

CONCEPTION D'UNE RECTENNA TRAVAILLANT A LA FREQUENCE DE 10 GHz

Ralaivao S. D.¹ – Herinantenaina E.F.² – Rastefano E.³

*¹PhD Candidate, Laboratoire de Recherche Systèmes Embarqués,
Instrumentation, et Modélisation des Systèmes et Dispositifs Electroniques (SE-I-
MSDE)*

*²PhD, Laboratoire de Recherche Systèmes Embarqués, Instrumentation et
Modélisation des Systèmes et Dispositifs Electroniques (SE-I-MSDE)*

*³Professor, Laboratoire de Recherche Systèmes Embarqués, Instrumentation et
Modélisation des Systèmes et Dispositifs Electroniques (SE-I-MSDE)*

*Ecole Doctorale en Sciences et Techniques de l'Ingénierie et de l'Innovation
(STII), Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo,
Université d'Antananarivo, Madagascar*

ABSTRACT

This work is focused on the design of a rectenna that works at the frequency range of 10 GHz, to be used to be implemented in a drone. The work is based on several theories about patch antennas, and followed by optimizations by simulation under software CST Studio, on the dimensions of the antenna. A more efficient antenna with a S_{11} parameter equal to -39.75 dB was obtained, with a characteristic impedance of about 49.99 Ω . We have modeled and simulated with Matlab software the pre and post rectification Butterworth filters. Also, we have chosen the Schottky diode type HSMS-8101, the advantages of which, in that range of frequency are shown and simulated with Matlab. The model of that diode was used in the calculation of the efficiency of the whole Rectenna. And it is shown that a network of Rectennas might be necessary and needed in order to get the necessary power to power up a drone.

In the future researches, a realization in laboratory of that rectenna and its experimentations in real fact and finally its implementation in a drone will be encouraged.

Keywords : Rectenna, patch antenna, Schottky diode HSMS-8101.

RESUME

L'article présenté ici est focalisé sur la conception d'une Rectenna travaillant à la fréquence de 10 GHz, et destinée à être implémenté dans un mini-drone. Pour ce faire, se basant sur les théories sur les antennes Patches, et avec des optimisations faites par suite des expérimentations sous logiciel CST Studio, on a pu obtenir une antenne très efficace dont le paramètre S_{11} atteint jusqu'à -39.75dB et d'impédance caractéristique de 49.99 Ohms. On a modélisé et simulé sous Matlab en se basant sur les calculs théoriques les filtres des Butterworth d'avant et d'après redressement. On a finalement aussi choisit comme diode de redressement une diode Schottky HSMS-8101, dont les avantages et performances dans la bande de fréquence de 10GHz, sont montrés et simulés sous Matlab ; et qu'un réseautage des plusieurs Rectennas de ce types est montré par hypothèse de pouvoir être implémenté sur un drone pour son alimentation par ondes électromagnétiques.

Dans la suite de recherches futures, une réalisation sous laboratoire de ce type de Rectenna et expérimentation sur son implémentation réelle est à encouragées.

Mots-clés : Rectenna, antenne patch, Diode Schottky de type HSMS-8101

1 INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est de concevoir un modèle de rectenna (Rectifying Antenna) qu'on pourrait implémenter sur un drone pour l'alimentation de ce dernier. En effet, nous savons que le drone (UAW : Unmanned Aerial Vehicle), un appareil volant sans pilote à bord, est jusqu'à l'heure actuelle limité dans ses fonctions par plusieurs contraintes technologiques. Mais sa durée de vol est surtout limitée par son autonomie énergétique à bord. Contraint par cette limite, un drone piloté à distance doit toujours être guidé vers son opérateur pour la recharge de son accumulateur embarqué. Pour pallier à cette contrainte d'autonomie énergétique, nous proposons dans cette article l'étude d'un modèle de Rectenna qu'on pourrait installer à bord d'un drone, et qui permettrait d'alimenter ce dernier, à distance par l'intermédiaire d'une onde électromagnétique envoyée depuis une (ou des) station(s) émettrice(s) au sol.

Pour ce faire, ci-dessous nous avons, à la Fig.1 le schéma synoptique d'un système drone classique avec son système de control au sol. Le drone ne fait que recevoir les commandes et exécuter sa mission. Ainsi, est montré à la Fig.2, le schéma synoptique qu'on a proposé dans ce travail de recherche, pour un drone utilisant des *rectennas* à son bord, en plus du système de control par onde radio. Le système est donc conçu pour recevoir des ondes composées : (i) des signaux de control qu'une antenne reçoit et transmet vers les circuits de commande du drone en vue d'effectuer sa mission ; et des signaux pour son alimentation que les Rectenna reçoivent pour être redressés et convertis en énergie électrique utilisée pour alimenter le drone.

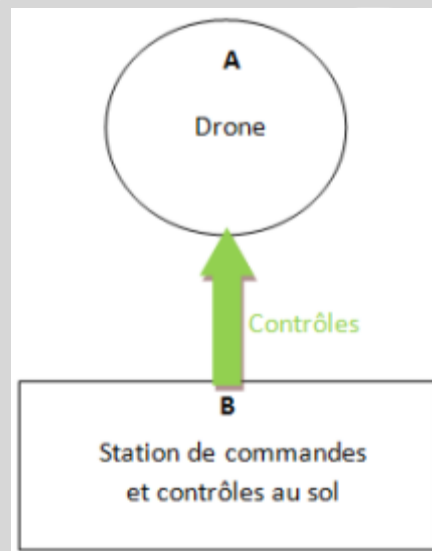


Fig 1: Schéma fonctionnel d'un système de drone classique

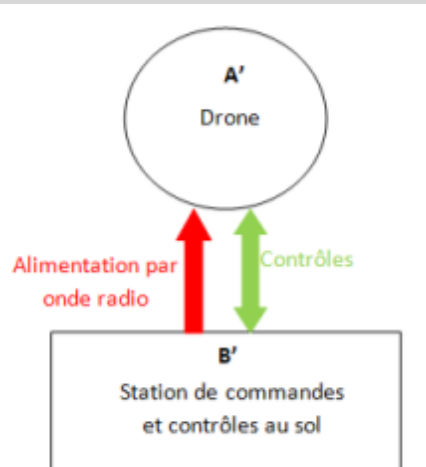
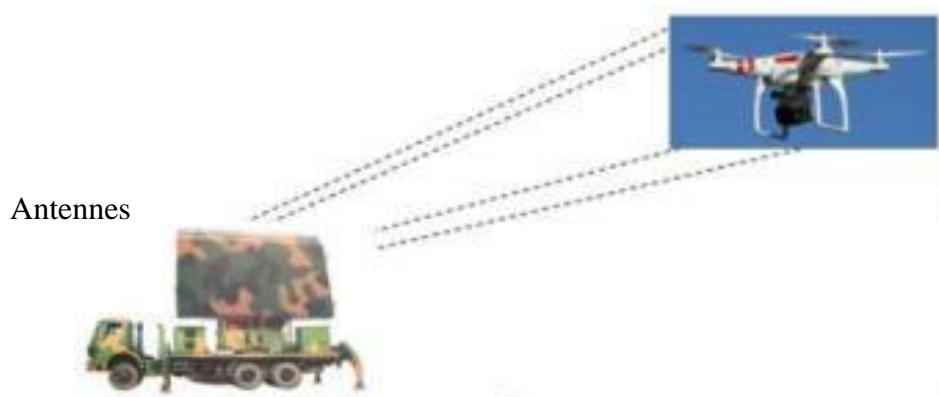


Fig 2: Schéma synoptique proposé d'un système de drone utilisant les *rectennas* à bord

Ce modèle de schéma fonctionnel proposé d'un drone possède une (des) *rectenna*(s) installée(s) à bord pour l'alimenter en énergie, et un réseau communication radio pour son control. Dans ce cas considéré, on peut envisager que le besoin en énergie du système n'est plus dépendante d'une seule source d'alimentation, e.g. une batterie [1]. Cela pourrait entraîner par hypothèse une durée de vol du drone, sans limitation temporelle. La figure 3 montre la photo d'un futur drone utilisant une *rectenna* à bord.

**Fig 3:** Modèle conceptuelle du système d'alimentation et de commande d'un Drone par Ondes Radios

2. LES PRE-REQUIS SUR LE MODELE DE LA RECTENNA POUR UN DRONE

2.1 Introduction

Modéliser une *rectenna* à implémenter sur un drone revient à modéliser chacun de ses parties constitutives telles que l'antenne, les différents circuits de filtrage, et redressement [2]. Avant de modéliser chacun de ces parties, nous allons mettre en évidence d'abord certaines conditions et hypothèses de conception.

2.2 Antenne

Il peut y avoir [2] [3] différentes manières de concevoir l'antenne allant du type dipolaire demi-onde, parabolique... mais comme notre *rectenna* est destinée à être montée à bord d'un drone, le choix de l'antenne à concevoir doit tenir compte la réduction du poids du drone, et que son gain doit être aussi élevé que possible pour avoir un maximum d'énergie collectée. Aussi, la structure de notre antenne doit avoir un profil aérodynamique très réduit. Par conséquent, nous avons choisit de concevoir une *antenne patch* ou *microstrip antenna* [2], [3]. L'efficacité de cette antenne est la clé de la performance totale de la *rectenna*.

2.3 Le filtre anti-harmonique et adaptation d'impédance

D'abord, le filtre anti-harmonique dépend de la fréquence de travail de l'antenne. A cela, il est possible dès la conception d'une antenne patch d'incorporer ces fonctions de filtrage anti-harmonique a cette dernière [4]. Par exemple, dans les antennes patches, la dimension des antennes sous forme carrée ou rectangulaire, sont en générales multiple entier de la fréquence de résonance [3]. De telle antenne patch réémettra des harmoniques d'ordres supérieures si cela se présente. Par contre, dans le cas des antennes patches circulaires, les fréquences de résonances des harmoniques sont gouvernées par la fonction de Bessel d'ordre n , qui n'est pas multiple entier de la fréquence de résonance. Donc ceci supprimera la ré-radiation des harmoniques. L'équation de résonance est :

$$J'_n(\sqrt{\epsilon_r}k_0a) = 0 \quad (2.1)$$

où $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ (λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre)

Cette aptitude à supprimer des harmoniques est très importante pour deux raisons principales : pour supprimer les interférences causées par d'autres équipements ou appareils travaillant dans les mêmes harmoniques, mais aussi pour réduire les pertes d'énergie de la *rectenna*. Ce qui augmente l'efficacité de conversion de la *rectenna*.

2.4 Le redresseur

En général, le choix de la diode de redressement dans une *rectenna* est basé sur la considération de : (i) la puissance maximale qu'elle peut dissiper, (ii) la vitesse de commutation maximale, (iii) son poids, (iv) son coût, (v) la caractéristique courant tension $i-v$, l'impédance de la diode dans sa fréquence de travail, (vi) la tension de polarisation direct, (vii) la tension d'avalanche maximale ou tension de claquage, (viii) son courant de saturation, et (ix) son efficacité [5].

Nous devons utiliser dans notre cas une diode qui a une tension seuil avoisinant le zéro, une tension de claquage élevée et une capacitance faible (inférieure à $1pF$), pour lui permettre de travailler dans les fréquences jusqu'à une dizaine de gigahertz.

Les caractéristiques non linéaires de la diode créeront une composante continue et des composantes harmoniques, et cela est le courant continu à extraire pour utilisation (alimentation d'une charge, ou batteries ...) dans la *rectenna*.

2.5 Filtre passe-bas

Le filtre passe bas doit aussi être fabriqué à partir des patches, ou une combinaison de résistances et capacités avec le patch.

3 CONCEPTION DU MODEL DE CHAQUE ETAGE DE LA RECTENNA

Nous nous proposons de concevoir une *rectenna* à installer à bord d'un drone dont la fréquence de travail dans est de 10 GHz , dans la suite de nos travaux. [6] En effet, en télécommunication, en système de transmission faisceau hertzien, la bande de fréquence de 10 GHz n'est plus très utilisée et même plutôt remplacée par l'utilisation de la fibre optique. Cela impliquera donc qu'il n'y aura pas trop de risque de perturbation d'autre système radio sur l'utilisation de cette bande.

2.1 Modélisations théoriques de l'antenne patch

3.1.1 Antenne patch

Une antenne à éléments rayonnants imprimés, communément appelée antenne patch est une ligne micro ruban de forme particulière [3]. Elle se compose d'une surface plane métallique qui joue le rôle d'une masse, d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métalliques ou patch.

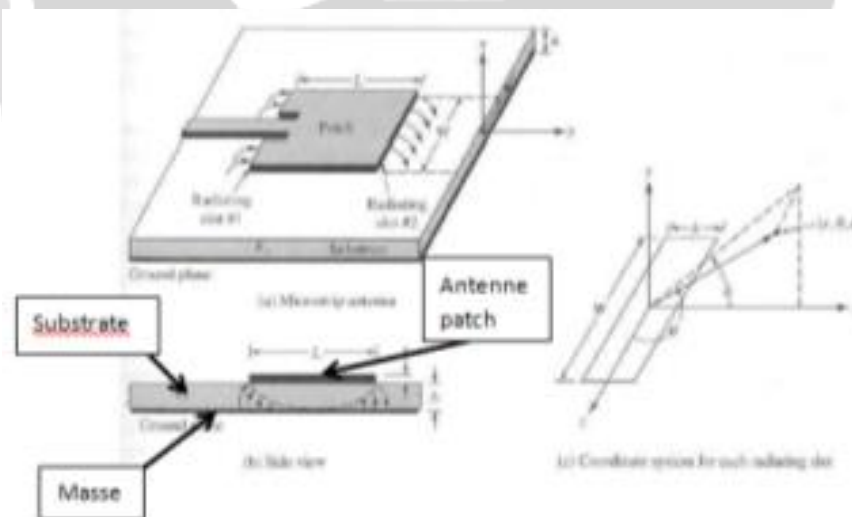


Fig.4: Structure de base d'antenne patch

NB : En général, on choisit la forme et la dimension de l'antenne en fonction de la fréquence de résonance.

3.1.2 Technique de base de calcul pour la conception de l'antenne

La propagation des ondes dans une antenne patch s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air comme le montre la Fig.5 :

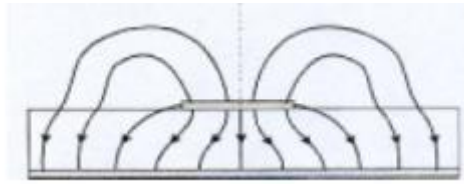


Fig.5: Propagation des ondes à travers l’antenne patch ou microstrip

En général, les procédures suivantes sont à suivre pour les calculs de base de l’antenne fonctionnant sur une fréquence donnée [7] [8] [9] [10].

3.1.3 Pour une antenne de forme rectangulaire

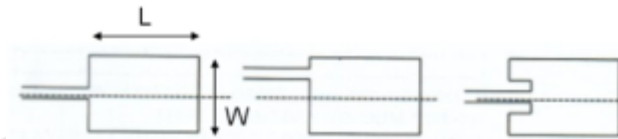


Fig.6: Antennes patchs rectangulaires et ses types d’alimentation

a) Calcul de W

Pour ce faire on utilise la formule :

$$W = \frac{c}{2.f_r \sqrt{\epsilon_r + 1}} \sqrt{2} \tag{3.1}$$

où, c représente la célérité de la lumière ; f_r est la fréquence de résonance ; ϵ_r est la permittivité relative du substrat ;

b) Calcul de la permittivité effective de l’antenne

On utilise la formule :

$$\epsilon_{reff} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}}\right) \tag{3.2}$$

où h est l’épaisseur du substrat et ϵ_{reff} est la permittivité effective de l’antenne.

c) Calcul du débordement longitudinal

La structure de l’antenne en général se présente comme montrée à la Fig.7.

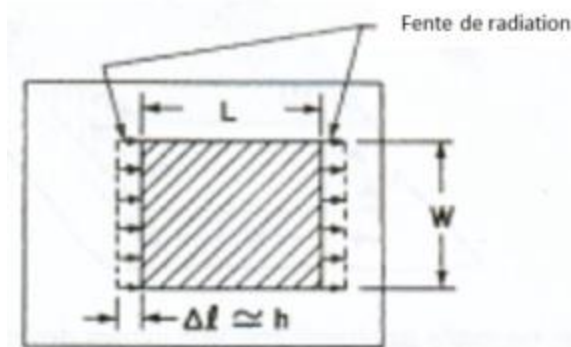


Fig7: Structure de l’antenne patch rectangulaire

On trouve donc le débordement du substrat longitudinalement exprimé par Δl , dont le calcul se fait en utilisant la formule suivante :

$$\Delta l = 0.412h \left[\frac{(\epsilon_{reff}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{reff}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)} \right] \tag{3.3}$$

d) Calcul de longueur de l’antenne

La longueur de l’antenne se suit la l’Eq.(3.4) :

longueur de calcul formule de

Rectangulaire					
fréquences	Long d'onde	L[cm]	W[cm]	ϵ_r effective	H
2 450 000 000	0,1224489796	3,61	4,33	2,1656	0,1280

$$\frac{\lambda_{gdielec}}{2}$$

$L =$
 $2\Delta L =$

$$\frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \tag{3.4}$$

NB : La longueur du patch détermine la fréquence de résonance de l’antenne, et sa largeur à un effet mineur sur les fréquences de résonance et sur le diagramme de rayonnement de l’antenne. Par contre, elle joue un rôle pour l’impédance d’entrée sur le bord de l’antenne et la bande passante à ses résonances.

Cette résistance d’entrée est donnée par :

$$R_{IN} = 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W}\right)^2 \tag{3.5}$$

La distribution des charges électriques et magnétiques sur l’antenne est représentée par la figure ci-dessous. Et que le patch rectangulaire peut se modéliser comme une cavité avec 4 murs magnétiques (les bords de la cavité) et 2 murs électriques formés par les métallisations (et en prenant l’approximation que la composante normale du champ électrique est constante). En posant les équations de propagations avec les conditions aux limites adéquates, on pourrait déterminer toutes les fréquences de résonances d’une antenne patch rectangulaire :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{\pi W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{\pi L_{eff}}\right)^2} \tag{3.6}$$

Le tableau 1 qui suit montre des exemples de modèle de conception des antennes patches sur des fréquences définies :

Tableau 1 : Paramètres de conception des antennes patches rectangulaire sur des fréquences données

5 400 000 000	0,0555555556	3,00	1,96	2,1124	0,1280
6 000 000 000	0,0500000000	2,94	1,77	2,1067	0,1280
1 795 000 000	0,1671309192	3,91	5,91	2,1925	0,1280
10 000 000 000	0,0300000000	2,71	1,06	2,0828	0,1280

3.1.4 Pour une antenne de forme circulaire

Considérons maintenant une antenne patch de forme circulaire comme celle de la Fig.9.

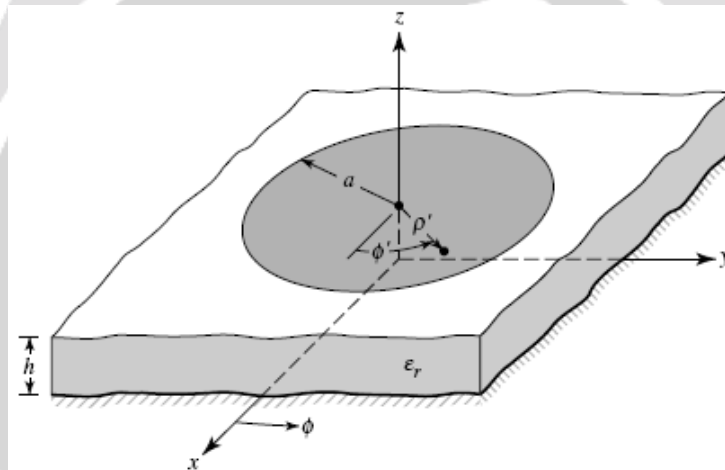


Fig.9 : Antenne patch circulaire

Pour ce faire on calcule ses dimensions en mettant en évidence principalement son rayon *a* [7] [8] [9] [10]. Les résultats obtenus sont montrés dans le tableau 2 après l'utilisation de l'équation (3.7) :

$$a = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r F} \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \tag{3.7}$$

Où

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.8)$$

Tableau 2 : Paramètres de conception des antennes patches circulaires sur des fréquences données

Circulaire					
fréquences	Longueur d'onde	F	a[cm]	Er	h
2 450 000 000	0,1224489796	2,07162703	2,030	3.55	0,128
5 400 000 000	0,0555555556	0,93990485	0,904	3.55	0,128
6 000 000 000	0,0500000000	0,84591437	0,810	3.55	0,128
1 795 000 000	0,1671309192	2,82756892	2,784	3.55	0,128
10 000 000 000	0,0300000000	0,50754862	0,476	3.55	0,128

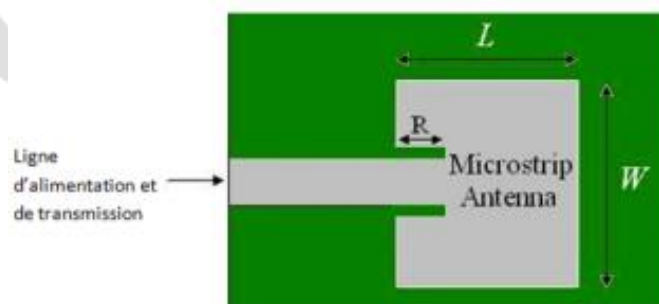
Conclusion : Prise de décision après calculs et modèles

D'après ces deux précédents calculs, on pourrait donc en conclure qu'il est préférable de choisir l'antenne sous forme circulaire, vu qu'à part ces avantages du point de vue radio, nous avons pu constater son avantage du point de vue encombrement surfacique et bien évidemment de poids.

3.1.5 Méthodes d'alimentation de l'antenne

On peut classer les techniques d'alimentation des antennes patches en quatre catégories [10] :

(i)-*Technique à connexion direct* : Elle consiste à faire la connexion directement sur l'élément rayonnant. Par exemple par le biais d'une ligne à bande ou par câble coaxial. C'est la technique la plus utilisée. La ligne d'alimentation et l'antenne patch sont sur la même face. Dans le cas où on utilise un câble coaxial, on fait la connexion avec l'antenne à travers un trou dans le substrat et la mise à la terre se fait par connexion avec le plan de masse de l'antenne (Fig.10).

**Fig.10** : Connexion de la ligne de transmission directe avec l'antenne

(ii)-*Technique par couplage d'ouverture* : Elle consiste à coupler deux substrats séparés par le plan de masse. Dans le bas du substrat au dos, il y a une ligne de bande, à partir de laquelle l'énergie est couplée au patch en face, par un ou des trous sur le plan de masse. Cette technique est la plus difficile à réaliser et présente une bande passante étroite (Fig.11).

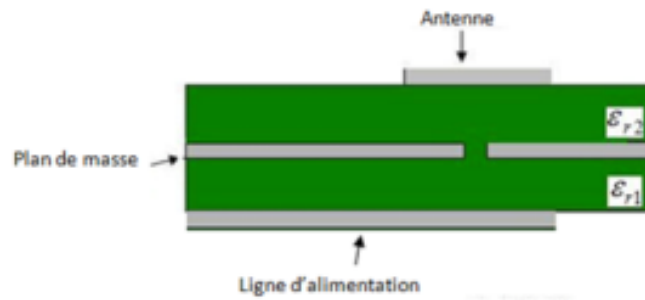


Fig.11 : Connexion de la ligne de transmission par couplage d'ouverture

(iii) *Technique par couplage de proximité* : Cette technique utilise une ligne d'alimentation couplée avec l'antenne par une séparation vide comme montrée à la Fig.12. Cette technique présente l'avantage de permettre l'ajout d'un autre degré de liberté. En effet la séparation entre l'antenne et la ligne d'alimentation engendre une création d'une capacitance sur ligne de transmission, ce qui pourrait réduire l'inductance dans l'alimentation et la connexion.

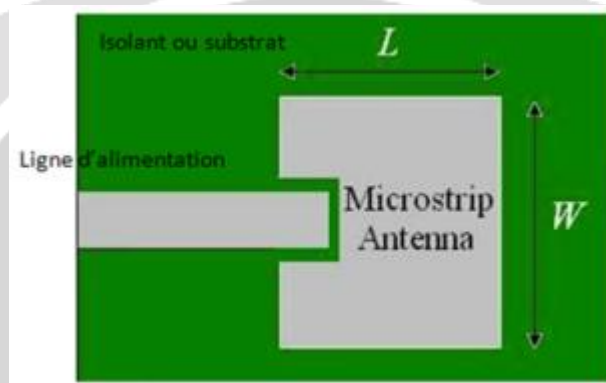


Fig.12 : Alimentation par couplage de proximité

(iv) *Technique par câble coaxiale* : Ceci consiste à connecter avec le câble coaxial au dessous du plan de masse. On met donc un point de connexion d'alimentation directement à l'antenne. La masse du câble coaxial est connecté au plan de masse de l'antenne. La position et rayon du point d'alimentation peut être modifié pour contrôler l'impédance d'entrée (Fig.13).

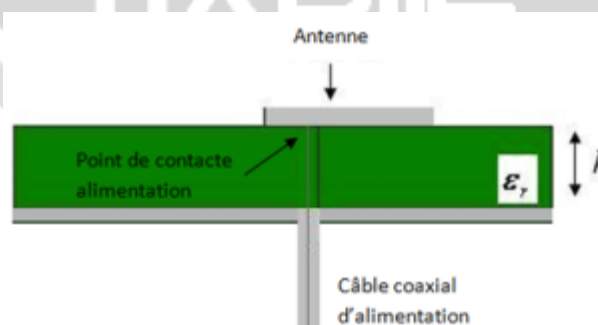


Fig.13 : Alimentation par câble coaxial connecté directement à l'antenne

3.2 Conceptions de modèles d'antenne patch pour la fréquence de 10GHz

Dans cette partie, on a utilisé le logiciel CST Studio 2012 (Computer Systems Technologies) qu'est le plus utilisé dans les conceptions des systèmes antennaires radio actuellement dans les grands industries de fabrication des équipements radios.

D'après le Tableau 2, l'antenne patch circulaire est choisi dans notre modèle : par ces quelques avantages citées plus haut, mais aussi, car elle est de beaucoup plus petite dimension que celle de forme rectangulaire pour une fréquence de résonance donnée. Ce qui fait que les contraintes d'encombrement et de poids sont évitées.

Dans la suite, deux modèles d'antenne, seront conçus : la première sera alimentée par connexion directe, et la deuxième sera par câble coaxial connecté directement à l'antenne. Puis après la comparaison des résultats obtenus le choix sera fait.

3.2.1 Modèle d'antenne circulaire alimenté par connexion directe

L'antenne proposée ici est un patch circulaire où la ligne d'alimentation est connectée directement à la périphérie de l'antenne (Figs.14, 15, 16) [19].

Notons qu'en se basant sur les calculs de base théorique de l'antenne ci-dessus, on a dû modifier quelques paramètres pour qu'il y a optimisation du résultat.

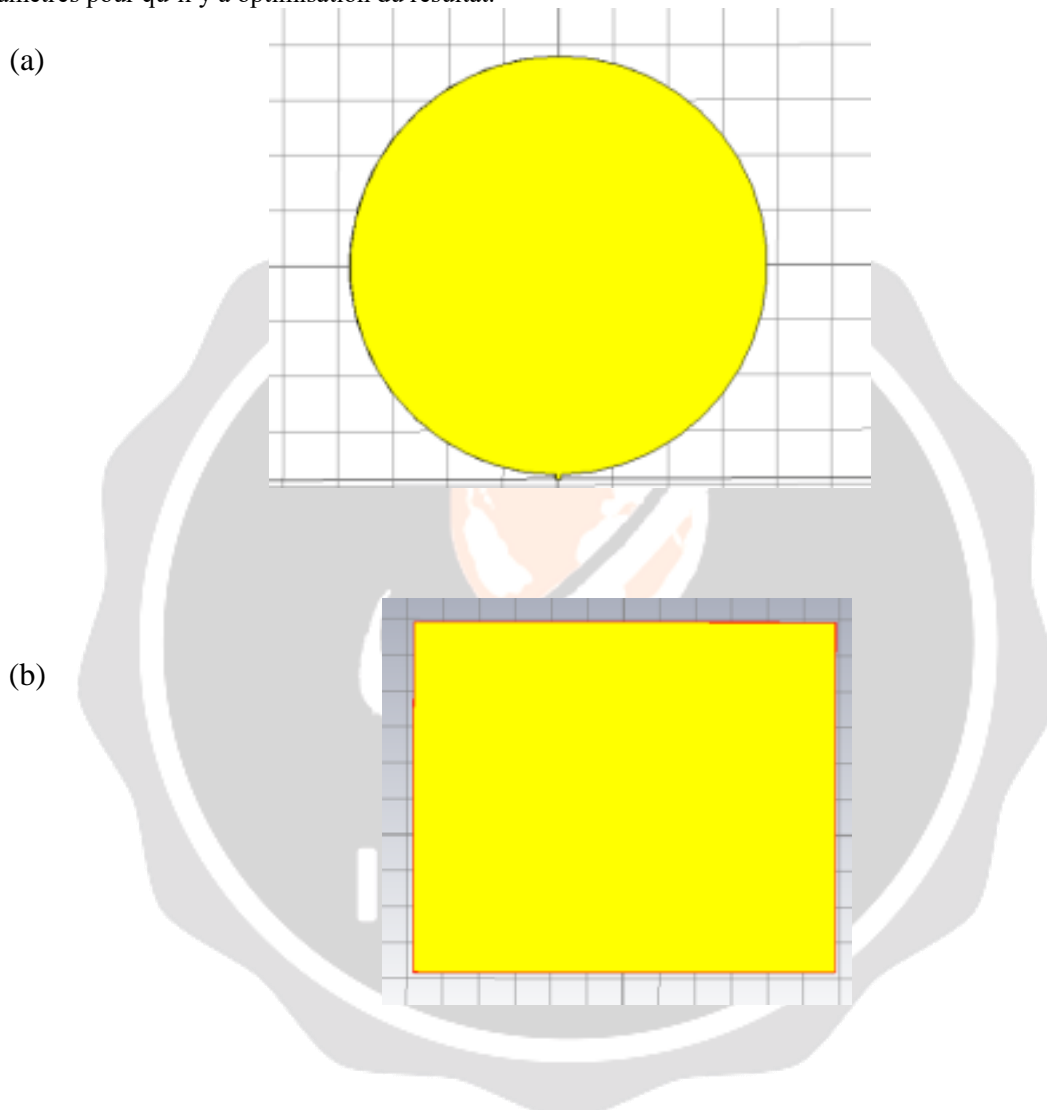


Fig.14 : Modèle d'antenne à 10 GHz (a) coté antenne patch circulaire et (b) coté plan de masse

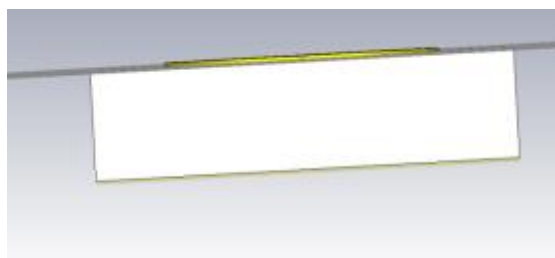


Fig.15 : Profile montrant le substrat de l'antenne à 10 GHz



Fig.16 : Alimentation de l’antenne patch

Le tableau 3 montre donc les paramètres de construction de cette antenne ainsi que les caractéristiques de chaque matière utilisée.

Tableau 3: Paramètre de l’antenne à alimentation directe, avec description

Paramètre	Description	Valeur [mm]
L_f	Longueur de l’alimentation de l’antenne	0.08
W_c	Epaisseur du cuivre utilisé pour antenne et plan de masse.	0.1
W_f	Epaisseur de l’alimentation de l’antenne	0.1
a	Rayon de l’antenne circulaire	3.8
h	Epaisseur du substrat entre l’antenne et le plan de masse	3
del	Débordement entre l’antenne le plan de masse	2

a) *Scattering Parameter S_{11} (paramètre de répartition)*

Le paramètre S_{11} est parmi les facteurs d’évaluation de la qualité d’une ligne de transmission quelconque, que ce soit une antenne, un câble ou autres.

Une ligne de transmission quelconque sous forme de quadripôle à deux ports (le port d’entrée et celui de sortie) est montrée à la Fig. 17. Dans ce quadripôle :

a_1 représente l’onde incidente depuis le port 1 ;

b_1 représente l’onde réfléchi vers le port 1 ;



Fig.17 : Modèle de représentation d’une ligne de transmission

a_2 représente l’onde incidente depuis le port 2

b_2 représente l’onde réfléchi vers le port 2

Les paramètres S de cette élément est représenté par :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (3.9)$$

Ce qui engendre que :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \text{ pour } a_2=0 ; \text{ (le coefficient de réflexion du port 1)}$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \text{ pour } a_1=0 ; \text{ (coefficient de réflexion du port 2)}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \text{ pour } a_2=0 ; (\text{coefficient de transmission})$$

$$S_{22} = \frac{b_1}{a_2} \text{ pour } a_1=0 ; (\text{coefficient de transmission})$$

NB : Le but dans chaque transmission d'un signal quelconque est de pouvoir transmettre un maximum d'énergie voir même la totalité de l'énergie émise. Une mauvaise ligne de transmission se traduit par une quantité minimale de signal ou énergie transmis à travers la ligne de transmission.

b) *Résultat de la simulation*

On obtient la courbe ci-dessous du paramètre S_{11} qui montre qu'à 10 GHz, on obtient le paramètre S_{11} de -37.17dB.

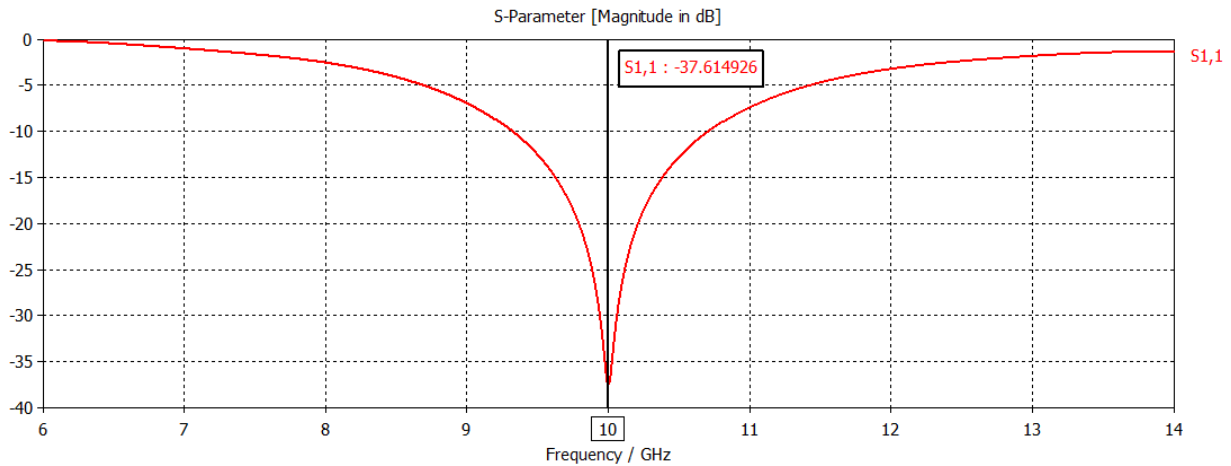


Fig.18 : Paramètre S_{11} de l'antenne initialement considéré

De l'autre coté le résultat montre que d'après la courbe de Schmidt, l'impédance d'entrée de l'antenne vaut jusqu'à 179 Ω , $Z = [179.89, 0.026] \Omega$. D'après graphe de Smith de la Fig.19 :

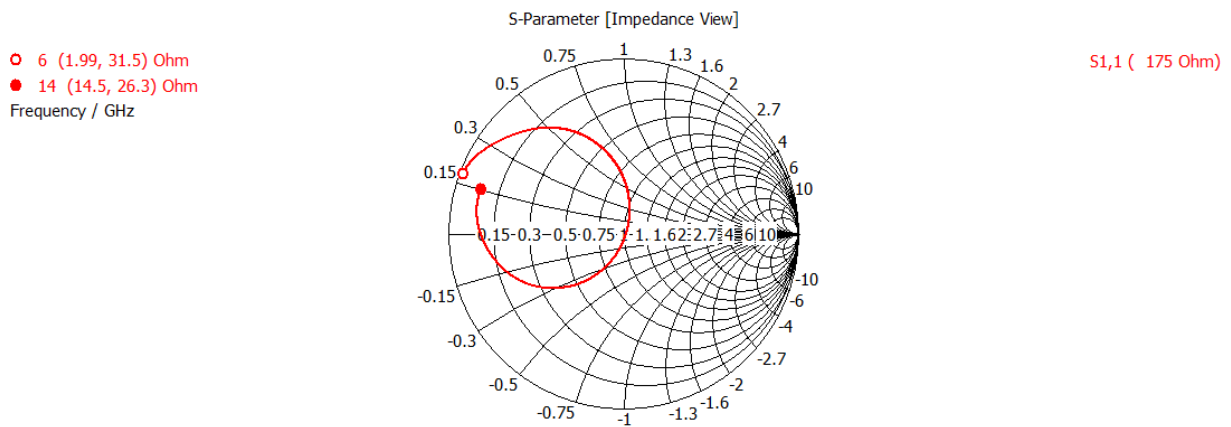


Fig.19 : Courbe de Smith de l'antenne.

Conclusions :

- Le résultat de la simulation montre que l'efficacité de l'antenne est à 70 %. Ce qui veut dire que 70% de l'énergie incidente sera transmise vers les circuits après l'antenne. Pourtant la présence de l'impédance d'entrée de l'antenne à 175 Ω , n'est pas souhaitable pour les autres circuits qui y seront connectés.

Une amélioration de l'impédance de l'antenne s'avère nécessaire maintenant pour assurer la chaîne de transmission vers les filtres.

Pour ce faire, nous allons proposer la deuxième modèle d'antenne à connexion directe avec le câble coaxiale à l'antenne depuis le coté du plan de masse.

3.2.2 Modèle d'antenne circulaire alimenté par connexion directe

Le tableau 4 qui suit montre les paramètres et les dimensions pour l'antenne circulaire dont l'alimentation se fait directement avec le câble coaxial et la surface intérieure de l'antenne.

Tableau 4- Paramètres de l'antenne à connexion directe avec câble coaxial dans son dos, avec description

Paramètre	Description	Valeur [mm]
a	Rayon de l'antenne circulaire	4.15
del	Débordement du plan de masse sur l'antenne	1.8
h	Epaisseur du substrat	1.8
hf	Hauteur de l'alimentation (feeding point)	0.1
Wc	Epaisseur du cuivre	0.08
$rext$	Rayon externe du trou sur le plan de masse pour l'alimentation	0.7
$rint$	Rayon du point de connexion du coaxial a l'antenne	0.146

a) Modèle de l'antenne

L'antenne conçue se présentera comme représentée aux Figs 20, 21, 22, 23

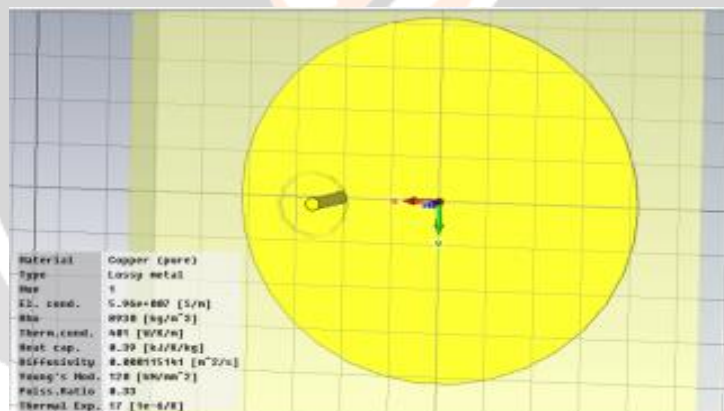


Fig.20 : Représentation de l'antenne patch

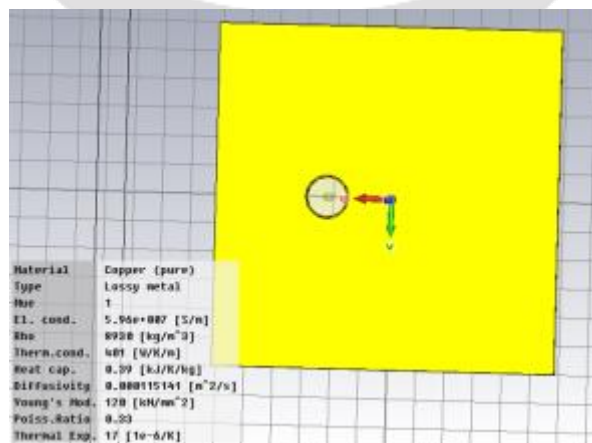


Fig.21 : Représentation du plan de masse

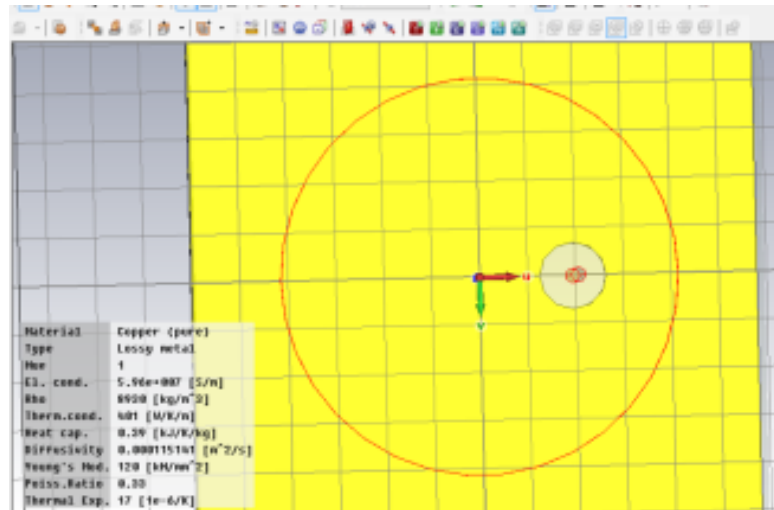


Fig.22 : Représentation du point de contact d'alimentation de l'antenne du coté de plan de masse

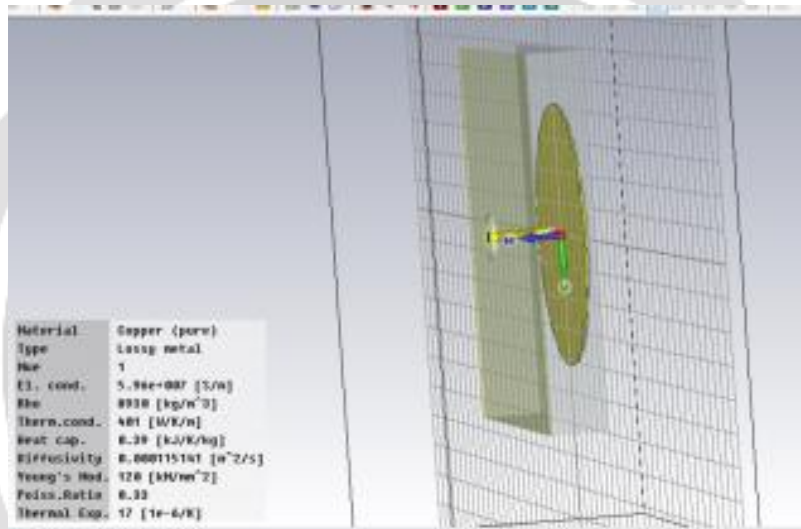


Fig. 23 : Profil de l'antenne représentant le substrat et la ligne d'alimentation

b) Résultat de la simulation

Après simulation de ce modèle on obtient le résultat de la Fig. 24 .

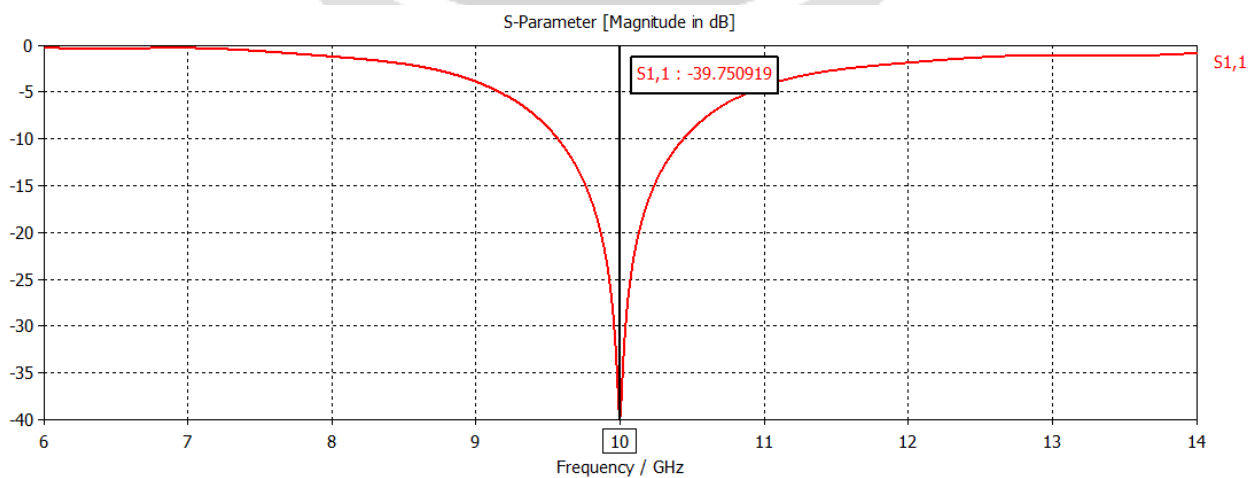


Fig.24 : Paramètre S_{11} de l'antenne patch circulaire avec connexion direct par câble coaxial

Les résultats à partir du graphe de Smith pour cette antenne avec ses configurations actuelles sont donnés à la Fig.25.

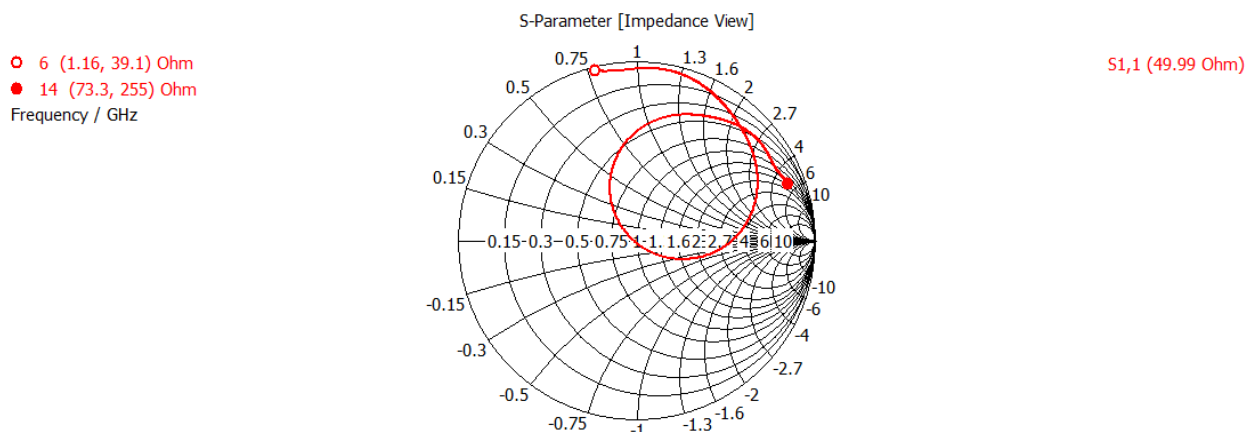


Fig.25 : Graphe de Smith pour antenne avec alimentation à connexion directe avec le câble coaxial

Conclusion :

Cet résultat est le meilleur et choisi car ce modèle d'antenne donne le paramètre $S_{11} = -39 \text{ dB}$ et une meilleure impédance comme le montre le graphe de Schmidt de la Fig.25, $Z = 49.99 \approx 50 \Omega$,

$$Z = [49.29, -0.669] \Omega .$$

3.3 Conception des différents filtres

Dans les techniques standards, les filtres implémentés sur les circuits imprimés étaient basés sur l'utilisation des inductances et capacités. Cette méthode présente dans le domaine de l'hyperfréquence des problèmes limitant la performance du filtre lui-même et du système tout entier bien évidemment. En effet, en premier lieu, dans le domaine de l'hyperfréquence, chaque élément métallique présent dans le circuit peut jouer le rôle de perturbateur électromagnétique, ré-radiateur d'onde électromagnétique. En second lieu, de par la difficulté d'avoir une inductance bien précise, la taille du circuit qui sera considérable et les perturbations causées par les inductances voisines entre elles.

Pour pallier à ces problèmes, l'implémentation des filtres basés sur des circuits imprimés est la solution idéale [11]. En effet, les composants comme les inductances ainsi que les capacités seront obtenus par changement au niveau des largeurs, longueurs, directions, et même créant du/des circuits ouverts ou court-circuits sur la bande de la ligne de transmission du microstrip. On pourrait obtenir de la donc capacitance et/ou inductance plus précis. Aussi, du point de vue encombrement et poids, cette dernière option s'avère plus attractive.

3.3.1 Calcul théorique des filtres

Comme nous savons, ils existent deux sortes de filtres dans une *rectenna*, à savoir : (i) le filtre avant le redressement qui sert à limiter la fréquence du signal radio incident depuis l'antenne et d'éviter la retransmission des harmonies générées par les caractéristiques non linéaire courant-tension de la diode de redressement. (ii) Le filtre post-redressement sert à sélectionner la composante continue des signaux après redressement et le transmettre vers la charge.

Ils existent deux méthodes de calcul théorique et dimensionnement du filtre, qui sont : la méthode du paramètre image et la méthode des pertes d'insertion. La différence entre les deux méthodes est que celle de la première à la limitation sur seulement sa capacité de donner la réponse en bande passante et bande de rejet. Mais elle ne permet pas de donner les fréquences caractéristiques au delà de ces deux régions. Par contre la méthode des pertes d'insertion donne un bon contrôle sur la performance de la bande passante et bande de rejet du filtre et le calcul des dimensions des éléments seront fait d'une manière systématique. Ce qui revient à dire que la méthode des pertes d'insertion sera ce qu'on utilisera dans la suite de nos conceptions de filtres.

a) La méthode des pertes d'insertion

La procédure des pertes d'insertion pour dimensionner le filtre microstrip peut être résumée comme suit [11] [12]:

- Choisir le type de filtre
- Choisir le type de réponse du filtre (Butterworth ou Tchebychev)
- Choisir l'ordre du filtre
- Développer un prototype de filtre à la fréquence de coupure 1Hz avec une impédance de 1Ω.
- Déterminer les valeurs des inductances et capacités nécessaires pour avoir la performance du filtre
- Convertir les valeurs des inductances et capacités en bandes microstrips en fonction de la fréquence de coupure, l'épaisseur du diélectrique, l'épaisseur (largeur) de la ligne de transmission de la bande.

b) Mode de calculs [11] [12]

- Choix du filtre

Dans notre application, le deux filtres pré- et post-redressement seront des filtres passe bas.

- Choix du type de réponse du filtre

Comme on le sait, les filtres de Butterworth ont une bande passante plus lisse mais une réponse fréquentielle plus limitée. Alors que les filtres de Tchebychev présente des ondulations dans la bande passante mais la réponse fréquentielle est plus rapide et droite. Nous allons choisir d'implémenter les filtres de Butterworth dans notre cas. Les deux figures ci-dessous montrent les résultats de la perte en ligne ou coefficient de transmission S_{21} des filtres passe bas de Chebyshev et de Butterworth. A la Fig.26,

$$IL = -20\log_{10}|S_{21}| \tag{3.10}$$

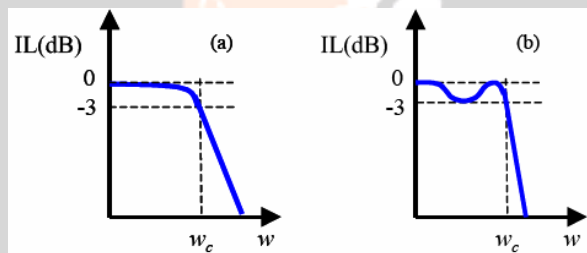


Fig.26 : Coefficient de transmission S_{21} du Filtre de Butterworth (a) et Filtre de Tchebychev (b).

- Choix de l'ordre du filtre microstrip

La méthode de design par pertes d'insertion est caractérisée par le rapport de puissance perdue P_{LR} . Telle que :

$$P_{LR} = \frac{\text{Puissance fournie par la source avant filtre}}{\text{Puissance fournie à la charge après filtre}} P_{LR} = \frac{P_{incident}}{P_{load}} = \frac{1}{1-|\Gamma(\omega)|} \tag{3.11}$$

où, $\Gamma(\omega)$ représente le coefficient de réflexion du filtre.

Cette quantité P_{LR} est l'inverse de S_{21} si la source et la charge sont adaptées. Les pertes d'insertion (en dB) sont données par la relation :

$$IL = 10\log(P_{LR}) \tag{3.12}$$

Pour le filtre te Butterworth, la puissance perdue ou réponse est donnée par :

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N} \tag{3.13}$$

où N représente l'ordre du filtre, et ω_c est la fréquence de coupure ($\omega_c = 2\pi f_c$).

Ce qui fait que les pertes d'insertion pour être représentées par :

$$P_{LR} = -20\log k - 20N\log\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \tag{3.14}$$

Cette dernière relation montre que l'allure de la courbe de réponse du filtre décroît d'un taux de 20N [dB/décade] en dehors de la région de la bande passante. Dans la conception d'un tel filtre, l'estimation de l'ordre est nécessaire, pour estimer l'atténuation voulue pour les autres fréquences hors de la bande passante. Le

graphe de la Fig.27 montre les allures des graphes en fonction de l'ordre du filtre. Ce qui nous aide à choisir l'ordre pour notre cas.

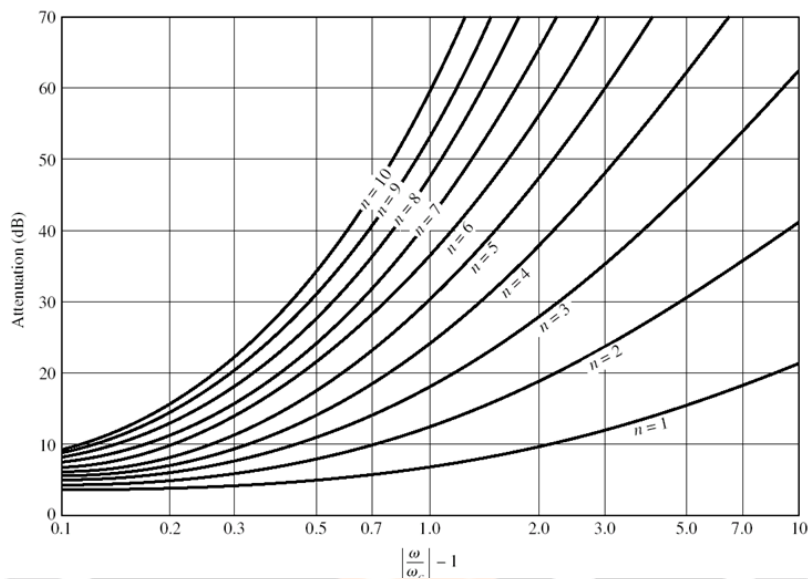


Fig.27 : Atténuation vs fréquence normalisée pour filtre de Butterworth, d'ordre 1 à 10 [12]

Cette abaque se traduit comme suit : si on veut par exemple avoir l'harmonique atténuée de -20 dB à la fréquence de 20 GHz, avec la fréquence de coupure de 10 GHz, on a

$$\left(\frac{20}{10}\right)^2 - 1 = 1.0$$

Donc, sur l'abaque on peut dire que l'on devrait avoir un filtre de Butterworth d'ordre 4 et plus.

(i)-Développement d'un prototype de filtre à la fréquence de coupure 1Hz avec une impédance de 1 Ω

Une filtre passe bas d'ordre N est modélisée par un réseau d'échelle qui commence par des éléments séries de générateur de tension ou des éléments parallèles de générateur de courant comme montrés à la Fig.28. Dans notre méthode, le prototype de filtre passe bas est normalisé à la fréquence de coupure de 1 Hz et d'impédance de source de 1 Ω.

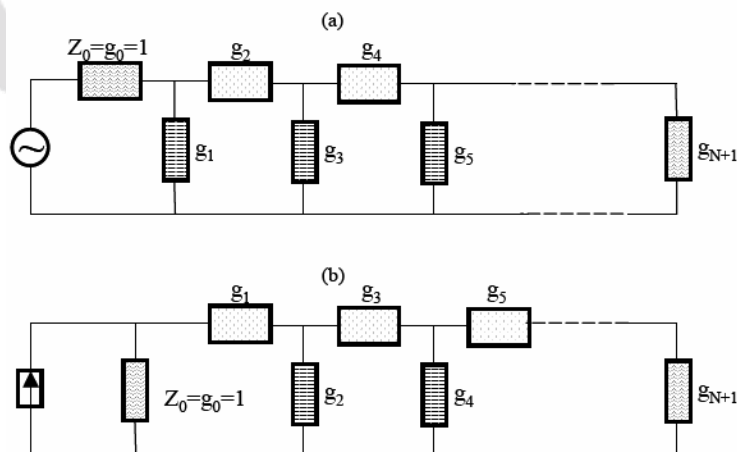


Fig.28 : Représentation en échelle du filtre passe bas (a) avec générateur de tension série et (b) avec générateur de courant parallèle

On note g_0 l'élément le plus proche du générateur et g_{n+1} l'impédance de la charge. L'on sait aussi que pour un filtre passe bas, les éléments séries sont des inductances, et ceux en parallèles sont des capacités. Les valeurs de g_0 à g_n pour un filtre de Butterworth d'ordre N est donné par le tableau 6.

Tableau 6 : Valeur des éléments du filtre passe bas de Butterworth pour $g_0 = 1$ et $\omega = 1$ Hz

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
1	2.0000	1.0000					
2	1.4142	1.4142	1.0000				
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000			
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000		
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000	
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450

Ce qui fait que, pour notre cas où, $N=4$; les valeurs des éléments du filtre sont données par :

$$g_0 = 1$$

$$g_1 = L_1 = 0.7654 H$$

$$g_3 = L_2 = 1.8478 H$$

$$g_2 = C_1 = 1.8478 F$$

$$g_4 = C_2 = 0.7654 F$$

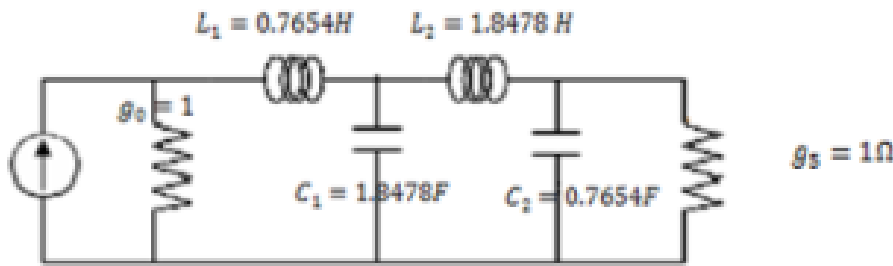


Fig.29 : Prototype d'un filtre passe bas de Butterworth d'ordre 4

(ii)-Déterminer les valeurs des inductances et capacités nécessaires pour avoir la performance du filtre

Comme le prototype initialement conçu était basé sur l'impédance de la charge d'une valeur de 1Ω , et de fréquence de coupure de 1 Hz , les formules ci-dessous nous amènent à avoir les valeurs dans les conditions définies dans l'objectif de la conception, du point de vue impédance et fréquence de coupure :

$$R = g_{n+1}R_L \tag{3.15}$$

$$L_i = \frac{R_0 g_i}{\omega_c} \tag{3.16}$$

$$C_i = \frac{g_i}{R_0 \omega_c} \tag{3.17}$$

(iii)-Convertir les valeurs des inductances et capacités obtenues en dimension physique de bandes microstrips en fonction de la fréquence de coupure, l'épaisseur du diélectrique, l'épaisseur (largeur) de la ligne de transmission de la bande

Avant de faire les calculs des dimensions physiques des bandes microstrips, on doit calculer d'abord le constant diélectrique effectif et les impédances caractéristiques de chaque élément parallèle et série.

- Constant diélectrique effectif :

Le constant diélectrique effectif de la ligne microstrip est donné par la relation :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h_d}{W}}} \tag{3.18}$$

avec : W la largeur ou épaisseur du microstrip ou ligne de transmission, h_d l'épaisseur du substrat ou le diélectrique, ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective.

L'implémentation des éléments séries et/ou parallèles dépend de l'impédance (supérieure ou inférieure) de chaque ligne de transmission respective du microstrip. En effet, pour les éléments séries dont $W < h_d$, engendre une impédance caractéristique élevée de l'ordre de 100 Ω , et même 200 Ω . Les éléments parallèles, dont $W > h_d$, engendrent une impédance caractéristique de valeur inférieure de l'ordre de dizaines d'Ohms.

- Impédance caractéristique série et parallèle

Elle est donnée par les relations ci-après :

-Pour $\frac{W}{h_d} < 1$,

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h_d}{W} + \frac{W}{4h_d} \right) \quad (3.19)$$

-Pour $\frac{W}{h_d} > 1$,

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff} \left[\frac{W}{h_d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h_d} + 1.444 \right) \right]}} \quad (3.20)$$

Utilisant ces trois relations, on peut avoir les valeurs de $\frac{W}{h_d}$, ainsi que les paramètres suivants : ϵ_{eff} , $Z_{inductance}$, $Z_{capacitance}$. D'où la dimension de chaque portion :

$$l_{L_i} = \frac{cL_i}{Z_{inductive} \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.21)$$

$$l_{C_i} = \frac{cC_i Z_{capacitive}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.22)$$

3.3.2 Modèle de filtres pour la Rectenna à 10 GHz

D'après les procédures de calcul théorique cités ci-dessus, nous allons les appliquer pour notre cas que sont les filtres pour de la Rectenna fonctionnant à la fréquence de coupure de 10 GHz.

a) *Détermination des valeurs des inductances et capacités réelles [20]*

En intégrant les expressions des Eqs. (3.18), (3.19), (3.20) et (3.21) dans un programme Matlab, on obtient les résultats : $g_1 = L_1 = 0.60939nH$, $g_3 = L_2 = 1.4712nH$, $g_2 = C_1 = 58.847pF$, $g_4 = C_2 = 24.376pF$

b) *Détermination des dimensions physiques correspondantes aux inductances et capacités des éléments*

Les valeurs des dimensions physiques des longueurs, largeurs des inductances et capacités des éléments du filtre pré-redressement sont comme suivent.

--Pour la fréquence de coupure de 10 GHz, la permittivité du substrat de 3.55, l'épaisseur du substrat de 0.1 mm, et l'ordre du filtre égale à $N = 4$, on obtient :

Longueur de la capacitance : $L_{Cap_pre} = 0.752$ et 1.814 mm

Longueur de l'inductance : $L_{Ind_pre} = 0.984$ et 2.375 mm

Epaisseur de la Capacitance : $W_{Cap_pre} = 0.05$ [mm]

Epaisseur de l'inductance : $W_{Ind_pre} = 1$ mm

Les dimensions physiques (longueurs et largeurs) de l'inductance et la capacité du filtre post - redressement sont comme suivent.

--Pour la fréquence de coupure de 10 GHz, la permittivité du substrat de 3.55, l'épaisseur du substrat de 0.1mm, et l'ordre du filtre à $N = 2$ on obtient :

Longueur de la capacitance : $L_{Cap_post} = 1.3886$ mm

Longueur de l'inductance : $L_{Ind_post} = 1.8182$ mm

Epaisseur de la Capacitance : $W_{Cap_post} = 0.05$ mm

Epaisseur de l'inductance : $W_{ind_post} = 1\text{mm}$

4 MODELE DE LA DIODE

L'essence de la *rectenna* est le redressement obtenu avec la diode. Par conséquent il est tout à fait nécessaire de savoir l'opération et performance de la diode, en considérant toutes les requis dans notre objectif pour avoir un maximum d'efficacité d'opération de la *rectenna*.

La diode à utiliser dans notre cas pour le redressement de l'onde électromagnétique sera une diode Schottky. En effet d'après le pré-requis dans le paragraphe précédent, la diode Schottky possède les avantages dans notre cas de par sa tension seuil très bas avoisinant le zéro, sa capacité de jonction très bas, qui lui permet de travailler dans les hautes fréquences de l'ordre de plusieurs gigahertz.

4.1 Caractéristique de la Diode Schottky

Toutes diodes possèdent l'équation caractéristique de Shockley :

$$I = I_s \left(e^{\frac{q(V-IR_s)}{nk_bT}} - 1 \right) \quad (4.1)$$

où, k_b est la constante de Boltzmann, q la charge électrique (C), T la température de la diode (°K), I_s le courant de saturation (A), R_s est la résistance série (Ω) et n est le facteur d'idéalité.

La figure 30 montre que la température de la diode a un effet sur la caractéristique I - V (Courant – tension) de la diode.

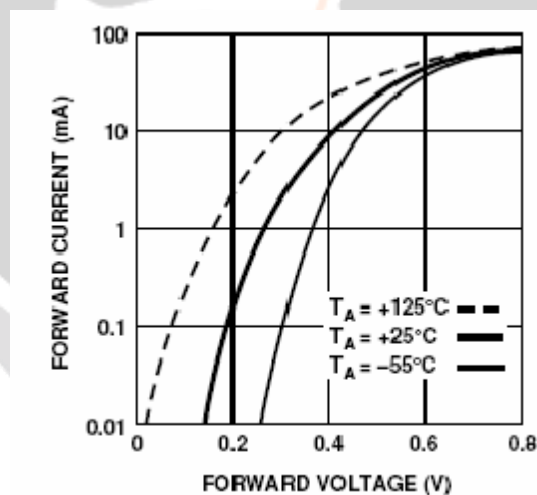


Fig.30 : Exemple de courbes de courant en direct en fonction de la tension en direct encore pour trois températures différentes

Ils existent deux modèles linéaires d'une diode, qui consistent d'une résistance série R_s , et que le courant dépend de la cette résistance et la capacité de jonction R_j et C_j de la diode. L'inductance et la capacitance créées par l'existence des deux bout de fil de connexion de la diode sont à considérer. Ce sont L_L , L_B , C_L . Notons qu'à la fréquence de 6 GHz et plus, l'existence de L_B doit toujours être considérée dans une diode.

4.2 Discussion sur les recherches déjà effectuées et leurs limites

Dans leurs travaux de recherche Harrison, et Xavier de Prolozec [9] ont utilisé la méthode de Ritz-Galerkin basée sur l'expérimentation sur une diode Schottky de type HSMS-8101 [14], dont les caractéristiques sont données dans le Tableau 7. Ils ont pu trouver une relation entre le niveau des signaux à la sortie et le niveau des signaux à l'entrée, en négligeant la résistance R_j qui affecte le courant à la sortie. Les résultats sont donnés à la Fig.32.

Notons que la méthode surestime seulement l'existence d'une sortie qui pourrait être aussi élevée, que celle d'une ligne sans perte, surtout sans aucune influence de la génération des harmoniques (qui en réalité est très présente quand la puissance du signal à l'entrée augmente).

La méthode est à considérer vue que cela montre la possibilité de conversion par la diode d'une fréquence de l'ordre de 10 GHz ; mais elle ne reflète pas tout à fait la performance de la diode dans la conversion.

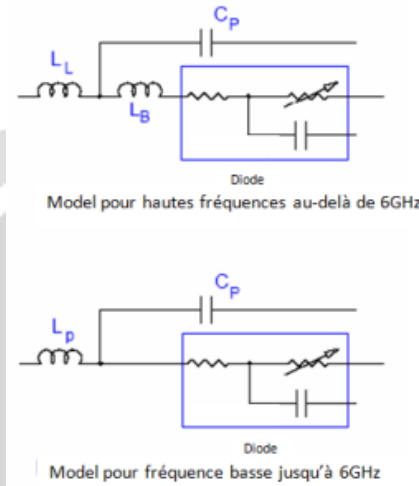


Fig.31 : Modèles linéaires équivalents d'une diode Schottky
Tableau 5.7 : Caractéristiques électriques de la diode HSMS-8101

<u>Symbol</u>	<u>Parameter</u>	<u>Unit</u>	<u>Value</u>
P_T	Total Power Dissipation	mW	75
T_J	Junction Temperature	°C	+150
T_{OP}	Operating Temperature	°C	-65, +150
$V_{BR}(I_R=10 \mu A)$	Breakdown Voltage	V	4 (min)
C_T $V_R=0 V, f=1 MHz$	Total Capacitance	pF	0.26
I_S	Saturation Current	A	4.6×10^{-4}
n	Ideality Factor		1.09
R_S	Parasitic Series Resistance	Ω	6
C_J	Zero-bias junction capacitance	pF	0.18

Les recherches effectuées par Mc Spadden et Yoo [16], tiennent compte la résistance série R_s , ce qui permet au modèle d'être plus réaliste. En effet, elle donne une analyse détaillée de la performance de la diode utilisée dans une *rectenna*.

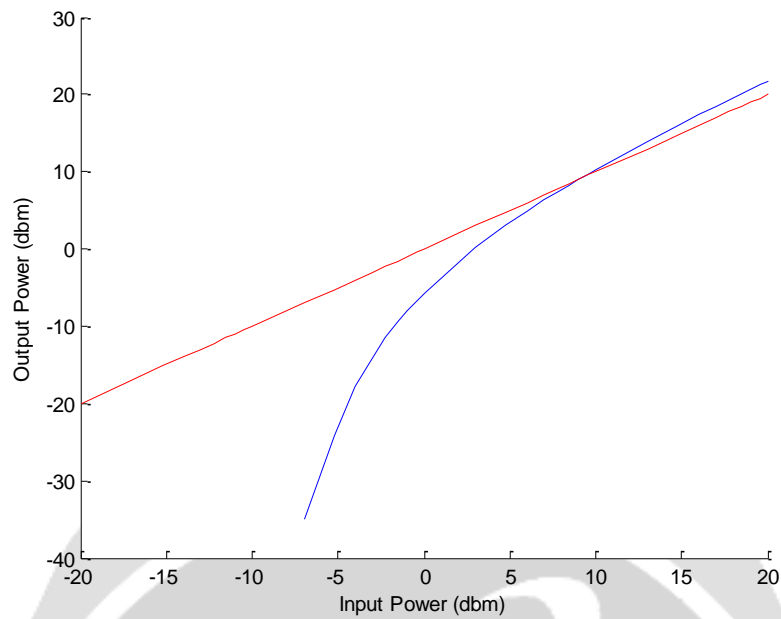


Fig.32 : Energie à la sortie en fonction de l’Onde Radio à l’entrée avec la méthode de Ritz-Galerkin [20]

La figure 33 montre le modèle de la diode Schottky et le circuit de redressement qui consiste en un montage en parallèle de la résistance de jonction et la capacité de jonction, en série avec la résistance série de la diode. Celle-ci sera montée en dérivation aussi dans une *rectenna* et qu’elle sera polarisée en inverse.

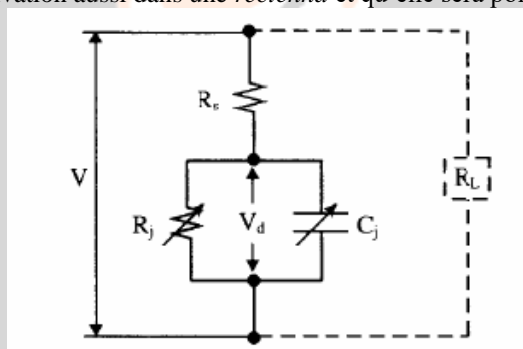


Fig.33 : Modèle d’une diode et son montage sur une *rectenna*

D’après ce modèle, la référence [17] montre que le signal venant de l’antenne en passant à travers la diode, créera une tension oscillante à sa sortie comme la montre la Fig.34.

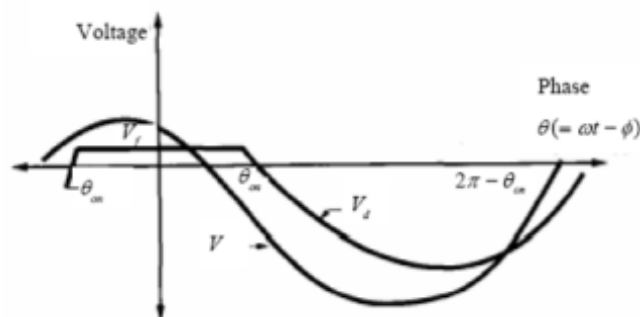


Fig.34 : Allure des courbes de tension à l’entrée et à la sortie de la diode

Le rendement de conversion de la diode dépendra principalement du signal d’entrée de l’antenne, et celui arrivant sur la diode c’est à dire l’effet des filtres anti-harmoniques. Ce niveau de signal doit être supérieur à la

tension seuil de la diode. Ce qui revient à exiger le type de diode à utiliser qui doit être de tension seuil très bas pour notre application.

La figure 35 montre la relation entre la tension de claquage et la résistance de la charge de la *rectenna*.

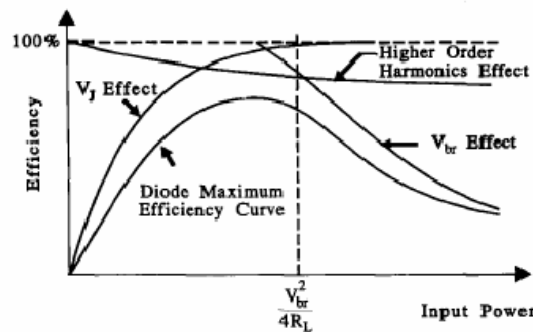


Fig.35 : Dépendance entre la tension d'entrée et l'efficacité de la Rectenna

Conclusion : D'après ces diverses analyses et résultats des recherches déjà effectuées, le choix de la diode de type HSMS-8101 est bon pour une *rectenna* travaillant dans la fréquence de 10 GHz.

4.3 Calculs des paramètres à la sortie de la diode

- Puissance à la sortie et tension à la sortie de la diode

La tension de sortie sera calculée en fonction de la tension de claquage de la diode en inverse, et aussi de la résistance de la charge :

$$V_{sortie} = \frac{V_{BR}}{2} \tag{4.2}$$

Donc la puissance de sortie de la diode sera :

$$P_{sortie} = \frac{V_{sortie}^2}{R_{load}} \tag{4.3}$$

- Détermination de la tension de polarisation et l'angle θ à la tension

$$V_{polarisation} = n(25.852 \times 10^{-3}) \ln\left(\frac{I}{I_s} + 1\right) \tag{4.4}$$

où n est le facteur d'idéalité, $I = \frac{V_0}{R_{load}}$

$$\tan\theta_{seuil} - \theta_{seuil} = \frac{\pi R_{sortie}}{R_{load}\left(1 - \frac{V_{polarisation}}{V_{sortie}}\right)} \tag{4.5}$$

- Détermination du rendement de la diode

Le rendement de la diode est calculé comme suit :

$$\eta = \frac{1}{1+A+B+C} \tag{4.6}$$

avec :

$$A = \frac{R_{load}}{\pi R_{sortie}} \left(1 + \frac{V_{polarisation}}{V_{sortie}}\right)^2 \left[\theta_{seuil} \left(1 + \frac{1}{2\cos^2\theta_{seuil}}\right) - \frac{3}{2}\tan\theta_{seuil}\right] \tag{4.7}$$

$$B = \frac{R_{seuil}R_{load}C_j^2\omega^2}{2\pi} \left(1 + \frac{V_{polarisation}}{V_{sortie}}\right) \left(\frac{\pi - \theta_{seuil}}{\cos^2\theta_{seuil}} + \tan\theta_{seuil}\right) \tag{4.8}$$

$$C = \frac{R_{load}}{\pi R_{seuil}} \left(1 + \frac{V_{polarisation}}{V_{sortie}}\right) \frac{V_{polarisation}}{V_{sortie}} (\tan\theta_{seuil} - \theta_{seuil}) \tag{4.9}$$

où ω est la fréquence angulaire, C_j est la capacité de jonction, définie par :

$$C_j = C_{j0} \sqrt{\frac{V_{polarisation}}{V_{polarisation} + |V_{sortie}|}} \tag{4.10}$$

où C_{j0} est la capacité de jonction à polarisation nulle de la diode.

Avec la résistance de la charge égale à 50 Ω , la courbe de la Fig. 36 montre l'efficacité de la diode variant en fonction de la tension V_0 . La relation entre l'efficacité maximale de la diode et la puissance est bien démontrée. Quand la puissance du signal augmente, l'efficacité maximale de la diode obtenue est approximativement égale à 60%.

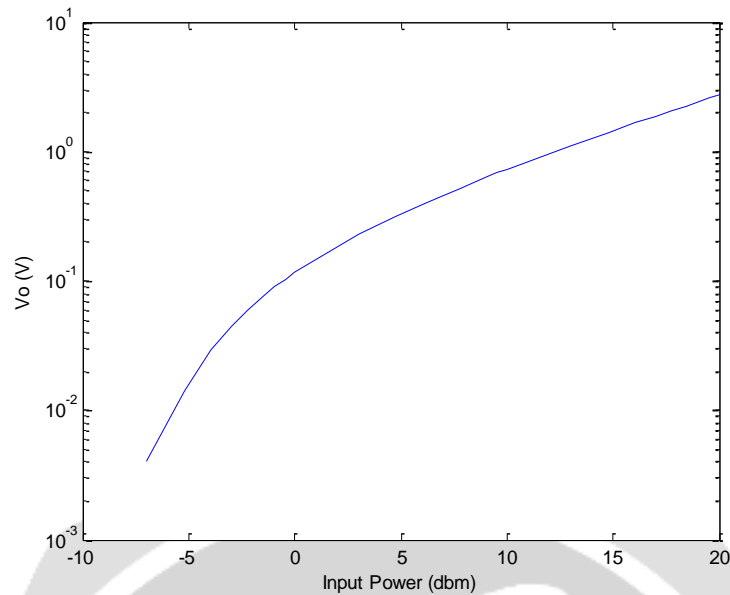


Fig.36 : Efficacité de la diode en fonction de la tension de sortie V_0 pour une charge à 50Ω [20]

- Calcul d'impédance de la diode

L'impédance d'entrée de la diode est exprimée par l'Equation (4.11).

$$Z_{diode} = \frac{\pi R_s}{\cos \theta_{on} \left(\frac{\theta_{on}}{\cos \theta_{on}} - \sin \theta_{on} \right) + j \omega R_s C_j \left(\frac{\pi - \theta_{on}}{\cos \theta_{on}} + \sin \theta_{on} \right)} \quad (4.11)$$

L'impédance de la même diode en fonction de la tension V_0 a été calculée et est montrée à la Fig.37.

On peut voir à travers la courbe donnée qu'à une puissance de niveau supérieure, l'impédance de la diode tend à être constante, ce qui est nécessaire et avantageuse pour la *rectenna* que l'on est entrain de concevoir.

5 POSSIBILITE DE RESEAUTAGE DES RECTENNAS

D'après les modélisations des éléments de la *rectenna*, on constate la possibilité de l'exploiter en vue de l'alimentation d'un drone quelconque. En effet, en considérant par hypothèse que nous avons à faire décoller un drone. Une seule *rectenna* ne peut pas fournir l'énergie nécessaire pour alimenter ce drone [21]. Pour pallier à ce problème, on propose de mettre plusieurs *rectennas* en réseaux pour avoir l'énergie c'est-à-dire la tension et le courant nécessaires pour entrainer le drone.

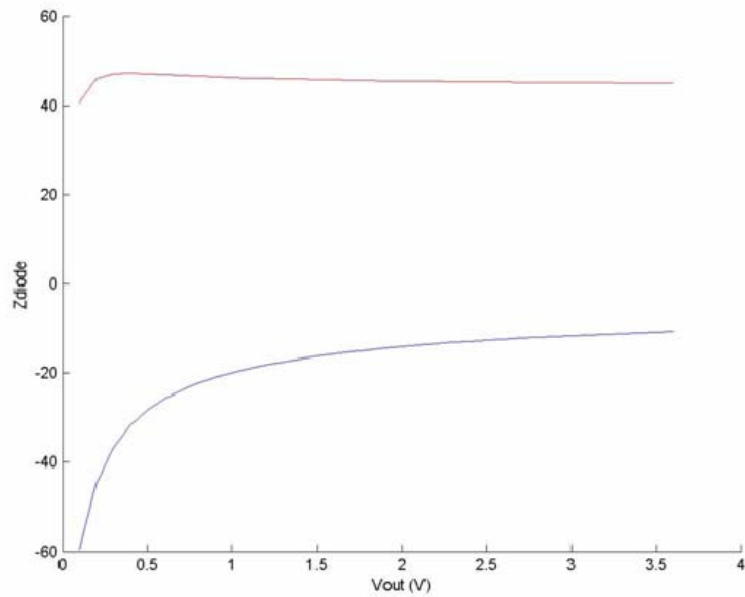


Fig.37 : Impédance (Résistance et Réactance) de la diode en fonction de la tension V_0 [20]

5.1 Réseautage des Rectennas en série

L'association de *rectennas* en série comme le montre sur la Fig.38 ci-dessous, permet d'avoir des tensions de sortie meilleures que celles de l'association parallèle. Un article scientifique a déjà montré un réseau de neuf *rectennas* connectées en série et qui a été développé pour l'alimentation d'un actionneur mécanique dans une application spatiale. Le circuit fournit une tension DC de 50 V.

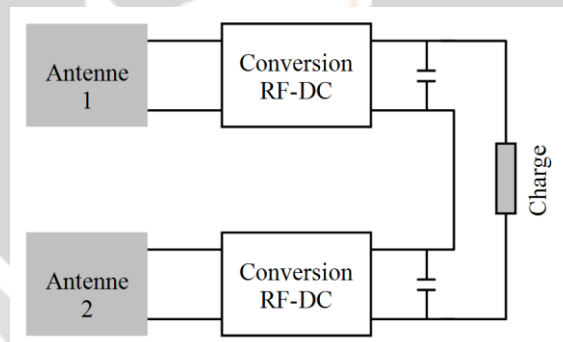


Fig.38: Réseautage série des rectennas

5.2 Réseautage des Rectennas en Parallèles

L'association parallèle sur la figure fig.39 ci-dessous, quand à elle, garde la même tension de sortie qu'un seul élément tout en augmentant la puissance DC en agissant sur l'augmentation de courant de sortie du réseau vers la charge.

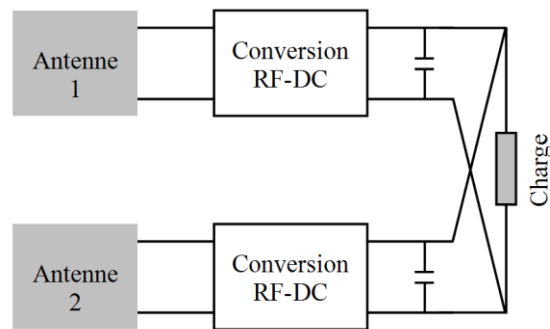


Fig.39: Réseautage de Rectennas en parallèle

Nous pourrions donc avoir la puissance nécessaire pour alimenter un drone grâce à des combinaisons séries et parallèle de *rectennas* comme le montre ces figures. Etant donné que le poids de notre Rectenna est inférieur 2 grammes, et que la surface occupée par une seule Rectenna ne dépasse pas le 1.5[cm] x 1.5[cm] ; ce qui nous amène à déduire que un réseau hybride de plusieurs dizaines de ce type de Rectennas est possible à implémenter pour avoir l'énergie nécessaire pour pouvoir alimenté sainement un drone.

La figure Fig.40 montre un exemple de mise en réseau de plusieurs *rectennas* pour avoir à sa sortie l'énergie voulue. Il existe donc sur notre modèle de réseau de *rectennas*, plusieurs *rectennas* mettent en série pour avoir à la fin la tension d'alimentation nécessaire à la charge et ces séries de *rectennas* seront mis en parallèle avec d'autres suites de réseau de *rectennas* pour avoir à la sortie une capacité du réseau de débiter le courant nécessaire à la charge. Et c'est ainsi que le réseau de *rectennas* peut assurer l'alimentation du drone.

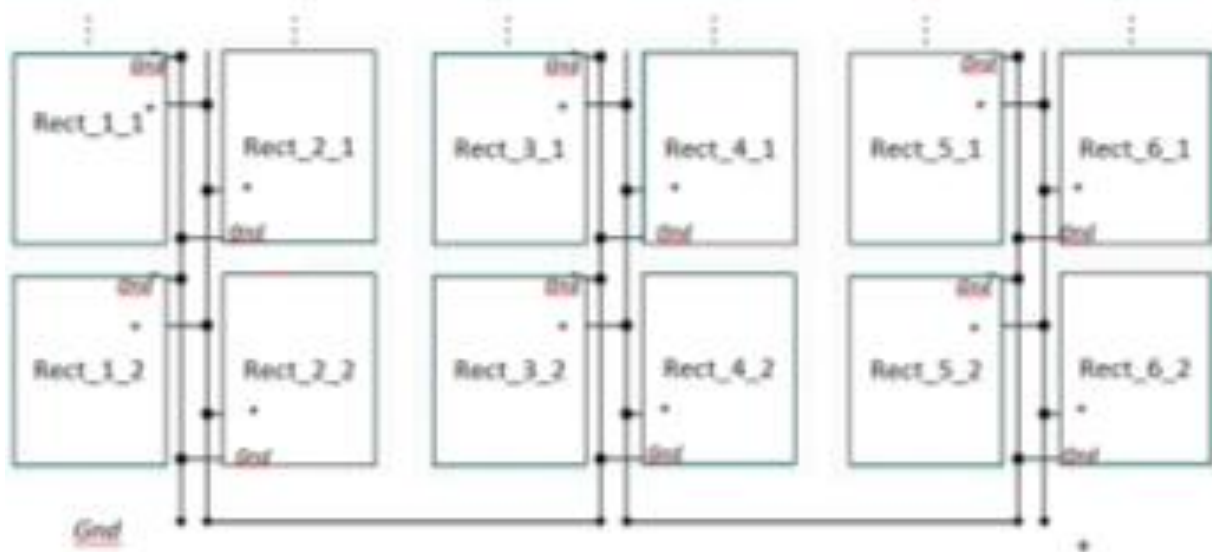


Fig.40 : Exemple de Réseau de dizaines de Rectennas pour avoir de l'énergie supérieure à la sortie.

6 MODEL ARCHITECTURAL D'UN DRONE UTILISANT DE LA RECTENNA COMME SYSTEME D'ALIMENTATION

D'après les résultats de la modélisation de la *rectenna* et du réseau de *rectennas* obtenues précédemment dans cette article, nous allons maintenant proposer un model d'architecture d'un drone intégrant un réseau de *rectennas* comme système d'alimentation à bord.

6.1 Synoptique globale du système d'alimentation d'un drone

La figure Fig.41 montre la synoptique globale d'un système d'alimentation par un réseau de *rectennas*. En effet, ce schéma synoptique nous montre que : (i) le réseau de *rectennas* reçoit les ondes électromagnétiques depuis la station émettrice au sol, les transforme en courant électrique suffisant pour faire fonctionné le drone et assurer sa

mission ; (ii) le système de régulation de tension est un sous-système de l'unité qui d'abord stabilise la tension d'alimentation de la charge; ainsi que de charger les batteries ou accumulateurs.

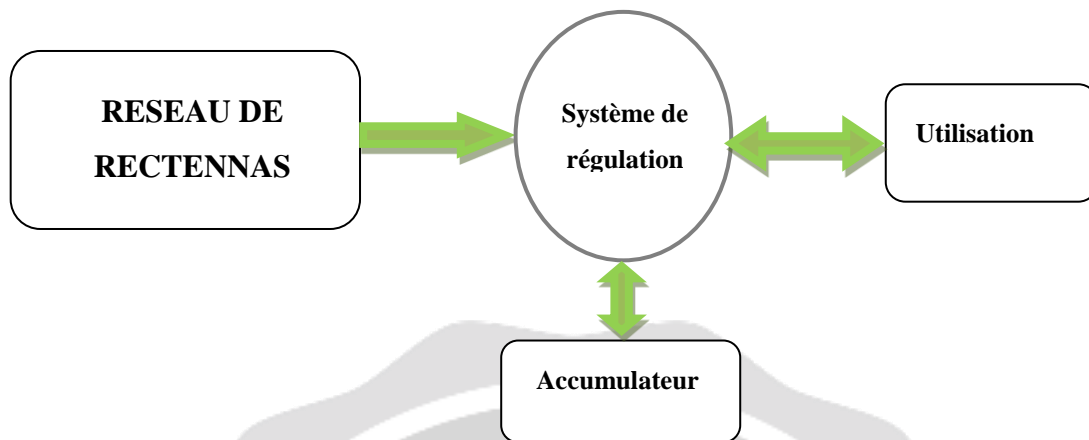


Fig.41 : Synoptique globale du système d'alimentation par réseau de rectennas

Elle permet aussi de contrôler la charge des accumulateurs ainsi que sa décharge pour alimenter à son tour la charge quand la ressource radio venant vers le réseau de *rectennas* n'est pas suffisante. Ce régulateur doit être programmable pour permettre d'effectuer sa tâche en fonction des entrées qu'on définira à partir des informations sur l'état de la tension reçu depuis la consommation global du system drone par des capteurs, depuis le système de control des puissances et finalement depuis le régulateur de tension c'est-à-dire la tension d'entrée depuis le réseau de *rectennas*; (iii) les accumulateurs, ou batteries qu'on a déjà dimensionné dans la section précédente permettent de donner la puissance nécessaire au drone pour assurer sa mission ; (iv) la charge n'est autre de le drone tout entier composé de la carte mère, du système de transmissions radio pour contrôles, du système de propulsion, des équipements de mission, et des capteurs.

On créera donc un algorithme et l'implémentant dans le système de protection des batteries pour assurer sa fonction de control et régulation des tensions du système drone entier. Cela veut dire qu'à partir de cet algorithme, le système de protection des batteries prend la décision de : soit alimenter directement la charge à partir du réseau de *rectennas*, soit alimenter la charge ainsi que charger les batteries, soit utiliser les batteries pour alimentation de la charge.

6.2 Schéma synoptique global d'un drone

Un modèle d'architecture d'un drone proposé dans [21] [22] à la Fig.42 montre les organisations fonctionnelles de ses éléments constitutifs dans le but d'optimiser la conception du système d'alimentation qu'est le paramètre fondamentale de nos travaux de recherche. Sur cette figure, on a ajouté comme source d'énergie ensemble avec l'accumulateur, un réseau de rectennas pour notre cas.

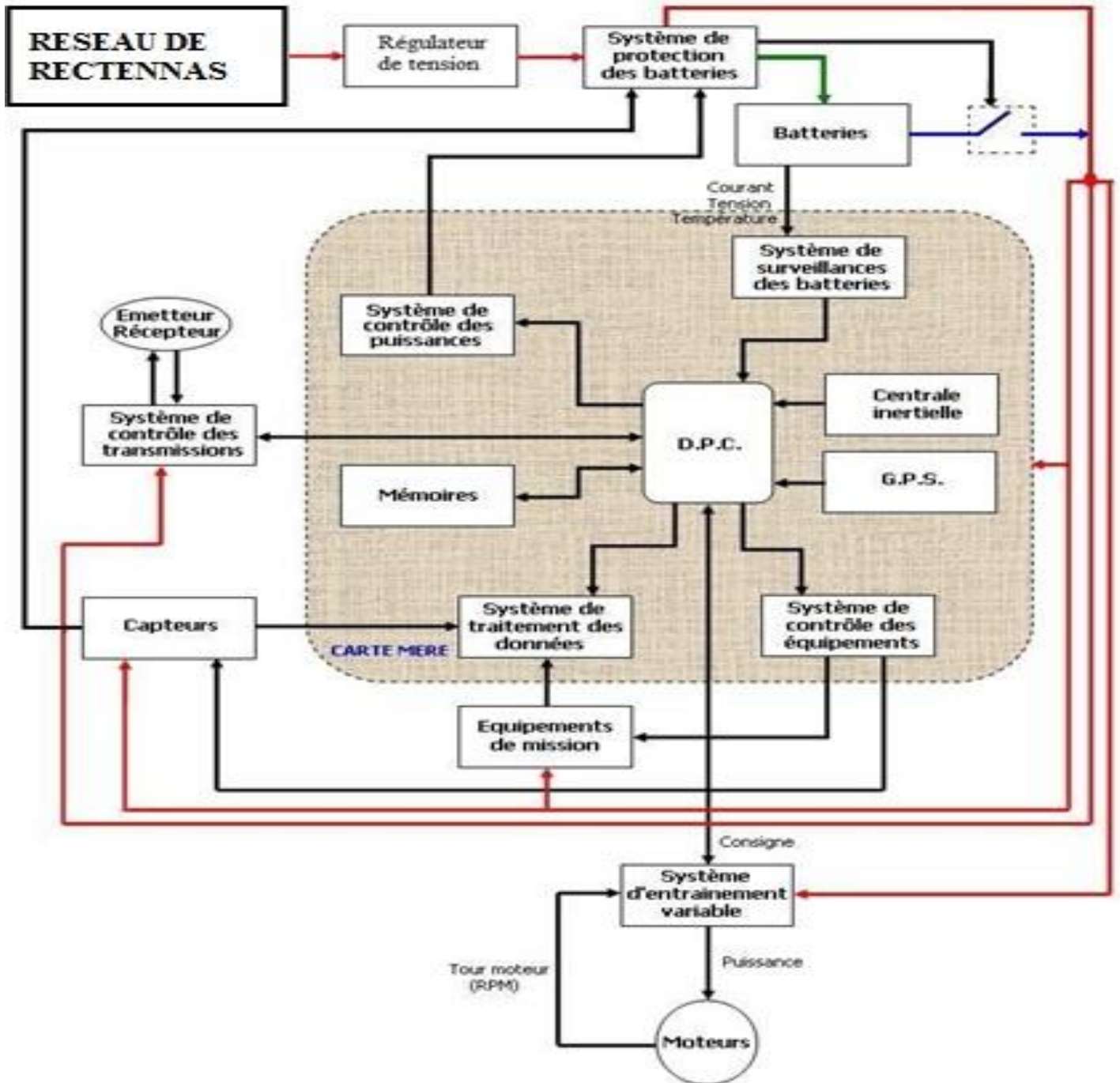


Fig.42 : Schéma synoptique global d'un drone

7 CONCLUSION

Cette article nous à permis : (i) de concevoir un model de *rectenna* plus efficace fonctionnant à fréquence de 10 GHz ; (ii) de montrer la possibilité de mettre en réseaux plusieurs *rectennas* pour avoir de l'énergie supérieure pour certaine utilisation ; et (iii) finalement de montrer la possibilité d'implémenter une *rectenna* pour alimenter un drone (mini-drone dans notre cas) et proposer un modèle architectural d'un drone implémentant un réseau de *rectennas* ainsi que son système de régulation de tension.

On a basé nos travaux sur des calculs théoriques et simulations sous Matlab, ainsi des conceptions des modèles de chaque élément de la *rectenna* avec du logiciel appelé CST Studio.

Une réalisation sur laboratoire est donc nécessaire dans le futur pour pouvoir exploiter les résultats de ces travaux de recherche qui pourrait réellement répondre à des problèmes de sécurisation d'une zone à moindre coût et moindre risque par exploitation du drone ; dans des pays comme Madagascar.

8 REFERENCES

- [1] George Tsolis, "Theoretical and experimental study of micro air vehicle powered by RF Signal at 10 GHz," Naval Postgraduate School, Dec 2003.
- [2] William C. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves," IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32. No. 9, September 1984.
- [3] Constantine A. Balanis, « Antenna theory, analysis and design »; third edition, Wiley-Interscience.
- [4] Takhedmit, H. ; Cirio, L. ; Merabet, B. ; Allard, B. ; Costa F. ; Vollaire C. ; Picon, O. : Efficient 2.45 GHz rectenna design including harmonic rejecting rectifier device', Electronics Letters, vol. 46, no. 12, 10th June 2010, pp. 811-812.
- [5] Ren and K. Chang, "5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Diode Rectenna and Rectenna Array for Microwave Power Transmission", IEEE Trans. On Microw. Theo. and Tech., vol. 54, no. 4, Apr. 2006, pp. 1495-1502.
- [6] <https://www.ic.gc.ca/eic/site/smt-gst.nsf/fra/sf10277.html>, « Gestion de spectre et télécommunication : Étude sur la demande future de spectre radioélectrique au Canada 2011-2015 »
- [7] J. G. Vera-Dimas, M. Tecpoyotl-Torres, P. Vargas-Chable, J. A. Damián-Morales J. Escobedo-Alatorre and S. Koshevaya "Individual Patch Antenna and Antenna Patch Array for Wi-Fi Communication" Center for Research of Engineering and Applied Sciences (CIICAp), Autonomous University of Morelos State (UAEM), 62209, Av. Universidad No.1001, Col Chamilpa, Cuernavaca, Morelos, México.
- [8] Ramna, Amandeep Singh Sappal "Design of rectangular microstrip patch antenna using particle swarm optimization"International Journal of Advanced Research in Computer and Communication EngineeringVol. 2, Issue 7, July 2013
- [9] Md. Maruf Ahamed, Kishore Bhowmik, Abdulla Al Suman "Analysis And Design of Rectangular Microstrip Patch Antenna On Different Resonant Frequencies For Pervasive Wireless Communication", « International journal of scientific & technology research volume 1, issue 5, june 2012 »
- [10] Robert A. Sainati, « CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications », Artech House, 1996, ISBN 0-89006-562-4.
- [11] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications.", John Wiley & Sons, Inc., 2001
- [12] http://www8.umoncton.ca/umcm-cormier_gabriel/HyperfrequencesB.html, Gabriel Cormier, « cours: Oscillateurs. Amplificateurs à résonance. Filtres », Université de Moncton.

- [13] <http://www.anfr.fr> , Agence National des Fréquences, « Besoin en spectre du service de radiocommunication fixe Rapport de la CRVS pour 2010 ».
- [14] Agilent HSMS-8101, 8202, 8207, 8209 Surface Mount Microwave Schottky Mixer Diodes Data Sheet.
- [15] Robert G. Harrison, Xavier de Prolozec, “Nonsquarelaw Behavior of Diode Detectors Analyzed by the Ritz-Galerkin Method,” IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, No. 5, May 1994.
- [12] James O. Mc Spadden, Lu Fan and Kai Chang, “Design and Experiments of a High-Conversion-Efficiency 5.8 GHz Rectenna,” IEEE Trans on M. T. T., Vol. 46, No. 12, Dec 1998.
- [17] Tae-Whan Yoo and Kai Chang, “Theoretical and Experimental Development of 10 and 35 GHz Rectennas,” IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, No. 6, June 1992.
- [18] CST Studio 2012 software
- [19] Matlab, Mathworks R2012a (7.14.0.739) Software
- [20] Sang H. Choi, Sang-Hyon Chu, M. Kwak, A. D. Catler, “ Study on a microwave-driven smart material actuator”, NASA Langley Research Center, MS 188B, Hamplton, VA 23681, ICASE; NASA Langley Research Center; Dept of Mechanical Engineering; George Washington University.
- [21] Herinantenaina E. F., “Contribution à l’étude d’un minidrone quadrirotor à énergie solaire”, Département Electronique, Ecole Supérieure Polytechnique d’Antananarivo, Université d’Antananarivo.
- [22] P. Grosse, “Gestion dynamique des tâches dans une architecture micro-électronique intégrée à des fins de basse consommation”, Ecole Normale Supérieure de Lyon, 2007

