REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA THECHNOLOGIE HOUARI BOUMEDIENE



FACULTE D'ELECTRONIQUE ET INFORMATIQUE
Laboratoire d'Instrumentation

Mémoire présenté par

MAAFRI DJEBBAR

Pour l'obtention du grade de

MAGISTER EN ELECTRONIQUE

Spécialité : Radio fréquences et micro ondes

THEME

CONCEPTION D'UN SYSTEME REDRESSEUR-AMPLIFICATEUR UHF POUR TAGS RFID

Soutenu publiquement le / /2009, devant le jury composé de :

Mr .B.HADDAD	Professeur	USTSB	Président
Mr. M.TRABELSI	Professeur	ENP	Examinateur
Mr. M.TELLACHE	Maitre de conférence	USTHB	Examinateur
Mme. R.TOUHAMI	Professeur	USTSB	Directrice de mémoire

Remerciement

Le travail présenté dans ce mémoire est réalisé au laboratoire d'instrumentation de la faculté d'électronique et d'informatique (FEI) de l'USTHB. Il s'inscrit dans le cadre de la préparation d'un magistère en système radio fréquence et microonde

Je tien à remercier d'abord le dieu qui nous a donné l'occasion de vivre ces moments de joie
Je tien à remercier mes responsables de mémoire de magistère le Professeur R.TOUHAMI et le professeur M.C.E.YAGOUB, pour avoir proposé et dirigé ce travail, et donnée les moyens d'effectuer mon travail de recherche dans de très bonnes conditions, et pour leurs soutien et encouragement pendant toute la durée de ce mémoire.

Je tien à exprimer ma reconnaissance à Monsieur M. HADAD professeur à l'USTHB, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de ce mémoire.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur M. TRABELSI, professeur à l'ENP, et Monsieur M. TELLACHE Maitre de conférences à USTHB pour avoir accepté de faire partie de jury de ce mémoire

Mes vifs remerciements à mon grand père toute la famille MAAFRI

Mes vifs remerciements vont également à mes collègues et mes amis en particulier S.LABANDJI, A.BOUAKACHE, S.BEN MEZIANE, N.ABBAS, A.ZAIM.

Je remercie chaleureusement toute l'équipe OTT, en particulier MOUNIR

DIDICACE

Je dédie ce modeste travail à :

Ma mère

Ma Famille

Ma femme

Table des matières

Introduction générale 1

Chapitre I
Systèmes d'identification par radio fréquence

Introduction……..... 3
I.1. Aspect historique de RFID ……..... 4
I.2. Les domaines d'application des systèmes RFID……..... 5
I.3. Présentation d'un système RFID……..……..... 5
I.3.1. Le lecteur ……...……..... 6
I.3.2. Le tag ……..... 7
I.3.2.1. Les tags passifs ……..……..……..... 7
I.3.2.2. Les tags actifs ……..……..... 7
I.4. Communication tag-lecteur…….…….... 8
I.4.1. Fourniture de l'énergie au tag …….…….... 8
I.4.2. Transmission de données au lecteur …….……. 9
I.5. Bandes de fréquences …….……... 10
I.5.1. Normes …….…….. 10
I.5.2. Identification de l'état de chaque bande ……... 10
I.5.2.1. Bande de fréquences entre 9–135 kHz ……...…….……... 11
I.5.2.2. Bande de fréquences à 13.56 MHz ……. 11
I.5.2.3. Bandes de fréquence à 869 MHz, à 915 MHz et à 960 MHz…..……. 11
I.5.2.4. Bande de fréquences à 2.45 GHz…….…..... 11
I.5.2.5. Bande de fréquences a 5.8 GHz…….……. 12
I.6. Conclusion …….…..... 12

Chapitre II
Redresseur UHF pour systèmes RFID

Introduction …….. 13
II.1. Principe de fonctionnement d'un redresseur RF-DC ……... 14
II.2. Redresseur RFID à transistors……... 16
II.3. Doubleur de tension …….. 18
II.3.1. Principe de fonctionnement …….. 18
II.3.2. Pompe de charge de Dickson…… 20
Conclusion……. 22

Chapitre III
Amplificateur UHF à faible consommation de puissance

Introduction……... 23
III.1. Configuration de l'amplificateur à faible consommation de Puissance……..... 23
III.2. Méthodologie de conception d'un amplificateur……...…….. 24
III.2.1. Le choix du transistor…….. 25
III.2.2.Etude de La stabilité……. 25
28

III.2.2.1. Le Gain…… 31
III.2.2.2. Les paramètres de bruit…… 32
III.2.2.3. Cas de n quadripôles en cascade…….. 32
III.2.3. Circuit d'adaptation……. 33
III.2.3.1. Adaptation à l'aide d'une ligne et un stub…… 34
III.2.3.2. Adaptation à l'aide d'une ligne quart d'onde et un stub…….. 35
III.2.3.3. Adaptation par éléments à constantes localisées……..…..... 36
III.2.4. Circuits de polarisations…….. 36
III.2.4.1. Circuit de polarisation avec éléments à constantes localisées…….. 37
III.2.4.2. Circuit de polarisation à ligne quart d'onde…… 38
III.3. Les différents composant d'un amplificateur hyperfréquence……..... 38
III.3.1. Les éléments passifs…… 38
III.3.2. Les éléments à constantes reparties……. 39
III.3.3. Les éléments à constantes semi-localisées…….. 39
III.3.4. Les éléments à constantes localisées……... 39
III.4. Condensateur de liaison ligne couplée……. 41
Conclusion……. 41

Chapitre IV
Conception d'un système Redresseur-Amplificateur UHF

42
Première partie……..... 42
IV.1. Redresseur RF-DC……..... 43
IV.1.1. Doubleur de tension RF-DC…… 46
Deuxième partie…….…... 46
IV.2. Conception d'un amplificateur à faible consommation de puissance…….. 46
IV.2.1. Choix du transistor…….…. 47
IV.2.1.1. Simulation des paramètres S……..… 48
IV.2.1.2.Caractéristiques statiques du transistor……..… 48
IV.2.2. Etude de la stabilité……..… 48
IV.2.2.1. Facteur de stabilité……..... 51
IV.2.3. Détermination de Coefficient de réflexion de source et de charge……..… 51
IV.2.3.1. Détermination de Coefficient de réflexion de source Γ_s…… 51
IV.2.3.2. Détermination de réflexion de charge Γ_{ci}……..... 51
IV.2.4. Conception de circuit d'adaptation par des éléments à constante localisé LC……..... 51
IV.2.4.1. Conception d'une cellule d'adaptation en entrée……..… 53
IV.2.4.2. Conception d'une cellule d'adaptation en sortie……..… 54
IV.2.5. Conception de circuit de polarisation……...… 55
IV.2.6. Calcul de la puissance consommée……..… 55
IV.2.7. Simulation de l'amplificateur UHF……. 55
IV.2.7.1. Le Gain transducique……...……..… 56
IV.2.7.2. Le Facteur de bruit de l'amplificateur……..… 57
IV.2.7.3. Les paramètres S……... 60
IV.2.8. Le schéma de l'amplificateur sous ADS……..… 61
IV.2. Conclusion……... 61
Conclusion générale……..... 63
Références bibliographiques……. 65

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure I.1.Répartition des applications RFID par secteur d'activité.

Figure I.2. Système RFID UHF.

Figure I.3. Vision du lecteur en deux blocs: l'unité de contrôle, pilotée par l'application RFID et l'interface RF, permettant la communication sans fil.

Figure I.4.L'étage d'émission et de réception de l'interface RF.

Figure I.5. Communication entre le lecteur et le tag, vu sous sa forme de circuit électronique**.**

CHAPITRE II

Figure II.1. Circuit redresseur RF-DC.

Figure II.2. Principe de fonctionnement de circuit redresseur RF-DC.

Figure II.3. Circuit équivalent de transistor MOS.

Figure II.4. Pont de redressement NMOS.

Figure II.5. Pont de redressement NMOS avec grille (connexion en croix)

Figure II.6.Schéma de doubleur de tension.

Figure II.7. Principe de fonctionnement de doubleur de tension.

Figure II.8. Principe de fonctionnement de doubleur de tension.

Figure II.9. Pompe de charge de Dickson.

Figure II.10. Analyse de rendement de la pompe de charge.

Figure II.11.L'efficacité en puissance d'un tag RFID.

CHAPITRE III

Figure III.1.Configuration d'un amplificateur hyperfréquence.

Figure III.2.les cercles de stabilité dans l'abaque de Smith. **(a)** valeur de Γ_{ci} **(b)** valeur de Γ_s

Figure III.3. Schéma synoptique de l'amplificateur à transistor.

Figure III.4. Quadripôles en cascade.

Figure III.5.Adaptation à l'aide d'une ligne et un stub ouvert.

Figure III.6. Adaptation à l'aide d'une ligne quart.

Figure.III.7.Cellules d'adaptation réalisées à base d'éléments à constantes localisés LC
Figure III.8. Circuit classique de polarisation d'un Transistor bipolaire HF.
Figure III.9.Circuit de polarisation en lignes micro ruban quart d'onde (vue de dessus).
Figure III.10. Configuration du condensateur de liaison.
Figure III.11. Emplacement et implémentation du condensateur de liaison.
Figure III.12. Lignes couplées en technologie micro ruban.

CHAPITRE IV

Figure IV.1. Redresseur RF-DC à une diode sous ADS.
Figure IV.2.Résultats de conversion RF-DC du redresseur à une diode
Figure IV.3. Doubleur de tension RF-DC sous ADS.
Figure IV.4.Résultats de conversion RF-DC la tension continue obtenue après redressement de la tension d'entrée RF.
Figure IV.5.Spectre de la tension à la sortie du doubleur de tension
Figure IV.6.Schéma du transistor choisi avec son model par ADS.
Figure IV.7. Simulation des paramètres S du transistor
Figure IV.8. Caractéristiques statiques du transistor.
Figure IV.9. Variation du Facteur de stabilité en fonction de la fréquence.
Figure IV.10.Cercles de stabilité de la charge et de la source
Figure IV.11.Cellule d'adaptation en entrée.
Figure IV.12. Cellule d'adaptation en sortie.
Figure IV.13. Circuit de polarisation de transistor
Figure IV.14.le gain de l'amplificateur.
Figure IV.15.facteur de bruit de l'amplificateur.
Figure IV.16. Coefficient de réflexion à l'entrée.
Figure IV.18. Coefficient de transmission.
Figure IV.19. Coefficient de transmission inverse.
Figure IV.20. Coefficient de réflexion à la sortie.
Figure IV.21. Schéma de l'amplificateur sous ADS

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I

Tableau I.1.Allocations des puissances autorisées en fonction des fréquences de Communication.

CHAPITRE IV

Tableau IV.1. Valeurs simulées des paramètres S du transistor.

ANNEXE B

Tableau B.1. Les paramètres S du transistor MBC 13900.

Tableau B.2.les paramètres du modèle du transistor MBC 13900

SYMBOLES ET DEFINITION

RFID : Identification par Radio Fréquence.

UHF : Ultra Haute fréquence ;

BF : basse fréquence.

HF : Haute fréquence.

RF : Radio Fréquence.

DC : Courant Continu.

Tag : étiquette.

PCE : Efficacité de Conversion en Puissance.

LNA : Amplificateur à Faible Bruit.

NF : Facteur de Bruit

P_1 : Puissance émise de l'antenne de lecteur

P'_1 : Puissance reçue de l'antenne de tag.

P'_2 : Puissance réfléchie de l'antenne

D_1 : Diode redresseur RF-DC.

D_2 : Diode redresseur RF-DC.

C_1 : Capacité de redresseur.

R_1 : Resistance de charge de redresseur.

V_{ON} : Tension de seuil de diode de redresseur.

V_{RF} : Tension radio fréquence

P : Puissance absorbé par la charge.

rd : résistance de drain du transistor MOS.

rs : résistance de source du transistor MOS.

Q1 : circuit d'adaptation en entrée.

Q2 : circuit d'adaptation en entrée.

Γ_s : Coefficient de réflexion de source

Γ_{ch} : Coefficient de réflexion de charge.

Γ_{in} : Coefficient de réflexion à l'entrée du transistor.

Γ_{out} : Coefficient de réflexion à la sortie du transistor.

C_1 : Centre de cercle de stabilité de source.

R_1 : Rayon de cercle de source.

C_2 : Centre de cercle de stabilité de charge.

R_2 : Rayon de cercle de charge.

K : Facteur de Rollet.

Δ : Déterminant de la matrice S

G_T : Gain transducique.

P_1 : Puissance disponible du générateur

P_2 : Puissance absorbée par la charge

G_A : Gain disponible en puissance.

P_s : Puissance disponible à la sortie

P_1 : Puissance disponible au générateur

G_F : Gain en puissance.

P_e : Puissance entrante.

B : Bande passante de l'amplificateur.

K : Constante de Boltzmann ($1.374*10^{-23}\ joules/^{\circ}K$)

C : Gain en puissance de l'amplificateur.

T_0 : Température standard ($T_0 = 290^{\circ}K$)

G_i : Le gain du quadripôle d'ordre i

F : Le facteur de bruit du quadripôle d'ordre i

INTRODUCTION GENERALE

L'essor considérable de l'industrie microélectronique, combiné aux besoins sans cesse croissant en sécurité et fiabilité, a fait de l'identification radiofréquence (RFID ou *RadioFrequency IDentification*) un pôle de recherche privilégié dont les développements sont de plus en plus importants et diversifiés. Si les bandes de fréquences autour de 13 MHz et 2.45 GHz ont des applications spécifiques, celle de 900 MHz UHF (Ultra High Frequency) est en train de s'imposer comme bande de travail pour de grands trusts internationaux. La technologie RFID UHF passive est constituée principalement du lecteur et du Tag (système antenne-puce).

Un amplificateur à très faible consommation de puissance, et son alimentation qui comprend un redresseur et un circuit de multiplication de tension, sont implantés dans un Tag RFID passif. L'amplificateur est polarisé en redressant une partie de la puissance radio fréquence reçue par l'antenne du Tag. Comme la puissance est devenue une contrainte dans la conception des circuits RFID, un système fonctionnant avec une très faible consommation de puissance est donc indispensable.

Dans le cadre de notre travail, nous nous intéresserons à la conception d'un amplificateur à gain élevé et faible consommation de puissance associée à un doubleur de tension pour la conversion RF - DC de 1.6V.

Dans toute conception d'amplificateur la première étape à effectuer consiste à recenser parmi les transistors disponibles ceux qui pouvaient satisfaire le cahier de charge. C'est ainsi que l'étude est consacrée au transistor MBC 13900 ayant un facteur de bruit relativement élevé, présente un gain très élevé et une faible consommation de puissance. Ce choix est dû au fait que nous avons privilégié la consommation de puissance au facteur de bruit. La deuxième étape a été consacrée à l'assimulation de la théorie de conception des amplificateurs dans les systèmes de communication sans fil travaillant en UHF. En utilisant le logiciel commercial Advanced Design System (ADS) comme logiciel de simulation, les différents paramètres tels que le gain, le facteur de bruit et le facteur de stabilité seront simulés, afin de nous aider à concevoir le circuit amplificateur final travaillant avec une puissance consommée de 26.6 μW et avec une tension de polarisation de 1.59V. Cette dernière est produite à base d'un doubleur

de tension dont la conception a été également entreprise en utilisant le même logiciel de simulation.

Ainsi notre mémoire se présentera comme suit :
Dans le premier chapitre, nous présentons les systèmes RFID, dont fait partie le Tag composé d'une antenne et d'une puce électronique. Le système que nous avons conçu est un élément de cette puce.
Le deuxième chapitre est consacré à la présentation de la théorie du redresseur UHF RF-DC, nous commençons par le principe de fonctionnement de redresseur RF-DC, puis le doubleur de tension.
Le troisième chapitre est consacré à la présentation de la théorie de conception des amplificateurs dans la gamme UHF.
Dans le dernier chapitre, nous donnons les applications, les schémas de simulations, ainsi que les résultats obtenus concernant le système redresseur-amplificateur.
Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale, et nous proposons les perspectives éventuelles à ce travail.

Chapitre I

Système d'Identification par Radio Fréquence

Introduction :

RFID (*Radio F*requency *ID*entification) est une technique d'identification qui utilise les ondes radio, pour détecter des objets ou des êtres vivants. La RFID constitue une avancée technologique qui révolutionne les méthodes d'identification et de traçabilité afin de répondre aux préoccupations majeures du monde industriel. Les applications des RFID sont nombreuses et concernent en particulier : la maintenance, le contrôle de flux, la lutte contre la contre façon, la gestion des procédés industriels, la logistique. En tant qu'outil d'identification, la RFID est de plus en plus répandue et elle est amenée à remplacer le code-barres dans de nombreux domaines. Les systèmes RFID utilisent principalement quatre bandes de fréquences [GHI-2008] :

- Bande BF : basses fréquences (125KHz).
- Bande HF : hautes fréquences (13.56MHz).
- Bande UHF : ultra hautes fréquences (860MHz-960MHz).
- Bande micro-onde (2.45GHz).

Ces dernières années, un intérêt grandissant dans le domaine de l'industrie et de la recherche est porté sur la technologie RFID UHF passive [GHI, 2008]. Cette dernière présente une solution à faible coût et permet également d'avoir un débit de données plus important de l'ordre de 200Kbit/s et d'atteindre une distance de lecture plus grande que les autres RFID.

I.1. Aspect historique des RFID :

La technologie RFID a été inventée durant les années 1950, mais ce n'est qu'à partir de 1990 que ses applications ont commencé à se multiplier.

1950 : le principe de la radio identification a été utilisé pour la première fois par la Royale Air Force pour identifier les appareils en vol à savoir le système identification longue distance.

1969 : Mario Cardullo dépose aux Etats Unis le premier brevet lié à la technologie RFID afin de développer des solutions d'identification pour les locomotives.

1990 : IBM intègre, sur une seule puce, l'ensemble des composants nécessaires au fonctionnement d'un badge RFID.

2003 : la création de standard EPC intégrant les technologies RFID et Internet pour mettre en place le réseau de traçabilité des objets

I.2.Les domaines d'applications du système RFID

Le domaine de la RFID est vaste en termes de bandes de fréquences discrètes qui s'étendent de 9 KHz à 5.8 GHz, et est régie par des normes européennes et internationales. Les applications sont diverses et variées [PAR, 2001] : automobile, péage autoroutiers, suivis d'objet. 75% des applications RFID en 2002 étaient dédiées aux secteurs des transports et de la distribution. La figure I.1, montre bien les différents domaines d'application de la RFID .

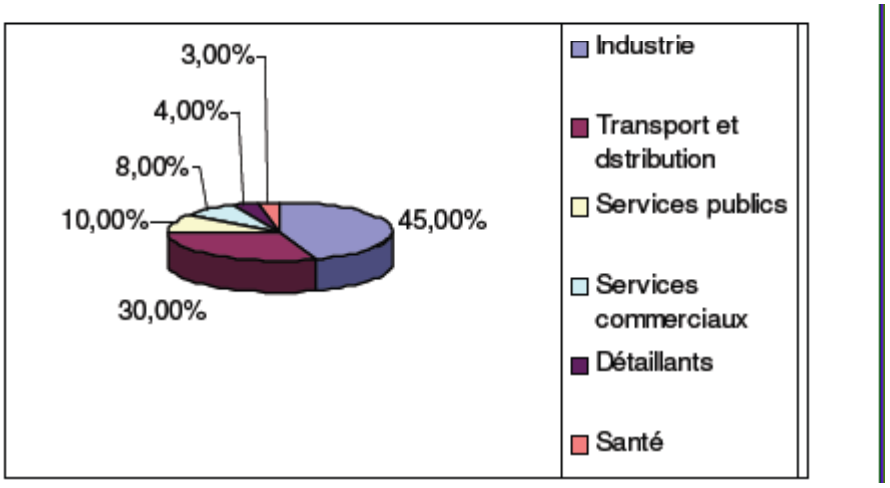


Figure I.1 : répartition des application RFID par secteur d'activité.[BEC, 2005]

Actuellement, les technologies les plus utilisées restent ciblées sur les basses et hautes fréquences (125 KHz et 13.56 MHz). Chaque bande présente des avantages et des inconvénients en fonction de l'application visée. La dernière bande de fréquences à apparaître est la bande UHF (Ultra High Frequency), permettant en théorie d'obtenir des distances de lecture plus grandes. Cette bande est centrée sur 869 MHz en Europe, 915 MHz aux Etat Unis et au Canada, et 960 MHz en Asie. Toutefois, il reste encore de très nombreuses incompatibilités entre les différentes parties du globe, aussi bien par les différences des bandes de fréquences allouées que sur les niveaux de puissance autorisés. Ceci s'ajoute à la confusion générale des utilisateurs et aux revues de presse qui sont souvent basées sur des données des constructeurs, eux mêmes calés sur les normes de pays d'origine [BEC, 2005].

I.2. Présentation d'un système RFID :

Les systèmes RFID sont étroitement liés aux cartes intelligentes. Ces dernières sont des systèmes de stockage de données, avec une possibilité de capacité additionnelle (carte à microprocesseur), et sont, par commodité, intégrés dans une carte plastique de taille d'une carte bancaire [BEC, 2005].

Ainsi dans un système RFID, les données sont stockées dans un dispositif électronique : le transpondeur. Contrairement à des cartes intelligentes, le transfert de données ne s'effectue pas par contact métallique mais via les ondes électromagnétiques.

Un système RFID UHF, illustré sur la figure I.2, est constitué de deux entités physiques [GHI, 2008].

.



Figure. I.2 : Système RFID UHF

I.2.1. Le lecteur :

Une communication RFID est basée sur le principe de relation maitre-esclave, le lecteur joue le rôle de maître et le tag celui d'esclave. Les principales fonctions du lecteur consistent en premier lieu à activer le tag, puis de structurer la séquence du signal communiqué, et enfin de transférer les données du tag au logiciel de traitement. Dans n'importe quel système RFID, illustré par le schéma synoptique de la figure I.3, le lecteur est constitué deux blocs : le bloc de gestion représente l'unité de contrôle et pilote l'application RFID d'une part et l'interface émetteur/ récepteur RF permettant la communication sans fil, d'autre part [BEC, 2005].

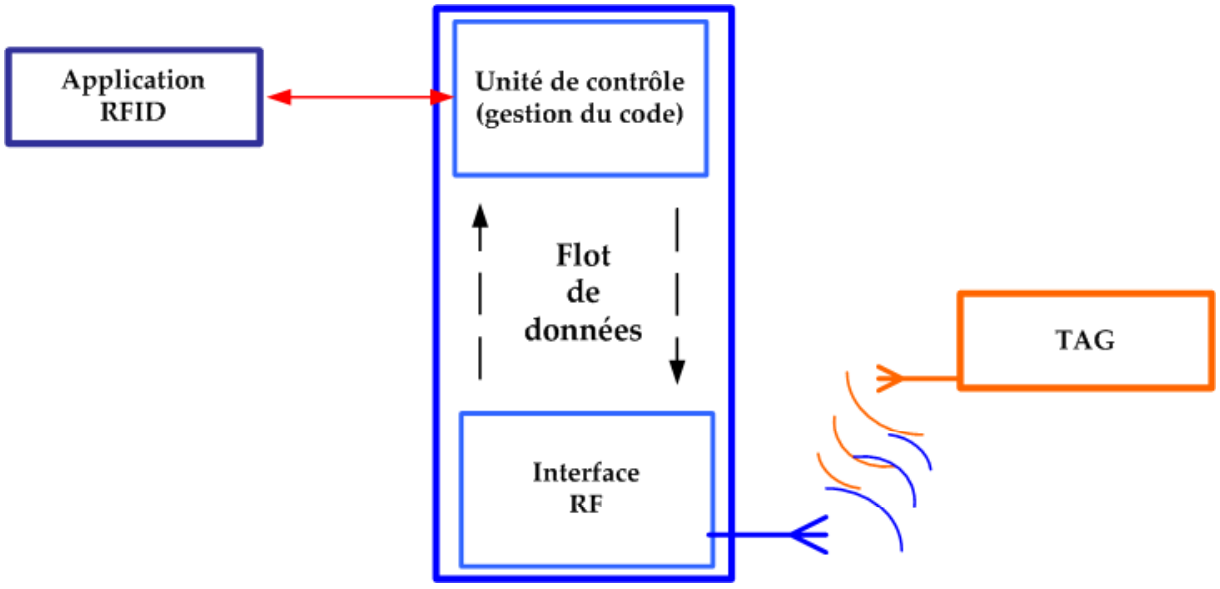


Figure I.3 : Schéma synoptique du système RFID

L'interface RF a pour vocation de générer la puissance du signal RF transmis au tag, permettant ainsi d'activer le tag et de lui fournir de l'énergie. Le lecteur a également comme tâche de moduler le signal afin de transmettre les données de requête d'identification au tag. Enfin, pour la réception et la démodulation des signaux RF au niveau du tag, l'interface RF se compose de deux parties distinctes correspondant aux deux différents chemins empruntés par le flot de données, vers ou depuis le tag. L'étage de transmission et de réception du lecteur est montré sur le schéma figure I.4 [FIN, 2003] .

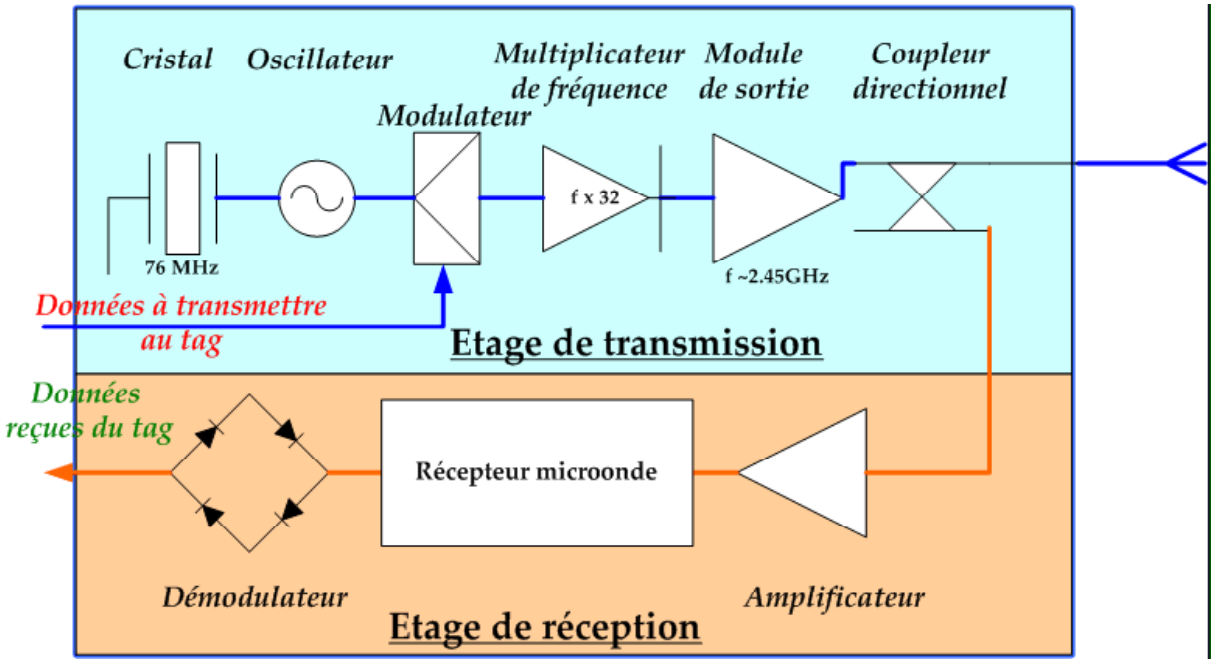


Figure I.4: l'étage d'émission et de réception de l'interface RF.

I.2.2. Le Tag:

Les tags RFID appelés aussi « étiquettes RFID » sont de petits objets collés ou insérés dans les objets. Un Tag RFID est constitué d'une antenne et d'une puce électronique. L'adaptation entre la puce et l'antenne est critique afin de maximiser la puissance reçue et donc la distance de lecture [GHI, 2008]. Il existe deux types de tags RFID :

a. les tags passifs :

Ce sont des tags qui ne possèdent pas de batterie. L'activation et l'alimentation de ce type de tags sont effectuées en transformant l'énergie électromagnétique reçue par l'antenne de Tag en énergie électrique.

b. Les Tags actifs :

Ce sont des tags qui possèdent une pile minuscule, et qui émettent et reçoivent de l'information en permanence.

Jusqu'à présent, ce sont surtout les tags RFID passifs qui sont développés ou les plus utilisés par rapport aux tags actifs pour des raisons purement économiques.

I.2.2.1. La puce :

Le nombre de puces électroniques dédiées à des applications RFID est important et ne cesse d'augmenter. En général, à chaque puce est associée une fréquence, ou quelques fréquences voisines. L'architecture du circuit électronique de la puce dépend de la fréquence de travail. Le choix de la puce s'effectue en fonction de la complexité du niveau de sécurité requis, et d'autres critères liés à l'application RFID. Certaines applications ne nécessitent que peu de complexité. Dans ce cas, les effets physiques sont directement utilisés comme moyens de communication. En revanche lorsque l'application requiert une grande fiabilité (haute sécurité, cryptographie), l'utilisation d'une configuration plus complexe (taille mémoire importante) est nécessaire.

I.2.2.2. Antenne :

Comme nous l'avons déjà évoqué, l'antenne est un élément clef dans une communication radio. N'oublions pas que l'antenne permet de récupérer l'énergie et les données d'un signal voyageant dans l'air. La qualité et les performances de l'antenne interviennent dans le bon déroulement de la communication sans fil. L'antenne reste une pierre d'achoppement de toute communication sans fil. Il apparait donc indispensable de maîtriser non seulement la conception des antennes adaptées aux fréquences souhaitées, mais également leurs réalisations. Actuellement, les méthodes de réalisation et les matériaux utilisés sont ceux dérivant de l'électronique, mais ne sont pas forcement les plus optimisés et même si c'est le cas, cela nécessite l'utilisation de matériaux de référence en RF très coûteux. Enfin dans les gammes de fréquences visées, la potentialité et la faisabilité de certains matériaux, à bas coût, pour concevoir une antenne sont encore à l'étude, en cours de développement ou en voie d'optimisation.

I.3. Communication Tag-Lecteur :

I.3.1. L'énergie du tag :

Les systèmes RFID, pour lesquels la distance entre le lecteur et le tag est supérieure à 1m, sont appelés systèmes à longue portée. Ces derniers fonctionnent aux fréquences UHF de 869 MHz pour l'Europe, 915 MHz pour les Etats-Unis, 960 MHz pour l'Asie. Une onde

électromagnétique, se propage de manière sphérique à partir de l'endroit de sa création et transporte l'énergie dans l'espace environnant. Plus l'onde se propage, plus la distance R qui la sépare de la source augmente et l'énergie est divisée par la surface qui l'entoure. Pour estimer l'énergie nécessaire au fonctionnement du tag, il est recommandé de tenir compte de la perte en espace libre du signal transmis. Elle correspond à la perte de puissance pendant le trajet.

I.3.2. Transmission des données au lecteur :

Soit la puissance P_1 émise par l'antenne du lecteur, à cause de l'atténuation en espace libre, seulement une portion de cette puissance arrive donc aux bornes de l'antenne du tag. Après redressement par les diodes D_1 et D_2, la puissance P'_2 est transmise sous forme de tension UHF à la puce, voir figure I.5. Cette puissance peut être utilisée comme stimulus d'activation de la puce si cette dernière se trouve en mode repos. Les diodes utilisées ici sont de type Schottky qui présentent une faible tension de seuil. La tension obtenue peut être suffisante à l'alimentation de la puce électronique dans le cas des courtes portées. Une partie de la puissance $P'1$ est réfléchie par l'antenne sous forme de puissance P'_2. Notons que les caractéristiques de réflexion de l'antenne peuvent être influencées par les variations de la charge à ses bornes. Ainsi, une résistance R_I est connectée en parallèle aux bornes de l'antenne. Cette résistance est sollicitée ou non en même temps que le flot de données à transmettre. L'amplitude de la puissance P_2 réfléchie par le tag peut alors être modulée. Une partie de cette puissance est dissipée dans le médium et l'autre récupérée par l'antenne du lecteur. Le signal réfléchi se propage à contre-courant via les bornes de l'antenne, et découple par un coupleur directionnel et transfère vers l'entrée du récepteur du lecteur.

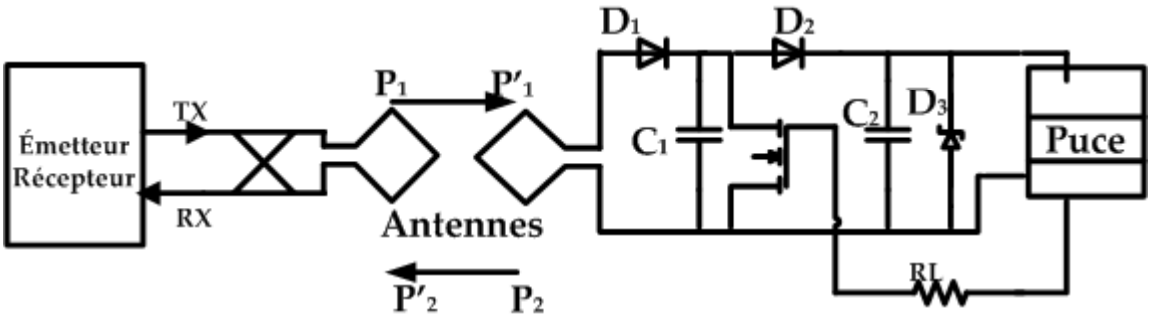


Figure I.5 : Circuit de Communication entre le lecteur et le tag

I.4. Bandes de fréquences :

I.4.1. Normes :

Afin de rendre compatibles tous ces systèmes, d'en assurer l'interopérabilité, de les comparer pour une même application, et de proposer aux utilisateurs un choix cohérent, des normes ont émergé. Elles définissent les paramètres techniques du tag et du lecteur pour les différentes applications normalisées comme les cartes intelligentes sans contact, l'identification des animaux ou encore l'automatisation industrielle. Cependant, en termes de puissance, qu'en fonction d'une certaine fréquence, il y a une puissance à ne pas dépasser lors de la transmission d'un signal. Notons qu'à partir d'une certaine fréquence au dessus de 40 MHz, la puissance maximale n'est plus exprimée dans la même unité, pour le cas de l'Europe voir Tableau I.1.

Bande de fréquences (MHz)	Puissance maximale permise
06.780	42 dB.µA / m @ 10 m
13.560	42 dB.µA / m @ 10 m
27.125	42 dB.µA / m
40.680	10 mW ERP
433.920	1 – 10 mW ERP
869.000	100 – 2 000 mW EIRP
2450.000	500 – 4 000 mW EIRP
5800.000	25 mW EIRP

Tableau I.1 : Allocations des puissances autorisées en fonction des fréquences de communication. [BEC, 2005].

Il existe cependant des divergences, en termes de puissances maximales acceptées, entre l'Europe, le continent Américain et l'Asie. Les seuils sont généralement plus élevés aux Etats-Unis qu'en Europe, ou ils sont restreints pour des raisons de sécurité sanitaire des utilisateurs. La bande de fréquences UHF est un cas typique: les plages de fréquences allouées ne sont pas les mêmes (autour de 915 MHz pour les USA, et de 953 MHz pour le Japon) tout comme les puissances [BEC, 2005].

I.3.2. Identification de l'état de chaque bande :

Les systèmes RFID génèrent et rayonnent des ondes électromagnétiques, et sont légalement classés dans les systèmes radio. En aucun cas ils ne doivent gêner les fonctions des autres

systèmes radio comme les communications radio, des services militaires, de police de sauvetage, les communications grandes et moyennes ondes radio ou encore la télévision et les téléphones portables.

Il est donc impératif de ne pas utiliser pour les communications RFID, les fréquences d'autres utilisateurs et, à la vue du nombre croissant de ces derniers, les plages de fréquences disponibles sont restreintes. C'est la raison pour laquelle il n'est possible d'utiliser que des gammes de fréquences allouées aux applications industrielles, scientifiques ou bien encore médicales.

I.3.2.1. Bande de fréquences entre 9–135 kHz :

La bande au dessous de 135 kHz est largement utilisée par les services radio car elle n'est pas réservée. Les conditions de propagation dans cette bande de fréquences de grandes ondes permettent d'atteindre des endroits situés à 1000 km. On compte parmi ces systèmes des services radio pour la navigation maritime ou aéronautique [BEC, 2005].

I.3.2.2. Bande de fréquences à 13.56 MHz :

La bande de fréquences comprises entre 13.553 MHz et 13.567 MHz se situe au milieu de la Bande de courte longueur d'onde. Elle est majoritairement utilisée pour des systèmes RFID Inductifs. C'est la Bande de fréquences actuellement la plus utilisée pour des applications RFID.

I.3.2.3. Bandes de fréquence à 869 MHz, à 915 MHz et à 960 MHz :

La première plage de fréquences comprises entre 868 et 870 MHz a été permise pour des dispositifs de courte portée SRD (Short Range Device) en Europe depuis 1997, et de ce fait elle est utilisée pour des applications RFID. Les deuxièmes et troisièmes bandes sont les homologues de la première en Amérique du Nord et en Asie mais ne sont pas permises en Europe.

I.3.2.4. Bande de fréquences à 2.45 GHz :

Cette bande d'une largeur de 83.5 MHz partage les fréquences avec des applications de Radio amateurisme et des services de localisation radio. Les conditions de propagation dans la gamme UHF de 300 MHz – 3 GHz est telle que des objets comme des immeubles par exemple, réagissent en bons réflecteurs et atténuent fortement le Champ EM. En plus de

dispositifs RFID, on trouve dans cette bande des applications comme les systèmes PC LAN (Local Area Network) pour la mise en réseau sans fil D'ordinateurs [BEC, 2005].

I.3.2.5. Bande de fréquences a 5.8 GHz :

Cette bande à largeur de 150 MHz partage les fréquences avec d'autres applications radio que les systèmes RFID, comme les détecteurs de mouvement permettant d'ouvrir les portes et barrières [BEC, 2005].

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté l'historique, l'aspect général, le principe de fonctionnement du la technologie RFID, les différentes normes internationales autorisées et leurs caractéristiques. Nous avons choisi de travailler dans la bande UHF (Ultra High Frequency), en raison des avantages quelle présente au niveau de la distance de lecture, de l'exécution et de la simplicité.

Chapitre II

Redresseur UHF pour système RFID

II. Redresseur RF-DC :

Introduction :

Un système RFID possède plusieurs avantages par rapport à l'identification par code barre : lecture à distance, peu sensible à la saleté, à la graisse et à l'humidité. Doté d'une bonne tenue dans le temps, les efforts de normalisation engagés ces dernières années laissent entrevoir une expansion importante pour un tag passif dans la gamme UHF.

Un tag RFID passif, c'est-à-dire sans batterie, comporte au moins une puce contenant des informations et une antenne qui, parmi ses fonctions, d'abord reçoit de l'énergie nécessaire à la polarisation de la puce. Le signal détecté est redressé à l'aide d'un redresseur RF-DC, ensuite filtré et utilisé comme source d'énergie électrique continue pour l'alimentation de Tag.

II.1.Principe de fonctionnement d'un redresseur RF-DC :

Un tag passif est alimenté en transformant l'énergie électromagnétique rayonnée par l'antenne du lecteur en énergie électrique, à l'aide d'un redresseur (RF-DC). Le tag doit obtenir l'alimentation continu d'un signal entrant RF dont la polarité change environ 900 millions de fois par seconde. Deux types de diodes sont disponibles : les diodes à jonction qui possèdent des courants de saturations autour de $10^{-10} A/cm^2$ à $10^{-11} A/cm^2$, et les diodes Schottky. Le redressement peut également être accompli en utilisant des transistors en connexion diodes c'est à dire, dont le drain est court-circuité à la grille. Dans ce cas, la tension de seuil est égale à la tension de seuil du transistor [DOB, 2008].

Le problème est d'extraire une tension continue à partir d'une tension RF alternative fournie par l'antenne. L'approche le plus simple est de placer une diode D_1 en série avec la tension de l'antenne ainsi qu'un condensateur C_1 pour stocker l'énergie entre les cycles RF tout en se déchargeant dans une résistance de charge R_1 comme il est montré sur le schéma de la Figure II.1.

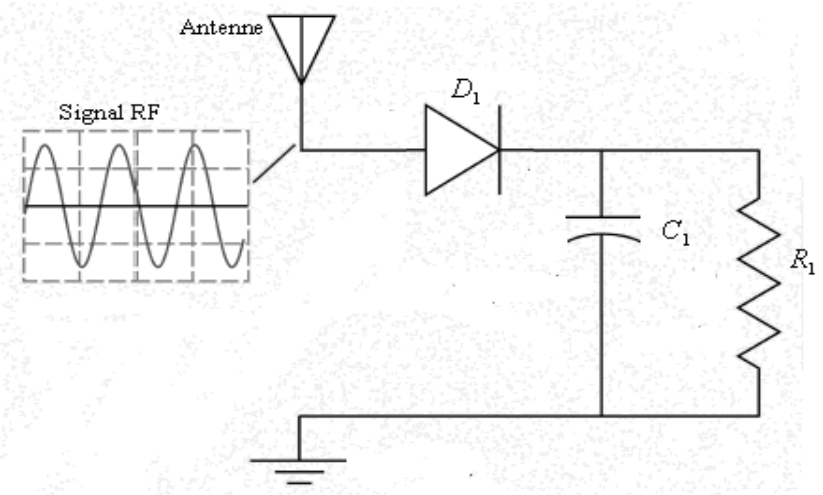


Figure II.1 : Circuit redresseur RF-DC. [DOB, 2008]

Le fonctionnement du redresseur RF-DC est montré sur le schéma Figure II.2

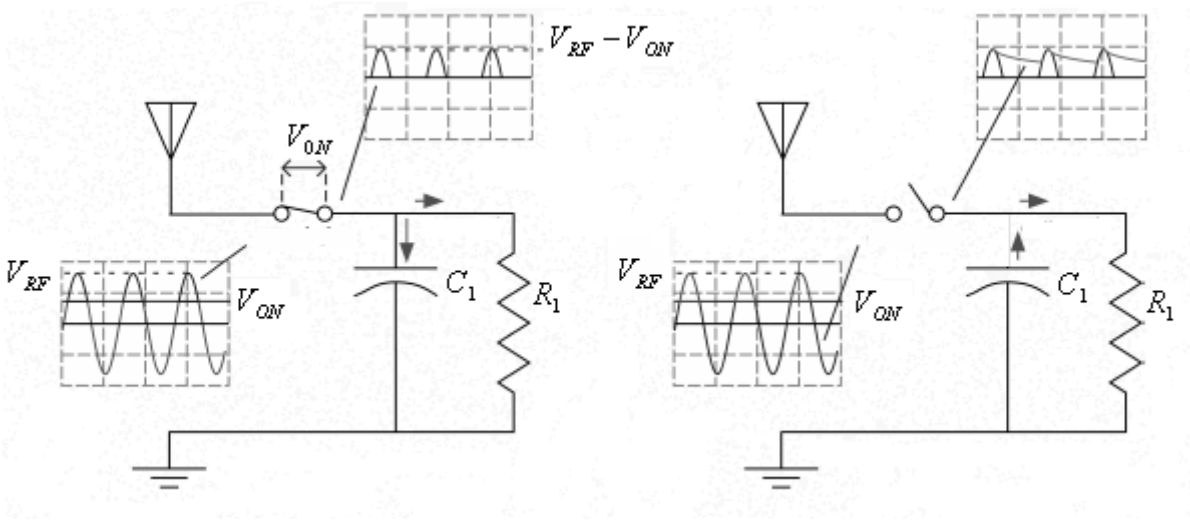


Figure II.2 : principe de fonctionnement de circuit redresseur RF-DC. [DOB, 2008]

Quand la tension à travers la diode est plus grande que la tension seuil V_{ON}, la diode agit comme un commutateur fermé, une tension ($V_{RF} - V_{ON}$) apparaît à travers le condensateur et la résistance, où V_{RF} est la tension maximale du signal. Pendant ce temps le condensateur se charge. Quand la tension sur la diode est inférieure à la tension de seuil V_{ON}, la diode agit comme un commutateur ouvert et le condensateur se décharge à travers la résistance. Le temps requis pour que le condensateur se décharge est égal au produit R1C1. Si ce temps est très long par rapport à la durée du cycle RF, nous obtiendrons une tension d'alimentation pratiquement constante pendant ce cycle. De plus, la puissance absorbée par la charge est proportionnelle à la tension et inversement proportionnelle à la charge

$$P = \frac{V^2}{R} \quad \text{donc } R = \frac{V^2}{P} \tag{II.1}$$

Il faut remarquer que la tension fournie par un redresseur simple (à une diode) est la différence entre la tension maximale d'entrée et la tension de seuil de la diode. Ce qui donne une tension faible ou non suffisante pour l'alimentation d'un Tag. C'est pour cela qu'il est recommandé d'utiliser un doubleur de tension.

II.3.Redresseur RF-DC à Transistor :

Il existe différents types de redresseurs à transistor. D'après les différentes structures de redresseurs, nous avons enregistré une grande variation de l'efficacité de conversion en puissance PCE, qui représente le rapport de la Puissance de sortie sur la Puissance d'entrée, la raison de ce dernier est la clef de choix de la meilleure structure de redresseur. Comme le transistor MOS est à la base de toutes les structures, son étude et l'analyse de son modèle est indispensable.

Le schéma équivalent du transistor MOS est montré sur la figure II.3. La consommation de puissance ne comprenant pas l'énergie stockée dans les condensateurs, les éléments qui consomment de la puissance sont *rd* et *rs* et la résistance du canal. Pour augmenter le taux de PCE, il faut diminuer la résistance du canal, mais la diminution de cette résistance de canal introduit une grande valeur des diodes MOS et de capacités, il y a donc un compromis à faire. [ZHU, 2004]

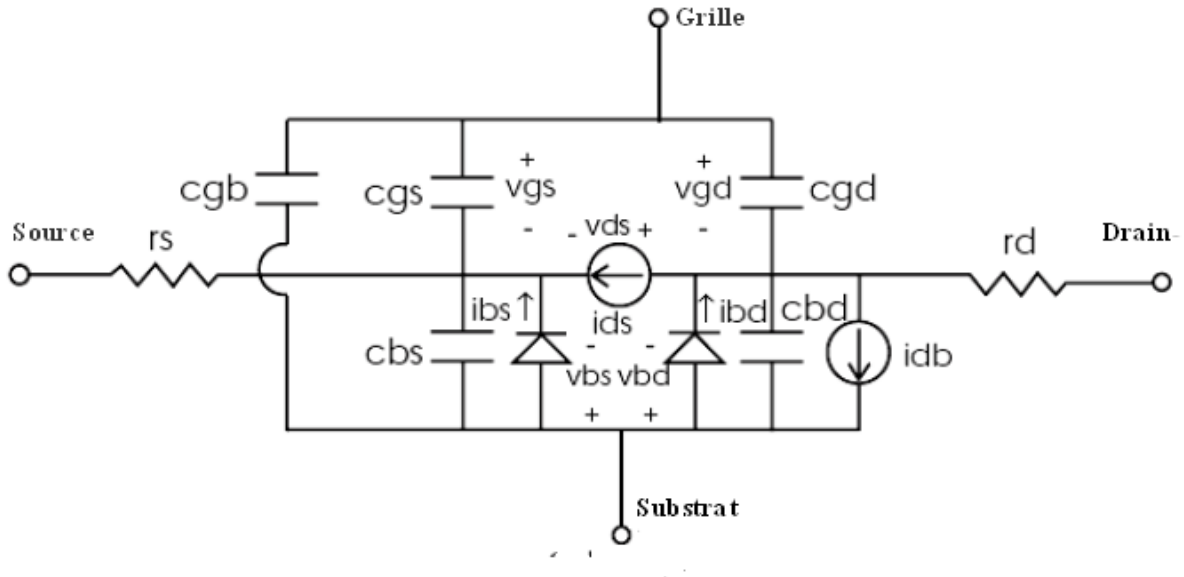


Figure II.3 : Circuit équivalent de transistor MOS [ZHU, 2004].

La première remarque sur les redresseurs à transistor MOS est que les structures de redresseurs à transistor MOS grille en connexion en croix ont un taux de PCE plus faible que les structures normal à charge faible, et ce n'est pas le cas pour une charge de valeur élevée. L'avantage des redresseurs à grille en connexion en croix est sa petite tension de seuil, ainsi que la tension de sortie élevée pour un même niveau d'entrée. Cette structure est largement utilisée dans les interfaces HF et RF. [ZHU, 2004]

Le schéma de la figure II.4 représente un pont de redressement NMOS. Cette dernière présente des avantages du faite que sa structure est simple et enregistre moins de courant de

fuite. La grande tension de seuil d'entrée et la faible efficacité pour des petits niveaux d'entrée ainsi que la grande taille du transistor sont les inconvénients de cette structure de redresseur. [ZHU, 2004].

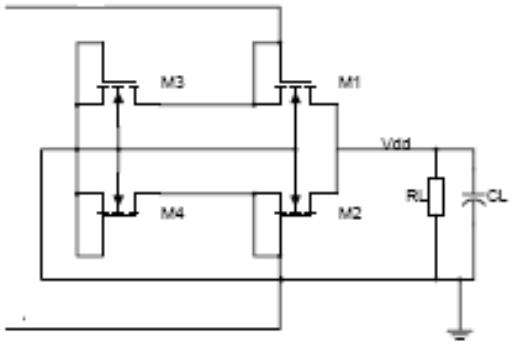


Figure II.4 : Pont de redressement NMOS

Le schéma de la figure II.5 représente un pont de redressement NMOS avec grille (connexion en croix), contrairement à celle de la figure II.4. Cette structure est adaptable à des charges élevées et présente une tension de seuil minime ce qui lui permet d'avoir un taux de conversion de puissance élevé. En contre partie, lorsque le transistor fonctionne en commutation engendrent des fuites qui sont proportionnelles à la taille du transistor, l'augmentation de cette dernière peut détériorer le PCE.

.

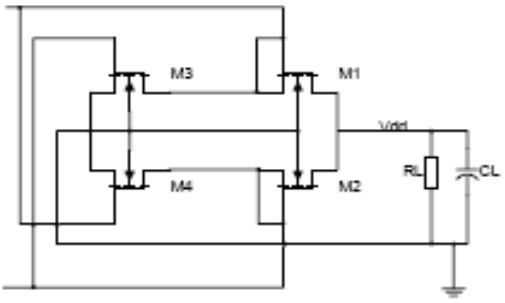


Figure II.5 : Pont de redressement NMOS avec grille (connexion en croix)

PCE = (Puissance de sortie/Puissance d'entrée)

II.2. Doubleur de tension :

II.2.1. Principe de fonctionnement :

L'utilisation d'un redresseur avec une seule diode ne peut pas donner une tension suffisante pour faire fonctionner une étiquette RFID qui a besoin d'une tension de 1V à 2V pour se déclencher. Pour cela, on fait appel à un doubleur de tension tel que montré à la figure II.6. Deux diodes sont reliées voir la figure II.6, un condensateur C_1 stocke les charges et permet au courant RF de traverser les diodes, une deuxième capacité C_2 permet de stocker la charge résultante et lisser la tension de sortie V_{DD}.

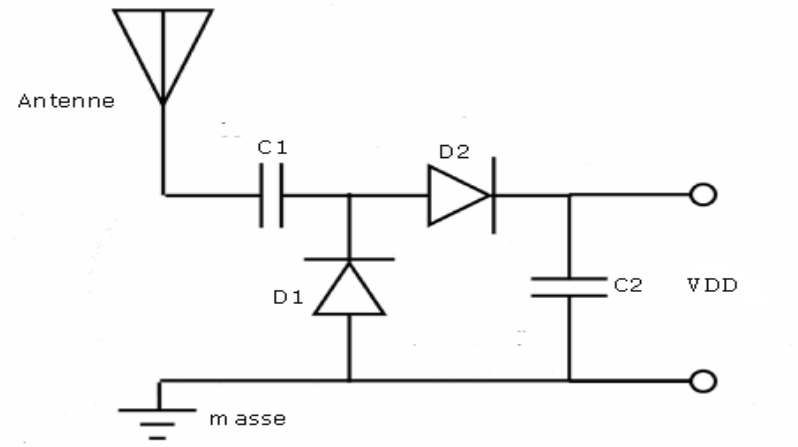


Figure II.6 : Schéma de doubleur de tension [DOB,2008]

Quand la tension RF est négative et plus grande que la tension de seuil de la diode V_{OD}, D_1 conduit et le courant passe par D_1 à la masse faisant charger le condensateur C_1 (voir le schéma de la figure II.4). La tension à travers le condensateur est la différence de potentiel entre la tension RF maximale et la tension de seuil de la diode.

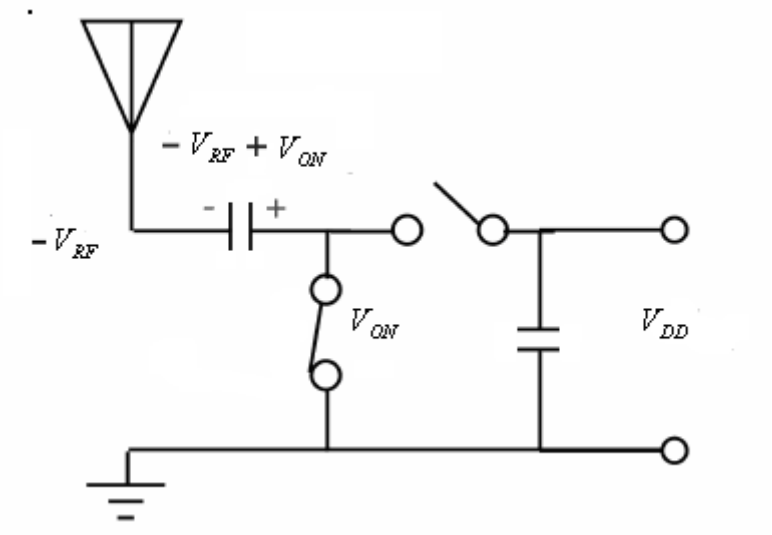


Figure II.7 : Principe de fonctionnement de doubleur de tension [DOB, 2008]

Quand l'entrée RF devient positive D_2 conduit et D_1 s'ouvre ; la charge du condensateur C_1 passe par la diode D_2 à la capacité C_2 (Voir le schéma de la figure II.5).

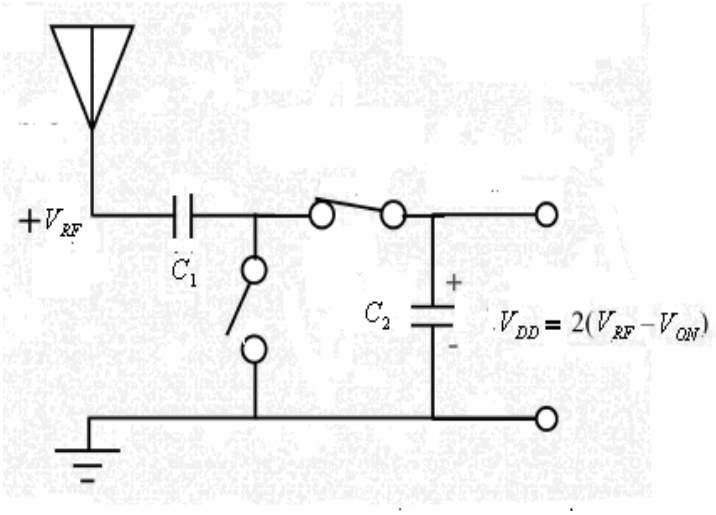


Figure II.8 : Principe de fonctionnement de doubleur de tension [DOB, 2008]

Donc la tension maximale, qui peut être obtenue, est égale à la tension RF maximale à laquelle doit être soustraite la tension de seuil de la diode D_2 et en ajoutant la tension à travers le condensateur C_1 ce qui donne une tension de sortie **:**

$$V_{DD}=V_{RF}+(V_{RF}-V_{ON})-V_{ON} \qquad \text{(II.2)}$$

II.2.2.Pompe de charge de Dickson :

Pour produire des tensions élevées à la sortie, il faut des étages additionnels de multiplication de tension, une configuration de deux étages s'appel pompe de charge de Dickson montré sur la figure II.6. [DOB, 2008]. Dans le cas des diodes idéales avec une tension de seuil négligeable, la tension de sortie sera quatre fois plus grande que la tension d'entrée crête RF. Donc, en général pour N étages, la tension de sortie sera : [DOB, 2008]

$$V_{DD} = 2N(V_{RF} - V_{ON}) \quad \text{(II.3)}$$

Il est possible d'ajouter des étages pour obtenir des tensions exigées, mais l'inconvénient est montré dans la figure II.9. Le courant doit traverser toutes les diodes en séries, plus nous ajoutons des étages plus nous gaspillons de puissance.

$$P_{ch} = V_{DD} I_{ch} \quad \text{(II.4)}$$

$$P_{diodes} = 2NV_{ON} I_{ch} \quad \text{(II.5)}$$

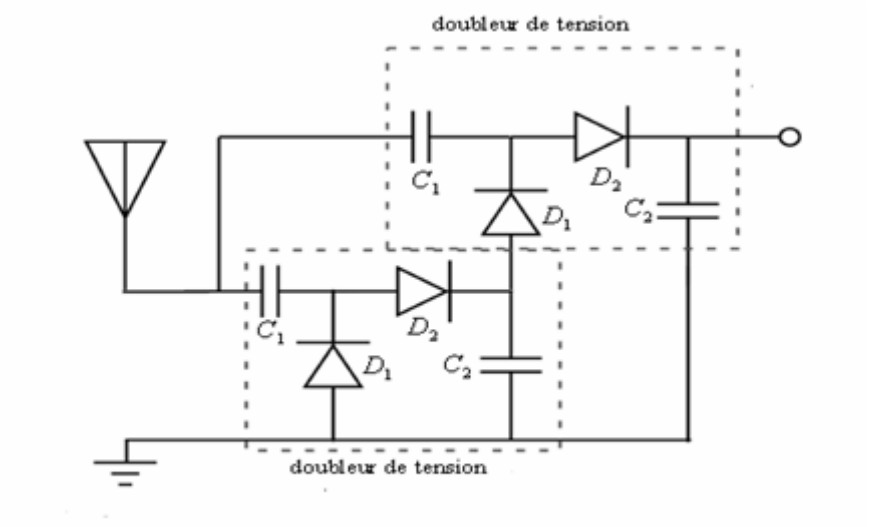


Figure II.9 : Pompe de charge de Dickson. [DOB, 2008]

L'efficacité de la puissance de pompe de la charge diminue lorsque le nombre d'étages augmente pour une tension de seuil de sortie donnée.

$$\eta_P = \frac{P_{ch}}{P_T} = \frac{V_{DD}}{V_{DD} + 2N.V_{ON}} \quad \text{(II.6)}$$

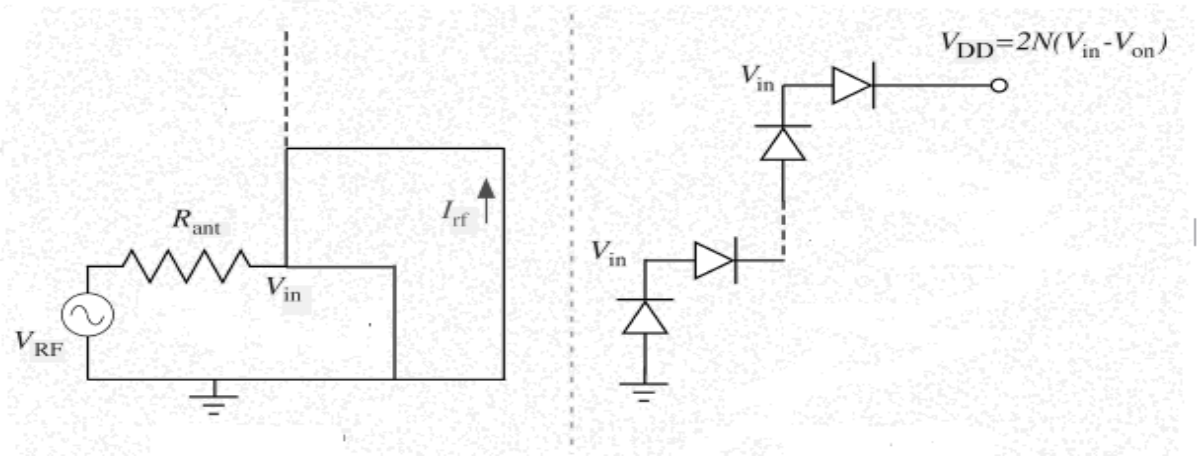


Figure II.10 : analyse de rendement de la pompe de charge

Pour le cas de deux étages, le résultat s'avère optimiste, le comportement de la pompe de charge c'est-à-dire l'efficacité en puissance en fonction de nombre d'étage, le résultat est montré sur la le schéma de la Figure II.11.

Le Tag possède alors une tension d'alimentation de 1.25 V et la tension de seuil de la diode de 0.5 V. D'après les résultats nous pouvons constater que plus le nombre d'étages augmente la pompe de charge devient moins efficace.

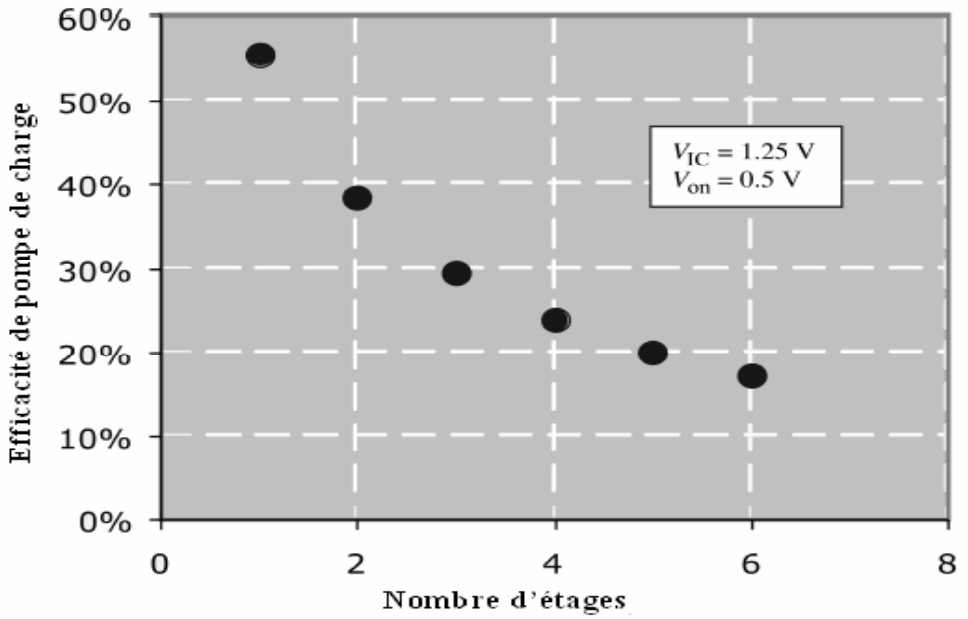


Figure II.11 :L'efficacité en puissance d'un tag RFID. [DOB, 2008]

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'approche théorique du redresseur RF-DC et multiplicateur de tension pour tags RFID. Nous avons commencé par le principe de fonctionnement d'un redresseur simple à une seule diode, ensuite le redresseur à transistor MOS et enfin le doubleur de tension dans le but d'élever la tension de sortie. Ainsi, le choix du modèle de diode par la simplicité de réalisation et la disponibilité et le coût par rapport au diode de Schottky qui présente une tension de seuil presque zéro mais sont plus difficiles à fabriquer et ne sont pas toujours disponibles, ou peuvent augmenter le coût de traitement une fois utilisées [DOB, 2008]. Par contre le redresseur MOS transistor présente un PCE faible à cause de la résistance de canal du transistor.

Chapitre III

Amplificateur UHF à faible consommation de puissance

Introduction :

Les amplificateurs à faibles consommation de puissance sont généralement à faible bruit. En UHF, les techniques de conception des amplificateurs se basent sur les concepts développés dans l'étude de quadripôles, des lignes de transmission et de l'abaque de Smith. Aussi le développement du concept de la matrice de répartition [S] est l'une des clés dans la conception des amplificateurs en hyperfréquences. Suivant la conception, les amplificateurs à bande étroite sont classés en trois types :

1-Amplificateur à faible bruit (LNA)

2-Amplificateur à gain élevé

3-Amplificateur de puissance.

Nous intéressons, dans notre travail au premier type, mais à faible consommation de puissance.

III. Configuration de l'amplificateur à faible consommation de Puissance :

La figure III.1 montre la configuration de base d'un amplificateur UHF.

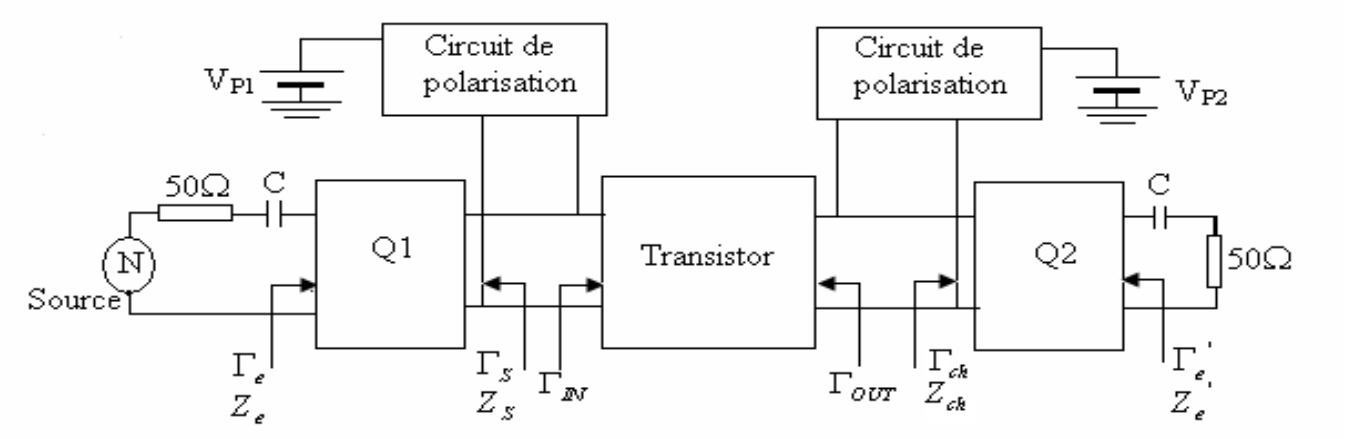


Figure III.1 : Configuration d'un amplificateur hyperfréquence.

Ce dernier est constitué de :

- Un transistor qui peut être bipolaire ou à effet de champ.
- Deux circuits d'adaptation, l'un à l'entrée (Q1) et l'autre à la sortie (Q2), qui sont passifs non dissipatifs
- Deux circuits de polarisation
- Deux condensateurs de liaison

III.1. Méthodologie de conception d'un amplificateur :

La méthodologie de conception d'un amplificateur à gain élevé et faible consommation de puissance dans la gamme UHF à bande étroite passe par plusieurs étapes :

- Choix du transistor à utiliser.
- Etude de la stabilité.
- Détermination des valeurs des coefficients de réflexion de source Γ_S et de charge Γ_{ci}, en tenant compte des exigences du cahier de charge et des paramètres propre du transistor.
- Conception des circuits d'adaptation.
- Conception des circuits de polarisation.

III.1.1. Le choix du transistor :

Le choix de transistor est basé sur le gain et le facteur de bruit à la fréquence de travail, le type de boitier ainsi que la tension de fonctionnement ; les paramètres S du transistor sont donnés par le constructeur.

III.1.2.Etude de La stabilité :

Les calculs de conception d'un amplificateur qui n'incluent pas la rétroaction de dispositif, c'est-à-dire il suppose que S_{12} égal à zéro sont seulement une approximation, qui peut mener aux solutions imprécises et générer des oscillations [DYE, 1996]. Donc l'étude de la stabilité est l'un des aspects les plus importants dans la conception des amplificateurs [TRA, 1988]. Un quadripôle défini par ses paramètres [S] est dit stable à une fréquence F, s'il satisfait les conditions suivantes :

$$\left| \Gamma_{in} \right| = \left| S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{22}\Gamma_S} \right| < 1 \qquad \text{(III.1)}$$

$$\left| \Gamma_{out} \right| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{ch}}{1 - S_{11}\Gamma_{ch}} \right| < 1 \qquad \text{(III.2)}$$

Γ_{in} : Coefficient de réflexion à l'entrée du transistor.

Γ_{out} : Coefficient de réflexion à la sortie du transistor.

Γ_{ch} : Coefficient de réflexion vu par la sortie du transistor associe à Z_{ch}.

Γ_S : Coefficient de réflexion vu par l'entrée du transistor associe à Z_S.

Si les deux coefficients Γ_{ch}, Γ_S se réfèrent à l'impédance de normalisation Z_0, leur expression mathématique est :

$$\Gamma_{ch} = \frac{Z_{ch} - Z_0}{Z_{ch} + Z_0} \qquad \text{et} \qquad \Gamma_{in} = \frac{Zs - Z_0}{Zs + Z_0}$$

Les paramètres S permettent de vérifier la stabilité de quadripôle à travers un facteur de stabilité K nommé facteur de Rollet.

$$K = (1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2)/(2|S_{21}||S_{12}|) \quad \text{(III.3)}$$

Où $\angle$ est le déterminant de la matrice S

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}| \quad \text{(III.4)}$$

- **K=1 :** cas non pratique car les coefficients de réflexion seront égaux à l'unité (réflexion totale)

- **K>1** : il est possible d'adapter simultanément l'entrée et la sortie

  $\angle$**<1:** L'amplificateur est inconditionnellement stable quelques soient les valeurs de source et de charge, car les coefficients de réflexion ramenés à l'entrée et à la sortie peuvent avoir un module inférieur à 1

  $\angle$**>1 :** La stabilité est conditionnelle, mais l'amplificateur est toujours adaptable simultanément.

- **K<-1** : le transistor n'est pas adaptable simultanément en entrée/sortie. Il est naturellement instable donc inutilisable en tant que qu'amplificateur

- **-1<K<1 :** L'adaptation simultanée est impossible et l'amplificateur est donc conditionnellement stable mais peut générer des oscillations car tout dépend des valeurs des coefficients de réflexion (donc des impédances de source et de charge). Il faut donc déterminer sur abaque de Smith les régions dites de stabilité qui donneront le lieu des valeurs d'impédances permettant de concevoir un amplificateur stable. C'est le cas le plus fréquent dans la conception des amplificateurs hyperfréquences.

Sur l'abaque de Smith, les zones de stabilité sont limitées par des cercles, lieu de Γ_{ci} (donc de l'impédance de charge) et de Γ_s(donc de l'impédance de la source), pour lesquels nous avons respectivement $|\Gamma_{in}| = 1$ et$|\Gamma_{out}| = 1$. Les rayons et les centres de ces cercles sont donnés par les relations suivantes [GEN, 1984].

a. Cercle de stabilité de charge :

La valeur de Γ_{ci}, pour $|\Gamma_{IN}| = 1$.

$$\begin{cases} C_2 = \dfrac{(S_{22} - \Delta * S^*_{11})^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \\ R_2 = \dfrac{|S_{21}S_{12}|}{\left||S_{22}|^2 - |\Delta|^2\right|} \end{cases}$$

C_2 : Centre de cercle de stabilité de charge.

R_2 : Rayon de cercle de charge.

b. Cercle de stabilité de source :

La valeur de Γ_s, pour $|\Gamma_{OUT}| = 1$.

$$\begin{cases} C_1 = \dfrac{(S_{11} - \Delta * S^*_{22})^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \\ R_1 = \dfrac{|S_{12}S_{21}|}{\left||S_{11}|^2 - |\Delta|^2\right|} \end{cases}$$

C_1 : Centre de cercle de stabilité de source.

R_1 : Rayon de cercle de source.

La figure.III.2 montre un exemple des cercles de stabilité de source et de charge utilisant l'abaque de Smith. [GON, 1984]

Dans la figure.III.2 (a), le cercle ne contient que le centre de l'abaque, le domaine qu'il délimite correspond à des valeurs de Γ_{ci}engendrant l'instabilité (région en rouge),

Dans la figure.III.2 (b), le cercle ne contient que le centre de l'abaque, le domaine qu'il délimite correspond à des valeurs de $\Gamma_s$engendrant l'instabilité (région en rouge),

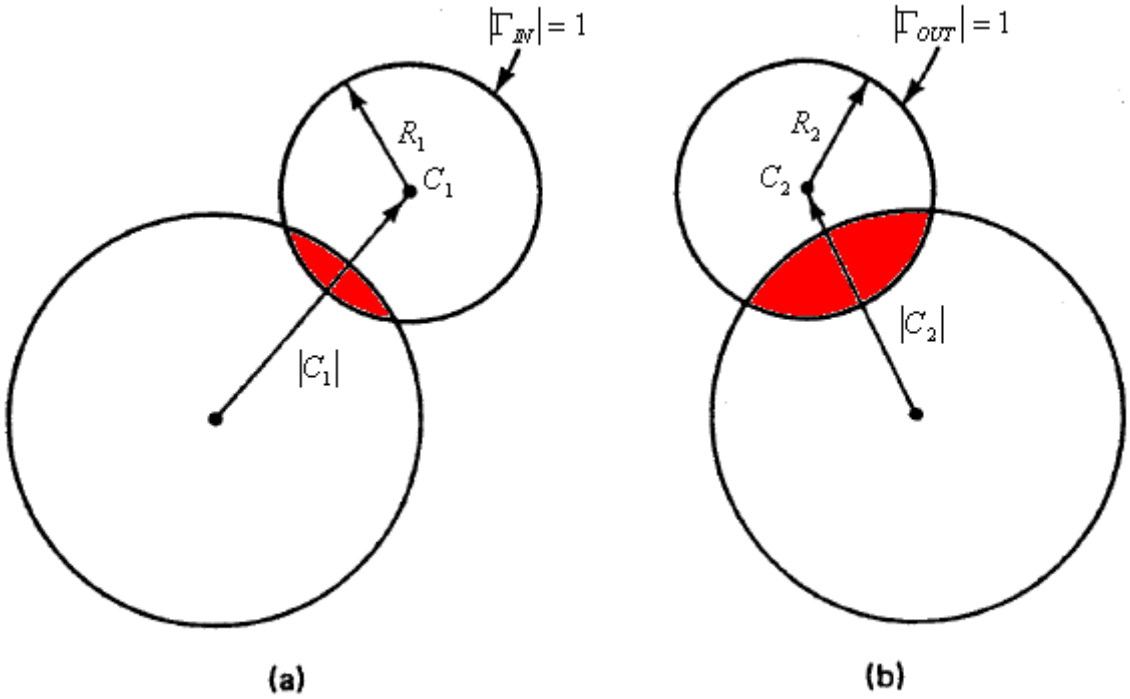


Figure III.2 : Les cercles de stabilité dans l'abaque de Smith. **(a)** valeur de Γ_{ci}. **(b)** valeur de Γ_s

III.1.2.1. Le Gain :

Les amplificateurs sont généralement définis par leurs gains en puissance souvent exprimés en dB. Le gain en puissance d'un étage d'amplificateur à transistor dépend de plusieurs facteurs :

- le gain intrinsèque du transistor
- L'adaptation en entrée
- L'adaptation en sortie

Il est possible d'utiliser trois notions de gain en puissance ; chacune d'elle est liée au type de conception voulue.

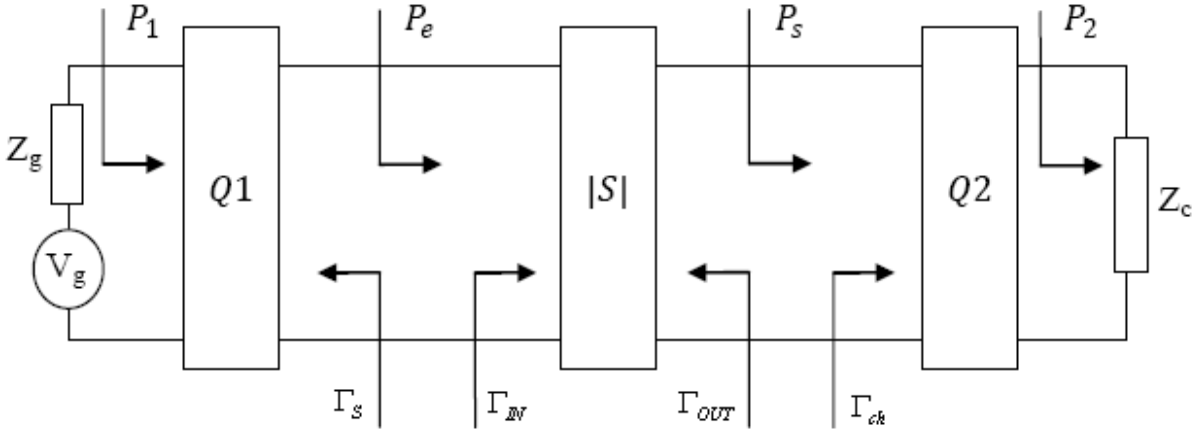


Fig.III.3 : Schéma synoptique de l'amplificateur à transistor

a. Gain transducique :

Le gain transducique ou de transfert en puissance est défini comme le rapport de la puissance P_2 absorbée par la charge à la puissance P_1 disponible du générateur, voir la figure.III.3

$$G_T = \frac{P_2}{P_1}$$

Le gain transducique G_T tient compte des pertes d'adaptation à l'entrée et à la sortie du circuit et peut être exprimé en fonction des paramètres [S] du transistor normalisés à 50Ω et des coefficients de réflexion Γ_s et Γ_{ch} comme suit :

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1-|\Gamma s|^2)(1-|\Gamma_{ch}|^2)}{|(1-S_{11}\Gamma s)(1-S_{22}\Gamma_{ch}) - S_{12}S_{21}\Gamma s\Gamma_{ch}|^2}$$

Ou en fonction des coefficients de réflexion d'entrée et de sortie et cela par les expressions suivantes :

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1-|\Gamma s|^2)(1-|\Gamma_{ch}|^2)}{|(1-S_{11}\Gamma s)\ |^2 |1-\Gamma_{out}\ \Gamma_{ch}|^2} \qquad \text{(III.5)}$$

b. Gain disponible en puissance :

Pour un amplificateur à faible bruit, le gain disponible G_A est défini en se référant à la figure.III.3 par la relation suivante :

$$G_A = \frac{P_S}{P_1}$$

P_S : Puissance disponible à la sortie

P_1 : Puissance disponible au générateur

Le gain disponible en puissance est un cas particulier du gain transducique ; il est donné en remplaçant Γ_{ci} par Γ_{out}^* dans l'expression ci-dessous :

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 \left(1 - |\Gamma_{out}|^2\right)} \qquad \text{(III.6)}$$

c. Gain en puissance :

Pour un amplificateur de puissance, on conçoit un réseau de sortie pour avoir une puissance maximale de sortie et un minimum de distorsion ; par contre en entrée, on réalise un circuit d'adaptation pour un maximum de gain. Le gain en puissance est définit par :

$$G_P = \frac{P_2}{P_e}$$

P_2 : Puissance délivrée à la charge.

P_e : Puissance entrante.

G_F : Le gain en puissance est généralement un cas particulier du gain transducique lorsque l'entrée est adaptée. En remplaçant Γ_S par Γ_{in}^*, nous obtenons

$$Gt = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{ch}|)^2}{\left(1 - |\Gamma_{in}|^2\right)|1 - S_{22}\Gamma_{ch}|^2} \qquad \text{(III.7)}$$

III.1.2.2. Les paramètres de bruit :

Toute amplification d'un signal produit une certaine dégradation de celui-ci. Le signal et le bruit à l'entrée, mais, l'amplificateur ajoute son propre bruit. Il est caractérisé par le facteur de bruit F définit par la relation suivante : [TRA, 1988]

$$F = \frac{N_0}{KT_0BG}$$

Ou N_0: puissance de bruit à la sortie de l'amplificateur.

KT_0B : Puissance de bruit disponible à l'entrée de l'amplificateur.

B : Bande passante de l'amplificateur.

K : Constante de Boltzmann ($1.374*10^{-23}\ joules/^\circ K$) .

G : Gain en puissance de l'amplificateur.

T_0 : Température standard ($T_0 = 290^\circ K$)

L'amplificateur peut être caractérisé par sa température de bruit T_e qui s'écrit :

$$T_e = T_0(F-1)$$

Le facteur de bruit est définit aussi par le rapport signal sur bruit à la sortie sur le rapport signal sur bruit à l'entrée:

$$F = \frac{(S/N)_{sortie}}{(S/N)_{entrée}}$$

Il existe trois paramètres de base qui décrivent les caractéristiques de bruit d'un amplificateur à faible consommation de puissance : le facteur minimum de bruit $NF\min$ du transistor, la résistance de bruit équivalente appelé Rn et le coefficient de réflexion optimum de la source Γopt qui donne la valeur du coefficient de réflexion à présenter à l'entrée du transistor pour obtenir un facteur de bruit minimum. Le facteur de bruit est donné par la relation suivante :

$$NF = NF\min + 4R_n[|\Gamma s - \Gamma opt|^2/(1-|\Gamma s|^2)(|1+\Gamma opt|^2)] \qquad \text{(III.8)}$$

III.1.2.3. Cas de n quadripôles en cascade :

Le facteur de bruit de n quadripôles en cascade est donné par la formule de Friis (Figure.III.4).

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \ldots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \ldots G_{n-1}} \quad \text{(III.9)}$$

G_i : Le gain du quadripôle d'ordre i

F : Le facteur de bruit du quadripôle d'ordre i

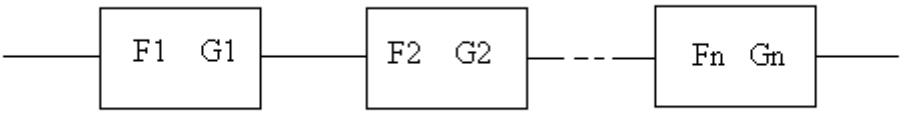


Figure III.4: Quadripôles en cascade

III.1.3. Circuit d'adaptation :

L'adaptation simultanée permet d'assurer le transfert maximal de puissance à l'entrée du quadripôle actif et également à la charge, la valeur de $G_T$sera alors maximale. L'adaptation simultanée est traduite par les relations suivantes :

$$Z_e = Z_1^* \quad \text{et} \quad Z_S = Z_2^*$$

Ou Z_e et Z_S représentent respectivement les impédances d'entrée et de sortie de quadripôle actif.

En terme de coefficient de réflexion, cela s'exprime par :

$$\Gamma_{IN} = \Gamma_S^* \quad \text{et} \quad \Gamma_{OUT} = \Gamma_{ch}^*$$

Ou Γ_{IN}et Γ_{OUT} représentent respectivement les coefficients de réflexions à l'entrée et à la sortie du quadripôle actif et s'écrivent

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_{ch}}{1 - S_{22}\Gamma_{ch}} \quad . \quad \text{(III.10)}$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad \text{(III.11)}$$

On trouve plusieurs configurations possibles pour adapter un transistor. Les dispositifs les plus utilisés sont :

- Adaptation à l'aide d'une ligne et un stub ;
- Adaptation à l'aide d'une ligne quart d'onde et un stub ;
- Adaptation par élément à constantes localisées ;

Le rôle de ces circuits consistent à transformer respectivement 50Ω en impédance de source Z_S et de charge Z_{ch} auxquelles sont associées respectivement les coefficients Γ_s et Γ_{ch}

III.1.3.1. Adaptation à l'aide d'une ligne et un stub :

Le stub est un tronçon de ligne ouvert (ou en court-circuit) de longueur L_2 (Figure.III.5) qui est branché en dérivation sur une ligne principale de longueur L_1. Ces deux lignes ont généralement des impédances caractéristiques Z_C égales à 50Ω. L'admittance de charge réduite est

$$Y_L = \frac{1-\Gamma_{ch}}{1+\Gamma_{ch}} = a + ib \qquad \text{(III.12)}$$

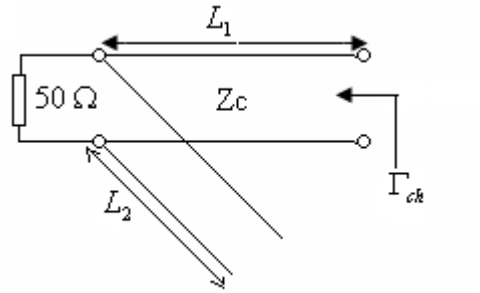


Figure III.5 : Adaptation à l'aide d'une ligne et un stub ouvert

Les paramètres qui sont à déterminer sont L_1 et L_2, donnant lieu à un couple de solutions :

- Pour L_1:

$$L_1' = \frac{1}{\beta} arctg\left(\frac{b+\sqrt{a^3-2a^2+ab^2+a}}{a^2+b^2-a}\right) \qquad \text{(III.13)}$$

$$L_2' = \frac{1}{\beta} arctg\left(\frac{b-\sqrt{a^3-2a^2+ab^2+a}}{a^2+b^2-a}\right) \qquad \text{(III.14)}$$

avec :

a = Re (Y_L)

b = Im (Y_L)

- Pour L_2

$$L_1^{'} = \frac{1}{\beta} arctg[-\frac{b + tg(\beta l_1^{'}) - b^2 tg(\beta l_1^{'}) - a^2 tg(\beta l_1^{'}) - btg^2(\beta l_1^{'})}{(1 - btg(\beta l_1^{'}))^2 + (atg^2(\beta l_1^{'}))^2}] \quad \text{(III.15)}$$

$$L_2^{'} = \frac{1}{\beta} arctg[-\frac{b + tg(\beta l_1^{''}) - b^2 tg(\beta l_1^{''}) - a^2 tg(\beta l_1^{''}) - btg^2(\beta l_1^{''})}{(1 - btg(\beta l_1^{''}))^2 + (atg^2(\beta l_1^{''}))^2}] \quad \text{(III.16)}$$

III.1.3.2. Adaptation à l'aide d'une ligne quart d'onde et un stub :

Dans ce cas, le stub est placé à l'entrée de la ligne principale qui est une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique $Z_C^{'}$ (figure.III.6).

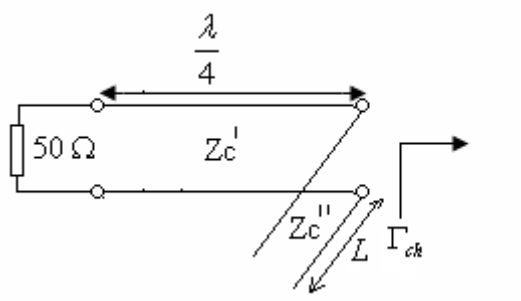


Figure III.6 : Adaptation à l'aide d'une ligne quart

L'expression de $Z_C^{'}$ est donné par :

$$Z_C^{'} = \sqrt{\frac{2500}{a}}$$

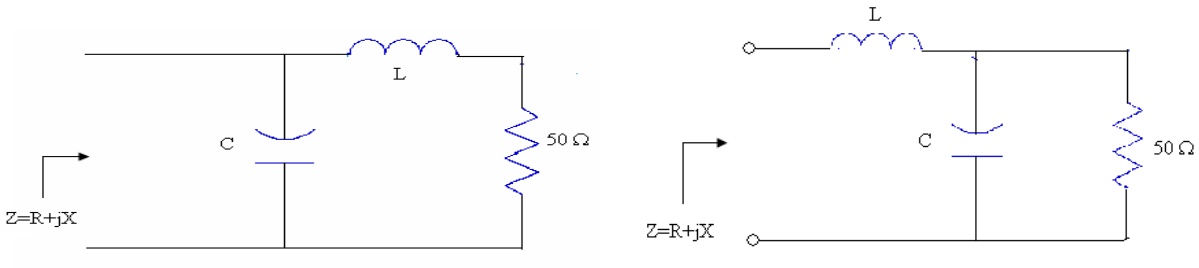
Le stub est un tronçon de ligne ouvert de longueur L d'impédance caractéristique $Z_C^{''}$. Généralement, L prend des valeurs de la forme $(2k+1)\lambda/8$ et nous calculons $Z_C^{'}$ à l'aide de la relation suivante : $Z_C^{'} = \frac{50}{|b|}$

Où : k : nombre entier impair.

b : nombre pair.

III.1.3.3. Adaptation par éléments à constantes localisées :

Les éléments à constantes localisées L et C (Figure.III.7) sont utilisés pour l'adaptation aux radiofréquences.



(b) **(a)**

Figure III.7: Cellules d'adaptation réalisées à base d'éléments à constantes localisées LC

- Pour R<50Ω, nous utilisons la cellule représentée par la figure III.7**(a),** avec :

$$C = \frac{\sqrt{50 - R}}{50w\sqrt{R}} \qquad \text{(III.17)}$$

$$L = \frac{X + \sqrt{R(50 - R)}}{w} \qquad \text{(III.18)}$$

- Pour R>50Ω, nous utilisons la cellule représentée par la figure III.7**(b)**, avec :

$$C = \frac{1}{w\sqrt{50(\frac{1}{G} - 50)}} \qquad \text{(III.19)}$$

$$L = \frac{1}{w(\sqrt{G(\frac{1}{50} - G) - B})} \qquad \text{(III.20)}$$

Où $Y = \frac{1}{Z} = G + jB$

III.1.4. Circuits de polarisations :

Il existe de nombreuses configurations possibles pour polariser un transistor en hyperfréquences. La plus simple est représentée sur la figure III.8.

III.1.4.1. Circuit de polarisation avec éléments à constantes localisées :

Cette configuration est plus utilisée surtout dans la gamme da fréquence RF. Le principe est d'isoler les signaux continus de ceux de hautes fréquences avec des inductances L_C et L_E. Comme ces dernières ne sont pas idéales (circuit ouvert pour les hautes fréquences), elles sont accompagnées de capacités de découplage reliées à la masse pour évacuer les signaux résiduels. De façon pratique, les valeurs des composants sont calculées de telle sorte à améliorer la stabilité de transistor.

Si V_{BE} : est la tension base-émetteur de transistor.

$$V_{BE} + R_B I_B + R_C I_E = V_{CC} \qquad \text{(III.21)}$$

Avec :

$$I_C = \beta I_B \qquad I_E = I_B + I_C$$

Nous obtenons :

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_C I_E}{I_B}$$

Donc :

$$V_{CE} + R_C I_E = V_{CC} \qquad \text{(III.22)}$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_E}$$

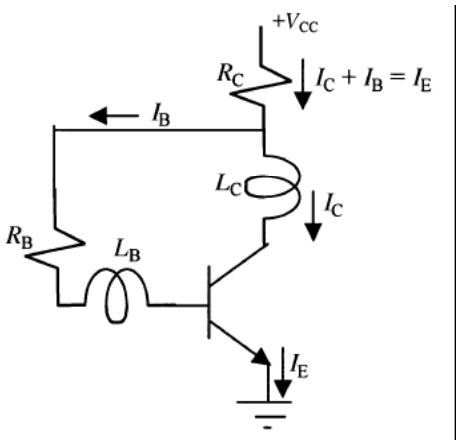


Figure III.8: Circuit classique de polarisation d'un Transistor bipolaire HF.

Les autres types de circuit de polarisation surtout ceux basés sur des éléments à constantes reparties en technologie micro ruban, la fonction principale de ces circuits étant d'assurer l'apport des tensions et des courants continus aux transistors sans affecter le comportement radiofréquence de l'amplificateur. Pour cela, l'impédance présentée par ces circuits doit être infinie à la fréquence de travail.

III.1.4.2. Circuit de polarisation à ligne quart d'onde :

Il comprend deux lignes quart d'onde sans pertes, impédance caractéristiques Z_1 et Z_2 de valeurs très différentes ; l'ensemble étant terminé par un circuit ouvert (figure III.9). Cette différence de valeur permet d'élargir la bande passante.

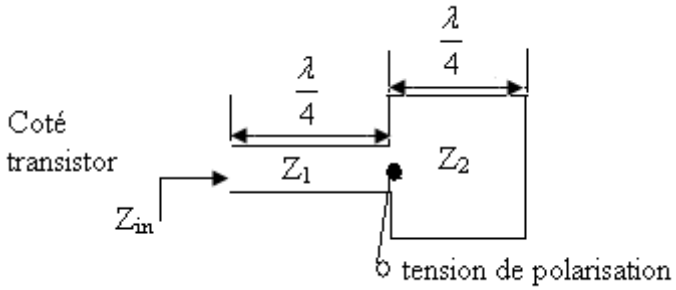


Figure III.9 : Circuit de polarisation en lignes micro ruban quart d'onde (vue de dessus)

III.2. Les différents composants d'un amplificateur hyperfréquence :

III.2.1. Les éléments passifs :

En régime alternatif, jusqu'à des fréquences de l'ordre de la centaine de MHz, les valeurs des composants passifs classiques (inductances, capacités …) sont indépendantes de la fréquence et les tronçons de ligne connectant les composants ont un comportement neutre.

Dans ce cas, il s'agit d'éléments à constantes localisées. Ceci n'est plus valable pour les fréquences plus élevées. Les valeurs nominales de ces composants varient avec la fréquence tandis que les lignes de connexion se comportent comme des impédances dont l'inductance ou la capacité varient avec la fréquence. Ce sont les éléments à constantes réparties ou distribuées.

III.2.2. Les éléments à constantes réparties :

La miniaturisation des circuits ainsi que l'accroissement de leur fréquence de fonctionnement ont donné naissance à de nombreuses structures planaires de transmission de l'information appelées lignes à structures bidimensionnelles. De part leur encombrement réduit, leur faible poids et leur facilité de fabrication empruntée à la technologie classique des circuits imprimés utilisés en basse fréquence, ces structures sont largement exploitées dans le milieu industriel. Il existe différents types de ligne planaires qui servent à la réalisation des circuits passifs hyperfréquences dont la plus utilisée est la ligne micro ruban dont les paramètres sont :

- Pour le substrat (supposé sans perte), son épaisseur *h* et sa constante diélectrique relative ε_r.
- Pour la bande métallique, la largeur *W* qui en général de l'ordre de grandeur de *h* ($0.1<W/h<10$) et son épaisseur *t*.

La difficulté d'étude de la propagation dans une ligne micro ruban provient du fait qu'elle s'effectue à la fois dans le substrat et dans l'air, aux milieux d'indice de propagation différents. La ligne micro ruban réelle est modélisée par une ligne fictive ou la propagation s'effectuerait dans un milieu homogène de constante diélectrique équivalente ε_{eff}, dont l'expression s'écrit :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + 10\frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \qquad \text{(III.23)}$$

III.2.3. Les éléments à constantes semi-localisées :

Pour ce type d'éléments passifs, des tronçons de ligne sont utilisées pour réaliser des inductances, des condensateurs ou des circuits résonants. Ces tronçons de ligne qui ont des dimensions très petites devant la longueur d'onde peuvent être considérés comme des éléments à constantes semi localisées puisque leurs caractéristiques sont à bande relativement étroite.

III.2.4. Les éléments à constantes localisées :

A partir des fréquences inférieures à 3GHz, les éléments passifs à constantes semi-localisées, nécessitent beaucoup plus de place que les composants actifs. Il est donc normal de chercher à élaborer des composants passifs à constante localisées dont les dimensions doivent être beaucoup plus petites devant la longueur d'onde ($< \lambda/10$) , afin de présenter des variations des phases négligeable. vers les fréquences supérieures, la limite d'utilisation des éléments localisés dépend des possibilités offertes par les techniques de miniaturisation.

III.3.Condensateur de liaison ligne couplée :

Le condensateur de liaison est connecté en série. Par conséquent, il ne peut pas être réalisé à l'aide de la ligne micro ruban. La solution consiste à utiliser :

- Soit un condensateur miniaturisé dont l'une des formes est donnée par la figure.III.11
- Soit deux lignes couplées, voir figure**.**III.12

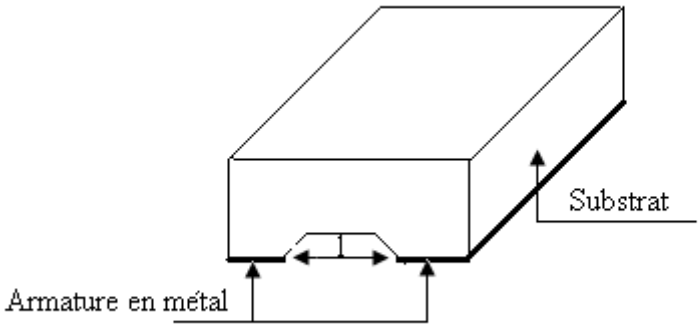


Figure III.10 : Configuration du condensateur de liaison

L'emplacement du condensateur, associé à la ligne micro ruban, est obtenu par décapage d'une partie métallisée du micro ruban de longueur L (Figure**.**III.11).

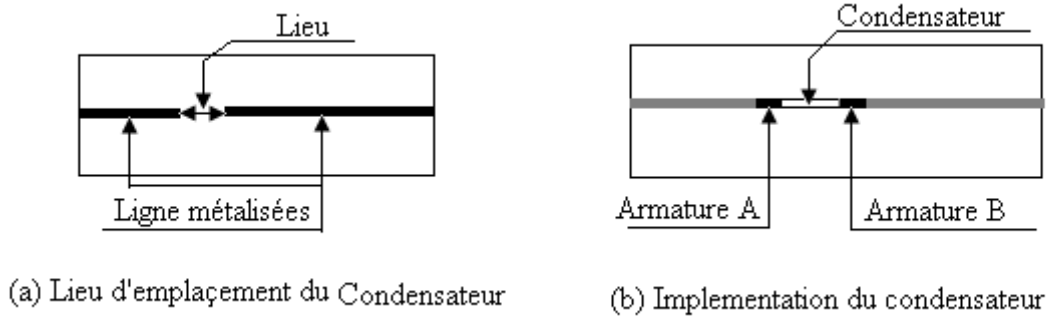


Figure III.11 : Emplacement et implémentation du condensateur de liaison

La valeur de **C** est choisie telle que :

$$\frac{1}{Cw_1} << 50\Omega$$

$w_1 = 2\pi f_1$, avec f_1 la fréquence inférieure de la bande passante de l'amplificateur.

Les parties des deux lignes couplées de la figure.III.12 ont des longueurs égales à $\frac{\lambda}{4}$et de largeur w espacée de **s.** Les paramètres importants pour concevoir des lignes couplées sont :

- L'impédance caractéristique qui est généralement50Ω.
- Le facteur de couplage qui doit avoir la valeur la plus élevée possible.

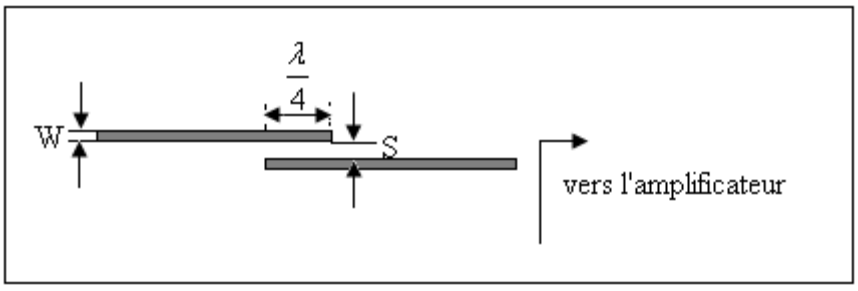


Figure III.12 : Lignes couplées en technologie micro ruban

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons résumé la théorie de conception des amplificateurs UHF, commençant par le choix du transistor à utiliser, l'étude de la stabilité et la détermination des coefficients de réflexion de source et de charge puis l'étude sur circuit d'adaptation et du circuit de polarisation et enfin des différents éléments qui constituent les amplificateurs hyperfréquences. Dans le prochain chapitre, nous allons justifier ce choix.

.

Chapitre IV

Conception d'un système redresseur-amplificateur UHF

Première partie :

IV.1. Redresseur RF-DC :

Un tag passif doit être alimenté en transformant l'énergie électromagnétique rayonnée par l'antenne du lecteur en énergie électrique à l'aide d'un redresseur (RF-DC). Considérons par exemple le circuit redresseur de la figure IV.1 constitué d'une seule diode. Pour sa simulation, nous avons utilisé le modèle HSMS285x.

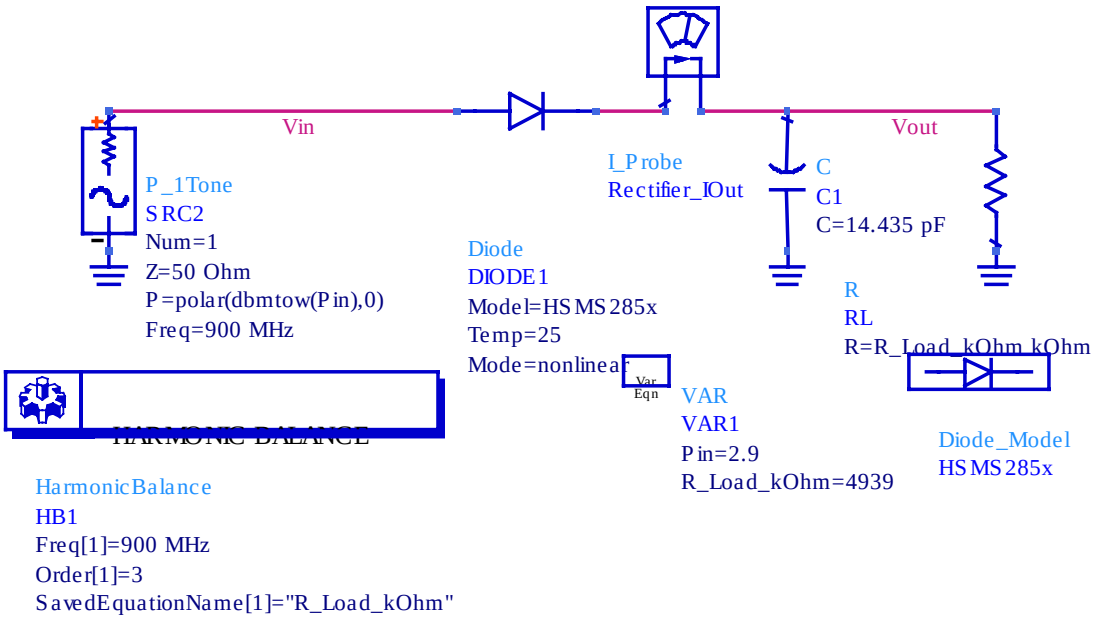


Figure IV.1 : Redresseur RF-DC à une diode sous ADS

Comme le confirment les résultats de simulation (Figure IV.2) où la tension redressée est de l'ordre de 0,8V, ce circuit donne une tension continue insuffisante pour faire fonctionner une étiquette RFID qui a besoin d'une tension DC de 1.6V (soit la moitié de la tension désirée). Pour cela, nous devons avoir recours à un système tel que le doubleur de tension dont l'implantation dans ADS est montrée à la Figure IV.3.

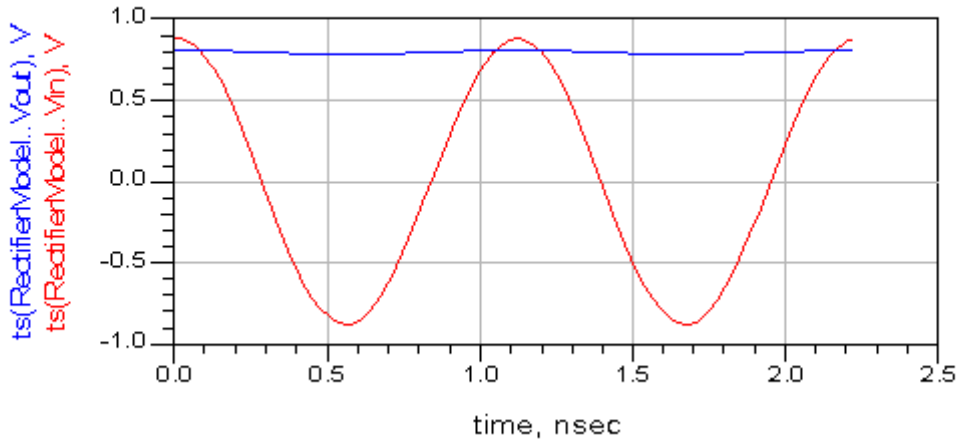


Figure IV.2: Résultats de conversion RF-DC du redresseur à une diode

IV.1.1. Doubleur de tension RF-DC :

L'utilisation d'un redresseur avec une seule diode ne peut pas donner une tension suffisante pour faire fonctionner une étiquette RFID qui a besoin d'une tension DC de 1V à 2V. Pour cela, nous devons avoir recours à un système qui peut nous donner la tension désirée : ce sera le doubleur de tension dont le schéma sous ADS est montré sur la Figure IV.3.

Les résultats de simulation du doubleur de tension (figure IV.4) montrent bien que nous avons pu obtenir la tension de 1,6V qui représente la tension d'alimentation (en bleu) de l'amplificateur. De plus, comme le montre la Figure IV.5, les composantes alternatives du signal étant très faibles, le signal DC obtenu permet un fonctionnement correct de l'amplificateur qui va recevoir cette tension.

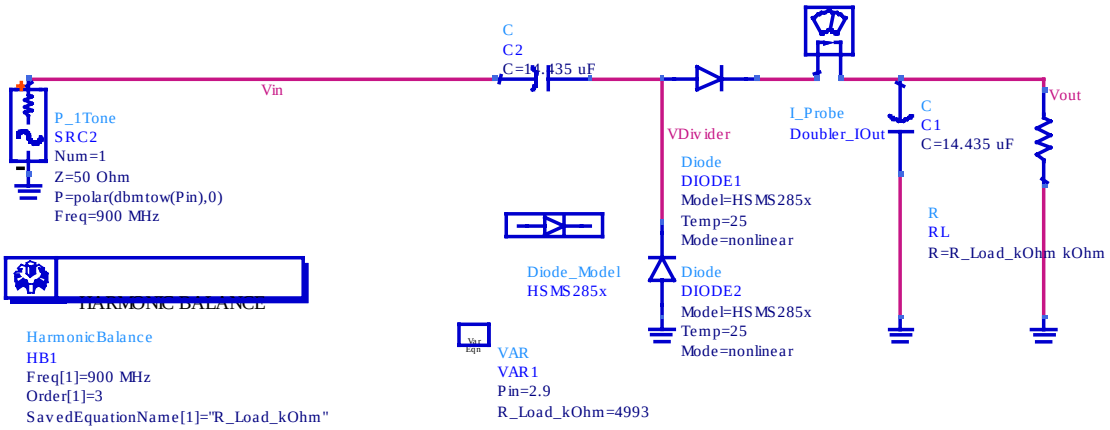


Figure IV.3 : Doubleur de tension RF-DC sous ADS.

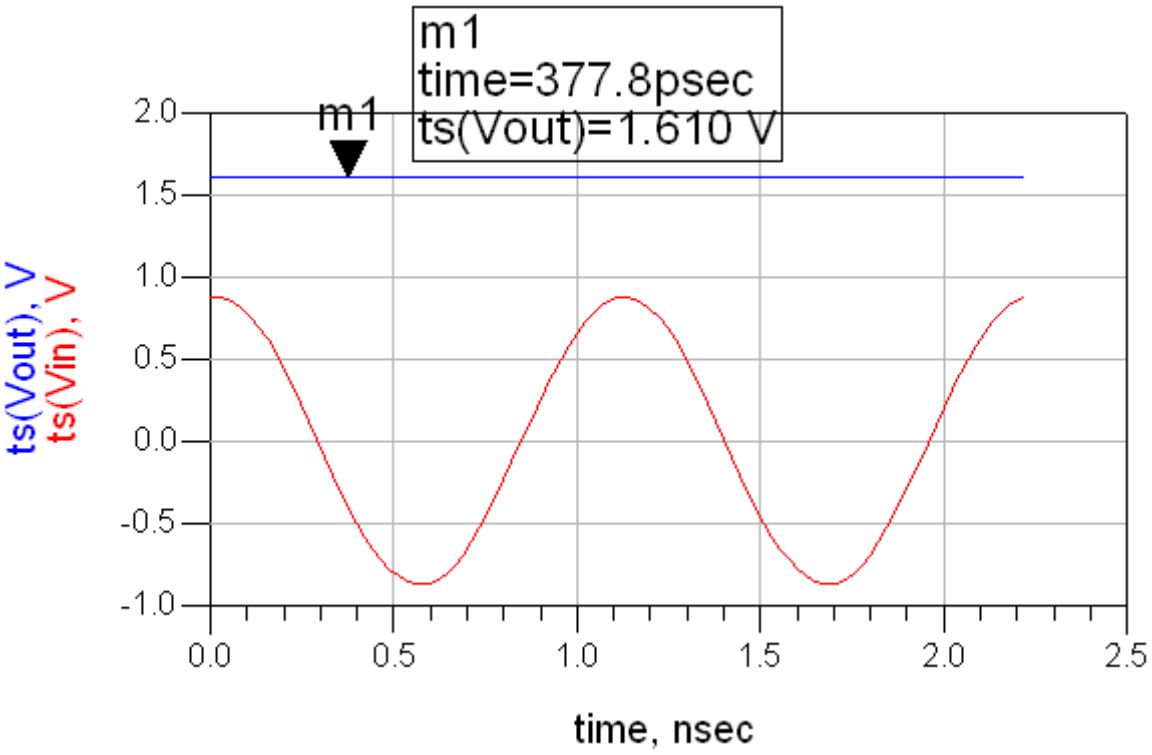


Figure IV.4 : Résultats de conversion RF-DC (en bleu) la tension continue obtenue après redressement de la tension d'entrée RF (en rouge).

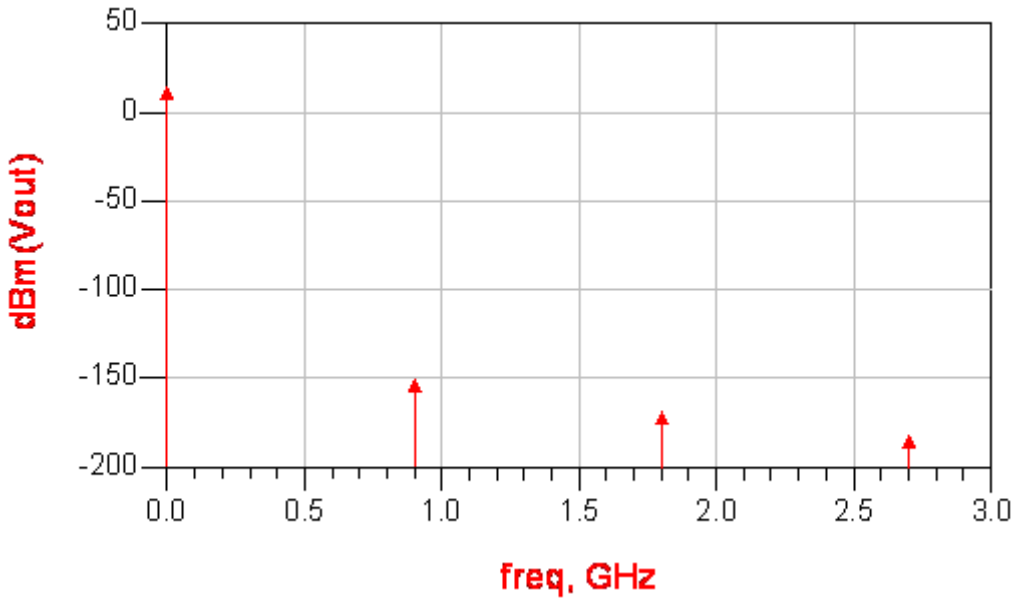


Figure IV.5 : Spectre de la tension à la sortie du doubleur de tension

Deuxième partie :

IV.2. Conception d'un amplificateur UHF à faible consommation de Puissance :

La méthodologie de conception d'un amplificateur à faible bruit et faible consommation de puissance dans la gamme UHF à bande étroite passe par plusieurs étapes qui sont :

IV.2.1. Choix du transistor :

On utilisera le transistor bipolaire MBC **13900** de rendement élevé. Le choix de ce composant a été essentiellement dicté par ses bonnes performances en radio fréquence et une faible consommation de puissance. Le transistor MBC 13900 et son modèle BJT sont montrés sur le schéma de la figure IV.6

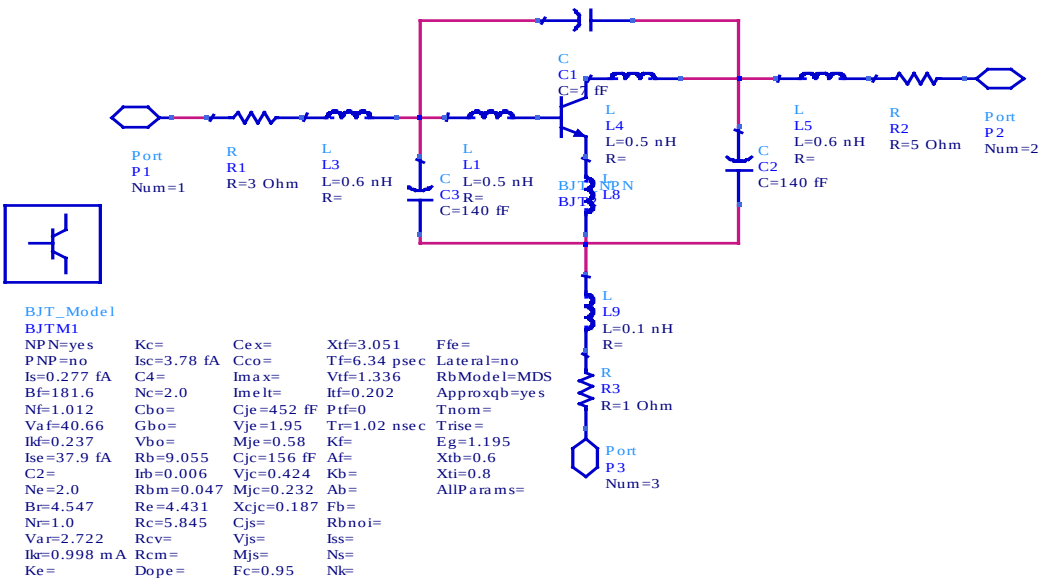


Figure IV.6 : Schéma du transistor choisi avec son modèle par ADS

IV.2.1.1. Simulation des paramètres S :

Après avoir introduit le transistor bipolaire **MBC 13900** avec son modèle **BJT,** dans le simulateur ADS, nous avons d'abord simulé les paramètres S du transistor et nous les avons comparés avec ceux données par le constructeur. Le schéma du circuit de simulation utilisé est représenté sur la figure IV.7.

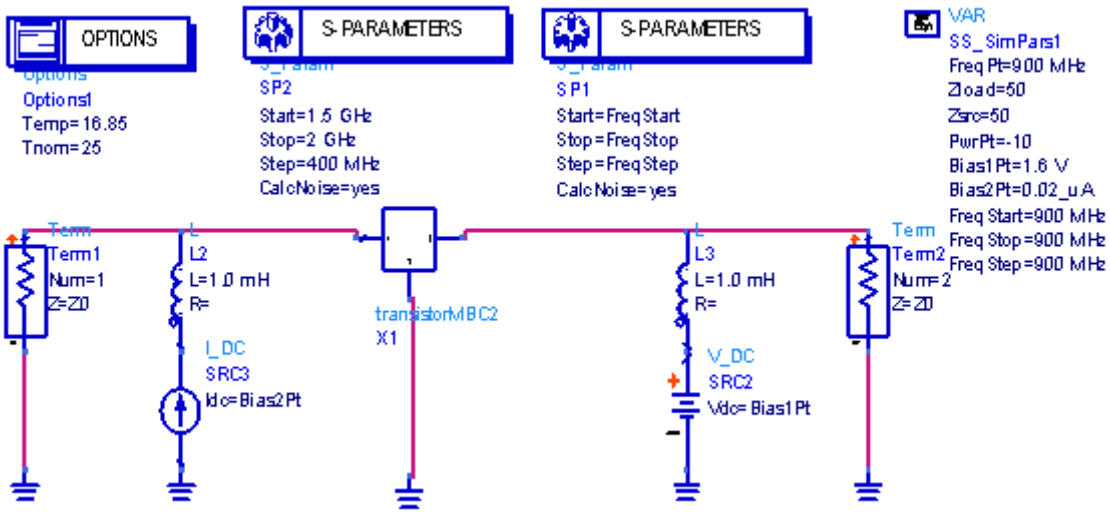


Figure IV.7 : Simulation des paramètres S du transistor.

Les résultats de simulation c'est-à-dire les valeurs des paramètres S à la fréquence de travail et au point de polarisation sont données au tableau IV.1.

Tableau IV.1 : Valeurs simulées des paramètres S du transistor

IV.2.1.2.Caractéristique statique du transistor :

En se basant sur les caractéristiques tension-courant (I-V) du transistor de la figure IV.8, le point de polarisation de transistor est $V_{CE} = 1{,}59\,V$ et $I_C = 2{,}278\,\mu A$ (Point M_1). Ce point permet une consommation de puissance DC minimale (tel qu'exigé par le cahier de charges)

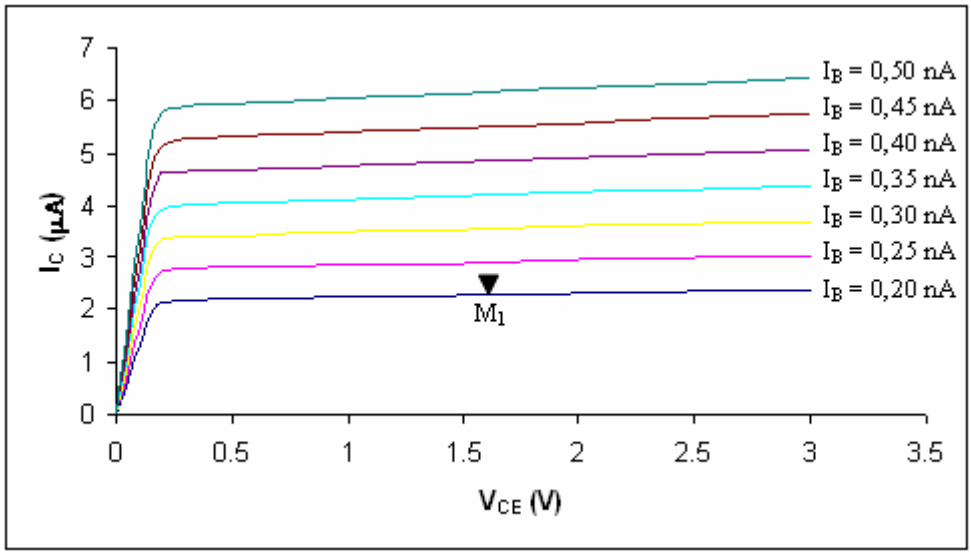


Figure IV.8 : Caractéristiques statiques du transistor.

IV.2.2. Etude de la stabilité :

Le but de l'étude de la stabilité d'un amplificateur est de se prémunir de tout risque d'oscillation de l'amplificateur. Le transistor peut être inconditionnellement ou conditionnellement stable selon les paramètres **S** du transistor.

Après avoir introduit les paramètres **S** du transistor utilisé MBC 13900 dans le logiciel de simulation, nous avons tracé le graphe du facteur de Rollet **K** en fonction de la fréquence.

IV.2.2.1. Facteur de stabilité K :

Après avoir introduit les paramètres S, nous avons pu facilement tracer le facteur de stabilité K en fonction de la fréquence (figure IV.9). A la fréquence de travail 900 MHz, nous avons obtenu une valeur de $K = 0.484$ et une valeur du déterminant de la matrice de répartition **S** de $\Delta = 0.6093$. Selon la théorie que nous avons exposé dans les chapitres précédents, ces résultats confirment que le transistor est conditionnellement stable (K<1 et $\angle$<1).

Figure IV.9 : Variation du Facteur de stabilité en fonction de la fréquence

Donc le tracé des cercles de stabilité de sources et de charges à la fréquence de travail est indispensable pour déterminer la région de stabilité.

a. Cercle de stabilité de charge :

Le lieu de Γ_{ci} tel que $\Gamma_{IN} = 1$ est caractérisé par le centre de cercle Ω_2 et le rayon R_2

$$\Omega_2 = \frac{\left(S_{22} - \Delta S_{11}^*\right)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \qquad R_2 = \frac{|S_{12}\, S_{21}|}{\left||S_{22}|^2 - |\Delta|^2\right|}$$

Γ_{ch} : Coefficient de réflexion de la charge.

Γ_{IN}**:** Coefficient de réflexion à l'entrée de transistor.

AN :

$\Omega_2 = 1.0243\angle -143.14$

$R_2 = 2.0443$

Comme $|S_{11}| < 1$, alors le Cercle extérieur contenant le centre de l'abaque de Smith. Le domaine qu'il délimite correspond à des valeurs de Γ_{ch} engendrant la stabilité (figure IV.10).

b. Cercle de stabilité de source:

Le lieu de Γ_s tel que $\Gamma_{out} = 1$ est caractérisé par le centre $\Omega_1$et le rayon R_1

$$\Omega_1 = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \qquad R_1 = \frac{|S_{21} S_{12}|}{\left||S_{11}|^2 - |\Delta|^2\right|}$$

Γ_s : Coefficient de réflexion de la source

Γ_{ou} : Coefficient de réflexion à la sortie de transistor

AN :

$\Omega_1 = 0.1133\angle 25.99$

$R_1 = 1.1926$

Comme $|S_{22}| < 1$**,** Le cercle intérieur contient le centre de l'abaque. Le domaine qu'il délimite correspond à des valeurs de $\Gamma_s$engendrant la stabilité (figure IV.10)

- **Le cercle rouge :** cercle de source
- **Le cercle bleu :** cercle de charge

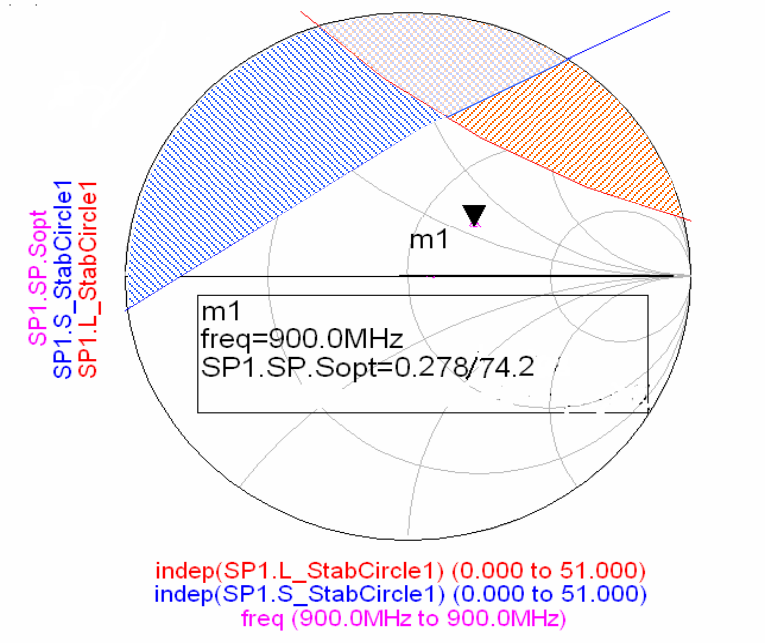


Figure IV.10 : Cercles de stabilité de la charge (en bleu) et de la source (en rouge).

Les parties raturées indiquent les régions instables, c'est-à-dire les valeurs des coefficients de réflexion d'entrée et de sortie (et donc d'impédances de source et de charge) pouvant faire osciller le circuit. Les valeurs d'impédance appartenant à ces régions sont donc à éviter.

IV.2.3. Détermination du Coefficient de réflexion de source et de charge :

IV.2.3.1. Détermination de Coefficient de réflexion de source Γ_S :

Pour avoir une adaptation avec un bruit minimum, c'est-à-dire $\Gamma_{opt} = \Gamma_S$, et d'avoir une faible consommation de puissance, le compromis entre ces deux facteurs nous a donné le résultat montré sur la figure IV.10 avec $\Gamma_{opt} = 0.27\angle 74.2^\circ$

IV.2.3.2. Détermination du Coefficient de réflexion de charge Γ_{ch} :

Pour Γ_{ch} l'adaptation à la sortie de l'amplificateur doit être réalisée, ce qui se traduit par :

$$\Gamma_{ch} = \left(S_{22} + \frac{\Gamma_S S_{21} S_{12}}{1 - \Gamma_S S_{11}}\right)^* \qquad \text{Alors} \qquad \Gamma_{ch} = 0.77\angle -43.92^\circ$$

IV.2.4. Conception des circuits d'adaptation par des éléments à constantes Localisés LC :

Les éléments à constantes localisées L et C sont surtout utilisés pour l'adaptation aux radiofréquences. Comparativement aux éléments à constantes reparties, ces éléments sont de taille plus réduite à ces fréquences.

IV.2.4.1. Conception d'une cellule d'adaptation en entrée :

L'impédance $Z_S = R_s + jX_S$ correspond à Γ_S a pour valeur :

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - 50}{Z_S + 50} \quad \rightarrow \quad Z_S = \frac{-50 - 50\Gamma_S}{\Gamma_S - 1} \quad \rightarrow \quad Z_S = 49.99 + J28.37$$

Comme $R_S < 50$, nous utilisons la cellule représentée sous la figure IV.11.

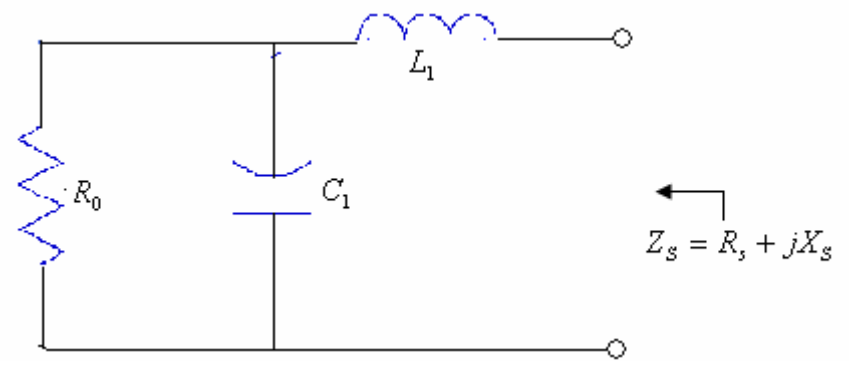


Figure IV.11 : Cellule d'adaptation en entrée.

Nous posons $X_1 = C_1 w$, $X_2 = L_1 w$, en tenant compte du fait qu'en pratique $R_0 = 50\Omega$.

Donc l'Impédance $\frac{1}{jX_1}$ est en parallèle avec R_0, le tout en série avec l'impédance jX_2.

L'impédance d'entrée s'écrit :

$$Z_S = \frac{1}{\frac{1}{50} + jX_1} + jX_2$$

Soit :

$$R_S + jX_S = \frac{50}{1 + 50^2 X_1^2} + j\left[X_2 - \frac{50^2 X_1}{1 + 50^2 X_1^2}\right]$$

Identifiant les parties réelle et imaginaire, nous aurons :

- **La partie réelle :**

$$R_S = \frac{50}{1+50^2 X_1^{\,2}} = 50\Omega$$

Avec

$$X_1 = C_1 w = \frac{\sqrt{50 - R_S}}{50\sqrt{R_S}} \qquad \text{Donc} \qquad C_1 w = 5.652nS \quad .$$

à $f = 900MHz$, $w = 2\pi f$ Ce qui donne $C_1 = 0.000001pF$

- **La partie imaginaire :**

$$X_S = \frac{X_1^{\,2} X_2 + 50^2 (X_1 + X_2)}{50^2 + X_1^{\,2}} \qquad \text{Donc} \qquad X_S = 28.37$$

d'où ;

$$L_1 w = 28.37\Omega \qquad X_2 = L_1 w = X_S + \sqrt{R_S (50 - R_S)}$$

Ce qui donne

$$w = 2\pi f \quad \text{et} \quad f = 900MHz \qquad \rightarrow \qquad L_1 = 5.02nH$$

IV.2.4.2. Conception d'une cellule d'adaptation en sortie :

L'impédance $Z_{ch} = R_{ch} + jX_{ch}$ correspondant à Γ_{ch} a pour valeur :

$$\Gamma_{ch} = \frac{Z_{ch} - 50}{Z_{ch} + 50} \qquad \rightarrow \qquad Z_{ch} = 41.74 - j110.75$$

Comme $R_{ch} < 50\ \Omega$, nous utilisons la cellule représentée par la figure IV.12

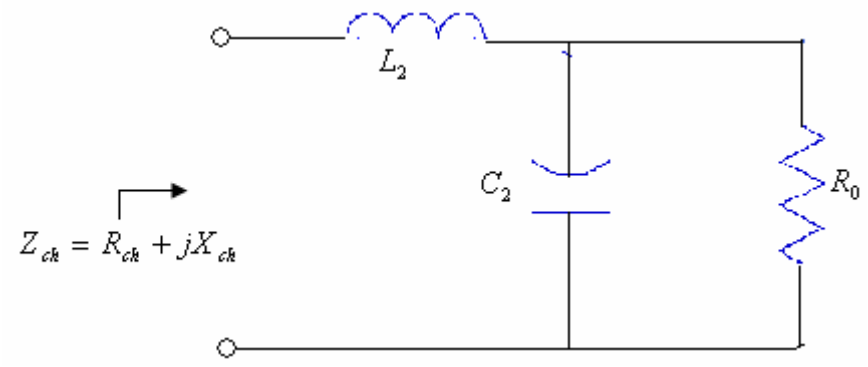


Figure IV.12: Cellule d'adaptation en sortie

Nous posons $X_3 = C_2 w$, $X_4 = L_2 w$, en tenant compte du fait qu'en pratique $R_0 = 50\Omega$, nous avons L'impédance $\frac{1}{jX_3}$ en parallèle avec R_0, le tout en série avec l'impédance jX_4.

L'impédance d'entrée est tout simplement s'écrit :

$$Z_{ch} = \frac{1}{\frac{1}{50} + jX_3} + jX_4 = R_{ch} + jX_{ch} = \frac{50}{1+50^2 X_3^2} + j\left[X_4 - \frac{50^2 X_3}{1+50^2 X_3^2}\right]$$

Identifiant parties réelle et imaginaire, nous aurons :

- **La partie réelle :**

$$R_{ch} = 41.74\ \Omega \rightarrow \quad X_3 = C_2 w = \frac{\sqrt{50 - R_{ch}}}{50\sqrt{R_{ch}}} \quad \text{où} \quad C_2 w = 5.652 nS \quad ;$$

avec $w = 2\pi f$, $f = 900MHz$, ce qui donne $C_2 = 1.5pF$

- **La partie imaginaire :**

$$X_{ch} = 110.75\ \Omega \quad \rightarrow \quad X_4 = L_2 w = X_{ch} + \sqrt{R_{ch}(50 - R_{ch})} \quad \text{Ou } L_2 w = 59.68\Omega$$

avec $w = 2\pi f$, $f = 900MHz$, ce qui donne $L_2 = 10.56nH$

IV.2.5. Conception de circuit de polarisation :

Le transistor MBC 13900 a besoin d'un circuit de polarisation à faible consommation de puissance (Figure IV.13), pour cela nous avons choisi le point de polarisation suivant :

$$\begin{cases} V_{CE} = 1.59V \\ I_C = 2.278\mu A \end{cases}$$

Cette configuration est beaucoup utilisée dans les bandes de fréquence radio, les inductances L_C et L_E servent à séparer la partie radio de la partie continue [MIS, 2001].

La tension base-émetteur V_{BE} est reliée à la tension de polarisation V_{CC} par:

$$V_{BE} = 0.7V \quad \text{et} \quad V_{CC} = 1.6V$$

$$V_{BE} + R_B I_B + R_C I_E = V_{CC}$$

Avec

$$I_E = I_B + I_C \quad \text{et} \quad I_C = \beta I_B \rightarrow \beta = 113.9$$

De plus,

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_C I_E}{I_B} \qquad R_B = 4499.861K\Omega$$

et

$$V_{CC} - R_C I_C = V_{CE} \qquad \text{alors} \quad R_C = 10\Omega$$

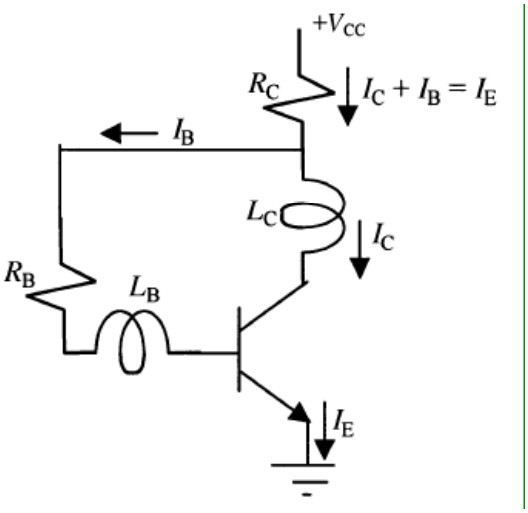


Figure IV.13 : Circuit de polarisation du transistor

IV.2.6. Calcul de la puissance consommée

La puissance consommée au niveau du transistor est donnée par la relation suivante :

$$P_C = V_{CE} * I_C + R_C * I_E{}^2 + R_B * I_B{}^2 + V_{BE} * I_B$$

Ce qui donne une puissance consommée de l'ordre de **26,6 µW,** ce résultat est conforme au cahier de charge.

IV.2.7. Simulation de l'amplificateur UHF :

Une fois simulé, l'amplificateur a donné les résultats escomptés, satisfaisant ainsi au cahier de charges du point de puissance DC. Nous proposons maintenant la simulation des paramètres RF dont les deux principaux paramètres sont le gain et le facteur de bruit qui ont été simulés sous ADS.

IV.2.7.1.Le Gain transducique :

Le gain transducique ou le gain de transfert en puissance est défini comme le rapport de la puissance P_L absorbée par la charge sur la puissance disponible au niveau du générateur [GEN, 1984]. Il est donné par :

$$Gt = \frac{|S_{21}|^2 (1-|\Gamma s|^2)(1-|\Gamma_{ch}|)^2}{|(1-S_{11}\Gamma s)(1-S_{22}\Gamma_{ch}) - S_{12}S_{21}\Gamma s\Gamma_{ch}|^2}$$

La valeur simulée à la fréquence de travail est de 22,36 dB (voir Figure IV.14).

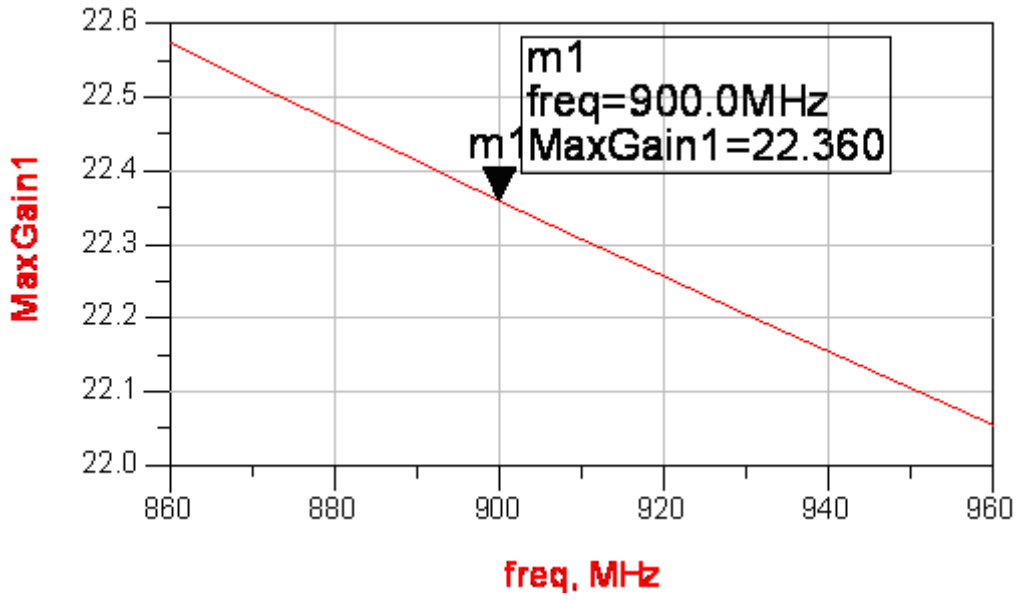


Figure IV.14 : Le gain de l'amplificateur.

IV.2.7.2. Le Facteur de bruit de l'amplificateur :

Le facteur de bruit est défini comme étant le rapport du signal/bruit à la sortie sur le signal/bruit à l'entrée. Il existe trois paramètres de base décrivant les caractéristiques de bruit d'un amplificateur : le facteur minimum de bruit $NF_{\min}$ du transistor, la résistance de bruit équivalente appelée R_r et le coefficient de réflexion optimum de la source Γ_{op} [GEN, 1984]. Ce qui donne pour le facteur de bruit la relation suivante :

$$NF = NF\min + 4R_n[|\Gamma s - \Gamma opt|^2 /(1-|\Gamma s|^2)(|1+\Gamma opt|^2)]$$

Une fois simulé, le facteur de bruit obtenu est relativement élevé, ceci peut être expliqué par le fait que le facteur de bruit minimum propre au transistor retenu est de 0.8 dB, voir Figure IV.15. Ainsi nous avons réduit de manière significative la consommation DC,,, mais cette amélioration ne se répercute de manière significative que par une dégradation du facteur de bruit. Ce résultat est acceptable car notre objectif est d'obtenir un amplificateur avec un gain appréciable et une consommation en puissance faible.

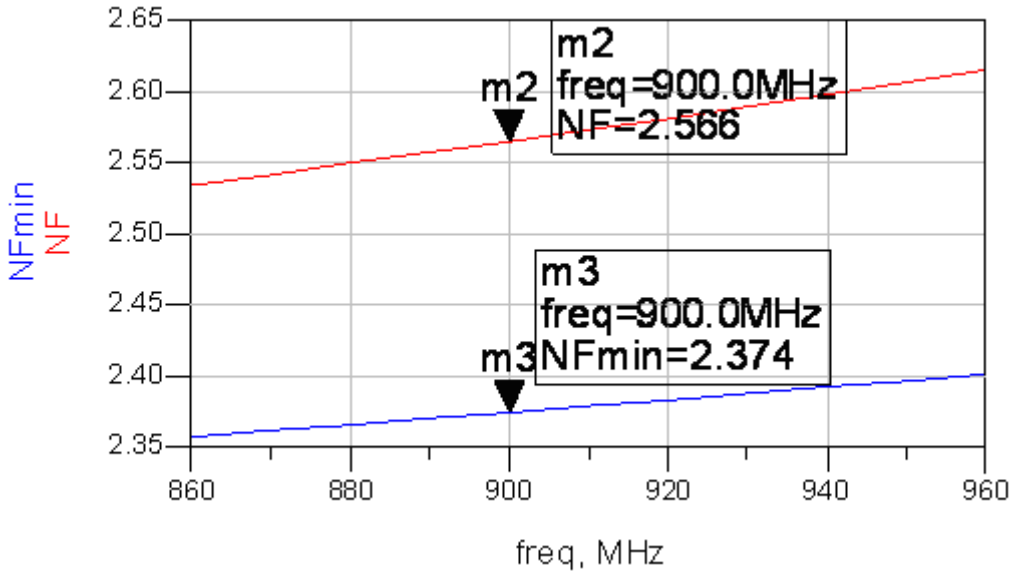


Figure IV.15 : Facteur de bruit de l'amplificateur.

IV.2.7.3.Les paramètres S :

Les résultats de simulation obtenus pour les paramètres S de l'amplificateur UHF sont montrés sur les figures ci-dessous,

S_1 : simulé à la fréquence de travail est de -2.388dB (figure IV.16).

$S_{2:}$: simulé à la fréquence de travail est de 23.517dB (figure IV.17)

$S_{1:}$: simulé à la fréquence de travail est de -21.947dB (figure IV.18)

$S_{2:}$: simulé à la fréquence de travail est de -3.636dB (figure IV.19).

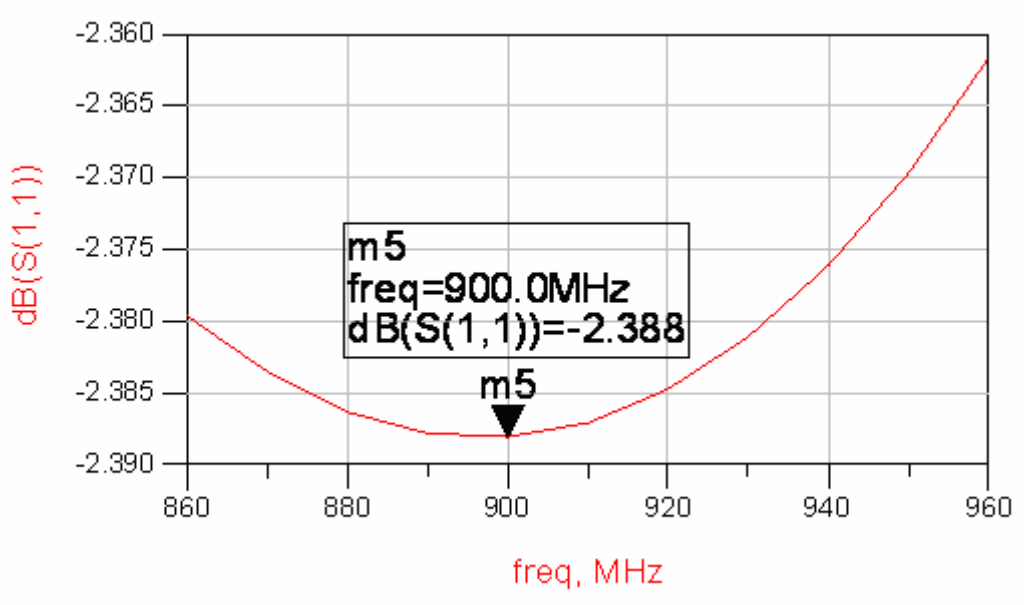


Figure IV.16 : Coefficient de réflexion à l'entrée.

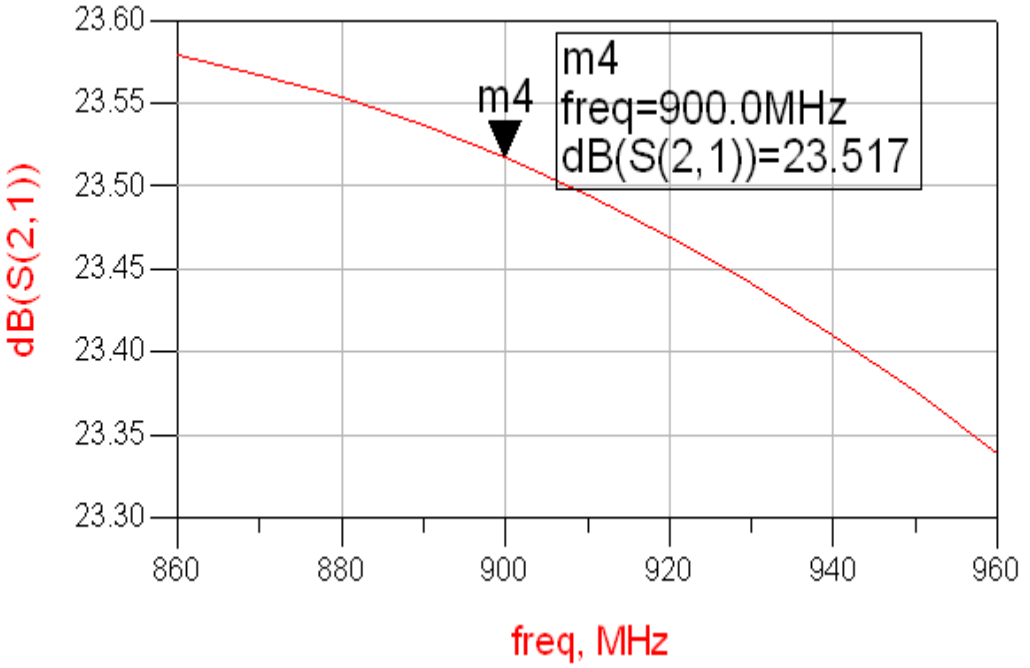


Figure IV.18 : Coefficient de transmission(entrée-sortie).

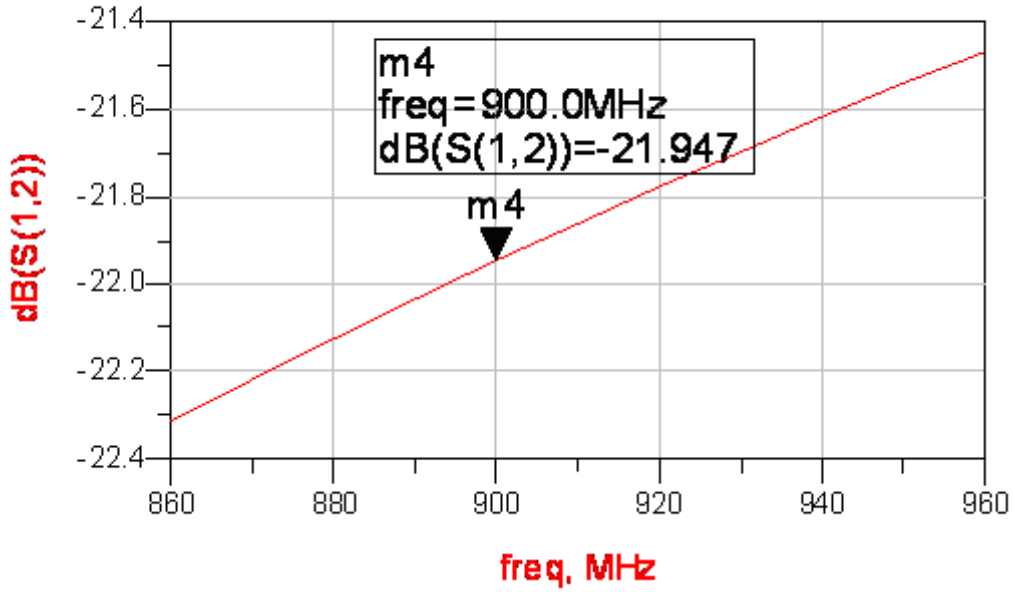


Figure IV.19 : Coefficient de transmission inverse

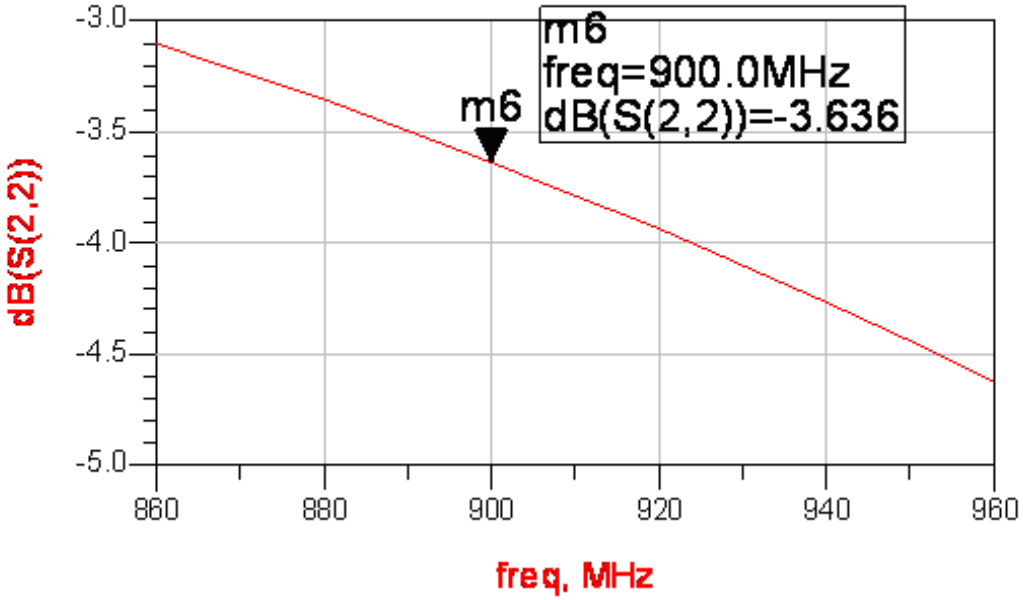


Figure IV.20 : Coefficient de réflexion à la sortie.

IV.2.8. Le schéma de l'amplificateur sous ADS :

La configuration de l'amplificateur est résumée à la figure IV.18.

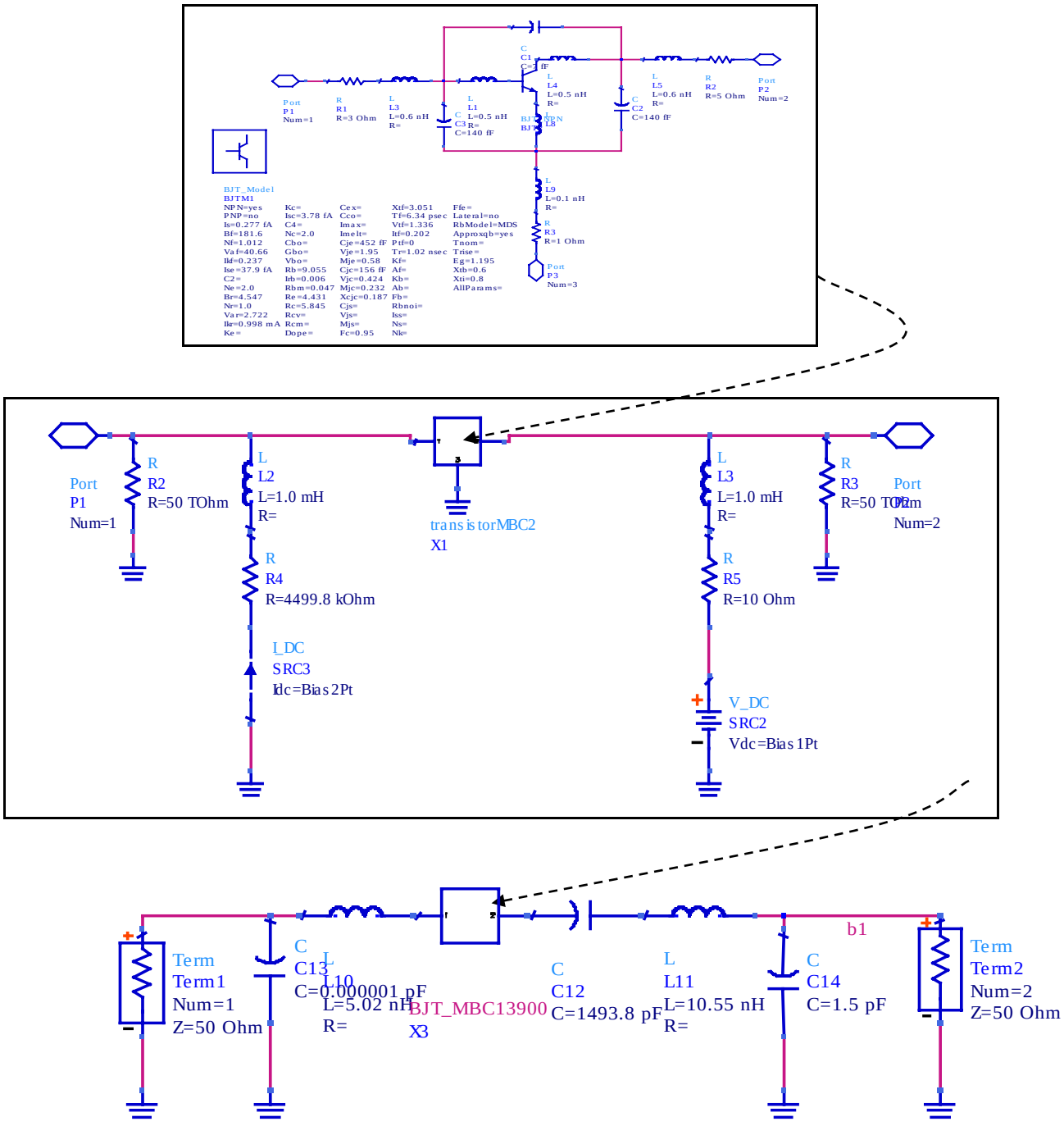


Figure IV.18 : Schéma de l'amplificateur sous ADS

IV.3.Cahier de charge :

Paramètres	**Caractéristiques**
Le Gain	15dB
Le facteur de Bruit	0.7dB
Puissance consommée	$30\mu W$
Tension d'alimentation	1.6V

IV.4.Résultats obtenus

Paramètres	**Caractéristiques**
Le Gain	22.36dB
Le facteur de Bruit	2.56dB
Puissance consommée	$26.6\mu W$
Tension d'alimentation	1.6V

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats obtenus après simulation du système redresseur-amplificateur UHF. Tout d'abord, pour la simulation du redresseur RF-DC, nous avons utilisé le modèle de diode HSMS285x. D'après les résultats de simulation obtenus, la tension redressée est de l'ordre de 0.8V, ce circuit délivre une tension continue insuffisante pour alimenter une étiquette RFID qui nécessite une tension DC de l'ordre de 1.6V. Pour cela, nous avons été amenés à utiliser un autre système d'alimentation à savoir le doubleur de tension. Les résultats de simulation obtenus montrent bien que nous avons pu obtenir la tension de 1.6V qui représente en fait la tension d'alimentation utile à l'amplificateur.

La deuxième partie a été consacrée à la conception d'un amplificateur à gain élevé et faible consommation de puissance. Nous avons dans la première étape recensée parmi les transistors disponibles ceux qui répondent au cahier de charges. C'est ainsi que le transistor bipolaire

MBC13900 a été retenu pour la simulation avec le modèle BJT. Malgré que ce transistor présente un facteur de bruit relativement élevé, son gain est très élevé et possède une très faible consommation de puissance. Cette choix est due au fait que nous avons privilégié la consommation de puissance au facteur de bruit.

Le système redresseur-amplificateur que nous avons conçu répond ainsi aux exigences du cahier de charges qui nous a été soumis, et les résultats obtenus montrent que la puissance DC disponible est de l'ordre de $26.6\mu W$ légèrement inferieure à $30\mu W$, avec une tension continue de 1.6V.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons conçu un système redresseur-amplificateur dans la gamme UHF pour un Tag RFID passif, c'est-à-dire un Tag sans batterie.

Notre objectif est de concevoir un système redresseur-amplificateur UHF implanté dans un tag RFID passif, l'alimentation s'effectue en redressant une partie de la puissance RF reçue par l'antenne du Tag en puissance électrique. Comme cette puissance est très faible, un amplificateur fonctionnant avec très faible consommation de puissance est indispensable. Par conséquent, La réduction de la tension d'alimentation est une manière efficace pour réduire la puissance de consommation.

Les résultats obtenus sont encourageants, la comparaison de ces résultats à ceux obtenus en utilisant d'autres types de transistors montre les performances des transistors bipolaires dans la gamme radio fréquence surtout le fonctionnement avec des basses puissances et la présentation d'un gain très élevé, malgré leurs facteurs de bruit qui sont relativement élevés.

Dans la première partie, nous avons choisi le transistor bipolaire MBC13900 prenant en considération la fréquence de travail et la polarisation, après avoir introduit le transistor et son modèle dans un logiciel de simulation ADS, nous avons pu simuler les paramètres S, le gain ainsi que le facteur de bruit qui sont donnés par le constructeur. Ensuite, nous avons étudié la stabilité à travers le facteur de Rollet K, calculé et tracé par le logiciel de simulation ADS, puis nous avons conçu le circuit d'adaptation en entrée et en sortie de transistor. Aussi, nous avons conçu le circuit de polarisation de l'amplificateur. Enfin, nous avons simulé des paramètres S, le gain, facteur de bruit cette fois ci de l'amplificateur.

Dans la deuxième partie, nous avons choisi le modèle de diode à utiliser pour la conception d'un doubleur de tension, en prenant en considération la tension de seuil. Ainsi, nous avons pu avoir une tension continue de 1.6 V qu'est la tension d'alimentation réduite de l'amplificateur.

Les difficultés rencontrées lors de la réalisation de ce travail sont tout d'abord le choix de transistor à utiliser c'est-à-dire qui répond aux exigences de cahier de charges dans la conception de l'amplificateur UHF. Le deuxième niveau de difficulté est le choix de point de polarisation qui donne une consommation de puissance minimale. Le troisième niveau de

difficulté est le choix de modèle de diode à utiliser pour la conception de doubleur de tension prenant en considération la tension de seuil, pour avoir une tension de sortie désirée.

Les perspectives éventuelles à cette recherche sont diverses :

1. Conception d'un amplificateur avec un facteur de bruit minime et un gain très élevé.

2. Réduction le plus possible de la tension d'alimentation de l'amplificateur par conséquent la Réduction de la puissance de consommation.

3. Miniaturisation de circuit et le passage à l'étape de réalisation.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE

[BEC, 2005] D. Bechevet, *Contribution au Développement de Tag RFID UHF et Micro-Ondes sur Matériaux Plastiques,* Thèse doctorat en électronique, spécialité Optique et radiofréquence, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2005.

[CLA, 2005] H. Clampitt, *The RFID Handbook*, Electronic version, American RFID Solutions Inc., 2005.

[DAN, 2007] V. Daniel Hunt, *RFID- A guide to radio frequency identification,* Electronic Version, WILY, 2007

[DOB, 2008] D. Dobkin, *the RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice*, Elsevier, 2008.

[DYE, 1996] N. Dye, H. Granberg, « Radio frequency transistor », newnes, 1996, P 290

[EPC, 2005] EPC global, www.epcglobalinc.org, Rev, 10/2003, France, P15.

[FIN, 2003] K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Fundamentals and applications in contactless smart cards and identification*, J. Wiley & Sons, 2nd Ed, 2003.

[FRE, 2005] Freescale Semiconducteur, www.freescale.com, Rev.1.1, 06/2005, P22.

[GAR, 2006] S. Garfinkel, B. Rosenberg, *RFID: Applications, security, and privacy*, Addison Wesley, 1st Ed., 2006.

[GEN, 1984] C. Gentili, *Amplificateurs et oscillateurs micro-ondes*, Masson, 1984.

[GHI, 2008] A. Ghiotto, T. Vuong, S. Tedjini, K. Wu, "La compatibilité Électromagnétique des systèmes RFID UHF passifs", *14th Colloque Int. sur la Compatibilité Électromagnétique*, Paris, France, 2008.

[GHO,2004] M.Ghovanloo, K.Najafi, "Fully integrated widebande High curent rectifies for Inductively powered devices", IEEE journal of solid-state Circuit, vol, 39, N°11, novembre 2004

[GOZ, 1984] G. Gonzalez, *Microwave transistor amplifier analysis and design*, 2nd Ed., Prentice Hall 1997.

[HEB, 2004] S. Hebib, I. Yahi, *Conception et Simulation d'un Amplificateur Micro-ondes à Faible Bruit à Bande Etroite*, Mémoire de projet de fin d'études d'ingénieur en Électronique, ENP, Alger, 2004.

[JIA, 2008] F. Jiang, D. Guo, L.L.Cheng, "Analysis and Design of power generator on Passive RFID Transponders ", Progress in electromagnetique symposium, Hangzhou, china, March 24-28, 2008

[MIS, 2001] K.D. Misra, *Radio-frequency and microwave communication circuits*, J. Wiley & sons, 2001.

[PIL, 2007] V. Pillai, H. Heinrich, D. Dieska, P.V. Nikitin, R. Martinez, K.V.S. Rao, "An Ultra-low-power long range battery/passive RFID tag for UHF and microwave Bands with a current consumption of 700 nA at 1.5 V," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, Vol. 54, July 2007, pp. 1500-1512.

[TRA, 1988] M. Trabelsi, *Amplificateur micro-onde à faible bruit pour la T.V.D.S.* Mémoire de magister en électronique, ENP, Alger, 1988.

[YAO, 2005] Y. Yao, Y.Shi, "A novel low power input-indeprndant MOS AC/DC charge Pump", Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium Vol. 1 23-26 May 2005 Page: 380 -383

[YIL, 2007] B. Yildrim, A. Manza, “low-power low noise RF amplifiers for RFID Applications,” *1st Annual RFID Eurasia Conf.*, Istanbul, Turkey, 2007.

[ZHU, 2004] Z. Zhu, B. Jamali, P. H. Cole, “Brief Comparison of Different Rectifier Structures for RFID Transponders,” http://www.m-lab.ch/auto-id/SwissReWorkshop/papers/BriefComparisonOfRectifier Structures For RFID transponders.pdf.

ANNEXE A

LA MATRICE [S]

A.1.INTRODUCTION :

La matrice **[S],** matrice de répartition est l'outil de base pour l'étude des quadripôles en hyperfréquence.ces paramètres caractérisent les transferts de puissance entrée/sortie d'un quadripôle.

A.2.DIFINITION :

Pour un quadripôle **Q** représenté sur la figure A.1, à l'entrée l'onde incidente $\mathbf{a_1}$ et l'onde réfléchie $\mathbf{b_1}$, et de même en sortie $\mathbf{a_2}$ et $\mathbf{b_2}$, en fonction des tensions et des courants à l'entrée et à la sortie du quadripôle.

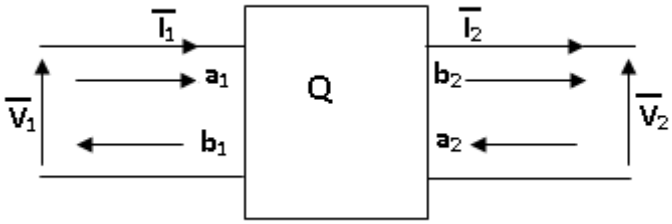


Figure A.1 : Représentation d'un quadripôle en fonction

Des ondes incidentes et réfléchies.

La matrice **[S]** relié les ondes réfléchies $\mathbf{b_1}$ et $\mathbf{b_2}$ aux ondes incidentes $\mathbf{a_1}$ et $\mathbf{a_2}$, à l'aide de la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

D'où :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}.a_1 + S_{12}.a_2 \\ b_2 = S_{21}.a_1 + S_{22}.a_2 \end{cases}$$

A.3.SIGNIFICATION DES PARAMETRES S :

La signification des paramètres S est la suivante :

$S_{11} = \left[\frac{b_1}{a_1}\right]_{a_{2=0}}$: Facteur de réflexion à l'entrée, la sortie adaptée.

$S_{21} = \left[\frac{b_2}{a_1}\right]_{a_{2=0}}$: Facteur de transmission [entrée-sortie], la sortie adaptée.

$S_{12} = \left[\frac{b_1}{a_2}\right]_{a_{1=0}}$: Facteur de transmission [sortie-entrée], l'entrée adaptée.

$S_{22} = \left[\frac{b_2}{a_2}\right]_{a_{1=0}}$: Facteur de réflexion en sortie, l'entrée adaptée.

ANNEXE B

LE TRANSISTOR MBC 13900

B.1.PRESENTATION DE TRANSISTOR

MBC 13900 est un transistor bipolaire faible bruit à boitier type (SOT-343)

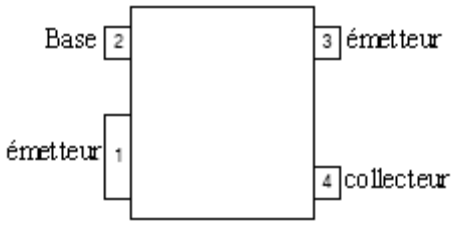


Figure B.1 transistor MBC 13900 pattes de connexion

B.2.PARAMETRES [S] DU TRANSISTOR MBC 13900

Ces paramètres sont mesurés pour le point de polarisation

V_{CE} (Vdc)	I_C (mA)	f (GHz)	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
			$\|S_{11}\|$	$\angle\phi$	$\|S_{21}\|$	$\angle\phi$	$\|S_{12}\|$	$\angle\phi$	$\|S_{22}\|$	$\angle\phi$
2.0	1.0	0.1	0.973	-6	3.754	175	0.008	86	0.997	-3
		0.5	0.961	-33	3.366	153	0.038	71	0.968	-12
		0.9	0.895	-57	3.341	135	0.065	56	0.910	-22
		1.0	0.868	-63	3.256	131	0.070	53	0.915	-24
		1.5	0.766	-91	2.688	111	0.091	38	0.851	-33
		1.9	0.721	-114	2.610	94	0.100	26	0.788	-39
		2.0	0.706	-119	2.501	91	0.102	23	0.780	-41
		2.4	0.649	-140	2.280	77	0.104	15	0.731	-47
		3.0	0.628	-166	1.984	58	0.105	2	0.667	-56
		3.5	0.606	173	1.717	45	0.099	-3	0.650	-62
		4.0	0.606	155	1.478	33	0.094	-10	0.640	-68
		4.5	0.611	138	1.421	21	0.089	-12	0.604	-74
		5.0	0.610	122	1.309	9	0.085	-11	0.581	-81

.

Tab B.1 : Les paramètres S du transistor MBC 13900

B.3.LE MODELE DE TRANSISTOR MBC 13900

Le modèle simplifier du boitier de transistor MBC 13900 est représenté sur la figure B.2

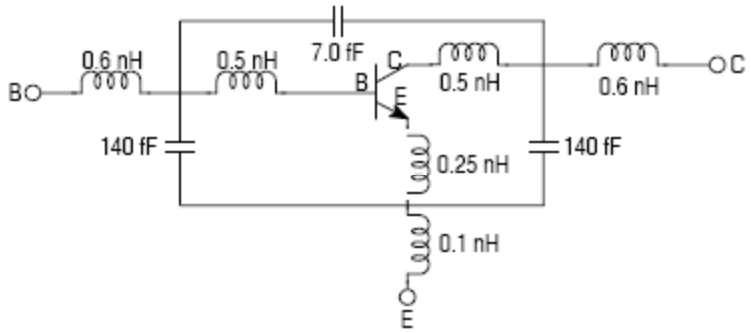


Figure B.2 : modèle du boitier du transistor MBC 13900.

Les paramètres du modèle sont donnés par le tableau ci-dessous

Name	Value	Name	Value	Name	Value
IS	2.77E-16	IRB	0.006	TF	6.34E-12
BF	181.6	RBM	0.047	XTF	3.051
NF	1.012	RE	4.431	VTF	1.336
VAF	40.66	RC	5.845	ITF	0.202
IKF	0.237	XTB	0.6	PTF	0
ISE	3.79E-14	EG	1.195	TR	1.02E-09
NE	2.00	XTI	0.8	FC	0.95

Name	Value	Name	Value	Name	Value
BR	4.547	CJE	4.52E-13		
NR	1.00	VJE	1.95		
VAR	2.722	MJE	0.58		
IKR	9.98E-04	CJC	1.56E-13		
ISC	3.78E-15	VJC	0.424		
NC	2.00	MJC	0.232		
RB	9.055	XCJC	0.187		

Tab B.2 :les paramètres du modèle du transistor MBC 13900