Tableau III. 2 Paramètres du circuit redresseur optimisé.

La figure III.12- présente les rendements simulés pour différentes puissances d'entrée P_{in} . Selon le résultat, on constate que le rendement augmente proportionnellement avec la puissance.

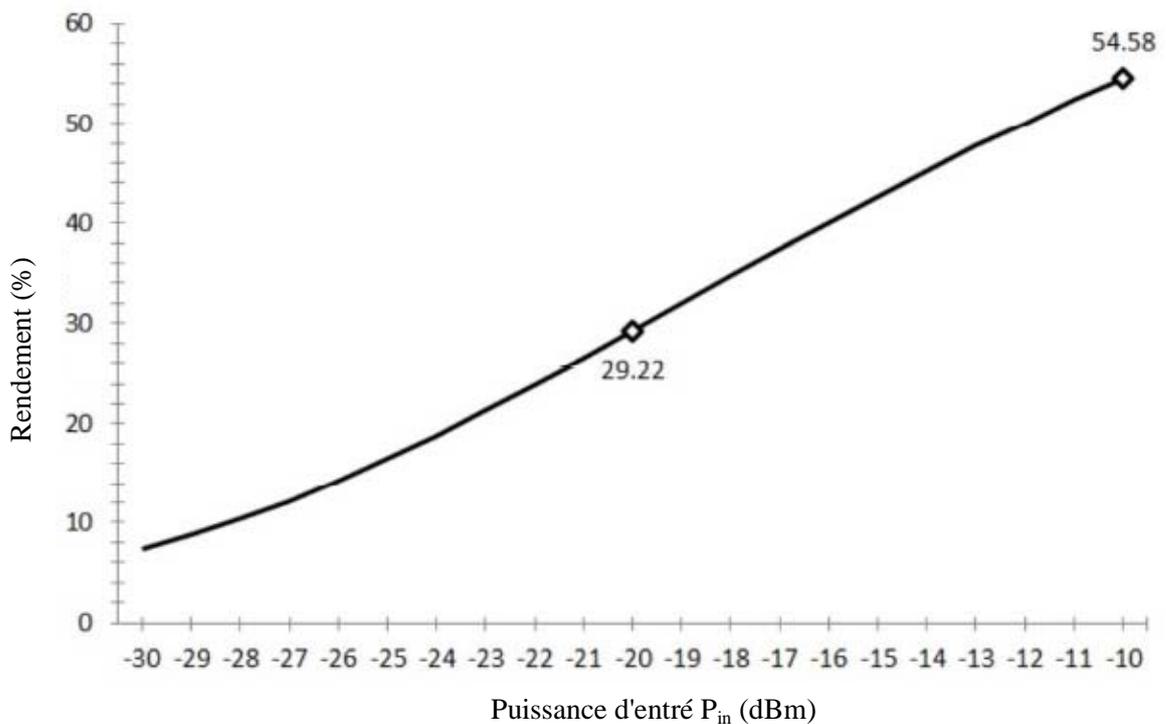


Fig.III. 12 Les rendements simulés pour les différentes puissance d'entrée P_{in} de

Après la conception de l'antenne et le circuit redresseur, une co-simulation est exécutée. Les détails de la configuration co-simulation sont présentés dans la section suivante.

3.1 Influence de la résistance sur le rendement

Dans cette partie, nous gardons les mêmes paramètres que dans le tableau III.2, tout en changeant la charge R_1 .

3.1.1. Paramètres de Simulation

Paramètre	Valeur
Fréquence	2.45 GHz
Capacités C_1, C_2	5 pF
Capacité C_3	10 pF
Charge R_1 (rl)	{50-10000} Ω / 50 Ω
Puissance P_{in}	-20 dBm

Tableau III. 3 Simulation 02 setup

3.1.2. Résultat de la simulation

La figure III.13 nous donne la variation du rendement en fonction de la charge. Ce rendement atteint la valeur maximale de 29.28% pour une résistance de charge de 4800 Ω et une puissance d'entrée -20dBm.

Une valeur optimale de la charge doit se situer au voisinage de la valeur maximale (4800 Ω).

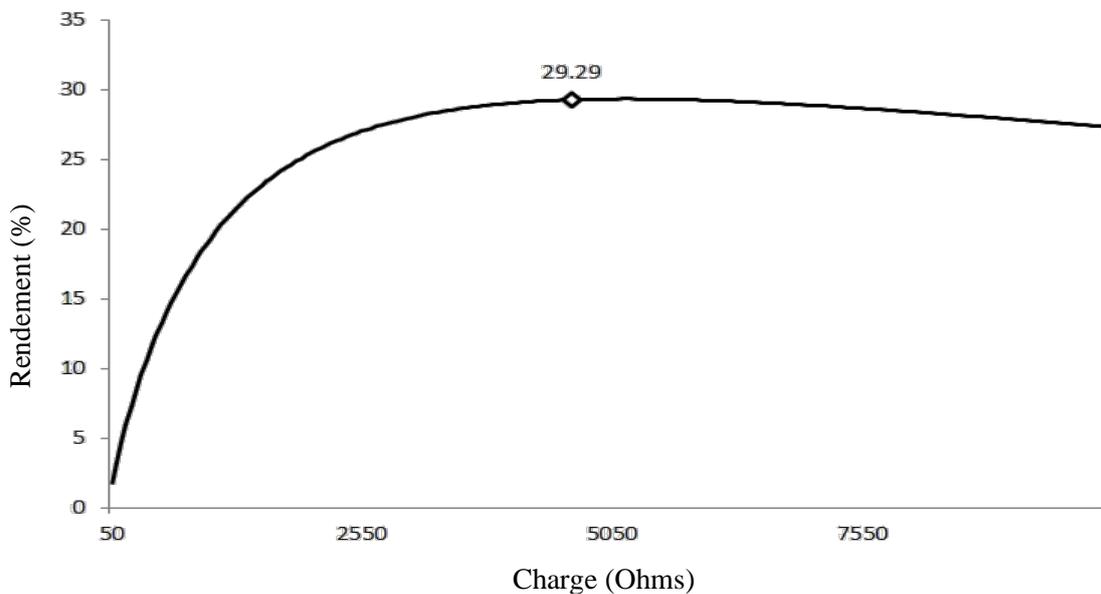


Fig.III. 13 Le rendement (%) en fonction de la résistance de la charge(Ω)

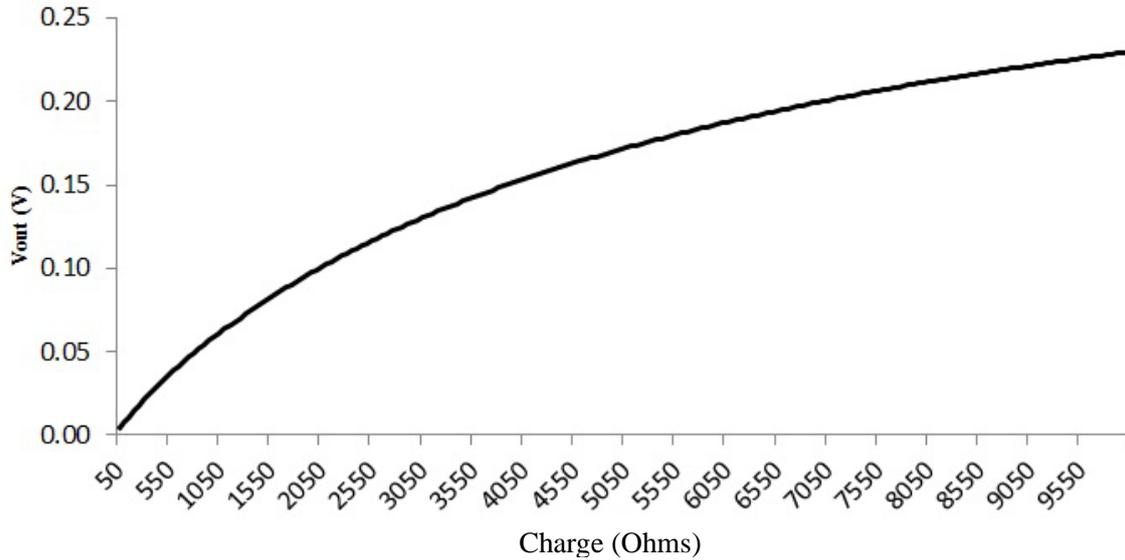


Fig.III. 14 La tension de sortie (V) en fonction de résistance de charge (Ohms)

La figure (III.14) nous donne la variation de la tension de sortie (V_{out}) en fonction de la charge (R).

La tension de sortie augmente proportionnellement à la charge, une fois cette dernière atteint des valeurs importante, la tension de sortie aura tendance à se saturer. Cela est dû à la diminution, de façon linéaire du rendement dans l'intervalle des valeurs étudiées.

Une autre remarque, nous pouvons avoir une tension optimale du capteur RECTENNA qui correspond à une résistance de charge supérieur à celle trouvée pour le rendement optimal.

Sur la figure III.15 on constate que le rendement est inversement proportionnelle à la puissance d'entrée.

pour $P_{in} = -20 \text{ dBm}$ $\eta = 29.35\%$

pour $P_{in} = -10 \text{ dBm}$ $\eta = 54.25\%$

le choix de la valeur de la puissance d'entrée est primordiale. Pour la conception notre élément, nous avons opté pour les deux niveaux de puissance, -10 et -20 dBm.

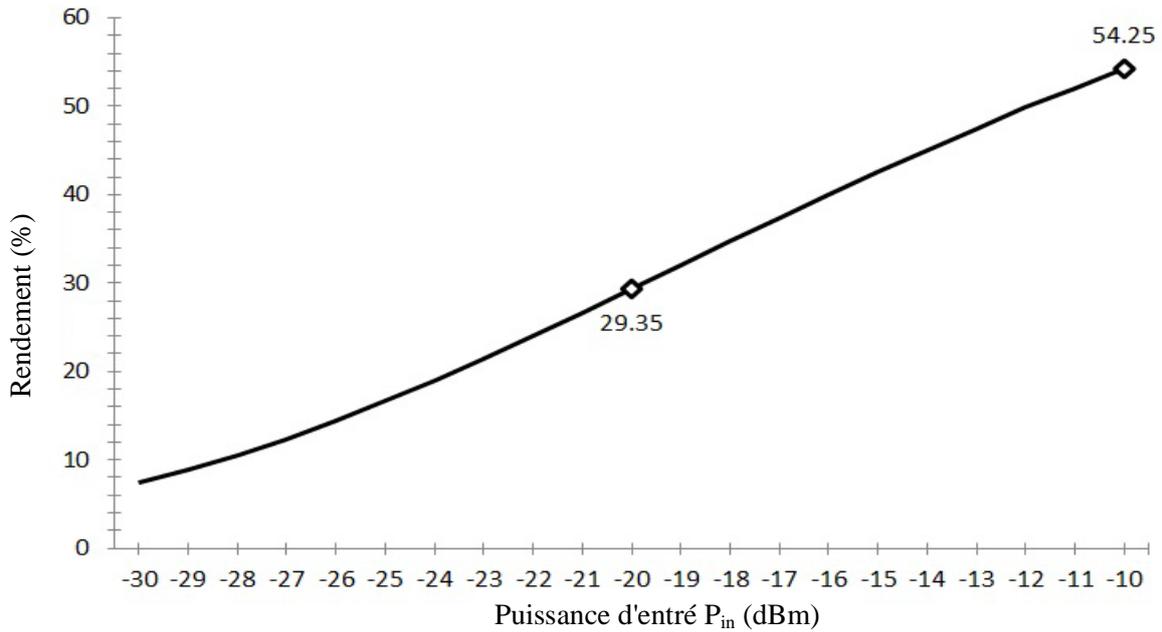


Fig.III. 15 Le rendement en fonction de la puissance d'entrée pour $R_1=4.8K\Omega$

3.2. Influence de la capacité de sortie sur le rendement.

Le condensateur de sortie (C3 dans le schéma), représentant le filtre DC, a sa part dans le fonctionnement de redresseur. Théoriquement, il devrait avoir une valeur minimale à partir de laquelle le rendement ne change pas; au moins pas de changements significatifs. Ainsi, dans cette partie; Tous les paramètres sont fixés mise à part le condensateur C3.

3.2.1. Paramètres de la simulation effectuée

paramètre	valeur
Fréquence	2.45 GHz
Capacités C_1, C_2	5 pF
Capacité C_3	{ 1-100 } pF
Charge R_1	4800 Ω
Puissance P_{in}	-20 dBm

Tableau III. 4 Paramètres de simulation

3. 2.2. Résultats Simulation

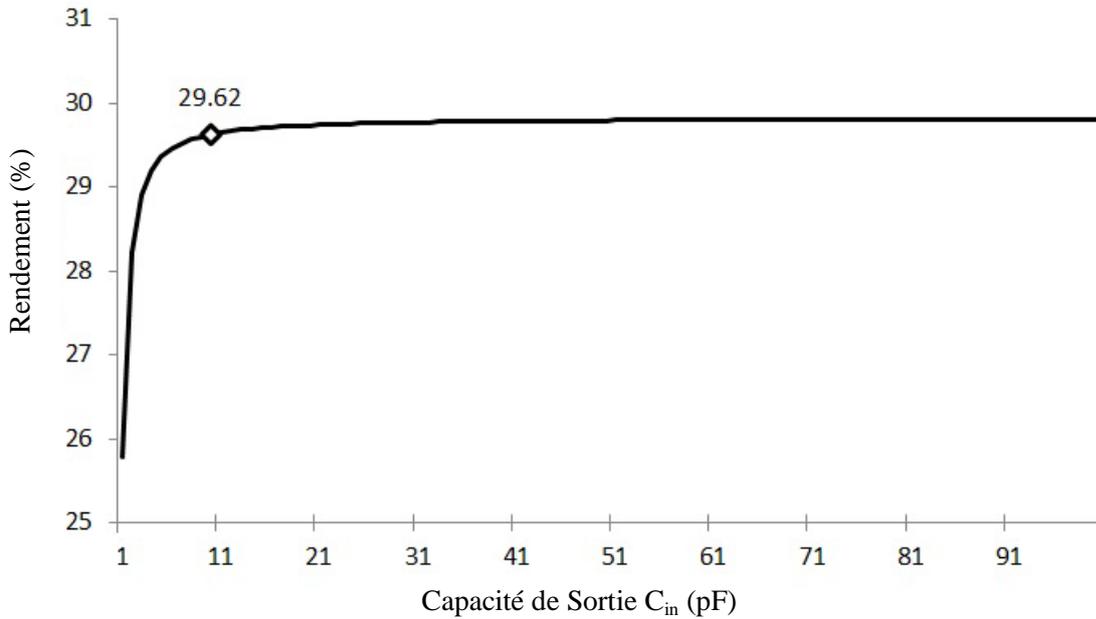


Fig.III. 16 le rendement (%) en fonction du condensateur de sortie C_{out} (pF)

La figure . III.16 donne la variation du rendement en fonction de C_3 , cette courbe comprend deux zones.

1. Zone d'augmentation rapide

Dans cette zone ou C_3 appartient à l'intervalle [1pF,10pF] le rendement augmente rapidement pour atteindre la valeur de 29.26% pour $C_3=10pF$

2. Zone de quasi-saturation

Au delà de la valeur de $C_3=10pF$, la courbe est presque parallèle à l'axe des abscisses, on peut parler de zone de quasi-saturation.

En conclusion nous pourrions prendre la valeur de $C_3= 10pF$ come valeur minimale.

Une fois C_3 fixé à 10 pF, nous étudions la variation du rendement en fonction de la puissance d'entrée, les résultats de la simulation sont donnés par la figure III.17 un rendement de 54,58% a été observée pour une puissance d'entrée de -10dBm.

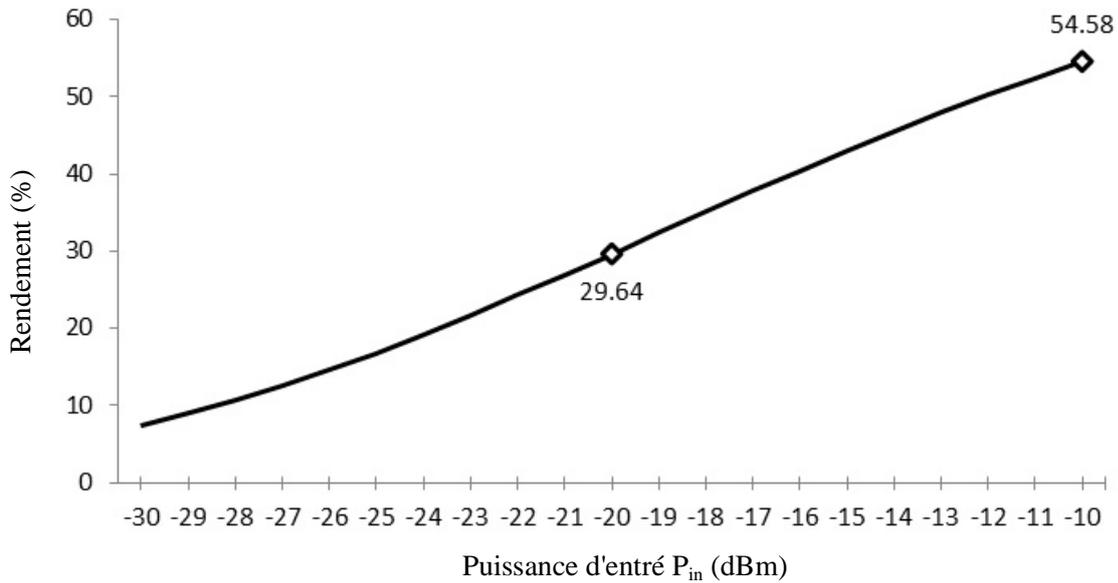


Fig.III. 17 Rendement en fonction de la puissance d'entrée pour $C_{out} = 10pF$

3.3. Influence de la capacité d'entrée sur le rendement

Dans ce cas de simulation, nous allons étudier le rendement en fonction des valeurs de condensateur d'entrée (C_1, C_2), les autres paramètres du redresseur sont fixés

3. 3.1. Paramètres de Simulation

paramètre	valeur
Fréquence	2.45 GHz
Capacités C_1, C_2	{1-100} pF
Capacité C_3	10 pF
Charge R_1	4800 Ω
Puissance P_{in}	-20 dBm

Tableau III. 5 Paramètres de simulation

3. 3.2. Résultat de la simulation

La Figure (III.18) montre que pour une valeur du condensateur $C_{in} = 5pF$, le rendement atteint un maximum.

Une fois C_{in} fixé à 5pF, nous étudions la variation du rendement en fonction de la puissance d'entrée, les résultats de la simulation sont donnés par la figure (III.19). Un rendement de 55,59% a été observée pour une puissance d'entrée de -10dBm.

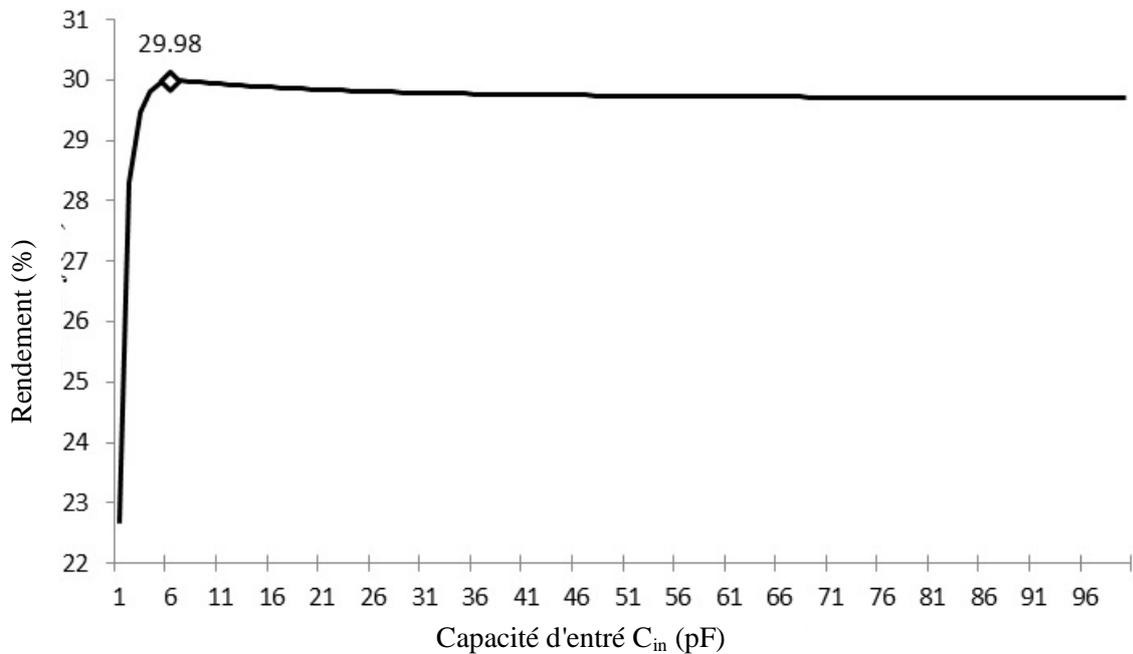


Fig.III. 18 Le rendement (%) en fonction du condensateur d'entrée C_{in} (pF)

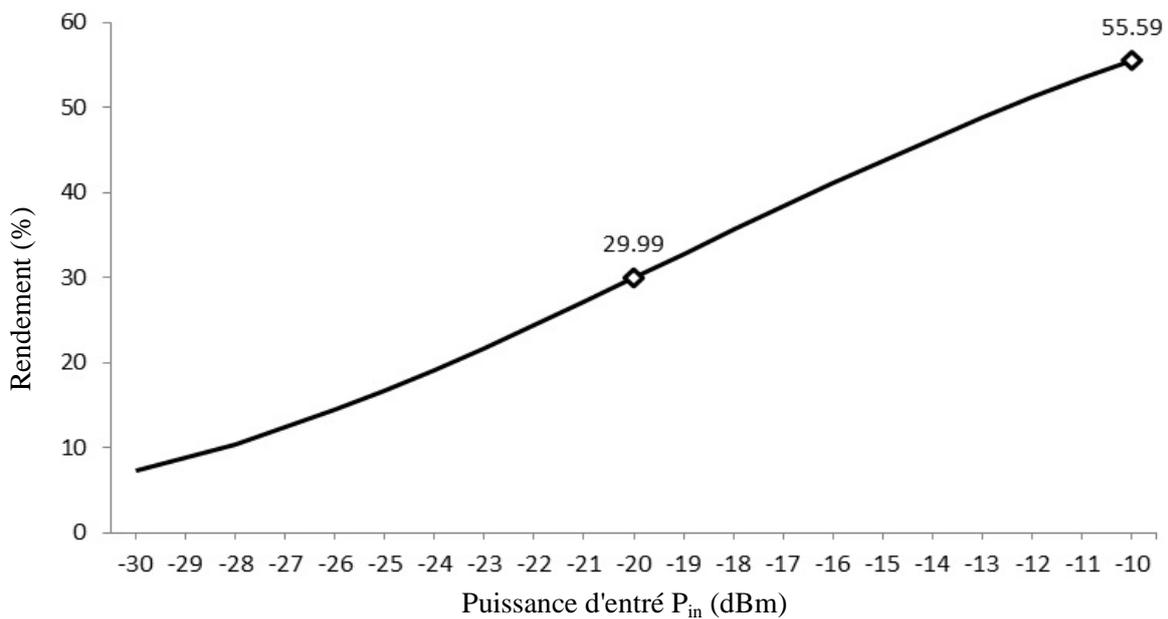


Fig.III. 19 Rendement (%) pour $C_{in}=5pF$

Comme il était prévu, le condensateur d'entrée n'a pas d'effet significatif sur le rendement du redresseur; cependant, il a une influence sur l'impédance d'entrée.

Une fois que nous avons obtenu une vue sur l'influence de l'ensemble des paramètres de redressement; Nous passons maintenant aux paramètres de la diode. sachant que cette dernière est le composant principal, ses paramètres intrinsèques doivent donc être pris en considération.

3.4. Influence du condensateur C_p sur le rendement

Dans cette partie, nous allons voir l'influence de la capacité C_p de la diode (figure (III.9)) sur le rendement. La simulation sera effectuée avec le paramètre trouvé auparavant. Le circuit sera le même que celui indiqué dans la figure (III.11). La figure 4 montre le résultat.

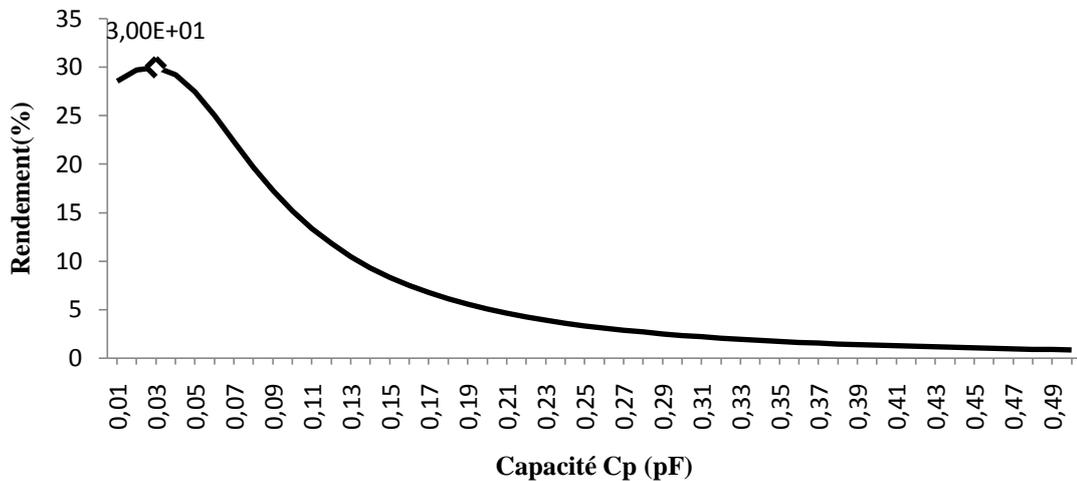


Fig.III. 20 Influence de la valeur de la capacité C_p (pF) sur l'efficacité (%)

La capacité C_p devrait être diminuée afin d'optimiser le rendement de conversion. Donc, la sélection de la diode doit satisfaire à cette exigence. La diode utilisée doit avoir une très faible valeur du condensateur. Pour cette valeur du condensateur de jonction, avec une bonne adaptation d'impédance, nous pouvons obtenir un meilleur rendement (voir la figure (III.20)).

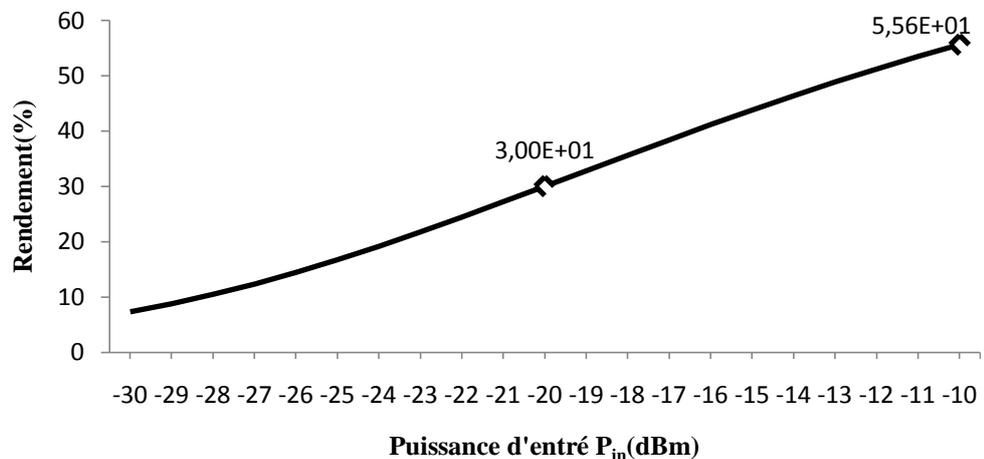


Fig.III. 21 Le rendement pour $C_p = 0.03\text{pF}$

4. Résultats Co-simulation

Les logiciels HFSS et ADS sont utilisés pour concevoir respectivement l'antenne et le circuit redresseur, une co-simulation est nécessaire pour valider l'approche proposée. La question qui se pose, maintenant est de savoir comment mettre en œuvre les paramètres de l'antenne dans l'ADS. Une source de tonalité unique de la bibliothèque ADS résout ce problème.

La valeur de l'impédance d'entrée d'antenne obtenue dans la section II est maintenue, un réajustement de l'impédance d'entrée du redresseur est nécessaire pour satisfaire la condition d'adaptation d'impédance.

Le rendement des signaux RF reçus à chaque port est réalisé par des redresseurs doubleur de tension présenté dans la section 3. Le circuit doubleurs de tension se compose d'une première partie qui comprend une série de condensateur $C1 = C2 = 5\text{pF}$, et une diode de dérivation Schottky. La seconde partie consiste en une diode en série et un condensateur shunt $C3 = 10\text{ pF}$. Les ports d'antenne sont adaptés à la fréquence 2.45GHz de fonctionnement à l'aide d'un shunt et un inducteur en série conçue sous forme de lignes microruban. Ainsi, un autre avantage de l'approche proposée par rapport à celui conçu dans [4] est d'éviter l'utilisation de composants localisés. Les sorties des deux doubleurs de tension sont reliés entre eux par un condensateur $C3$ commun et une résistance de charge $R1$ permet au circuit pour convertir le signal RF d'entrée en un courant continu, indépendamment de l'orientation de sa polarisation. Le circuit d'adaptation d'antenne et les composants redresseurs sont optimisé à l'aide du simulateur Harmonic Balance (HB) pour une puissance d'entrée bas de -10 dBm.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion S_{11} et du rendement RECTENNA par rapport à la puissance d'entrée sont présentés dans la figure (III.22). Une bonne adaptation d'impédance et un rendement maximale simulée élevé de 55%, sont obtenu le long de la plage de balayage de puissance.

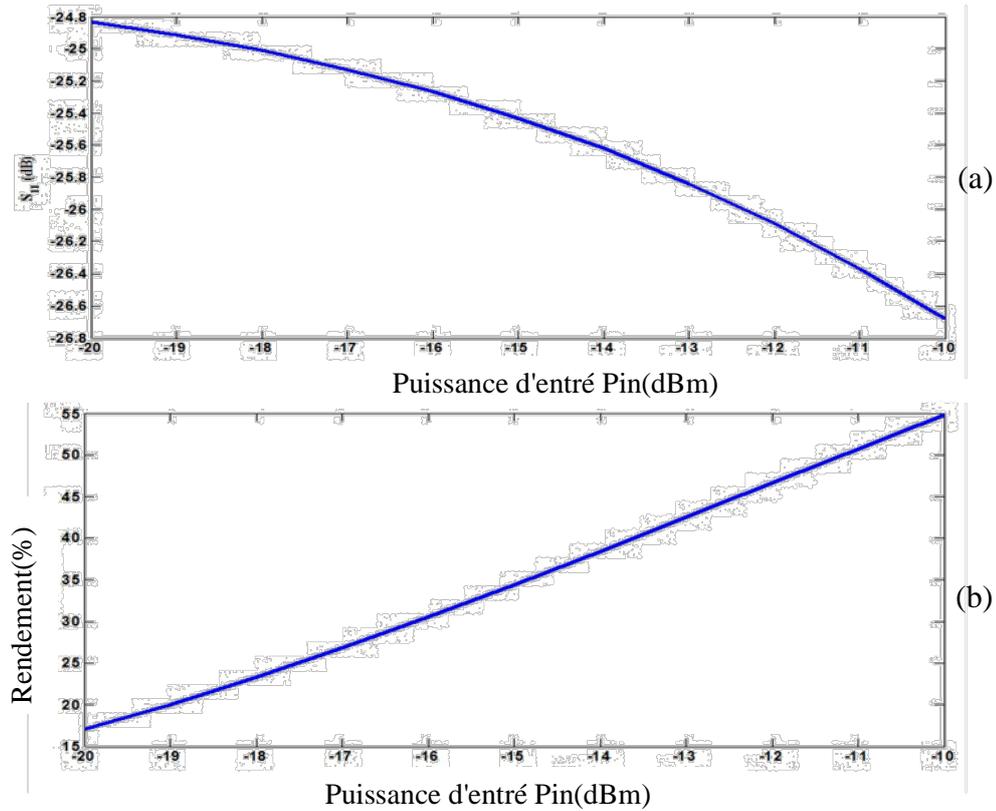


Fig.III. 22 La variation du coefficient de réflexion S11 et de l'efficacité rectenna en fonction de la puissance d'entrée. (a) Le coefficient de réflexion S11 (b) l'efficacité rectenna.

Après avoir effectué la co-simulation, un prototype de notre capteur est fabriqué, un test est nécessaire pour valider l'approche proposé. La section suivante présente les résultats expérimentaux.

5. Résultats expérimentaux

La figure (III.23) montre le capteur RF fabriqué, qui se compose de deux couches reliées les unes aux autres à l'aide de quatre supports en matière plastique.

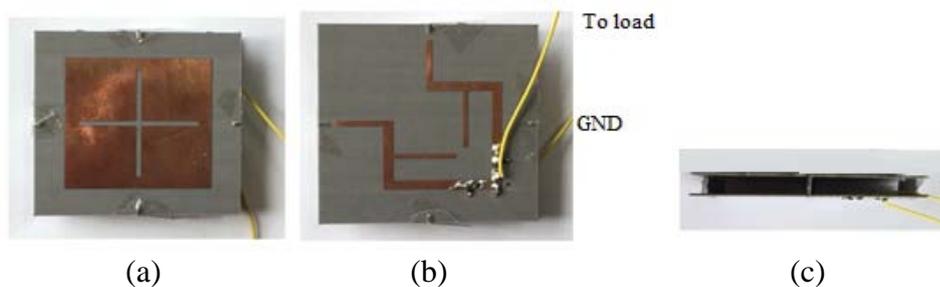


Fig.III. 23 Photo du capteur RF fabriqué. (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous, (c) Vue latérale

Afin de valider les performances de notre antenne, en plus du gain et le rendement démontrée dans la section (III.2), son coefficient de réflexion est mesurée au laboratoire. Le résultat du test est représenté sur la figure (III. 24). Une valeur acceptable de S11 est obtenue à la fréquence de résonance de 2.49GHz. Une analyse approfondie est menée afin d'expliquer la différence entre la simulation et la mesure S11. On constate que le substrat utilisé pour la conception a une faible épaisseur, ce qui rend la fixation des deux couches en position horizontale à l'aide de quatre supports plastiques difficiles à réaliser. Une petite fluctuation conduit à un changement de fréquence. En plus de l'installation de mesure et différentes connexions coaxiales, les facteurs déjà mentionnés peuvent expliquer le décalage en fréquence. Après avoir validé le test de coefficient de réflexion, un schéma pour la configuration de test est illustré dans la figure (III 25). La configuration de test du capteur RF expérimental est réalisé au laboratoire et reporté sur la figure (III 26).

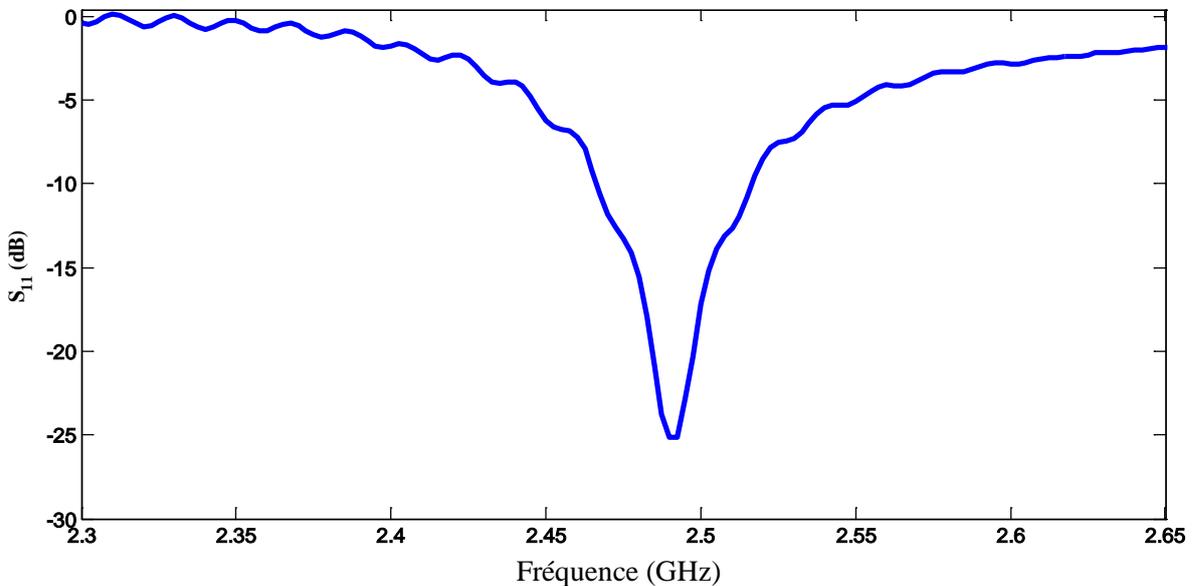


Fig.III. 24 Le coefficient de réflexion mesuré, de l'antenne fabriquée, en fonction de la fréquence

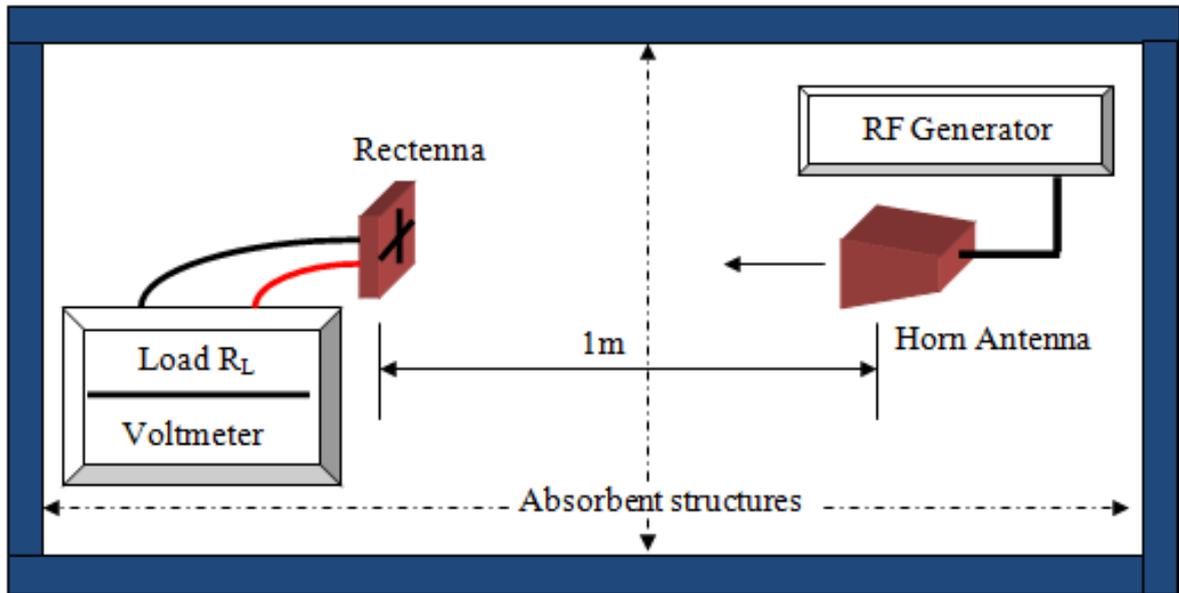


Fig.III. 25 Schéma synoptique, Banc d'essai

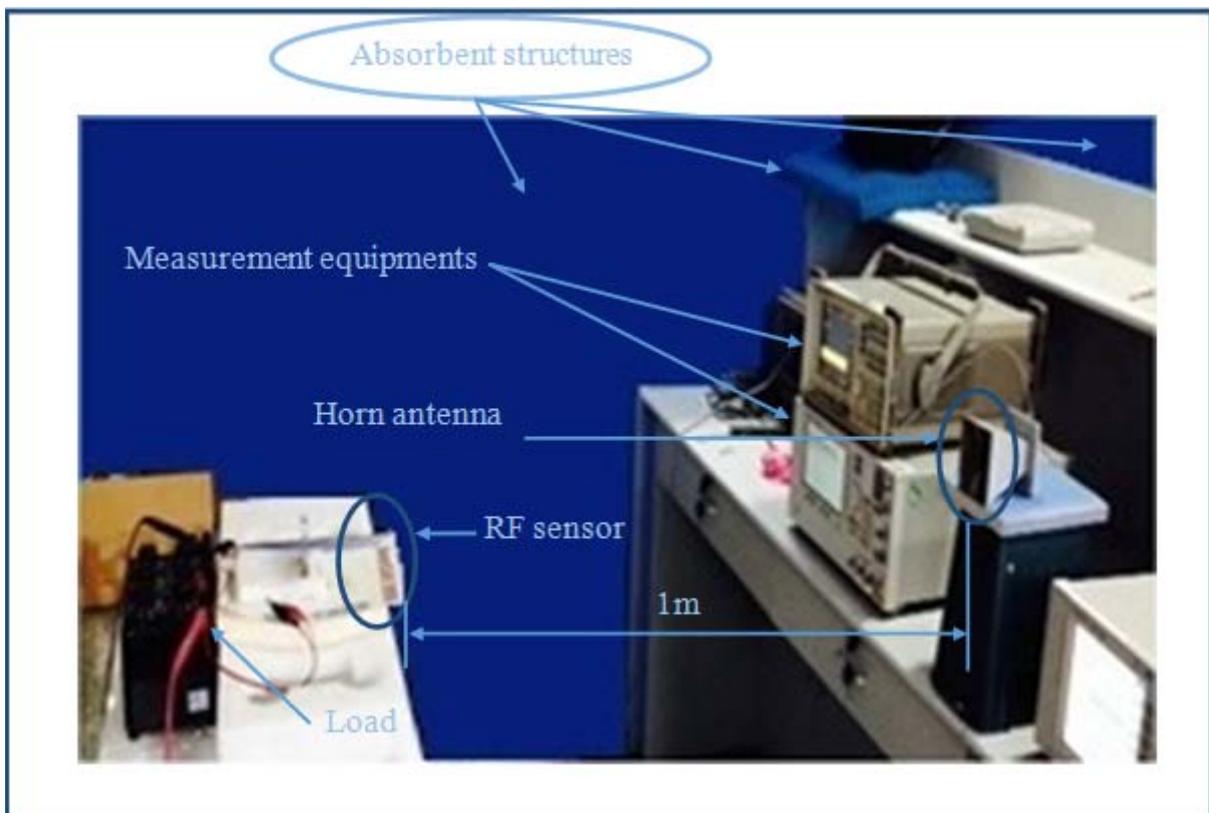


Fig.III. 26 Banc d'essai réalisé au laboratoire

Une antenne corne de transmission avec un gain de 5.84dB est placé à une distance de 1m de notre capteur. Un niveau de puissance transmise $P_{in} = -10\text{dBm}$ RF est ajusté et fixé à la surface de notre capteur en utilisant l'équation de Friis. Ensuite, la puissance de sortie en courant continu ont été recueillies (P_{out}) est mesurée et évaluée. La valeur de -10 dBm,

l'entrée RF est disponible à un port d'antenne. L'antenne redresseuse présente une géométrie symétrique, et le test à chaque port indique que le rendement mesurée est presque la même. Le rendement est calculée en utilisant l'équation suivante:

$$\eta = \frac{P_{DC}(out)}{P_{RF}(in)} = \frac{V_{DC}^2 / R_L}{P_{RF}(in)} \quad (III.5)$$

Où:

V_{DC} : La tension de sortie collectées pour un port et pour une charge RL donnée.

Nous notons que le capteur conçu a la capacité de travailler dans deux modes de polarisation d'onde, verticales et horizontales. Les résultats des mesures montrent que le rendement maximal pour une polarisation verticale est évaluée à 41%, comme il est illustré sur la figure (III.27.a)

Les valeurs mesurées de la tension de sortie lorsque l'angle entre l'antenne et l'onde de polarisation d'entrée varie de 0 ° à 360 ° sont présentées à la figure (III.27.b) Une valeur maximale de 214mV tension continue est obtenue pour les angles de 0 ° et 360 ° et une valeur minimale de 171mV est recueillie pour l'angle de 315 °. On déduit de ce résultat que notre capteur RF peut convertir la puissance RF en courant continu, indépendamment de la polarisation de l'onde d'entrée. Par rapport à une seule antenne redresseuse de polarisation, la conception proposée a l'avantage de doubler la tension de sortie en courant continu en utilisant deux diodes de redressement. Dans certains cas pratiques où l'antenne redresseuse est montée sur une plate-forme mobile, la polarisation de l'onde reçue change pendant la rotation rectenna. Ainsi, l'antenne redresseuse est conçu pour être à double polarisation afin de recueillir la puissance RF quelle que soit l'orientation de la puissance reçue.

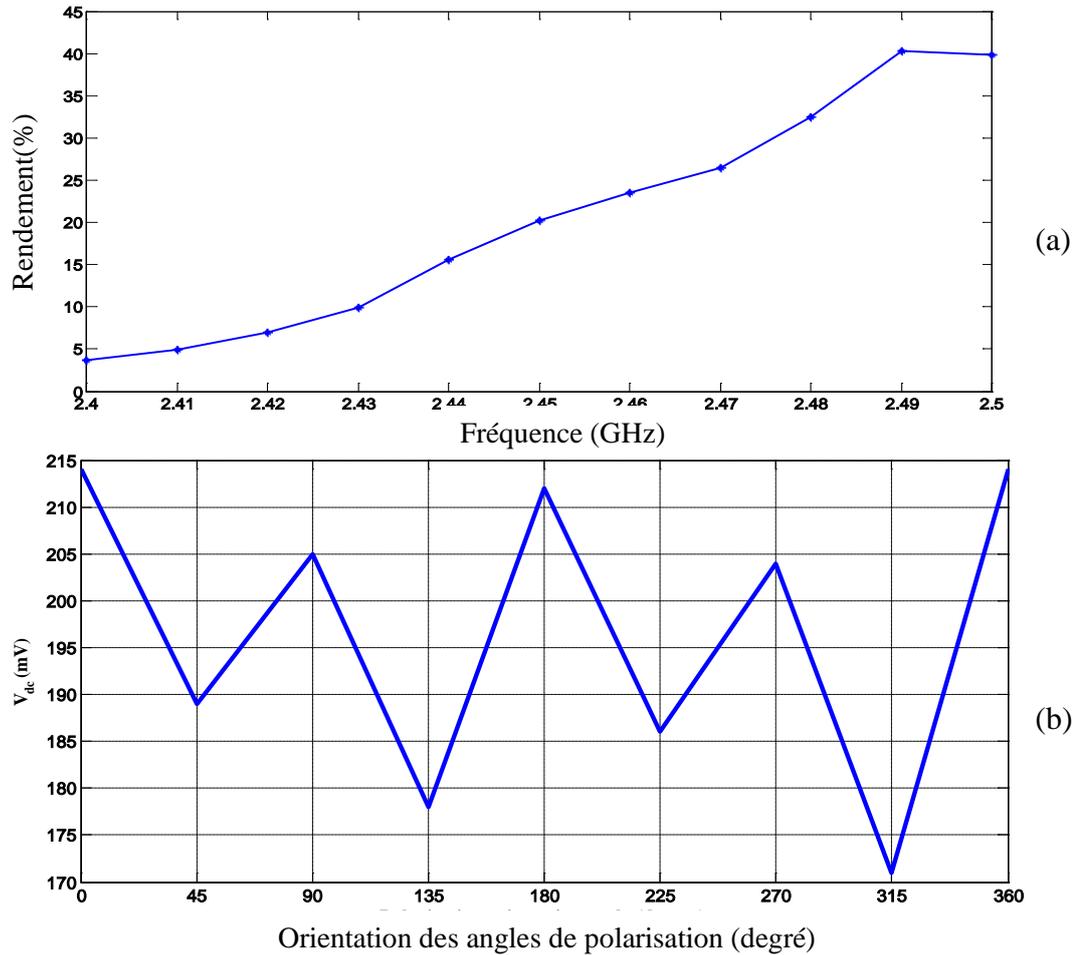


Fig.III. 27 Résultats du rendement mesurée et la tension continue de sortie. (a) le rendement mesurée par rapport à la fréquence pour Pin = -10 dBm sur un port d'antenne. (b) variation de la tension de sortie continue pour les différents angles d'orientation rectenna

Le capteur RF fabriqué est testé afin de valider l'approche proposée. De bons résultats expérimentaux obtenus pour la fréquence de fonctionnement située à 2.49GHz de la bande ISM.

Nous avons comparé nos résultats avec quelques travaux fonctionnant dans la même bande de fréquence c-à-d (bande ISM avec la fréquence centrale de 2,45 GHz) tableau III.6. Le but est de valider les caractéristiques de notre conception, principalement les dimension et le rendement de l'antenne. cela en mesurant la conversion à faible puissance de l'entrée RF (-10 dBm). Notre antenne redresseuse peut encore être utilisé en tant qu'élément d'un large éventail antenne redresseuse ayant une taille réduite et un rendement de conversion RF-DC élevée.

Référence	Taille de la Rectenna (mm ³)	Puissance d'entrée RF (dBm)	Gain de l'antenne (dBi)	Polarisation d'antenne	Efficacité maximale Simulation / Mesure (%)
[3]	89 x 78 x 1.52	24	4.5	CP	62 / N.M
[4]	70 x 70 x 7.1	-10	7.7	Dual LP	38.2 / 19
[5]	100 x 110 x 4.7	10	5.7	Dual CP	N.M / 63
[6]	60 x 77.8 x 18.2	15	2	LP	50 / 45
[7]	93 x 135 x 23.5	18	10	LP	74 / 72.8
Notre travail	50 x 50 x 6.2	-10	6.44	Dual LP	55 / 41

Tableau III. 6 Comparaison entre notre travail et quelques références

6. Conclusion

Dans cette partie, un nouveau capteur électromagnétique compact de récupération d'énergie pour les applications à faible puissance continue est conçu et fabriqué. Le capteur recueille l'énergie RF à l'aide d'une antenne à double polarisation travaillant à la bande ISM à la fréquence centrale de 2,45GHz. Ensuite, l'énergie RF est convertie en énergie en courant continu à travers le circuit redresseur. Pour valider l'approche proposée, le prototype conçu est testé au laboratoire. Le capteur présente l'avantage d'avoir une taille compacte et un rendement énergétique acceptable (P_{out} / P_{in}) par rapport aux modèles précédents avec le même niveau d'entrée RF et fonctionnant à la même bande de fréquence. Une valeur maximale de l'efficacité de 41% est mesurée à 2.49GHz et pour un niveau de -10 dBm d'entrée. Le capteur affiche de bonnes performances pour les niveaux de faible puissance RF. En effet, il peut être utilisé pour charger des petits appareils fonctionnant avec une faible puissance DC.

Références

- [1] W. C. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 9, pp. 1230–1242, Sep. 1984.
- [2] D. Pozar, "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 34, no. 12, pp. 1439–1446, Dec. 1986.
- [3] J. Heikkinen and M. Kivikoski, "A novel dual-frequency circularly polarized rectenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 2, no. 1, pp. 330–333, 2003.
- [4] A. Georgiadis, G. Vera Andia, and A. Collado, "Rectenna design and optimization using reciprocity theory and harmonic balance analysis for electromagnetic (EM) energy harvesting," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 444–446, 2010.
- [5] Z. Harouni, L. Cirio, L. Osman, A. Gharsallah, and O. Picon, "A Dual Circularly Polarized 2.45-GHz Rectenna for Wireless Power Transmission," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 306–309, 2011.
- [6] G. Monti, L. Corchia, and L. Tarricone, "ISM BAND RECTENNA USING A RING LOADED MONOPOLE," *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 33, pp. 1–15, 2012.
- [7] M.-J. Nie, X.-X. Yang, G.-N. Tan, and B. Han, "A Compact 2.45-GHz Broadband Rectenna Using Grounded Coplanar Waveguide," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 986–989, Dec. 2015.
- [8] W.-H. Tu, S.-H. Hsu, and K. Chang, "Compact 5.8-GHz Rectenna Using Stepped-Impedance Dipole Antenna," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 6, no. 11, pp. 282–284, 2007.
- [9] B. Merabet, F. Costa, H. Takhedmit, C. Vollaïre, B. Allard, L. Cirio, and O. Picon, "A 2.45-GHz localized elements rectenna," in *2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 2009, pp. 419–422.
- [10] H. Takhedmit, L. Cirio, B. Merabet, B. Allard, F. Costa, C. Vollaïre, and O. Picon, "Efficient 2.45 GHz rectenna design including harmonic rejecting rectifier device," *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 12, p. 811, 2010.
- [11] M. R. Sarker, S. H. M. Ali, M. Othman, and M. S. Islam, "Designing a low voltage energy harvesting circuits for rectified storage voltage using vibrating piezoelectric," in *2011 IEEE Student Conference on Research and Development*, 2011, pp. 343–346.
- [12] S. V. Kumar, P. Patel, A. Mittal, and A. De, "Design, analysis and fabrication of rectenna for wireless power transmission - Virtual battery," in *2012 National Conference on Communications (NCC)*, 2012, pp. 1–4.

- [13] G. Franceschetti, P. Rocca, F. Robol, and A. Massa, "Innovative rectenna design for space solar power systems," in *2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*, 2012, pp. 151–153.
- [14] X. Yang, C. Jiang, A. Z. Elsherbeni, F. Yang, and Y.-Q. Wang, "A Novel Compact Printed Rectenna for Communication Systems," in *2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, 2012, pp. 1–4.
- [15] F. Zhang, F.-Y. Meng, J.-C. Lee, and Q. Wu, "Study of a novel compact rectenna for wireless energy harvesting," in *2013 IEEE International Wireless Symposium (IWS)*, 2013, pp. 1–4.
- [16] S. M. Kim, Y.-B. Jung, J. I. Moon, and I. K. Cho, "Design of efficient rectenna with vertical ground-walls for RF energy harvesting," *Electron. Lett.*, vol. 49, no. 17, pp. 1050–1052, Aug. 2013.
- [17] M. Del Prete, A. Costanzo, D. Masotti, and A. Romani, "An alternative rectenna design approach for wirelessly powered energy autonomous systems," in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2013, pp. 1–4.
- [18] A. Takacs, H. Aubert, A. Luca, S. Charlot, S. Fredon, and L. Despoisse, "Rectenna design for K band application," in *2014 44th European Microwave Conference*, 2014, pp. 648–651.
- [19] M. A. Sennouni, J. Zbitou, B. Abboud, A. Tribak, and M. Latrach, "Improved circularly polarized rectenna design for microwave power transmission at 2.45GHz," in *2014 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, 2014, pp. 582–586.
- [20] G.-N. Tan, X.-X. Yang, and C. Tan, "Design of rectifying circuit for wireless power transmission in Ka band," in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, pp. 639–640.
- [21] H. Takhedmit, L. Cirio, F. Costa, and O. Picon, "Transparent rectenna and rectenna array for RF energy harvesting at 2.45 GHz," in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 2970–2972.
- [22] Wan Jiang, B. Zhang, Liping Yan, and C. Liu, "A 2.45 GHz rectenna in a near-field wireless power transmission system on hundred-watt level," in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, 2014, pp. 1–4.
- [23] Y.-C. Huang, G.-P. Pan, T.-L. Li, and J.-S. Sun, "Design of dual polarized rectenna for wireless power transmission," in *2015 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, 2015, pp. 269–271.
- [24] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. Wiley Interscience, 2005, pp 817-820.

- [25] http://www.mouser.com/ds/2/472/Surface_Mount_Schottky_Diodes_200041W-238274.pdf, accessed 12 December 2015.

Chapitre IV

Modélisation d'un Capteur Neutronique

1. Introduction

Les neutrons dans l'atmosphère résultent des interactions entre les rayons cosmiques avec les gaz présents dans l'air. A des altitudes supérieures à environ 30 000 m, la grandeur du flux de neutron est de deux à trois fois supérieure à celle du niveau de la mer. Le spectre d'énergie de ce flux de neutrons dépasse la valeur de 100 MeV, tandis que sa portion dominante est comprise entre 1 - 10 MeV, la portion de 10 -100 MeV est également importante. Cet environnement de neutrons est doté d'une énergie de portée suffisante pour être une menace potentielle et induire des effets singuliers transitoires dans des dispositifs à puce très sensibles dans les avions. La sensibilité de l'électronique de l'avion à neutrons SEU est un problème qui a reçu beaucoup d'attention [1],[2].

Les neutrons représentent les principales causes de dégâts d'irradiation aux appareils électroniques. Étant donné que les neutrons sont des particules non chargées relativement lourds (1840 fois plus lourd que les électrons). De ce fait les atomes voir les molécules subissent un déplacement dans le réseau cristallin au lieu d'une simple ionisation suite à une collision [3].

Les transistors MOS sont actuellement les principaux dispositifs de l'industrie de la microélectronique moderne. Cependant, lorsqu'un dispositif MOS est exposé à un rayonnement de flux neutronique, les effets résultants de ce rayonnement peuvent causer plusieurs dégradations des performances de l'appareil et de sa durée de vie, a titre d'exemple la tension de seuil.

Récemment, les réseaux de neurones artificiels (ANN) sont présentés comme une technique d'apprentissage très efficace capable d'effectuer des approximations non linéaires, complexes, et des tâches dynamiques avec un haut degré de précision [4], [5].

Cependant, la modélisation non linéaire complexe de la sensibilité croisée a été abordé avec succès par (ANN) [6],[7] les modèles neuronaux sont, par conséquent, beaucoup plus rapide que les modèles de physique / électro-mécaniques et ont une plus grande précision que les modèles analytiques et empiriques. De plus, ils sont faciles à développer un nouveau composant ou une nouvelle technologie [8-10]

Le but principal de cette modélisation est de fournir le modèle neuronal, permettent aussi d'avoir des information et données, concernant les défauts dans les semi conducteur MOS causés par le rayonnement neutronique.

2. Contexte théorique

Une définition couramment utilisée de la tension de seuil est que la tension de grille pour laquelle la surface Φ_s potentiels dans le semi-conducteur au-dessous de l'oxyde de grille est donnée par

$$\Phi_s = 2 \Phi_F \quad (IV.1)$$

Où Φ_F (V) est le potentiel de niveau de Fermi.

Ainsi, la tension de seuil [11] est donnée comme suit:

$$V_{th} = \phi_{MS} + 2\phi_F + \frac{\sqrt{2q\epsilon_{Si}N_A(2\phi_F)}}{C_{OX}} - \frac{Q_{total}}{C_{OX}} \quad (IV.2)$$

Où Q (C) est la charge de l'électron, ϵ_{Si} (F / cm) est la permittivité du silicium, N_A (cm⁻¹) est la concentration du dopage du substrat, C_{OX} (F / cm²) est la capacité d'oxyde de grille par unité de surface. ϕ_{MS} (V) est le semi -conducteur métal différence de fonction de travail. Q_{total} (C / cm²) est la densité totale de charge dans le système SiO₂-Si [11].

Selon la nomenclature de l'offre [12], il existe quatre types généraux de charges associées au système de SiO₂-Si, comme cela est illustré sur la figure IV.1 (a).

Ainsi, Q_{total} est donnée par

$$Q_{total} = Q_f + Q_m + Q_{ot} + Q_{it} \quad (IV.3)$$

Où Q_f (C/cm²) est la densité de charge fixe, en raison de défauts structurels dans l'oxyde. Q_m (C/cm²) est la densité de charge d'oxyde mobile; elle est causée principalement par les impuretés ioniques.

Q_{OT} (C/cm²) est la densité de charge d'oxyde piégée; elle est due à des trous et des électrons piégés dans la masse de l'oxyde.

Q_{it} (C/cm²) est la densité de charge interface- piégée; il est situé à la face du SiO₂ -Si.

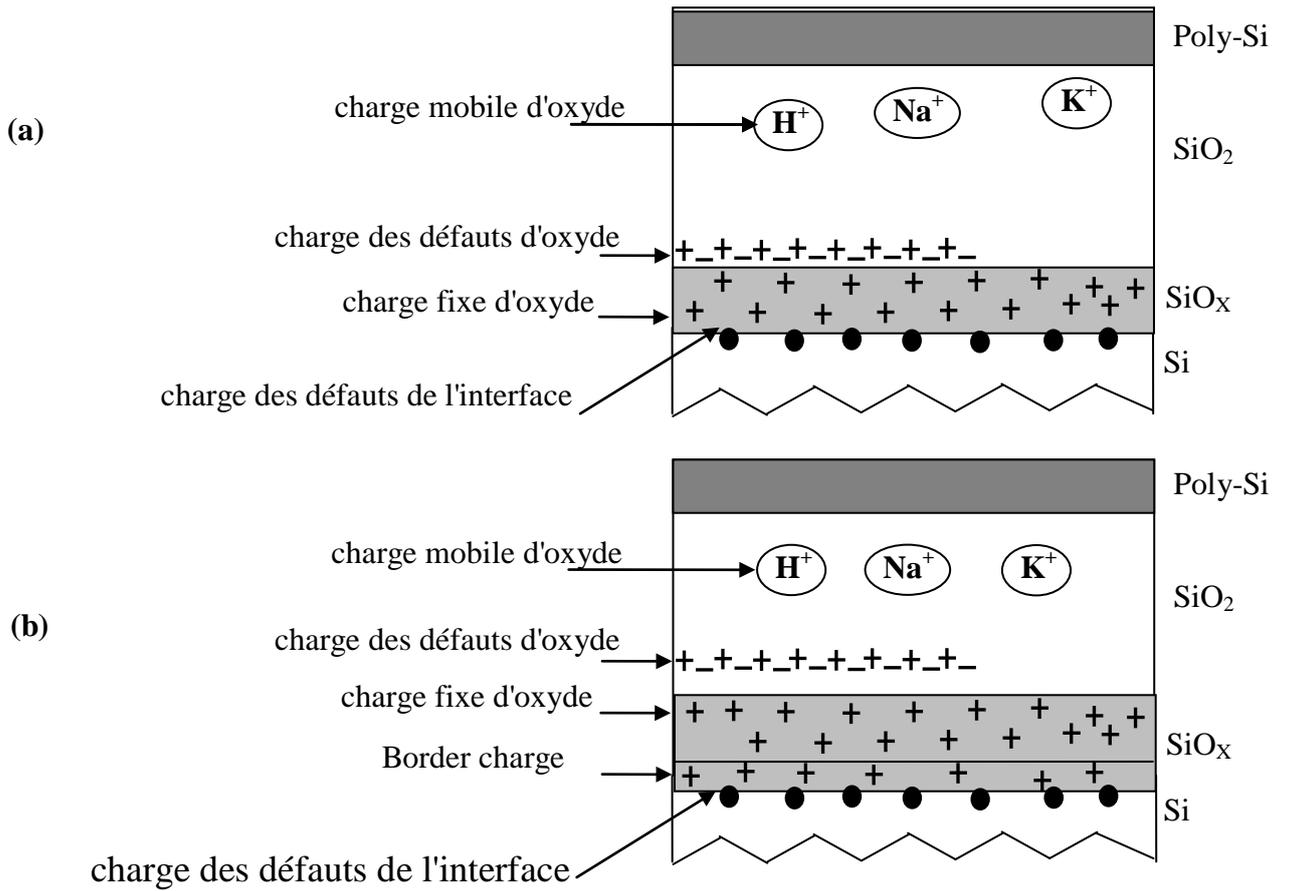


Fig. IV. 1 Représentation schématique des différentes charges dans des dispositifs MOS. (A) Les différentes charges dans le système SiO₂-Si (après nomenclature [12]). (B) Les différentes charges dans le système SiO₂-Si (après [13]).

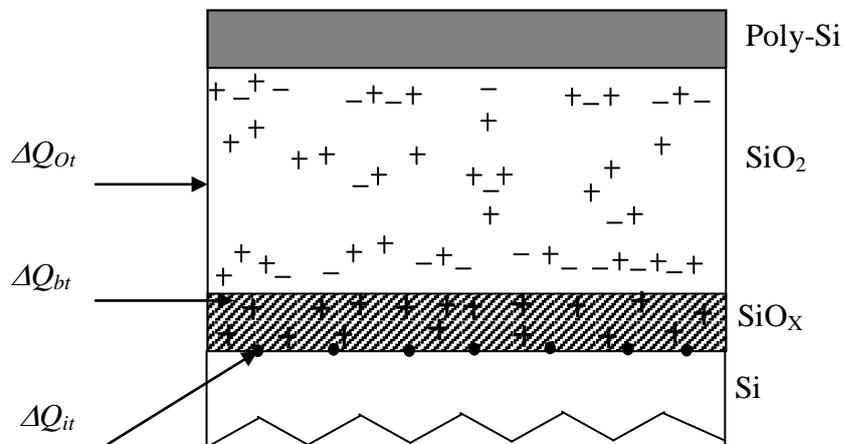


Fig. IV. 2 Représentation schématique des défauts d'interface SiO₂-Si. induit par le rayonnement

Contrairement à la charge fixe d'oxyde, la charge des défauts d'oxyde, et la charge mobile d'oxyde, la charge des défauts de l'interface est en contact électrique avec le silicium

En 1992, Fleetwood terminée cette image de charges par l'introduction d'un nouveau type de charge appelé charge de l'interface Q_{bt} . Comme il est illustré sur la figure IV.1 (b), les défauts à l'interface sont des défauts d'oxyde situés à proximité de l'interface SiO₂-Si en contact avec le silicium sous-jacent via les défauts d'interface. En ajoutant cette nouvelle charge, (IV.3) devient

$$Q_{total} = Q_f + Q_m + Q_{ot} + Q_{it} + Q_{bt} \quad (IV.4)$$

et par le remplacement (IV.4) (IV.2), V_{th} peut s'écrire comme suit

$$V_{th} = \phi_{MS} + 2\phi_F + \frac{\sqrt{2q\epsilon_{Si}N_A(2\phi_F)}}{C_{OX}} - \frac{1}{C_{OX}}(Q_f + \sqrt{Q_m + Q_{ot} + Q_{it} + Q_{bt}}) \quad (IV.5)$$

Ceci est la première fois (D'après les auteurs) où la contribution des charges à l'interface est ajoutée à la charge totale Q_{total} impliquée dans V_{th} . Ceci est une mise à jour de la formule théorique de V_{th} . Lorsque les transistors MOS sont exposés à différents types de contraintes tels que les rayonnements ionisants, l'injection FN, ou l'injection de porteurs chauds, l'oxyde de grille et les interfaces SiO₂-Si sont endommagés. L'augmentation des différentes charges sont représentés sur la figure IV.2 [14].

3. Le modèle neuronale

Les résultats expérimentaux de [3] ont été utilisés pour créer une base de données disposées comme (θ , FLU, ND, T) où:

- θ est l'angle de l'incidence de neutrons
- FLU est le flux de neutrons incident
- ND est le nombre moyen d'atomes déplacés
- T est la température de l'environnement dans le point de mesure.

Dans un deuxième temps, nous organisons les données comme suit:

sous ensemble d'entraînement est constitué de 70% de l'ensemble initiale de données.

sous ensemble de test est composé de 20% de l'ensemble initiale de données.

sous ensemble de validation contient les 10% restant de la base initiale de données.

Les ensembles sont pris comme points équidistants à travers les données d'origine. Il est important de ne pas utiliser tout élément de la base de test et de la base de validation à travers toute la formation. Ces bases sont réservés uniquement pour la mesure de la performance finale.

L'effet des rayons neutronique incident sur le MOSFET est compris dans ce modèle par l'équation (IV.2) qui est présenté par Q_{total} . Nous faisons la formation de réseau neuronal pour la base de données avec l'algorithme "BP" de retro propagation; la figure IV. 3 représente l'organigramme du programme. La formation du réseau de neurones a été fait avec l'algorithme retro-progression.

4. Modélisation du Capteur de neutron

Pour créer le modèle ANN du neutron au moyen des réseaux de neurones on choisit une base de données caractérisée, dans notre cas, le courant de drain I_{ds} , la tension de drain V_{ds} , la tension de grille et les réponses du capteur. Dans une deuxième étape on sépare la base d'apprentissage et celle de test, puis on fait l'entraînement d'un réseau de neurones sur la base d'apprentissage avec l'algorithme de rétro propagation et finalement on mesure la performance du modèle obtenu avec la base de test.

4.1. Création d'une base de validation

Comme son nom l'indique cette base de données est utilisée pour tester et valider les résultats obtenus après l'apprentissage. On doit noter ici qu'il n'y a pas de règles précises concernant cette séparation, néanmoins, d'une manière générale et d'après la littérature, suivant le problème étudié 10% à 25% de la base de données représente la base de test. Les deux bases de données ainsi obtenues par cette séparation doivent impérativement couvrir l'espace de fonctionnement. Dans le cas pratique, si l'angle de rayonnement (θ), varie entre 0° et 90° , alors les deux bases englobent des différentes valeurs incluse dans cet intervalle, le même principe est appliqué pour les autres paramètres. Dans notre cas la base d'apprentissage est composée de 17861 éléments, quand à la base de test est composée de 2551 éléments. Il est important, que pendant toute la durée de l'apprentissage aucun élément de la base de test n'est utilisé. Cette dernière base est réservée uniquement à la mesure finale de la performance. Autrement dit, elle sert à vérifier si le réseau de neurones a une bonne performance sur les exemples qu'il n'a pas appris. Avec les réseaux de neurones, il existe toujours le risque de sur-apprentissage, c'est-à-dire, quand le réseau a pris trop de paramètres pour représenter une

fonction qui n'est pas très complexe. La base de validation permet de mettre en évidence le problème s'il se présente. Le sur apprentissage se traduit par une augmentation de l'erreur sur la base de validation [15].

4.2. L'apprentissage du réseau de neurone

Comme nous avons vu précédemment, l'apprentissage nécessite une base de données d'entraînement et une base de test, et une base de validation, et le nombre de couches et des neurones utilisés dans chaque couche.

Le bon choix, de type des fonctions d'activations et du nombre d'itérations nécessaires pour avoir le seuil d'estimation voulue « S » qui représente la valeur minimale de l'erreur quadratique moyenne « MSE » qu'on désire obtenir, est aussi nécessaire pour faire notre apprentissage.

La figure IV.3 représente l'organigramme qui interprète notre programme structuré en Matlab.

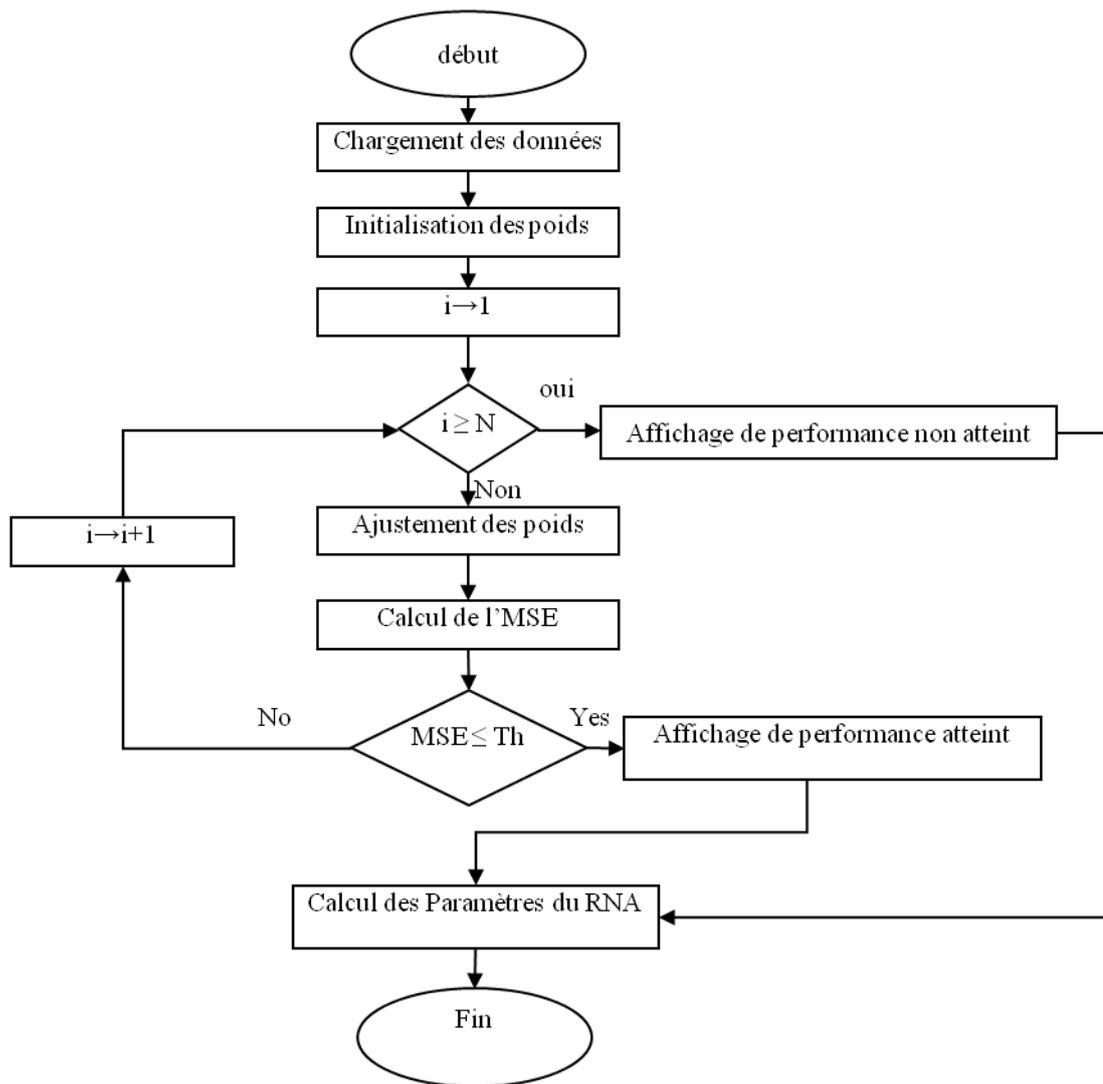


Fig. IV. 3 Organigramme du Programme d'entrainement.

Dans la figure IV.4, Notez que le chargement des données est: base d'entrainement, base de test, le nombre de couches et les neurones, le type de fonctions de transfert, le nombre d'itération et le seuil d'estimation.

N est le nombre d'itérations,

MSE est l'erreur quadratique moyenne,

Th est le seuil d'estimation

"Test MSE" et les paramètres ANN sont les éléments de réseau neuronal (Bni la matrice de polarisation et Wnji matrice des poids de).

Enfin, nous mesurons la performance du modèle obtenu avec la base de test.

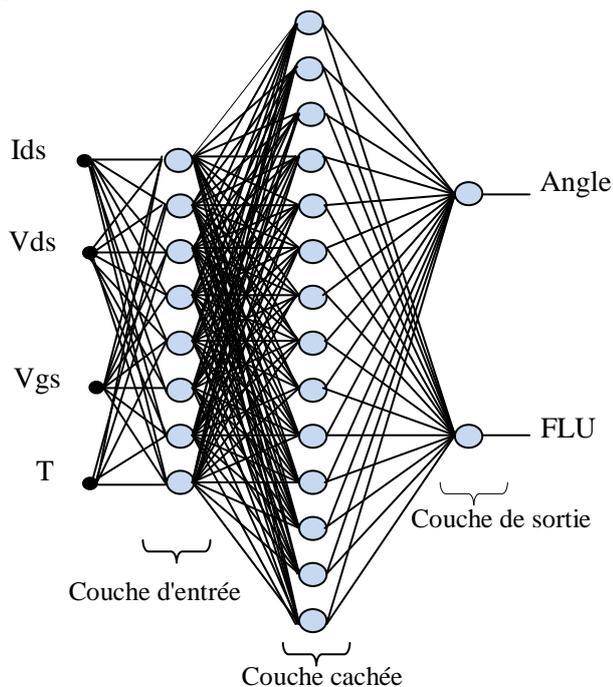


Fig. IV. 4 Notation symbolique du modèle ANN optimisé

Base de donné	Base d'entrainement	17861
	base de Test	2551
	base de Validation	5103
Nombre de neurones	Couche d'entré	8
	1 ^{ere} Couche caché	14
	Couche de sortie	2
Fonction de Transfer	Couche d'entré	Logsig
	Couche caché	Logsig
	Couche de sortie	Linear
MSE	MSE angle	0.1301
	MSE Flu	0.0064
	MSE moy	0.0682

Tableau IV. 1 Optimisation des paramètres du modèle des réseaux de neurones

4. Résultats et discussions

Une fois que le modèle d'approximation est réalisée, il est important de vérifier la qualité de l'approximation du modèle se produit:

le coefficient de corrélation multiple R^2 nous donne une idée sur la quantité d'approximation.

Cette statistique estime le succès de l'ajustement.

si R^2 est proche de 0, le un modèle est de mauvaise qualité.

si R^2 est près de 1 le modèle est de bon qualité.

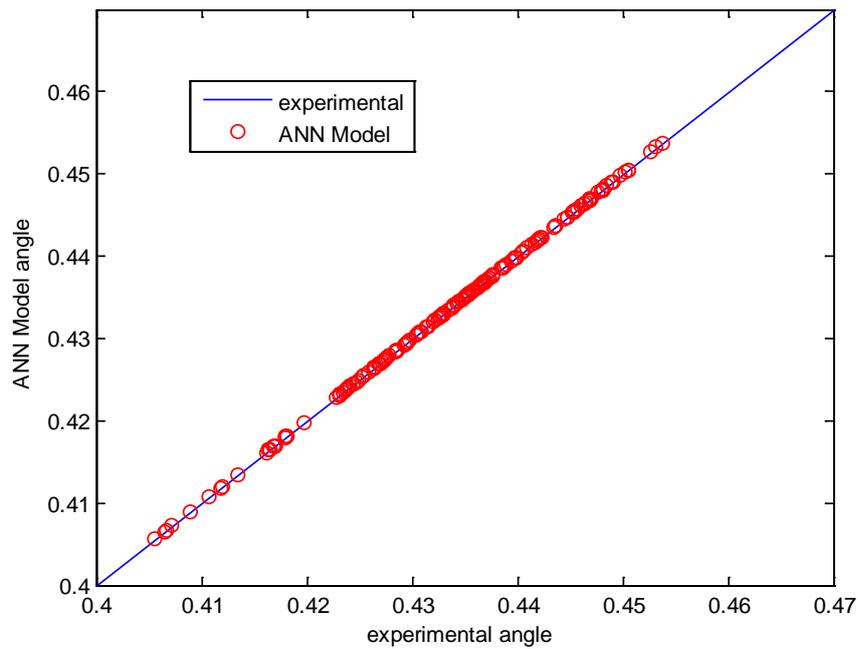


Fig. IV. 5 Modèle neuronal des angles en fonction des angles expérimentaux

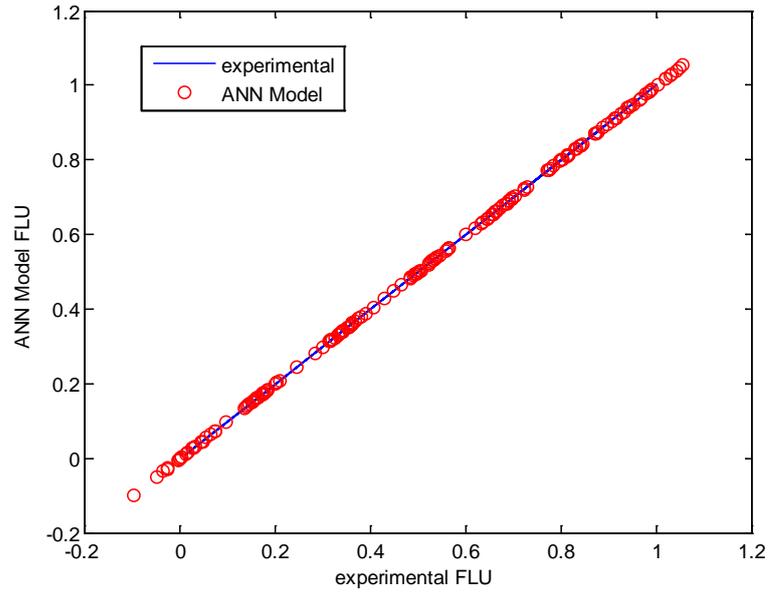


Fig. IV. 6 Modèle neuronal de FLUX en fonction du flux expérimental

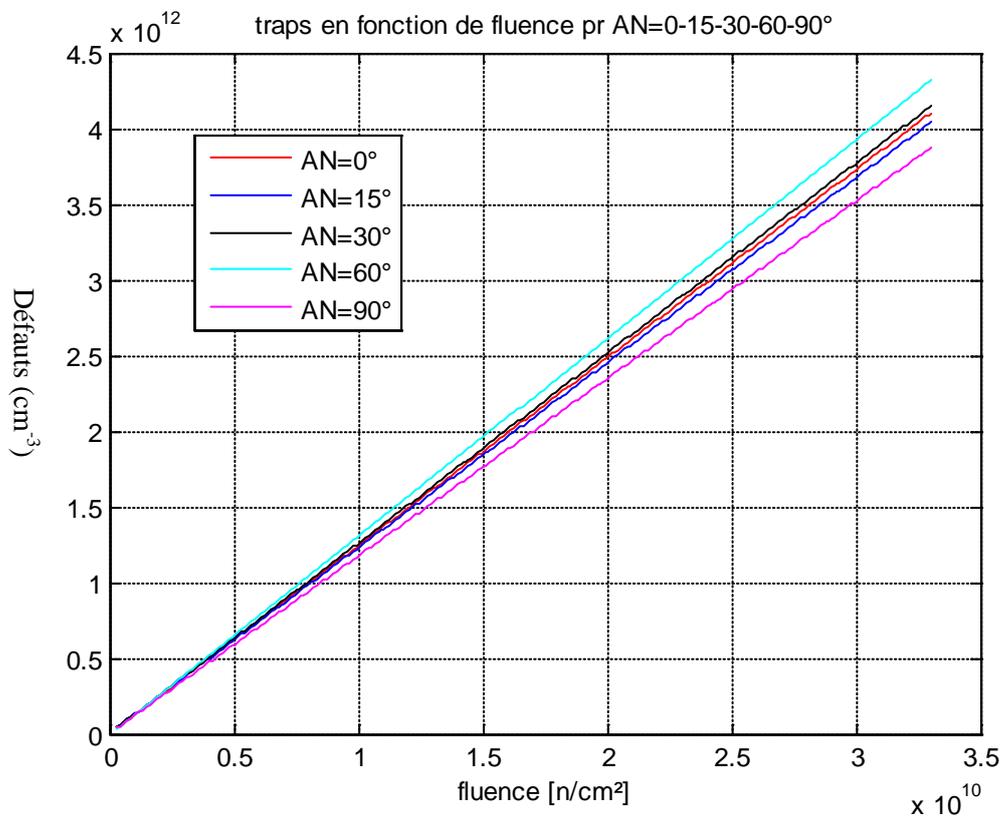


Fig. IV. 7 L'effet des défauts en fonction de flux pour différentes valeurs de l'angle d'incidence

sur la figure (IV.7), on constate que la valeur de l'angle d'incidence, influe sur le nombre de défauts.

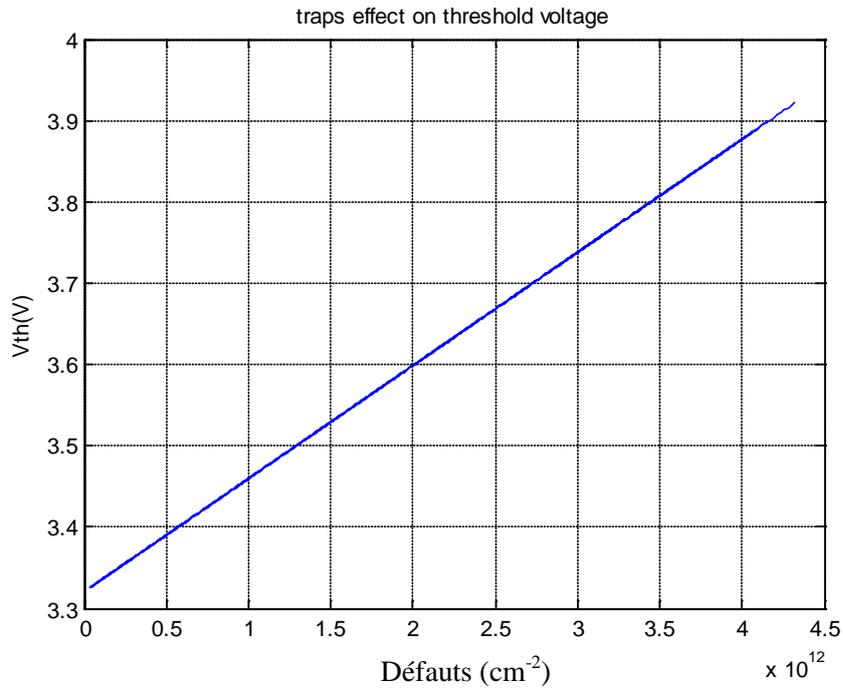


Fig. IV. 8 Effet des défauts en fonction de la tension de seuil

La tension de seuil varie légèrement avec le nombre des défauts, la tension de seuil croît avec l'augmentation de ce derniers.

L'accroissement de la tension de seuil conduit à une dégradation des dispositif. par conséquence, le bombardement d'un transistor MOS par des neutrons induit des défauts qui affectent les caractéristiques des MOS à savoir:

La tension de seuil V_{th}

Le courant Drain-source I_{ds}

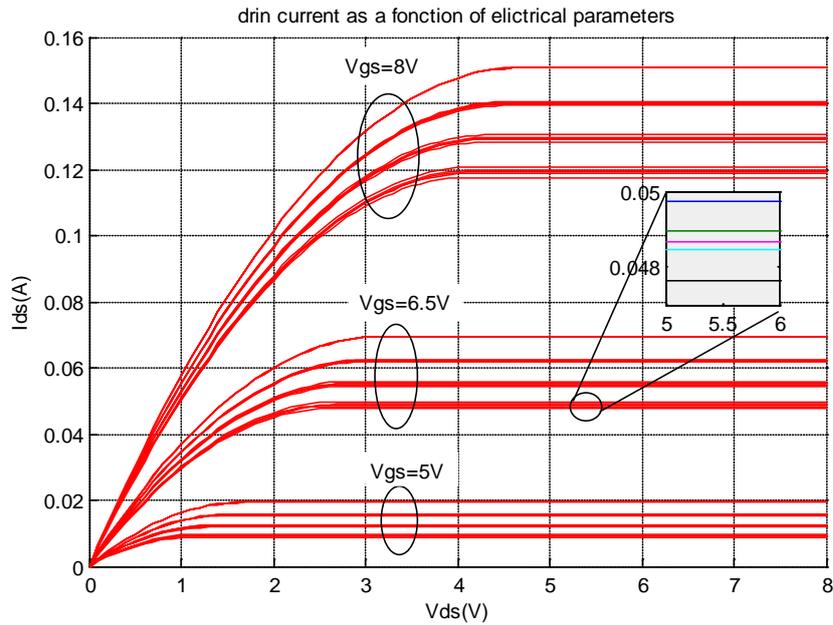


Fig. IV. 9 Courant de drain en fonction des paramètres électriques.

La figure IV.9 montre l'effet des défauts d'interface causés par les radiations et les angles des faisceaux de neutrons. Cet effet est représenté par la variation du courant I_{ds} en fonction des paramètres électriques, il est clair qu'ils ont un effet visible.

Lorsque la variation de l'angle θ varie entre 0° et 90° on voit que le courant diminue.

Exemple: pour $\theta = 0^\circ$ et $V_{GS} = 6.5V$ constaté que $I_{ds} = 50 \text{ mA}$

pour $\theta = 90^\circ$ et $V_{gs} = 6,5 \text{ V}$ I_{ds} constaté que diminue à 47mA .

A partir des résultats obtenus, nous pouvons ainsi dire que le modèle créé nous donne de bonnes estimations de l'angle de rayonnement et le flux du rayonnement neutronique et la fluence neutronique.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, un modèle d'un capteur de radiations neutroniques intelligent a été proposé. Ce modèle fournit les informations sur la fusion des neutrons qui induit des dommages dans les dispositifs MOS. Nous avons présenté aussi l'effet des pièges sur la tension de seuil, ou en remarque que la tension augmente avec l'augmentation des défauts. Donc nous pouvons dire qu'une augmentation de la tension de seuil conduit à une dégradation du dispositif.

Les résultats obtenus par le modèle proposé à base d'un réseau neuronal coïncident avec les résultats expérimentaux dans la littérature.

Nous pouvons ainsi dire que ce modèle est valide pour fournir des informations sur l'effet du rayonnement neutronique sur des dispositifs MOS équivalent aux résultats expérimentaux. Enfin, nous avons réussi à proposer un modèle de réseaux neuronal d'un capteur qui peut donner des informations sur l'effet du rayonnement neutronique appliqué au dispositif MOS et permet de déterminer l'angle et le flux du rayonnement des neutrons.

Références

- [01] Gauthier, M. and A. Dantas, “Single Event Effects in Aircraft Systems”, paper presented at the Sixth Annual SEE Conference, 1988.
- [02] E. Normand and W. R. Doherty, “Incorporation of ENDF-V neutron cross section data for calculating neutron-induced single event upsets,” *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 36, no. 6, pp. 2349–2355, 1989.
- [03] H. F. Abdul Amir and A. Chik, “Neutron radiation effects on metal oxide semiconductor (MOS) devices,” *Nucl. Instruments Methods Phys. Res. Sect. B Beam Interact. with Mater. Atoms*, vol. 267, no. 18, pp. 3032–3036, 2009.
- [04] Kouda S., Dibi Z. and Meddour F., “ANN Modeling of Resistive Humidity Sensor,” *ICEEDT conference*, 2008.
- [05] B. Okcan and T. Akin, “A Low-Power Robust Humidity Sensor in a Standard CMOS Process,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 54, no. 11, pp. 3071–3078, Nov. 2007.
- [06] J. C. Patra and A. van den Bos, “Modeling and development of an ANN-based smart pressure sensor in a dynamic environment,” *Measurement*, vol. 26, no. 4, pp. 249–262, 1999.
- [07] P. Arpaia, P. Daponte, D. Grimaldi, and L. Michaeli, “ANN-based error reduction for experimentally modeled sensors,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, no. 1, pp. 23–30, 2002.
- [08] S. K. Mandal, S. Sural, and A. Patra, “ANN- and PSO-Based Synthesis of On-Chip Spiral Inductors for RF ICs,” *IEEE Trans. Comput. Des. Integr. Circuits Syst.*, vol. 27, no. 1, pp. 188–192, Jan. 2008.
- [09] S. Kouda, Z. Dibi, A. Dendouga, and S. Barra, “Optimization of a Novel Humidity Sensing Mechanism Strip Length,” *Sensors Transducers J.*, vol. 104, no. 5, pp. 96–108, 2009.
- [10] R. Chen, Chun-Hsun Chu, Chia-Yen Lee, Hao-Jen Chen, and Wood-Hi Cheng, “A Novel Simple Humidity Sensor Constructed by Sandwiched Cantilever,” in *2006 5th IEEE Conference on Sensors*, 2006, pp. 952–955.
- [11] D. K. Schroder, *Semiconductor material and device characterization*. 2nd ed. New York: Wiley, 2006.
- [12] D. M. Fleetwood, “‘Border traps’ in MOS devices,” *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 39, no. 2, pp. 269–271, Apr. 1992.
- [13] B. E. Deal, “Standardized terminology for oxide charges associated with thermally oxidized silicon,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 27, no. 3, pp. 606–608, Mar. 1980.

- [14] B. Djeddar, S. Oussalah, and A. Smatti, “A new oxide-trap based on charge-pumping (OTCP) extraction method for irradiated MOSFET devices: part I (high frequencies),” *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 51, no. 4, pp. 1724–1731, Aug. 2004.
- [15] P. Bourret, J. Reggia, M. Samuelides, “ Réseaux neuronaux une approche connexionniste de l’intelligence artificielle,” Ouvrage de l’édition TEKNEA, 1991.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

Dans ce travail deux capteurs sont proposés : en premier lieu un nouveau capteur électromagnétique compact de récupération d'énergie pour les applications à faible puissance continue est conçu et fabriqué. Le capteur recueille l'énergie RF à l'aide d'une antenne à polarisation double travaillant à la bande ISM à la fréquence centrale de 2,45GHz. Ensuite, l'énergie RF est convertie en énergie en courant continu à travers le circuit redresseur. Pour valider l'approche proposée, le prototype conçu est testé au laboratoire. Le capteur présente l'avantage d'avoir une taille compacte de 50 x 50 x 6,2 mm³ et un rendement énergétique acceptable (P_{out} / P_{in}) par rapport aux modèles précédents avec le même niveau d'entrée RF et fonctionnant à la même bande de fréquence. Une valeur maximale du rendement de 41% est mesurée à 2.49GHz et pour un niveau de -10 dBm d'entrée. Tout d'abord, l'antenne est conçue en utilisant le simulateur de structure à haute fréquence (HFSS); suivie par la conception du circuit de redressement en utilisant (ADS) Advanced Design System. Le capteur affiche de bonnes performances pour les niveaux de faible puissance RF. En effet, il peut être utilisé pour charger des petits appareils fonctionnant avec une faible puissance DC.

En deuxième partie, un modèle d'un capteur de radiations neutroniques intelligent a été proposé. Ce modèle fournit les informations sur la fusion des neutrons qui induit des dommages dans les dispositifs MOS. Nous avons présenté aussi l'effet des pièges sur la tension de seuil, ou l'en remarque que la tension de seuil augmente avec l'augmentation des défauts. Donc nous pouvons dire qu'une augmentation de la tension de seuil conduit à une dégradation du dispositif.

Les résultats obtenus par le modèle proposé à base des réseaux de neurones coïncident avec les résultats expérimentaux dans la littérature.

Ce modèle fournit des informations de l'effet du rayonnement neutronique sur des dispositifs MOS semblable aux résultats expérimentaux donc nous pouvons dire qu'il est valide. Enfin, nous avons proposé un modèle de réseau neuronal d'un capteur qui peut donner des informations sur l'effet du rayonnement neutronique qui est le dispositif MOS permettant de déterminer l'angle et le flux de rayonnement des neutrons.

À notre avis les travaux réalisés dans cette thèse peuvent constituer la base de plusieurs thématiques de recherche tels que:

- réaliser une antenne avec polarisation circulaire pour récolter un maximum d'énergie RF.
- réaliser un réseau d'antennes pour augmenter l'efficacité du système.
- utiliser un substrat avec une permittivité diélectrique minimale pour augmenter le gain à la sortie de l'antenne.
- pour le capteur neutronique, on peut étendre son domaine de validité pour d'autres types de rayonnement. En outre, il est recommandé d'implémenter le capteur résultant et évaluer ses performances.