

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN SYSTÈME
D'IDENTIFICATION PAR RADIOFRÉQUENCE À 2.45 GHZ

BOUMAIZA SLIM

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE
INFORMATIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES

(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

DÉCEMBRE 1999

© Slim Boumaiza, 1999.



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*

Our file *Notre référence*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-48839-X

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN SYSTÈME
D'IDENTIFICATION PAR RADIOFRÉQUENCE À 2.45 GHz

Présenté par: BOUMAIZA Slim

En vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. BOSISIO, Renato G., M.sc.A., Président

M. AKYEL, CEVDET, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. GANNOUCHI, Fadhel M, Ph.D., membre

DÉDICACE

À mes parents, mon frère, mes sœurs et mes amis.

REMERCIEMENTS

Je voudrais d'abord remercier sincèrement le professeur Cevdet Akyel, mon directeur de recherche, pour ses judicieux conseils, la confiance qu'il a manifestée et ses encouragements soutenus tout le long de ma maîtrise.

Je tiens à exprimer ma gratitude également à monsieur Jules Gauthier, technicien au laboratoire Polygrammes, pour son concours inestimable pendant la conception et la réalisation du système.

Mes remerciements s'adressent aussi à monsieur Nouredine Boulejfen, étudiant en Ph.D au laboratoire, avec qui j'ai eu des discussions très fructueuses au cours du présent travail.

J'adresse mes remerciements à mes amis Nabli Mehdi et Yaiche Heikel d'avoir accepté de réviser mon mémoire.

Je tiens pareillement à remercier le ministère tunisien de l'enseignement et l'Agence Canadienne de Développement International (ACDI) qui m'ont assuré un soutien financier tout au long du programme de la maîtrise de recherche.

Finalement, je remercie tous ceux qui de près ou de loin m'ont soutenu durant la réalisation de ce projet de mémoire.

RÉSUMÉ

Le présent travail porte sur la conception et la réalisation d'un système d'identification par radiofréquence (RFID Radio Frequency Identification) à 2,45 GHz. Ce système est composé de deux parties distinctes à savoir le lecteur baptisé encore interrogateur et un transpondeur qui communiquent entre eux via une onde électromagnétique. L'efficacité de la configuration du transpondeur garantissant une grande portée, un faible coût et une grande autonomie résultante d'une faible consommation d'énergie a été démontrée avec succès.

L'évaluation du système proposé s'est déroulée en deux étapes distinctes, en raison de l'existence de deux modes de communication: le mode de lecture et le mode d'écriture. Dans les deux modes, le lecteur émet un signal d'établissement de la communication avec un transpondeur qui est généré par la modulation en amplitude d'une porteuse à 2,45 GHz et avec une puissance approximative de 1 watt.

En mode de lecture, l'interrogateur, après l'établissement de la communication, envoie une porteuse à la même fréquence. Le transpondeur utilise une seule antenne plaquée ayant une polarisation linéaire pour la réception et la transmission. La production de son signal de réponse est basée sur l'application de la technique de *backscattering modulation* en modulant la réflectivité de cette antenne. L'utilisation du signal rectangulaire représentant l'information à envoyer pour la polarisation de la diode PIN, connectée directement à l'entrée de cette antenne, a été employée pour l'implantation de cette technique. L'avantage de cette méthode est l'exploitation du transpondeur de la porteuse envoyée par le lecteur pour répondre à ses interrogations. Ce dernier intègre un

moyen de réception pour recevoir le signal de réponse du transpondeur et un moyen de traitement pour l'identifier.

En mode d'écriture, l'information est transmise au transpondeur sous forme d'une porteuse (2,45 GHz) modulée en amplitude. Nous utilisons un détecteur d'enveloppe à base de diode *Schottky* sans polarisation pour la démodulation du signal reçu. De cette façon, l'opération de lecture se fait sans consommation. Le même détecteur est employé pour le réveil du transpondeur en cas de présence d'interrogation puisqu'il demeure en mode de consommation minimale en l'absence de celle-ci.

Pour rendre le système plus convivial, nous avons choisi une polarisation circulaire pour les antennes plaquées de l'interrogateur. Ceci a amélioré l'immunité du système aux interférences causées par les surfaces métalliques entourant le lecteur.

La mobilité du transpondeur et par conséquent la variabilité de la distance qui sépare les deux parties du système cause un effet d'interféromètre dans la communication entre les deux parties. Pour cela, nous avons proposé une solution qui garantit une indépendance de la variation de la distance. Elle se base sur un récepteur utilisant deux mélangeurs dans le circuit de démodulation du lecteur muni d'un circuit analogique adéquat.

ABSTRACT

This work deals with the design and realization of a radio frequency identification system at 2.45 GHz. This system comprises an interrogator (also called reader) and a transponder which communicate through an electromagnetic wave. The effectiveness of the transponder configuration guarantees long range separation distance, low cost and great autonomy resulting from low energy consumption. This has successfully been demonstrated.

The evaluation of the proposed system was developed in two steps, because of the existence of two modes of communication: reading and writing modes. In the two modes, the reader emits a signal for communication establishment with a transponder generated via amplitude modulation of a carrier with 2.45 GHz frequency and an approximate power of 1 Watt.

After the establishment of the communication in the reading mode; the interrogator, sends a continuous wave at the same frequency (2.45 GHz). The transponder uses only one linear polarized patch antenna for reception and transmission. The production of its response signal is based on the application of back-scattering modulation technique by modulating the reflectivity of this antenna. To implement this technique, we use a rectangular signal representing the information to be sent as the bias of the PIN diode, which is directly connected to the input of the antenna. The advantage of this method is the transponder usage of the continuous-wave sent by the reader to answer its interrogations. The latter integrates a reception mechanism to receive the response signal of the transponder and a processing mean for its identification.

In the writing mode, information is transmitted to the transponder in the form of carrier (at frequency of 2.45 GHz) modulated in amplitude. We use an envelope detector employing a zero-bias Schottky diode for the demodulation of the received signal. In this way, the operation of reading mode is done without energy consumption. The same detector is used for the wake-up of the transponder in the event of presence of interrogation since it remains in idle mode during its absence.

To make the system user-friendly, we chose a circular polarization for the interrogator patch antennas. This improved immunity of the system to the interference caused by metal surfaces surrounding the reader.

Due to the transponder motion, the two parts of the system undergo interferometer behavior as a function of their separation distance and this affects communication quality. We proposed a solution that guarantees an independence from the distance variation. It is based on a receiver using two mixers in the demodulation circuit at the reader provided with an adequate analog circuit.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iv
REMERCIEMENTS	v
RÉSUMÉ	vi
ABSTRACT	viii
TABLE DES MATIÈRES	x
LISTE DES TABLEAUX	xiii
LISTE DES FIGURES	xiv
LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS	xvi
LISTE DES ANNEXES	xviii
CHAPITRE I: INTRODUCTION	1
CHAPITRE II: LES SYSTÈMES RFID EN VUE D'ENSEMBLE	4
2.1 Introduction	4
2.2 Définition	4
2.3 Principe de fonctionnement	5
2.4 Avantages du RFID	6
2.5 Types des RFID	7
2.5.1 L'alimentation.....	8
2.5.2 Type d'accès.....	9
2.5.3 La bande de fréquences.....	9
2.6 Les composantes du système RFID	9

2.7 Conclusion	12
CHAPITRE III: ANALYSE FONCTIONNELLE DU SYSTÈME	13
3.1 Introduction	13
3.2 Étude comparative des solutions antérieures	13
3.3 Schéma fonctionnel du système	15
3.4 Analyse fonctionnel du lecteur	16
3.5 Analyse fonctionnel du transpondeur.....	17
3.6 Diagramme de flot de données	19
3.7 Conclusion	20
CHAPITRE IV: CONCEPTION DU TRANSPONDEUR	21
4.1 Introduction	21
4.2 Détecteur d'enveloppe.....	21
4.2.1 Propriétés de la diode Schottky.....	23
4.2.2 Description du circuit d'adaptation	24
4.3 Antenne d'émission/réception	29
4.3.1 Étude théorique (méthode de ligne)	30
4.3.2 Modèle de cavité de l'antenne plaquée.....	35
4.3.3 Polarisation de l'antenne	39
4.3.4 Conception de l'antenne.....	39
4.4 Circuit de modulation	42
4.4.1 Propriétés des diodes PIN	43
4.4.2 Conception du modulateur	47
4.5 Conclusion	49
CHAPITRE V: CONCEPTION DU LECTEUR.....	51
5.1 Introduction	51

5.2 Antenne plaquée à polarisation circulaire	51
5.3 Démodulateur quadratique	58
5.3.1 Diviseur de puissance Wilkinson	60
5.3.2 Coupleur hybride quadratique :	61
5.3.3 Circuit basse fréquence :	63
5.4 Conclusion	68
CHAPITRE VI: ÉTUDE DU SYSTÈME GLOBAL	69
6.1 Introduction	69
6.2 Evaluation qualitative du système global	69
6.3 Conclusion	73
CHAPITRE VII: CONCLUSION	74
BIBLIOGRAPHIE	78
ANNEXE I: FICHE TECHNIQUE DE LA DIODE HSMS-2850	82
ANNEXE II: FICHE TECHNIQUE DE LA DIODE HSMP-489B	88
ANNEXE III: FICHE TECHNIQUE DE L'AMPLIFICATEUR OP27	94
ANNEXE IV: FICHE TECHNIQUE DU COMPAREUR LM339	102

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1: Les différents types des systèmes RFID.-----	7
Tableau 4.1: Paramètres SPICE de la diode HSMS-2850. -----	25
Tableau 4.2: Paramètre du macro modèle de la diode PIN. -----	48
Tableau 4.3: Impédance d'entrée du modulateur pour deux points de polarisation ($V_p=0V$, $V_p=2.7V$). -----	49
Tableau 5.1: Évaluation des signaux à basse fréquence en certaines distances des antennes.-----	66

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1: les méthodes de couplage.....	5
Figure 3.1: schéma de fonctionnement.....	16
Figure 3.2: Diagramme fonctionnel du lecteur.....	16
Figure 3.3: Schéma fonctionnel du transpondeur.....	17
Figure 3.4: Diagramme de flot de données.....	19
Figure 4.1: Récepteur superhétérodyne.....	22
Figure 4.2: Schéma fonctionnel du détecteur.....	22
Figure 4.3: Dispersion de l'impédance de la diode Schottky (HSMS-2850).....	25
Figure 4.4: Circuit équivalent de la diode schottky.....	25
Figure 4.5: Circuit d'adaptation idéale.....	26
Figure 4.6: Coefficient de réflexion à l'entrée du détecteur réalisé.....	27
Figure 4.7: Circuit imprimé du détecteur.....	27
Figure 4.8: Variation mesurée de la tension de la sortie du détecteur en fonction de la puissance à l'entrée.....	28
Figure 4.9: Circuit de simulation du détecteur.....	29
Figure 4.10: Distribution des champs dans une ligne micro ruban.....	31
Figure 4.11: Mécanisme de radiation d'une antenne plaquée.....	33
Figure 4.12: Circuit équivalent de l'antenne plaquée.....	34
Figure 4.13: Les deux méthodes d'alimentation directe des antennes plaquées.....	40
Figure 4.14 : Dimensions de l'antenne réalisée.....	41
Figure 4.15: Résultats de la simulation et de mesure de l'antenne plaquée.....	42
Figure 4.16: Diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne plaquée.....	42
Figure 4.17: Circuit équivalent à basse fréquence de la diode PIN.....	45

Figure 4.18: Circuit équivalent de la diode à haute fréquence de la diode PIN.	45
Figure 4.19: Courbe de la variation de R_1 vs I_{dc}	46
Figure 4.20: Macro modèle de la diode PIN.	47
Figure 4.21: Circuit du modulateur MBS.	49
Figure 5.1: Les deux méthodes de perturbation pour l'obtention de la polarisation circulaire.	52
Figure 5.2: Dimensions de l'antenne plaquée à polarisation circulaire réalisée.	54
Figure 5.3: Résultats des mesures et de simulation du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.	55
Figure 5.4: Diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne plaquée à polarisation circulaire réalisée.	55
Figure 5.5: Diagramme de rayonnement issu de la simulation de l'antenne plaquée à polarisation circulaire.	56
Figure 5.6: Déphasage entre les deux modes dans l'antenne à polarisation circulaire ...	56
Figure 5.7: Courbe de la variation du rapport axial en fonction de la fréquence.	57
Figure 5.8: Récepteur à un seul mélangeur.	58
Figure 5.9: Variation de la sortie IF en fonction de la distance.	59
Figure 5.10: Circuit du démodulateur quadratique.	60
Figure 5.11: Le diviseur de puissance Wilkinson.	61
Figure 5.12: Géométrie du coupleur hybride quadratique.	62
Figure 5.13: Paramètres S du coupleur hybride 90° mesurés.	63
Figure 5.14: Circuit du coupleur hybride 90° réalisé.	63
Figure 5.15: Circuit basse fréquence.	67
Figure 6.1: Schéma du prototype du lecteur réalisé.	70
Figure 6.2: Schéma du prototype du transpondeur.	70
Figure 6.3: Schéma du montage d'évaluation du système global.	72

LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS

AM	Modulation d'amplitude (Amplitude Modulation).
AR	Rapport axial (Axial Ratio).
BPSK	Binary-Phase Shift Keying
DSSS	Technique d'étalement de spectre par une séquence directe (Direct Sequence Spread Spectrum).
FET	Transistor à effet de champ (Field Effect Transistor).
FSK	Modulation numérique de fréquence (Frequency Shift Keying).
IF	Signal à une fréquence intermédiaire (Intermediate Frequency).
LO	Signal de l'oscillateur local (Local Oscillator).
MBS	Modulation de la réflectivité (Back-Scattering Modulation).
MDS	Simulateur de circuit micro-ondes de la compagnie HP (Microwave Design System).
MMIC	Circuits intégrés monolithiques pour Micro-onde (Monolithic Microwave Integrated Circuit).
MOMENTUM	Simulateur électromagnétique planaire de la compagnie Hewlett Packard.
QPSK	Quadri-Phase-Shift-Keying.
RF	Signal à une fréquence radio.
RFID	Identification par radiofréquence (Radio Frequency Identification).
SOM	Mélangeur auto-oscillant (Self Oscillating Mixer).
SPICE	Programme de simulation pour l'évaluation des circuits intégrés (Simulated Program for Integrated Circuit Evaluation).

T.O.S	Taux d'Onde Stationnaire.
TEM	Onde électromagnétique transverse (Transverse Electro-Magnetic).
Transpondeur	Un transmetteur/récepteur électronique.
TSS	Sensibilité tangentielle d'une diode Schottky (Tangentielle Sensitivity).

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE I: FICHE TECHNIQUE DE LA DIODE HSMS-2850-----	82
ANNEXE II: FICHE TECHNIQUE DE LA DIODE HSMP-489B -----	88
ANNEXE III: FICHE TECHNIQUE DE L'AMPLIFICATEUR OP27-----	94
ANNEXE IV: FICHE TECHNIQUE DU COMPAREUR LM339-----	102

CHAPITRE I

INTRODUCTION

La technologie d'identification par radiofréquence (**RFID**, *Radio Frequency IDentification*) est un moyen relativement nouveau pour l'identification automatisée et la capture de données qui a connu un développement rapide ces dernières années. Cette technologie se base sur une transmission radio entre un ensemble de transpondeurs et un contrôleur ou interrogateur. Un tel système radio présente les avantages suivants : la mobilité des transpondeurs, la lecture de l'information à distance et l'efficacité nécessaire dans les milieux industriels et les environnements hostiles où les techniques de lecture courantes (optiques, magnétiques, les codes à barres) ne peuvent pas être employées. La technologie **RFID** admet une multitude d'applications telles que le contrôle d'accès de proximité, la gestion de temps et de présence, l'identification de véhicules, le contrôle d'inventaire et l'automatisation d'usines et la très populaire identification des biens (marchandises, conteneurs, emballages...) dans les ports maritimes et aériens.

Dans le passé, les systèmes *RFID* ont connu un progrès limité en raison du manque de solutions technologiques rentables. En effet, il n'était pas possible d'avoir des bonnes performances à faible coût et avec des composants de petites tailles. Ils servaient un marché en grande partie spécialisé tel que les applications militaires. L'industrie des *RFID*, comme d'autres, a profité de l'évolution connue dans les circuits intégrés que ce soit à base de silicium ou de l'arséniure de gallium (**GaAs**) pour se développer et avoir des applications commerciales.

Dans ce projet, nous proposons une conception d'un système d'identification radiofréquence opérant à haute fréquence à savoir 2,45 GHz. On a porté une attention particulière à la conception du transpondeur parce qu'il détermine en grande partie la performance du système global. Par ailleurs, le nombre des transpondeurs est beaucoup plus important que celui des lecteurs. L'objet de notre travail consiste à proposer une architecture d'un transpondeur à faible coût, de petite taille, permettant une grande portée et à très faible consommation de puissance.

Le système de *RFID* est basé sur une communication radiofréquence entre un interrogateur et un transpondeur. Deux modes de communication sont utilisés: le mode de lecture et le mode d'écriture. Dans les deux modes, le lecteur émet un signal d'établissement de la communication avec un transpondeur qui est généré par la modulation en amplitude d'une porteuse à 2,45 GHz et avec une puissance approximative de 1 watt. En mode de lecture, l'interrogateur, après l'établissement de la communication, envoie une porteuse à la même fréquence qui sera utilisée par le transpondeur pour transmettre l'information. En mode d'écriture, l'information est transmise au transpondeur sous forme d'une porteuse (2,45 GHz) modulée en amplitude.

Le transpondeur utilise une seule antenne pour la réception et la transmission. Le signal de réponse est produit (en mode de lecture) en modulant la réflectivité de cette antenne. Ainsi, aucune puissance de transmission de la part du transpondeur n'est nécessaire pour envoyer ce signal. Le lecteur intègre un moyen de réception pour recevoir le signal de réponse du transpondeur et un moyen de traitement pour l'identifier.

Le reste du mémoire est composé des chapitres suivants. Le chapitre II introduit les éléments de base de la technologie *RFID*. Une brève définition et son principe de fonctionnement sont d'abord présentés. Par la suite, les avantages de cette technologie sont énumérés et une comparaison avec les méthodes d'identification antérieures est donnée.

Dans le troisième chapitre, nous passons en revue quelques approches adoptées dans les travaux antérieurs avant de présenter la nôtre qui se base sur la technique de modulation de la réflectivité de l'antenne du transpondeur. L'analyse du système à concevoir nous a permis de dégager les différentes fonctions importantes du système.

Les conceptions détaillées du transpondeur et du lecteur font l'objet respectivement du quatrième et du cinquième chapitre. Pour les deux systèmes, la conception se fait par étapes. Dans chaque étape, on s'intéresse à une fonction particulière, préalablement identifiée dans le chapitre trois et on propose un schéma d'un circuit électrique. Des comparaisons des résultats de simulation avec les mesures des circuits réalisés sont décrites.

Avant de conclure le mémoire, nous effectuons une évaluation de la performance du système global au sixième chapitre. Cette étude nous a permis d'identifier les nouvelles voies de recherche à explorer dans les travaux futurs.

CHAPITRE II

LES SYSTÈMES RFID EN VUE D'ENSEMBLE

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons une introduction aux systèmes *RFID*, nécessaires à la compréhension du reste du contenu du présent rapport. Nous commençons cette introduction par une brève définition de cette technologie et de son principe de fonctionnement des systèmes *RFID*, après quoi nous énumérons quelques avantages de ceux-ci.

2.2 Définition

Un système *RFID* se compose de deux composants principaux: le lecteur ou l'interrogateur et le transpondeur. Ils œuvrent ensemble pour fournir à l'utilisateur une solution d'identification sans contact physique. Les données stockées dans un transpondeur peuvent fournir l'identification pour un élément dans la fabrication, des marchandises en transit, d'un véhicule dans une autoroute, d'un animal ou d'un individu. L'inclusion des données supplémentaires permet de supporter des applications à travers des informations ou des instructions disponibles à partir des transpondeurs. Par exemple, des instructions d'installation pour une cellule de production flexible ou des coordonnées pour accompagner une expédition des marchandises.

Un système *RFID* est composé de transpondeurs, un lecteur et un moyen pour communiquer avec le système de contrôle central. Il intègre également un service pour les données entrantes ou de programmations des transpondeurs, si celui-ci n'est pas

entrepris à la source par le constructeur. Souvent une antenne est distinguée comme si elle était une partie séparée d'un système de *RFID*. Tandis que son importance justifie l'attention qu'il doit avoir comme dispositif présent dans les lecteurs et les transpondeurs et essentiel pour la transmission entre les deux.

Pour comprendre et apprécier les capacités des systèmes de *RFID*, il est nécessaire de considérer leurs composantes et les flux de données qui influencent le choix des systèmes.

2.3 Principe de fonctionnement

La transmission des données entre un transpondeur et un lecteur se fait par une communication sans contact. Pour cela, deux méthodes distinguent et classent les systèmes *RFID*. La première est basée sur le couplage électromagnétique ou inductif de proximité et la deuxième déploie la propagation d'ondes électromagnétiques. Le couplage est fait par l'intermédiaire des structures d'antennes formant un dispositif intégral dans les transpondeurs et les lecteurs. Le terme antenne est généralement considéré plus approprié pour des systèmes de propagation mais nous pouvons le généraliser pour les systèmes inductifs.

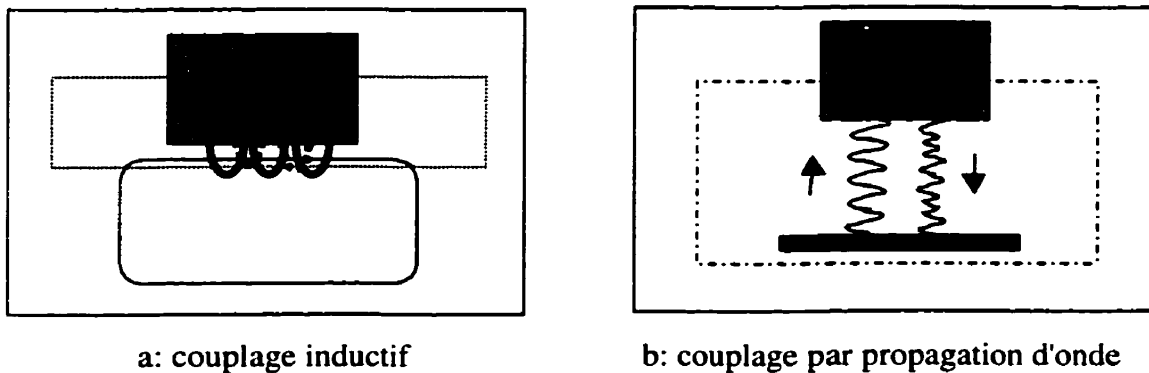


Figure 2.1: les méthodes de couplage.

Le lecteur émet un signal radiofréquence, à l'aide d'une antenne, qui transporte une information d'interrogation ou de modification du contenu du transpondeur. Ce signal peut servir dans certains cas aussi à l'alimentation du transpondeur. Ce dernier, en réponse aux interrogations du lecteur, retourne les informations requises. Ces informations superposées sur une onde radiofréquence sont émises en direction du lecteur qui utilise un récepteur d'une grande sensibilité afin de détecter les données issues des transpondeurs. Ces données subissent des opérations de décodage et de restructuration avant d'être communiquées à un système central.

2.4 Avantages du RFID

Les systèmes *RFID* comme le cas des autres systèmes d'automatisation de l'identification réduisent les besoins en moyens de collection de données encombrants et lourds tels que les papiers et les stylos. Parfois la quantité d'information à saisir est tellement importante que le seul moyen pratique et réalisable est l'automatisation du procédé par le biais d'un ordinateur. Cette automatisation de l'acquisition de données augmente leurs apports en les rendant disponibles aussitôt. La rapidité du transfert de données, exigée dans une panoplie d'application, est rendue possible par les *RFID* fonctionnant à des fréquences assez élevées (exemple 2.45 GHz, 5.8 GHz).

Les systèmes *RFID* comblent plusieurs limitations des autres systèmes d'identification et de capture automatique de données en fournissant une communication de données sans contact physique possible même dans un milieu hostile avec une pollution excessive, épousseté, humide ou encore à une température assez élevée ou encore très faible. De plus, pendant l'utilisation des *RFID*, on n'est pas obligé d'aligner les deux parties, le transpondeur et le lecteur, pour qu'ils puissent communiquer, comme le cas des autres moyens d'identification optiques ou magnétiques.

De plus, l'élimination des surfaces de contacts physiques entre les transpondeurs et les lecteurs augmente leurs fiabilités et leurs durées de vie. Ajoutant à ceci la possibilité de la réutilisation des transpondeurs, les systèmes *RFID* sont peu coûteux à long terme comparé aux autres systèmes d'identification.

Contrairement aux lecteurs à codes à barres, les systèmes *RFID* sont très difficiles à copier et par conséquent, ils sont adaptés aux usagers exigeant la confidentialité dans leurs systèmes.

2.5 Types des RFID

La classification des systèmes *RFID* peut être faite en se basant sur celle des transpondeurs utilisés. Elle peut se faire selon plusieurs critères de distinction tels que la puissance d'alimentation, le format de données et la bande de fréquences d'opération. Le tableau 2.1 [1], fait apparaître les principaux types de systèmes *RFID* qui existent sur le marché.

Tableau 2.1: Les différents types des systèmes RFID.

Type de transpondeur	Puissance	Lecture/Écriture	Portée	Fréquence
<i>RFID</i> I	Passif	Lecture seule	Jusqu'à 1 m	125 KHz-13.56 MHz
<i>RFID</i> I	Actif	Lecture seule	Jusqu'à 3 m	125 KHz-13.56 MHz
<i>RFID</i> I	Actif	Lecture seule	Jusqu'à 30 m	902 MHz-5.8 GHz
<i>RFID</i> II	Passif	Lecture/Écriture	Jusqu'à 30 cm	125 KHz-13.56 MHz
<i>RFID</i> II	Actif	Lecture/Écriture	Jusqu'à 3 m	125 KHz-13.56 MHz
<i>RFID</i> III	Actif	Lecture/Écriture	Jusqu'à 30 m	902MHz-5.8 GHz

2.5.1 L'alimentation

La consommation d'énergie est un critère très important dans le choix technologique lors de la conception d'un système de communication radio-mobile en générale et particulièrement dans le cas des transpondeurs. En effet, l'ajout d'une alimentation interne dans le transpondeur affectera son coût et sa taille. La diversité des spécifications dans les applications des systèmes *RFID* a impliqué une classification des transpondeurs en deux sous-familles à savoir, active et passive.

☛ Les transpondeurs actifs :

Les transpondeurs actifs sont alimentés par une batterie interne. Ils permettent en général aussi bien les opérations de lecture que celles d'écriture, ce qui rend possibles la réécriture et la modification du contenu du transpondeur. La taille des transpondeurs actifs varie selon les applications envisagées. Le fait d'alimenter le transpondeur par une batterie améliore la portée de son champ d'action. Les concepteurs des transpondeurs actifs doivent chercher un meilleur compromis entre la taille, le prix et la durée de vie.

☛ Les transpondeurs passifs :

Les transpondeurs passifs opèrent sans une source de puissance interne séparée et obtiennent une puissance d'opération fournie par le lecteur. Ils sont, par conséquent, plus légers que les transpondeurs actifs, moins coûteux et offrent une durée d'opération presque illimitée. Cependant, ils ont une courte portée d'action comparée aux transpondeurs actifs et requièrent un lecteur de haute puissance. Les transpondeurs en lecture seule sont typiquement passifs et sont programmés avec un ensemble unique de données (généralement 32 à 128 bits) qui ne peuvent pas être modifiées. Ils opèrent

parfois comme une tablette de licence dans une base de données de la même manière qu'une étiquette dans les systèmes à code à barres.

2.5.2 Type d'accès

Les transpondeurs peuvent avoir plusieurs types d'accès aux données occupant une mémoire de taille variable. On distingue deux catégories de transpondeurs; en lecture seule ou en lecture/écriture. Les transpondeurs en lecture seule sont programmés soit durant le procédé de fabrication soit une seule fois après. Ils offrent un système d'identification très peu coûteux quand la flexibilité n'est pas exigée. En ce qui concerne les transpondeurs en lecture/écriture, ils possèdent une architecture et un type de mémoire permettant l'écriture et la modification de données par l'utilisateur à son gré. Ceci rend ce type de transpondeur plus flexible pour un prix plus élevé.

2.5.3 La bande de fréquences

Les systèmes *RFID* se distinguent aussi par la bande de fréquences d'opération. Dans une première catégorie, on distingue les systèmes à basse fréquence (30 KHz à 500 KHz) marqués par une portée restreinte avec un faible coût. Ils sont utilisés généralement dans les systèmes d'accès et pour l'identification d'animaux. Contrairement à cette dernière catégorie, les systèmes à haute fréquence (850 MHz à 950 MHz et 2.4 GHz à 2.5 GHz) offrent une portée étendue et une vitesse de lecture plus grande. Cependant, ils impliquent un coût plus élevé. La dernière catégorie englobe les systèmes, *RFID* fonctionnant à des fréquences intermédiaires (10 MHz à 15 MHz) qui commencent à immerger les applications de transactions financières.

2.6 Les composantes du système RFID

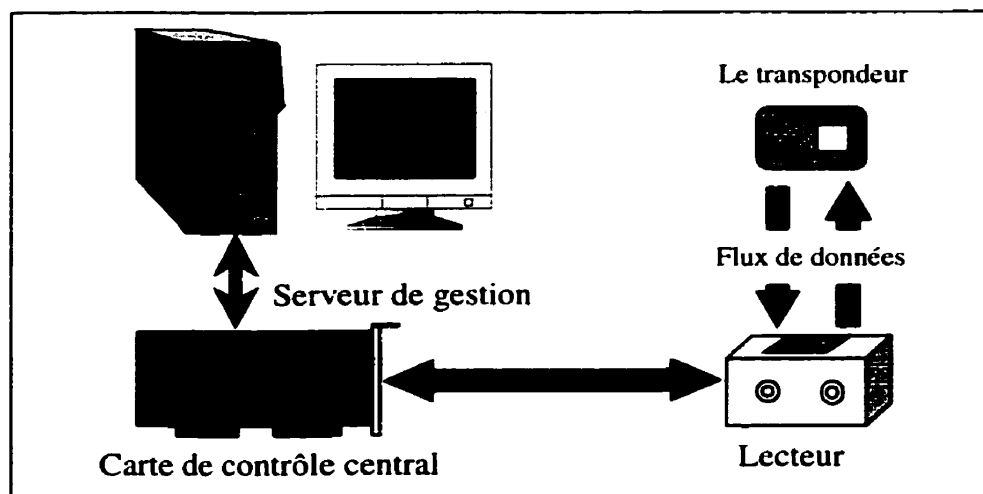


Figure 2.2: Les composantes d'un système *RFID*.

Comme on vient de mentionner, ci-dessus, les systèmes *RFID* peuvent être assimilés à des systèmes d'étiquetage, à l'exception qu'ils peuvent être en lecture seule ou en lecture/écriture. Selon cette analogie simplifiée, nous aurons besoin d'une étiquette et un deuxième qui lit son contenu. L'étiquette consiste en un module de contrôle et de mémoire, un émetteur/récepteur radiofréquence et une antenne. Les lecteurs combinent un module de contrôle, une interface réseaux et un émetteur/récepteur radio avec une antenne. En fonction du type de système, l'antenne a un impact assez significatif sur l'opération du système concernant sa portée, l'ouverture de son faisceau principal et par son patron de rayonnement.

Les transpondeurs sont caractérisés par un certain nombre de propriétés qui forment les éléments de base dans leurs spécifications à savoir:

- L'alimentation du transpondeur:

Bien qu'un transpondeur n'ait besoin que d'une petite quantité d'énergie pour fonctionner (micro à milliwatts), le moyen d'alimentation est un critère fort important. Un tel

transpondeur peut-être alimenté par une batterie, dans ce cas, il sera de type actif, ou encore par le lecteur dans le cas des transpondeurs passifs.

- **Vitesse de transfert des données:**

La vitesse de transfert de données est essentiellement liée à la fréquence de la porteuse. Une fréquence élevée permet généralement une grande vitesse de transfert. Le délai de la communication entre le transpondeur et le lecteur doit avoir une valeur finie. Ce délai peut avoir une considération très importante dans les applications où le transpondeur passe rapidement devant le lecteur, comme l'identification des voitures sur les autoroutes.

- **Capacité de stockage:**

La quantité de données à stocker dépend de l'application envisagée. Un transpondeur est utilisé soit pour contenir un identificateur d'un objet qui se compose d'une série de caractères alphanumériques soit pour contenir des fichiers de données portables. Dans le premier type d'application une mémoire de 128 bits est largement suffisante, cependant dans le deuxième cas le besoin est en kilo bits (exemple 64kbits) ce qui nécessite plus d'organisation.

- **Type de programmation des données:**

Les deux types de mémoire qui existent sont liés aux deux types d'accès possibles à savoir l'accès en lecture seule ou en lecture et écriture. Dans le cas des transpondeurs en lecture seule, un programmeur portable est souvent utilisé afin d'introduire l'identificateur pour une seule fois. En ce qui concerne les transpondeurs en lecture et écriture la programmation est laissée aux utilisateurs et peut-être faite plusieurs fois.

- **Forme physique:**

Un transpondeur peut avoir plusieurs formes en fonction de son application. Par exemple, ceux qui sont utilisés pour l'accès aux buildings, ils ont la forme et la taille d'une carte de crédit.

- **Prix:**

Généralement, le prix est un facteur très important dans la conception de n'importe quel système électronique. En particulier, il est le cas pour les transpondeurs.

- **Taille:** suivant l'application, les utilisateurs exigent des dimensions maximales pour leurs cartes.

La complexité des lecteurs dépend du type de transpondeur supporté et des fonctions demandées. En plus de la tâche principale qui consiste à communiquer avec le transpondeur, le lecteur doit inclure d'autres fonctions, notamment le conditionnement de signaux, la détection et la correction des erreurs de transfert.

2.7 Conclusion

Ainsi nous venons d'achever notre introduction sur la technologie *RFID*, ce qui nous permet de passer au cœur de notre sujet en commençant par une analyse fonctionnelle du système à réaliser. Ceci fait l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE III

ANALYSE FONCTIONNELLE DU SYSTÈME

3.1 Introduction

L'introduction des éléments de base de la technologie *RFID* proposés dans le chapitre précédent nous permet maintenant de passer à une étape plus approfondie dans le processus de l'explication du système conçu. Pour cela on mènera une analyse fonctionnelle du système à concevoir. Lors de cette analyse on répondra à la question " qu'est-ce qu'on veut concevoir?". Avant d'aborder cette analyse on présente quelques approches adoptées par les travaux de recherches antérieures.

3.2 Étude comparative des solutions antérieures

Au début de notre présent travail nous avons exploré les différentes sources de publications afin de mettre le point sur les systèmes d'identification proposés auparavant. Nous présentons dans ce qui suit les principales approches adoptées par ces travaux de recherche.

Itoh et Kimin Cha [2] ont proposé un transpondeur planaire intégrant un mélangeur auto-oscillant (*Self Oscillating Mixer: SOM*) et deux antennes actives. L'antenne active de réception combine un *SOM* utilisant un *FET (Field Effect Transistor)* avec une antenne plaquée. L'antenne active de transmission est combinée avec un amplificateur *IF (Intermediate Frequency)*. Le mélangeur est modifié afin d'opérer comme un oscillateur simultanément. Le transpondeur a été testé avec succès à une distance allant jusqu'à 2m. Cette solution consacre deux antennes plaquées avec deux éléments actifs ce qui implique un transpondeur de grande taille à notre fréquence d'opération et un coût assez

important. En plus, la polarisation continue des dispositifs utilisés implique une forte consommation d'énergie.

Le transpondeur exposé par Carl W. Pobanz [3] est basé sur le mélangeur quasi-optique sous-harmonique (*sub-harmonically pumped quasi-optical mixer*). Dans ce système, le transpondeur est activé par un faisceau d'interrogation dans la bande C à une fréquence f_i à partir duquel il génère un signal de réponse à une fréquence $f_r = 2 * f_i$ pour le moduler par les informations à envoyer. De cette façon les deux canaux d'émission et de réception sont isolés en fréquence. Néanmoins, pour notre fréquence d'opération à savoir $f_0 = 2.45 \text{ GHz}$, si on utilise une fréquence double en émission du côté du transpondeur, cette fréquence aura une valeur de 4.9 GHz qui ne figure pas dans la bande de fréquences autorisées.

Dans la référence [4], l'auteur propose un oscillateur utilisant une boucle de retour en série comme une antenne active. Pour que le système opère, il faut que l'oscillateur soit à son état de pré-oscillation. C'est à dire le circuit doit avoir une polarisation légèrement plus faible que celle nécessaire au début des oscillations. Quand un signal RF externe, dont la fréquence est comprise dans la bande de résonance de l'antenne plaquée, est appliqué à cet oscillateur, les oscillations se déclenchent à une fréquence égale à celle du signal d'excitation. C'est ce qu'on appelle le phénomène de verrouillage de l'injection [5] (*injection-locking phenomena*). Ainsi pour envoyer des données, il exploite la polarisation du drain du transistor utilisé. En d'autres termes, quand on veut envoyer un "1" logique, on applique par exemple une tension +V sur le drain. Sinon, pour envoyer un "0" logique on présente une tension nulle au niveau du drain. Ceci est équivalent à une modulation d'amplitude. L'inconvénient de cette solution est la polarisation du circuit de réception du transpondeur même en absence d'une communication ce qui implique une faible autonomie de la batterie.

Enfin, Martin Cryan [6] a proposé un système garantissant une opération *full-duplex* en utilisant un réseau d'éléments actifs ayant deux polarisations duales et une rotation

séquentielle. Chaque élément inclut un oscillateur et un amplificateur montés sur deux côtés orthogonaux d'une antenne plaquée de telle façon que les chemins d'émission et de réception sont isolés et les polarisations sont duplexées. Il a exploité le réseau à deux éléments afin d'améliorer l'isolation entre les deux canaux de communication.

En se basant sur ces travaux antérieurs, on a remarqué que les solutions offertes souffrent soit d'une autonomie limitée soit d'une grande taille. Dans les paragraphes qui suivent, on explique l'approche qu'on a adoptée pour la conception du système en question. Cette dernière est basée sur la technique de modulation de la réflectivité de l'antenne du transpondeur. Dans la conception du transpondeur nous avons respecté la condition de la taille limitée en faisant appel qu'à une seule antenne utilisée aussi bien en émission qu'en réception. En plus, le circuit RF est composé seulement d'une diode Schottky sans polarisation pour la détection des requêtes et d'une diode PIN utilisée comme modulateur pour l'envoi des réponses en utilisant une onde non modulée, envoyée par le lecteur, comme étant sa propre source radio. Le transpondeur demeure en veille en absence d'interrogation, par conséquent sa consommation en puissance est très faible. La simplicité de la fabrication du transpondeur vu qu'il est planaire et le nombre réduit de dispositifs micro-ondes employés implique sans doute un prix assez bas.

3.3 Schéma fonctionnel du système

En faisant référence à la figure 3.1, on distingue les différentes parties du système à savoir le canal de transmission, l'interrogeur ou encore le lecteur et le transpondeur. Chacune des deux dernières parties réunit des fonctions plus ou moins complexes qui interagissent, entre elles afin d'assurer les opérations souhaitées. En effet, le lecteur englobe un émetteur radio qui garanti la communication des requêtes aux transpondeurs et un récepteur radio qui quête leurs réponses en plus de deux antennes dont l'une en émission et l'autre en réception. De sa part, le transpondeur rassemble deux principales fonctions de modulation et de démodulation pour renvoyer ou recevoir des informations

vers ou à partir du lecteur. Une onde de fréquence fixée à 2.45 GHz fut le véhicule de la communication entre les deux parties du système. La complexité des fonctions mentionnées ci-dessus rend la tâche d'analyse assez difficile. Pour cela on procède à une réduction du degré de la complexité en les décomposant en des fonctions primitives.

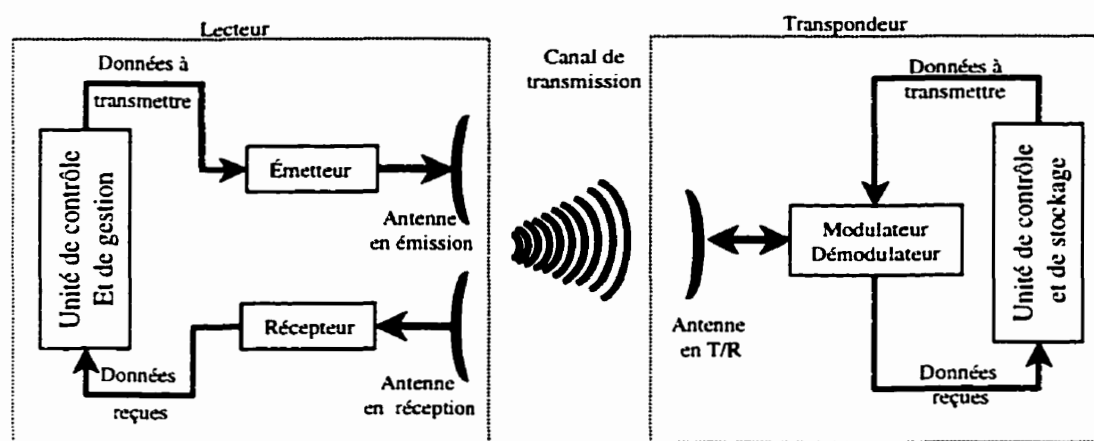


Figure 3.1: schéma de fonctionnement

3.4 Analyse fonctionnel du lecteur

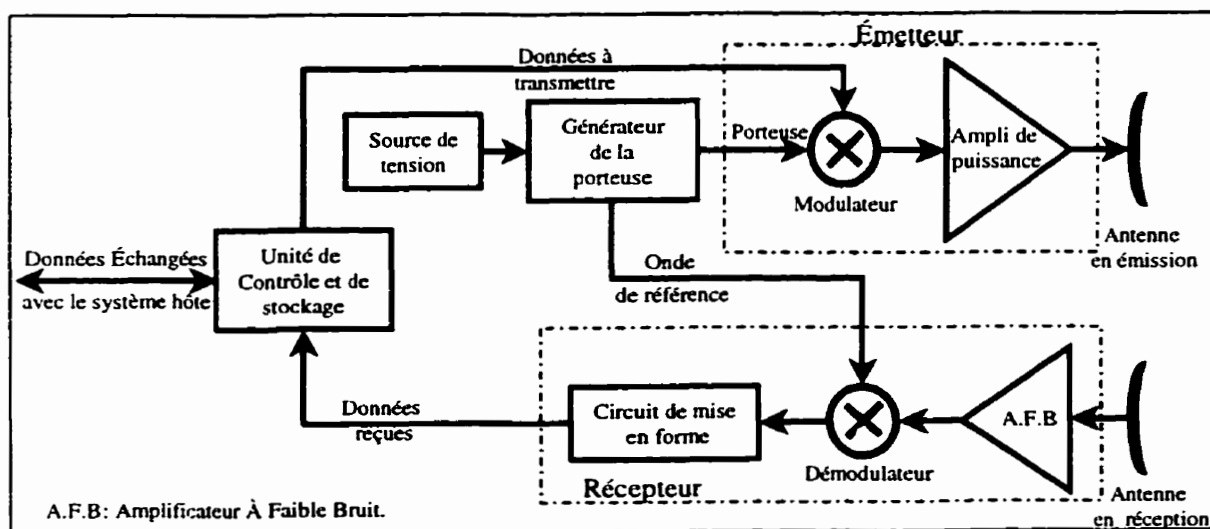


Figure 3.2: Diagramme fonctionnel du lecteur.

Dans une opération d'écriture, le lecteur utilise les requêtes du système central afin de moduler l'amplitude de la porteuse. Cette porteuse est synthétisée par le générateur de signaux. Avant d'être rayonné par l'antenne, le signal modulé subit une opération d'amplification de puissance. En se basant sur la limite exigée par la réglementation du FCC-15, cette puissance est fixée à 30 dBm (1 watt).

Lors d'une opération de lecture, le transmetteur envoie continuellement une porteuse non moduler qui subira une modulation au niveau du transpondeur par les informations désignant les réponses aux requêtes du système hôte. À la réception par le lecteur, cette onde modulée passe à travers un amplificateur à faible bruit pour augmenter son niveau de puissance. La démodulation de l'onde reçue est faite en utilisant une onde de référence qui représente une proportion de l'onde porteuse. Le signal en bande de base, résultat de l'opération de démodulation, passe à travers un circuit de conditionnement afin d'assurer une compatibilité électrique avec le circuit de contrôle.

3.5 Analyse fonctionnel du transpondeur

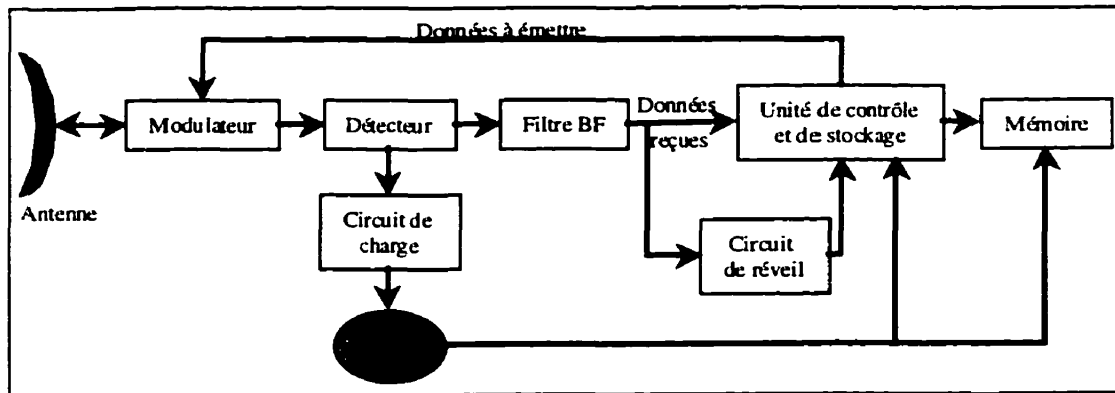


Figure 3.3: Schéma fonctionnel du transpondeur.

Pendant les opérations de lecture, l'interrogateur transmet une porteuse continue à la fréquence 2.45GHz sans modulation. Cette dernière, étant reçue par le transpondeur, elle

sera modulée par les données requises et retransmises de nouveau. Cette opération de modulation revient à un changement de l'impédance de la charge de l'antenne. En effet, selon qu'on veut envoyer un "1" ou un "0" logique, le modulateur change la charge vue par l'antenne en court-circuit ou en circuit ouvert. Cette modulation est baptisée "*backscattering modulation*". De cette façon, le transpondeur utilise le générateur de fréquence du lecteur comme étant son propre oscillateur local. Ceci permet de réduire sa consommation en énergie et nous épargne le besoin du contrôle de la fréquence de la porteuse. Cependant, on est obligé à avoir une puissance assez élevée de la porteuse envoyée par le lecteur. Dans le cinquième chapitre, on verra comment on a pu résoudre la dépendance de la puissance reçue par le lecteur en fonction de la distance qui le sépare du transpondeur.

En mode de réception, le transpondeur utilise un détecteur d'enveloppe pour démoduler l'onde issue du lecteur et un filtre passe-bas pour éliminer les fréquences indésirables. Pendant ce mode, le modulateur doit agir comme une ligne de transmission en laissant l'onde reçue se propager jusqu'au détecteur. Il faut mentionner que le transpondeur demeure en mode de veille, c'est à dire avec un minimum de consommations d'énergie, en absence des interrogations. Dès la réception d'une onde de fréquence 2.45 GHz, un circuit de réveil remet le transpondeur en fonctionnement normal. Le circuit de contrôle vérifie si la communication est lui est destinée en se basant sur l'identificateur reçu sinon le transpondeur est de nouveau en mode de veille. De cette manière on augmente la durée d'autonomie du transpondeur.

Dans le schéma ci-dessus, une batterie est utilisée pour alimenter le circuit de contrôle et la mémoire. L'unité de contrôle est utilisée pour piloter le transpondeur et répondre aux interrogations du lecteur en se basant sur les informations disponibles dans le module de mémoire. En plus du circuit de réveil et, pour augmenter l'autonomie de la batterie, on a prévu un circuit de charge qui utilisera une partie de l'énergie reçue pour charger la batterie

3.6 Diagramme de flot de données

On montre dans la figure 3.4 le diagramme de flot de données à travers les différentes fonctions du système à concevoir, en écriture et en lecture. On remarque bien que par rapport à ce qui est présenté auparavant, il y a certains changements. En effet, on a prévu une fonction de codage de canal afin d'améliorer la qualité de la communication. Une fonction de codage de source est rajoutée afin de structurer les données à émettre selon des trames. Ces trames contiennent en plus de l'information utile des bits de contrôle de la parité qui serviront à la détection d'erreur et sa correction à la réception. Pour les applications exigeant un niveau de sécurité assez élevé cette fonction permettra d'appliquer un encryptage de données avant de les émettre.

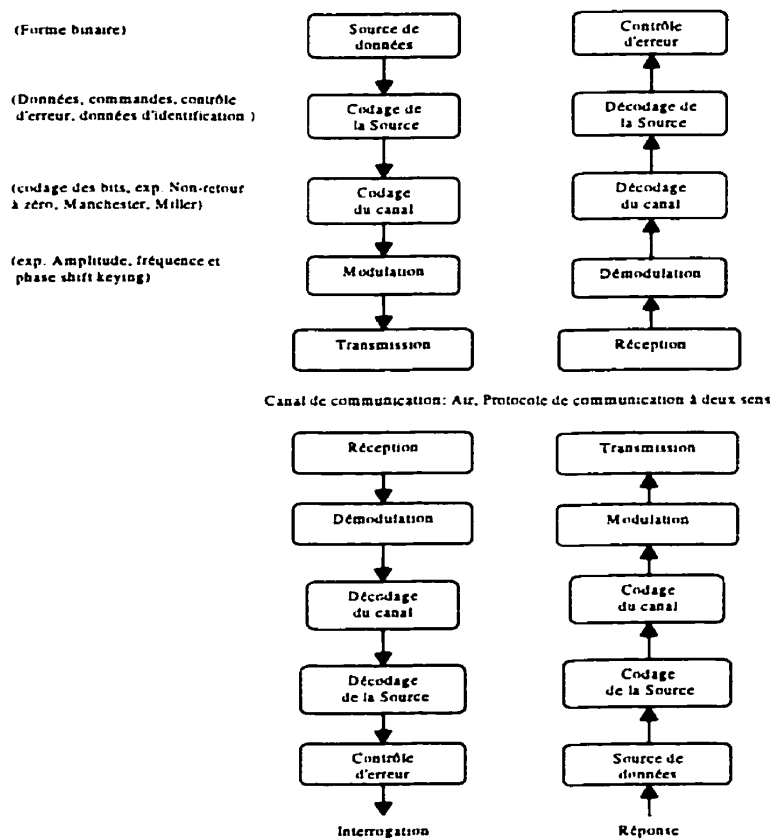


Figure 3.4: Diagramme de flot de données.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous venons d'énoncer les différentes fonctions qui constitueront notre système et les interactions entre elles. Nous proposons dans les deux chapitres suivants la conception de chacune de ces fonctions.

CHAPITRE IV

CONCEPTION DU TRANSPONDEUR

4.1 Introduction

Dans ce chapitre on se propose d'exposer les détails de la conception des différentes fonctions du transpondeur. Ceci revient à répondre à la question "comment réalise-t-on ces fonctions?". Nous débutons notre étude de chaque fonction par une brève introduction de sa base théorique, après quoi nous présentons les simulations élaborées munies des mesures des circuits réalisés.

4.2 Détecteur d'enveloppe

Dans cette partie, on expose la conception du circuit de démodulation du signal issu du lecteur. Il faut dire que nous avons eu le choix entre l'utilisation des détecteurs d'enveloppe et les récepteurs superhétérodynes (figure 4.1). Bien que ces derniers admettent une grande sensibilité, de l'ordre de -150 dBm, nous avons opté pour le détecteur à diode sans polarisation dont la sensibilité est de l'ordre de -55 dBm [7]. Ce choix a été basé sur la simplicité, la taille réduite et le coût faible des détecteurs comparés aux récepteurs superhétérodynes. En effet, il utilise seulement une diode avec son circuit d'adaptation. Par contre, les récepteurs superhétérodynes utilisent beaucoup plus de composantes à savoir un amplificateur faible bruit, un mélangeur et un oscillateur, qui consomment plus de puissance.

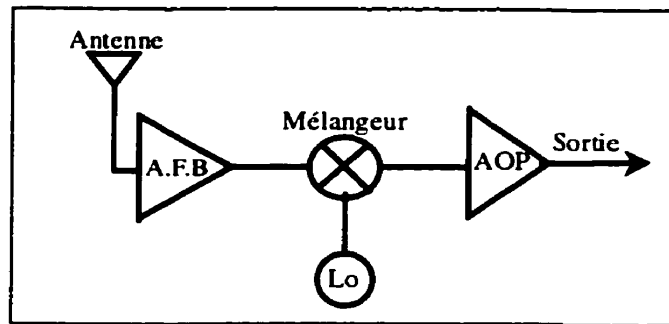


Figure 4.1: Récepteur superhétérodyne.

La figure suivante montre le schéma fonctionnel du détecteur en question. Le condensateur libellé C_b permet de couper les hautes fréquences à la sortie de la diode et de laisser passer le signal en bande de base. Le circuit d'adaptation est optimisé pour adapter l'impédance d'entrée de la diode à l'impédance de la source (R_s), qui est pour notre cas celle de l'antenne. Le signal en bande de base est extrait du signal RF grâce à la non-linéarité de la diode et apparaît à travers la résistance de la charge (R_L). Dans la pratique, cette charge est remplacée par la résistance d'entrée de l'amplificateur vidéo qui représente l'étage suivant.

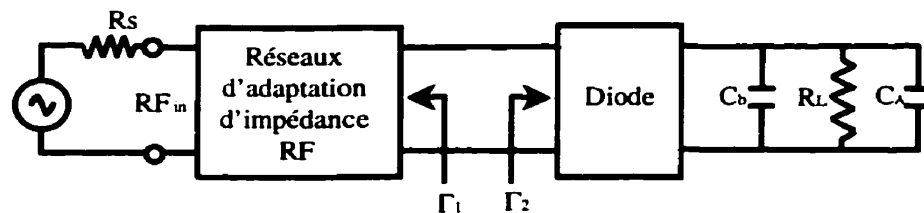


Figure 4.2: Schéma fonctionnel du détecteur.

La conception du circuit de détection d'un signal RF modulé doit répondre aux besoins d'une reconstitution du signal modulant sans déformation et une sensibilité maximale. Cependant, en réalité la conception consiste à trouver un compromis entre la largeur de la bande du signal modulant qui va déterminer la fidélité du signal reçu et la sensibilité.

Dans les paragraphes suivants nous détaillerons les propriétés de la diode sur lesquelles nous nous étions basés lors du choix de composante.

4.2.1 Propriétés de la diode Schottky

Les propriétés de la diode qui nous intéressent dans la conception du détecteur sont les suivantes: la sensibilité tangentielle, la résistance vidéo et la sensibilité de la tension.

☛ La sensibilité tangentielle (TSS) :

Elle représente le niveau minimal de la puissance pour lequel le détecteur aura une valeur du rapport signal sur bruit bien déterminé à la sortie de l'amplificateur vidéo. La valeur de TSS est exprimée en dBm ou encore en milliwatts. En plus des propriétés intrinsèques de la diode, d'autres facteurs affectent la valeur mesurée de TSS tels que la fréquence du signal RF, la largeur de bande du signal vidéo, le courant de polarisation de la diode et le bruit de figure de l'amplificateur.

Pour une spécification exacte de TSS, la largeur de la bande du signal vidéo est définie comme étant la différence entre la valeur minimale et la valeur maximale des fréquences à -3dBm du circuit vidéo incluant la résistance vidéo de la diode. Si le signal vidéo présente des très basses fréquences il faut faire très attention à la valeur du bruit de Flicker ($1/f$) de la diode.

☛ La résistance vidéo (R_v) :

Ce paramètre représente la résistance dynamique de la diode, à faible signal et à basse fréquence. Sa valeur dépend du courant de polarisation. Elle consiste, en fait, à la somme de la résistance série de la diode (R_s) et la résistance de la jonction (R_j).

$$R_v = R_s + R_j \quad (4.1)$$

La valeur de R_j est obtenue par l'équation suivante[8]:

$$R_j = \frac{nKT}{q(I_s + I_d)} \quad (4.2)$$

où :

I_d = le courant de polarisation.

I_s = le courant de saturation de la diode.

n = le facteur nominal de la diode.

K = la constante de Boltzmann.

T = la température en Kelvin.

☛ *La sensibilité de la tension (γ):*

Elle spécifie la pente de la courbe de la tension à la sortie du détecteur en fonction de la puissance à l'entrée de la diode.

$$V_o = \gamma * P_{in} \quad (4.3)$$

Avec V_o est la tension à la sortie. La valeur de γ dépend de la fréquence RF, le courant de polarisation, la résistance de la charge et le niveau de puissance dont les valeurs doivent être spécifiées. Elle est particulièrement sensible au niveau de puissance qui doit être compris dans la zone régie par la loi du carré.

4.2.2 Description du circuit d'adaptation

Les méthodes qui sont utilisées pour la conception d'un simple circuit d'adaptation de charge ne sont pas applicables pour la conception des circuits d'adaptation des diodes. En effet, l'admittance de la diode est assez éloignée du centre de l'abaque de Smith et elle est très dispersée comme la montre la figure 4.3.

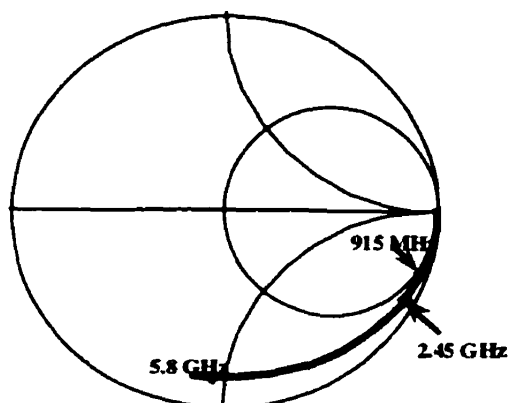
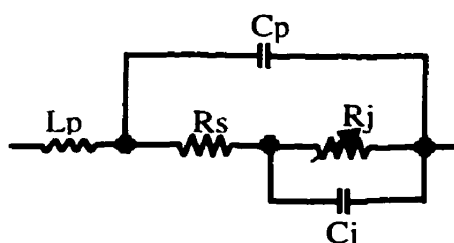


Figure 4.3: Dispersion de l'impédance de la diode Schottky (HSMS-2850).

Dans la figure 4.4, nous proposons le modèle équivalent à la diode en faible signal [9]. Dans ce schéma, on a ajouté une capacité et une inductance parasites représentant le boîtier de la diode choisie de type SOT23 en raison de son faible coût.



- L_p : Inductance du boîtier.
- C_p : Capacité du boîtier.
- R_j : Résistance de la jonction.
- R_s : Résistance série.
- C_j : Capacité de la jonction.

Figure 4.4: Circuit équivalent de la diode schottky.

Tableau 4.1: Paramètres SPICE de la diode HSMS-2850.

B_v	V	3.8
C_{in}	pF	0.12
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	3E-4
I_s	A	3E-6
N		1.06
R_s	Ω	30
M		0.5
$P_B(V_i)$	V	0.35
$P_T(XTI)$		2

La conception du circuit d'adaptation n'a pas été facile. En effet, nous étions apportées à étudier plusieurs scénarios de réalisation afin d'adopter finalement celui offrant un bilan plus intéressant que les autres.

Considérons le circuit du détecteur de la figure 4.2. Le coefficient de réflexion à l'entrée de la diode (Γ_2) varie selon la fréquence et le niveau de puissance d'entrée. Afin de réaliser une adaptation d'impédance parfaite à une fréquence donnée, on doit satisfaire la condition $\Gamma_1 = \text{conj}(\Gamma_2)$. En utilisant le circuit équivalent de la diode et ses paramètres SPICE on a pu obtenir la valeur de Γ_2 .

Un réseau d'adaptation à deux éléments donné par la figure 4.5 est suffisant pour adapter l'impédance de la diode à 50Ω à n'importe quelle fréquence. Cependant certaines considérations pratiques doivent être prises en considération telle que la largeur de ligne minimale réalisable. Certains travaux antérieurs ont proposé d'ajouter une résistance, en série ou en parallèle à l'entrée de la diode [10], afin de rapprocher son impédance au centre de l'abaque de Smith. Malheureusement ces propositions entraînent une réduction de la sensibilité du détecteur. En effet, notre but consiste non seulement à adapter l'impédance de la diode, mais de garantir une sensibilité maximale. Ceci nous a apportée à chercher une autre configuration du réseau d'adaptation qui satisfait nos deux objectifs ensemble. Cette configuration est montrée dans la figure 4.5. La simulation des circuits réalisés a été faite avec le simulateur *HP-MDS*.

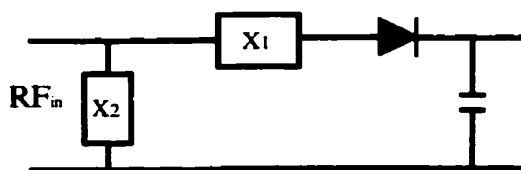


Figure 4.5: Circuit d'adaptation idéale.

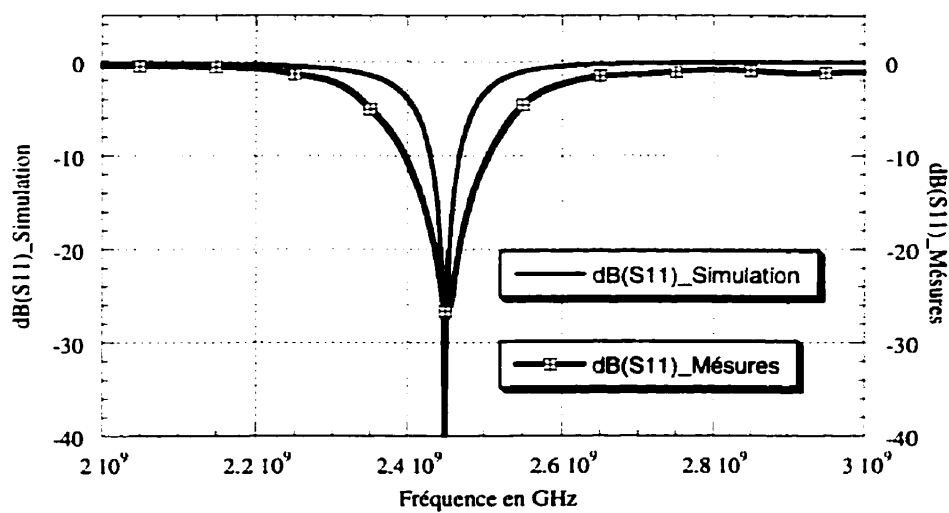


Figure 4.6: Coefficient de réflexion à l'entrée du détecteur réalisé.

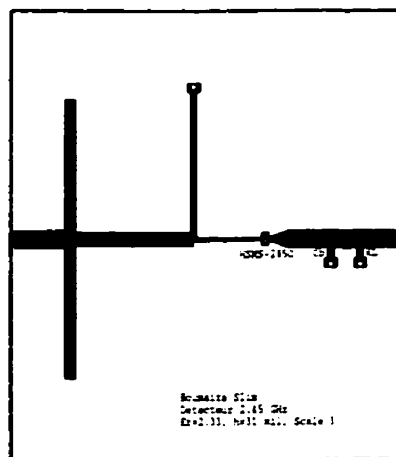


Figure 4.7: Circuit imprimé du détecteur.

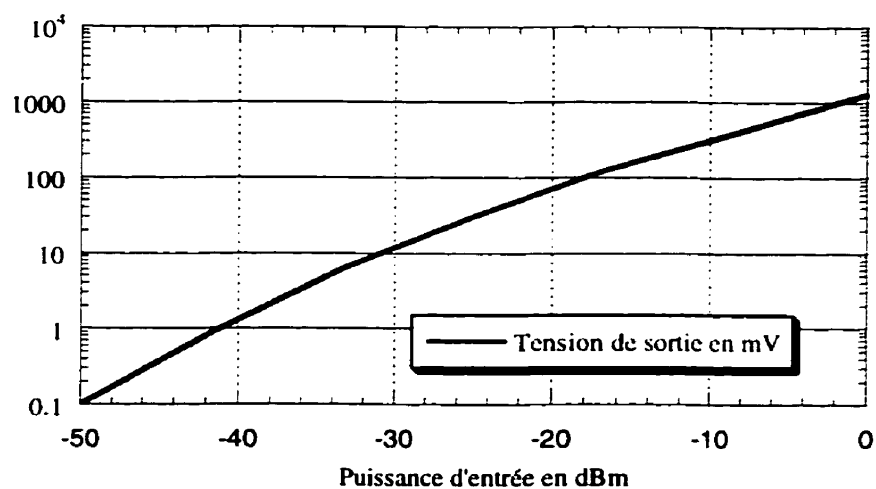


Figure 4.8: Variation mesurée de la tension de la sortie du détecteur en fonction de la puissance à l'entrée.

D'après les résultats des mesures du circuit de détection d'enveloppe réalisé, nous considérons que les objectifs visés par notre conception sont atteints. En effet, nous avons obtenu une bonne sensibilité de tension évaluée à -50dBm avec un bon coefficient de réflexion à l'entrée du détecteur. Il faut mentionner que nous étions obligés à effectuer des légères corrections sur le circuit du détecteur pour aboutir à ces résultats. Ceci est dû essentiellement au désaccord entre les modèles utilisés et le comportement réel des dispositifs retenus à savoir la diode Schottky, le trou de masse et les jonctions des lignes de transmissions.

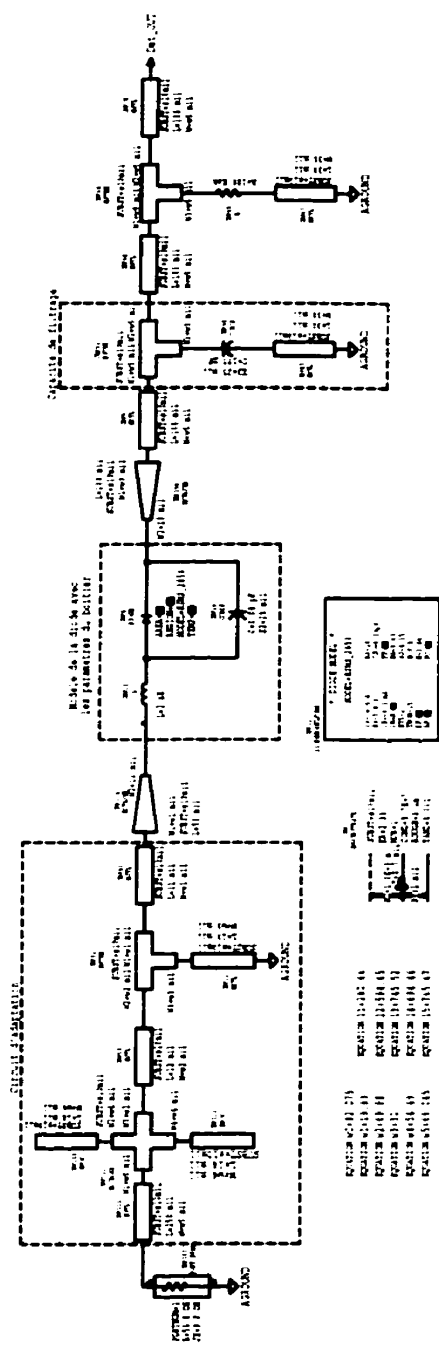


Figure 4.9 : Circuit de simulation du détecteur

4.3 Antenne d'émission/réception

Une antenne radio est une composante essentielle dans un système de communication. Elle représente un moyen pour rayonner ou recevoir une onde radio. En d'autres termes,

elle offre une transition d'une onde guidée dans une ligne de transmission à une onde qui se propage dans l'espace libre et réciproquement en cas de réception.

La plupart des systèmes de communication commercialisés exigent une antenne avec le plus bon prix possible, une petite taille et une robustesse nécessaires pour réaliser une large acceptation. L'exigence des systèmes plus réduits a poussé non seulement la technologie des circuits intégrés mais également la technologie des antennes. En effet, des antennes plus innovatrices sont de plus en plus envisageables pour remplacer les antennes simples, comme les monopoles et les réflecteurs, qui étaient utilisées partiellement parce qu'elles sont bien comprises et relativement faciles à réaliser. Parmi les nouveaux types d'antennes on distingue les antennes imprimées qui sont idéales pour les applications exigeant des produits de petites tailles, moins chers et plus futées. D'une part, elles sont très minces et peuvent se conformer à leurs supports si le substrat est flexible. D'autre part, elles sont compatibles avec la technologie des circuits intégrés dans le sens où elles peuvent se connecter directement aux circuits intégrés. D'une manière primordiale, ces antennes sont fabriquées selon la technique des circuits imprimés et par la suite elles sont à bon marché. Dans la suite, on expose la théorie des antennes imprimées et particulièrement les antennes plaquées, retenues pour réaliser l'élément rayonnant du transpondeur.

4.3.1 Étude théorique (méthode de ligne)

Avant de commencer l'analyse des antennes imprimées, il est fort intéressant de découvrir quelques aspects des lignes de transmissions micro-ruban qui sont leurs formes de base. La compréhension du comportement de ces lignes de transmission nous aide à mieux saisir les détails des antennes plaquées. La figure 4.10 montre une coupe d'une ligne micro-ruban avec un croquis approximatif de la distribution des champs transverses à la direction de propagation. Les lignes des champs vont du plan supérieur vers le plan de la masse. La plupart des lignes des champs sont concentrées à l'intérieur

du micro-ruban. Le reste s'étend à l'espace libre au-dessus du substrat. Les lignes des champs magnétiques encerclent la ligne micro-ruban et s'étendent au-dessus du substrat.

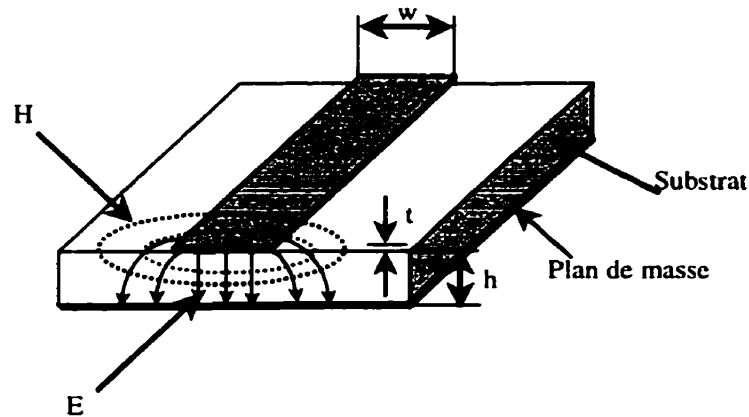


Figure 4.10: Distribution des champs dans une ligne micro ruban.

L'extension des lignes des champs au-dessus du substrat a plusieurs implications. La première est que l'onde supportée par la ligne est non-TEM. Il y a une composante longitudinale selon la direction de propagation et qui n'est pas montrée dans la figure ci-dessus. Généralement, elle est petite et peut être négligée dans un premier ordre [11]. La présence des lignes de champs E et H à l'extérieure du substrat réduit sa constante diélectrique effective. Cette dernière dépendra essentiellement de la valeur de la largeur de la ligne (w), l'épaisseur (h) et la constante diélectrique du substrat. Vu l'importance des lignes micro-ruban pour l'ingénierie, plusieurs efforts ont été mis en œuvre pour développer des expressions des paramètres d'une ligne de transmission. Les travaux de Hammerstad [12], Bahl et Garg [13] ont fourni des résultats suffisamment précis pour la modélisation de ces lignes micro-ruban. Les équations suivantes donnent les expressions de l'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne micro-ruban, de sa largeur effective et de la constante diélectrique effective en fonction de ses paramètres.

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8h}{W_e} + 0.25 \frac{W_e}{h} \right\} \text{ pour } W/h \leq 1 \quad (4.4)$$

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{rc}}} \left\{ \frac{h}{W_c} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{W_c}{h} + 1.444 \right] \right\}^{-1} \text{ pour } W/h \geq 1 \text{ où} \quad (4.5)$$

$$\frac{W_c}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25 t}{\pi h} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right] \text{ pour } W/h \leq 1/2\pi \quad (4.6)$$

$$\frac{W_c}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25 t}{\pi h} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \text{ pour } W/h \geq 1/2\pi \quad (4.7)$$

$$\epsilon_{rc} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{W}{h}\right) - C \quad (4.8)$$

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \text{ pour } W/h \leq 1 \quad (4.9)$$

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} \text{ pour } W/h \geq 1 \quad (4.10)$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{\frac{t}{h}}{\sqrt{\frac{W}{h}}} \quad (4.11)$$

Dans ces équations η_0 et ϵ_r représentent respectivement l'impédance de l'onde dans l'espace libre égale à 377Ω et la constante diélectrique du substrat. Les autres paramètres sont expliqués dans la figure 4.10. Il faut bien mentionner que ces équations ne sont valables que si les dimensions du circuit ne représentent qu'une fraction de longueur d'onde donnée par l'équation suivante:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{rc}}} \quad (4.12)$$

En pratique, une ligne de transmission n'est pas souvent droite. En effet, Il peut y avoir des changements de largeur dans le cas d'une transformation d'impédance, des courbures et des jonctions de trois ou quatre lignes dirigées selon des directions différentes. Par exemple, l'utilisation d'une ligne de longueur égale à $\lambda/4$ terminée par un circuit ouvert est souvent utilisée pour simuler un court-circuit. Les changements rapides de la géométrie des lignes de transmission sont appelés des discontinuités.

Ces discontinuités altèrent la distribution des champs magnétiques et électriques et entraînent un stockage d'énergie ou encore des radiations. Les antennes plaquées sont

basées essentiellement sur des discontinuités convenablement formées et qui sont conçues pour rayonner. Un rectangle avec une longueur d'à peu près 0.5 fois la longueur d'onde dans le diélectrique et de largeur de 0.5 à 2.0 fois est un exemple de ces antennes.

Considérons une antenne plaquée rectangulaire alimentée par une ligne comme la montre la figure 4.11. Lorsque les champs dans la ligne micro-ruban rencontrent un changement brusque de la largeur de la ligne de transmission à l'entrée de l'antenne, ils s'étendent. Ceci crée des champs aux bords de l'antenne. Après cette transition, l'antenne est vue comme une autre ligne de transmission. Les champs se propagent à travers cette ligne jusqu'au deuxième bord de l'antenne. À ce niveau, la fin brusque de la ligne crée de nouveau des champs au bord qui stockent de l'énergie. Les bords se comportent ainsi comme des capacités mises à la masse puisque les changements de la distribution du champ électrique sont plus importants que celles du champ magnétique. En conséquence de la largeur importante de l'antenne par rapport à celle d'une ligne de transmission conventionnelle, les champs aux bords rayonnent. Ce rayonnement est représenté dans le circuit équivalent par une conductance.

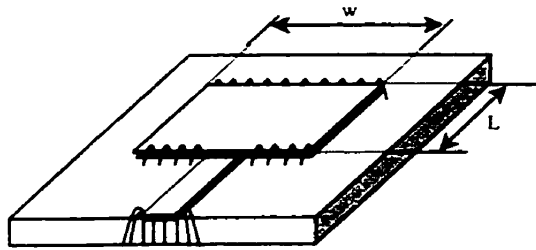


Figure 4.11: Mécanisme de radiation d'une antenne plaquée.

Un circuit équivalent de l'antenne [11] exposée ci-dessous est construit à partir des interprétations physiques mentionnées auparavant. L'admittance d'entrée de ce circuit est donnée par l'équation suivante.

$$Y_{in} = G + jB + Y_0 \frac{G + j[B + Y_0 \tan(\beta L)]}{Y_0 + j[G + B \tan(\beta L)]} \quad (4.13)$$

Où, $B = \omega C$, L est la longueur de l'antenne, β est la constante de phase de la ligne de transmission et $\omega = 2\pi f$ avec f est la fréquence de l'onde.

Lorsque la longueur L est égale à 0.5 la longueur d'onde, la susceptance de l'équation (4.13) devient négative par rapport à celle au niveau du bord d'entrée. Ainsi, l'admittance d'entrée et par conséquent l'impédance deviennent entièrement réelles. Ceci définit la fréquence d'opération de l'antenne. L'antenne est dite résonnante à cette fréquence.

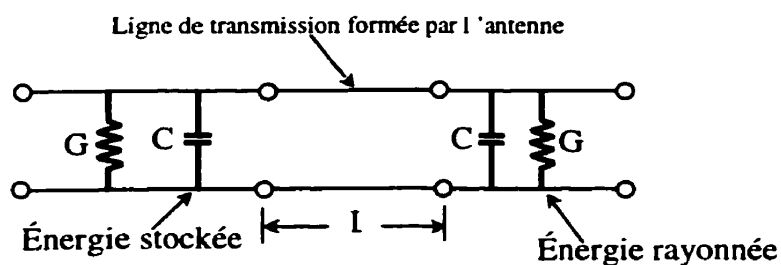


Figure 4.12: Circuit équivalent de l'antenne plaquée.

Les conductances des bords de l'antenne représentent l'énergie rayonnée par le micro-ruban. Ce rayonnement admet deux composantes, un rayonnement normal dans l'espace rencontré avec n'importe quel type d'antenne et un rayonnement causé par l'excitation des ondes de surface. Si l'épaisseur du substrat respecte la condition [14] ($k_0 \sqrt{\epsilon_r} h \leq 0.3$), le rayonnement des ondes de surface est négligeable dans un premier ordre. Pour calculer le diagramme de rayonnement de l'antenne, on la remplace par deux fentes localisées aux deux bordures rayonnantes de l'antenne. La longueur et la largeur des fentes sont respectivement la longueur de l'antenne et l'épaisseur du substrat. Les deux fentes forment un réseau à deux éléments dont le diagramme de rayonnement résultant est déterminé à partir de la connaissance de celui d'un seul élément et du facteur de réseau. Les diagrammes de rayonnement d'une seule fente dans le plan H et le plan E sont donnés par les équations suivantes [11].

$$E_{\theta} = V_o \frac{\sin[(k_o h/2)\cos(\theta)]}{(k_o h/2)\cos(\theta)} \quad (4.14)$$

$$E_{\phi} = V_o \frac{\sin[(k_o h/2)\cos(\phi)]}{(k_o h/2)\cos(\phi)} \quad (4.15)$$

Où V_o est la tension au niveau de la fente et $k_o = \frac{2\pi}{\lambda_o}$.

En introduisant le facteur de réseau de deux éléments séparés par une distance L à l'équation (4.15), on trouve le diagramme de rayonnement total de l'antenne dans le plan E données par l'équation (4.16).

$$E_{\theta} = V_o \frac{\sin[(k_o h/2)\cos(\phi)]}{(k_o h/2)\cos(\phi)} \cos\left[\frac{k_o L}{2}\cos(\phi)\right] \quad (4.16)$$

On remarque bien que la constante diélectrique du substrat ne figure pas dans l'équation (4.16). Dans la littérature [15], une méthode basée sur la réciprocité est utilisée pour inclure le substrat dans cette équation pour aboutir aux expressions suivantes.

$$E_{\theta} = V_o \frac{\sin[(k_o h/2)\cos(\phi)]}{(k_o h/2)\cos(\phi)} \cos\left[\frac{k_o L}{2}\cos(\phi)\right] F(\phi) \quad (4.17)$$

$$E_{\phi} = V_o \frac{\sin[(k_o h/2)\cos(\theta)]}{(k_o h/2)\cos(\theta)} G(\theta) \quad (4.18)$$

$$\text{Où } F(\phi) = \frac{2 \tan(\beta_1 h) \cos(\phi)}{\tan(\beta_1 h) - j \epsilon_r \cos(\phi) \sqrt{n_1(\phi)}} \quad (4.19)$$

$$G(\theta) = \frac{2 \tan(\beta_1 h)}{\tan(\beta_1 h) - j \eta_1(\theta) \sec(\theta) \sqrt{\mu_r}} \quad (4.20)$$

Avec, $\beta_1 = k_o n_1(\phi)$, $n_1(\phi) = \sqrt{\eta_1^2 - \sin^2(\phi)}$, $\eta_1 = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ et ϕ est soit égale à θ ou à ϕ .

4.3.2 Modèle de cavité de l'antenne plaquée

Les circuits résonateurs sont très utilisés dans la conception des circuits radiofréquences et micro-ondes comme les filtres et les oscillateurs. En dessous des giga-hertz, les résonateurs prennent la forme des circuits aux éléments discrets (les capacités et les inductances). En hyperfréquences, les sections fermées d'un guide d'onde rectangulaire ou cylindrique, appelées cavités, et utilisées comme résonateurs, sont les plus populaires.

Considérons maintenant le cas des antennes plaquées. Supposons que le substrat se trouve dans le plan (oxy). Une alimentation de l'antenne excite les champs électromagnétiques dans la région se trouvant entre le plan de masse et le plan supérieur. Quand l'épaisseur du substrat est beaucoup plus petite qu'une longueur d'onde, le champ électrique admet une seule composante selon l'axe (z) dirigé du plan supérieur vers le plan de masse. Le champ magnétique, dans le substrat, comporte seulement une composante transverse selon (x) et (y). Ces champs ne varient pas selon l'axe (z) car le substrat est très mince.

Une distribution de charges est établie du côté dessous de la plaque et du plan de masse. Ceci entraîne une accumulation de charges positives sous la plaque et des charges négatives sur le plan de masse. Une force d'attraction entre les deux charges tend à tenir un large pourcentage de charges entre les deux plaques. La force répulsive entre les charges positives et les charges négatives pousse certaines charges autour du bord supérieur de la plaque. Pour un substrat mince, la quantité de charges poussées est très faible. Donc, on peut supposer que le courant dans les quatre faces de l'antenne plaquée est nul. Ce qui permet de les considérer comme des conducteurs magnétiques parfaits. Ainsi, l'antenne plaquée peut être vue comme une cavité résonnante avec des conducteurs magnétiques parfaits sur les cotés et des conducteurs électriques parfaits en haut et en bas. Pour des géométries dans lesquelles les équations d'ondes sont séparables, comme les cavités rectangulaires et circulaires, la résolution de la distribution des champs électromagnétiques est directe. La détermination de la

distribution des champs et leurs amplitudes nous permettra de déterminer les paramètres de l'antenne telle que son impédance.

Considérons une cavité rectangulaire ayant des murs parfaitement conducteurs mais qui contient un diélectrique avec des pertes. Son facteur de qualité est donné par l'expression suivante.

$$Q = \frac{1}{\tan(\delta)} \quad (4.21)$$

$\tan(\delta)$ est la tangente des pertes dans le diélectrique. L'antenne présente également des pertes par radiation qui doivent être incorporées pour compléter l'analogie entre la cavité et l'antenne plaquée. L'antenne plaquée est supposée rayonner par ses bordures. Dans ce cas, on considère tous les bords puisque les champs sont déterminés partout dans l'antenne. Les champs aux bords sont déterminés par l'équation 4.22 en l'évaluant aux frontières. Ces champs servent comme des sources de rayonnement et ils sont utilisés pour déterminer le patron de rayonnement en champ lointain.

$$E_z(x, y) = jI_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} k \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x, y) \psi_{mn}(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \quad (4.22)$$

avec I_0 est l'amplitude du courant de l'alimentation, $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$, $k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon}$, (x_0, y_0) sont les coordonnées du point d'alimentation, $k_{mn}^2 = k_m^2 + k_n^2$, G_{mn} est l'amplitude du coefficient relié à la géométrie de l'alimentation,

$$\psi_{mn} = \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{WL}} \cos(k_n x) \cos(k_m y) \quad (4.23)$$

$$\text{et } \chi_{mn} = \begin{cases} 1, & m=0 \text{ et } n=0 \\ \sqrt{2}, & m \neq 0 \text{ et } n=0 \\ 2, & m \neq 0 \text{ et } n \neq 0 \end{cases} \quad (4.24)$$

L'intégration du vecteur de *Poynting* en champs lointain sur un hémisphère entourant l'antenne permet de déterminer la puissance rayonnée par celle-ci. Si l'épaisseur du

substrat est très fine et sa constante diélectrique est faible, il est possible d'obtenir une approximation de puissance attribuable aux ondes surfaciques (P_{sur}). L'énergie stockée (W_e) dans l'antenne peut être évaluée en utilisant l'expression du champ de l'équation 4.22.

$$W_e = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r \iiint |E_z(x, y)|^2 dV \quad (4.25)$$

L'intégration de l'équation 4.25 est calculée sur tout le volume de l'antenne. En tenant compte des différents phénomènes qui surgissent dans le cas d'une antenne plaquée son facteur de qualité total devient [16] :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_{sur}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (4.26)$$

avec Q_r le facteur de radiation, P_{rad} est la puissance rayonnée.

$$Q_r = \frac{2\pi f W_e}{P_{rad}} \quad (4.27)$$

avec Q_{sur} le facteur du à l'onde surfacique,

$$Q_{sur} = \frac{2\pi f W_e}{P_{sur}} \quad (4.28)$$

Les autres contributions dans le facteur de qualité de l'antenne sont les pertes du diélectrique et des conducteurs. Ces pertes sont indépendantes de la forme de l'antenne si le substrat est fin.

$$Q_c = h \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} \quad (4.29)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan(\delta)} \quad (4.30)$$

Avec σ est la conductivité du métal de l'antenne et $\tan(\delta)$ est la tangente de la perte du diélectrique.

Ainsi on a pu déterminer l'expression du facteur de qualité de l'antenne plaquée. Or, notre objective est principalement la détermination de son impédance d'entrée. Donc il

nous manque l'équation qui relie le facteur de qualité et l'impédance de l'antenne. Celle-ci est donnée par l'expression suivante [11].

$$Z_{in} = -j\omega\mu_0 h \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Psi_{2mn}(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \quad (4.31)$$

Avec $k^2 = \epsilon_r [1 - j(1/Q)] \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$.

4.3.3 Polarisation de l'antenne

La polarisation d'une antenne est déterminée par celle de l'onde radiée dans une direction donnée. La pointe du vecteur du champ électrique instantané trace dans le temps une figure. On réfère à ce phénomène simplement la polarisation du champ électrique. La figure est généralement une ellipse qui présente des cas particuliers. Si le chemin du vecteur de champ électrique suit une ligne, l'antenne est dite linéairement polarisée. Si le vecteur champ électrique demeure constant en longueur mais tourne selon un cercle, elle est dite à polarisation circulaire. La fréquence radiale de rotation est ω et se produit dans une des deux directions. Dans le cas de l'antenne plaquée du transpondeur, on a adopté la polarisation linéaire. La polarisation circulaire est préférée pour l'antenne du lecteur (pour plus de détails voir le chapitre suivant).

4.3.4 Conception de l'antenne

Pour concevoir une antenne plaquée, la première étape consiste à choisir le substrat. Pour notre cas, nous avons choisi le *RT/Duroid* ayant une constante diélectrique $\epsilon_r = 2.33$ et d'épaisseur 0.7874 mm. Ceci nous a permis de passer à la deuxième étape, celle du choix de type d'alimentation. Dans la figure 4.13, on présente deux méthodes d'alimentation directe.

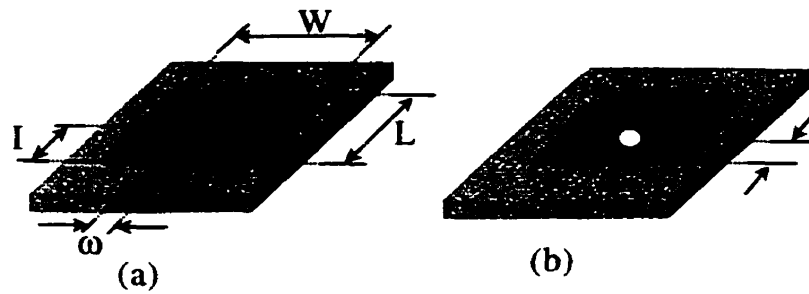


Figure 4.13: Les deux méthodes d'alimentation directe des antennes plaquées.

Dans la figure 4.13 (a) une ligne de transmission alimente l'antenne. Cette ligne peut être soit à l'extrémité de l'antenne ou à l'intérieure. La valeur de la distance I est choisie d'une manière telle qu'on assure l'adaptation de l'impédance de l'antenne à celle de la ligne d'alimentation. Si la ligne est fixée au bord de l'antenne, on doit utiliser un transformateur d'impédance pour établir l'adaptation. L'antenne peut être alimentée à travers une probe comme on l'aperçoit dans la figure 4.13 (b). La probe peut être un conducteur central d'un câble coaxial. Cette méthode d'alimentation est facilement introduite pour adapter l'antenne en minimisant les radiations de la probe. Nous avons choisi la configuration (a) de la figure 4.13 car elle économise de l'espace en évitant un circuit d'adaptation de l'antenne. En plus, elle est la moins chère et la plus simple car elle rend l'antenne une seule structure imprimée. Les dimensions de l'antenne sont déterminées par la condition de résonance. Ceci survient lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne est purement réelle. La procédure de la conception a été concentrée sur la recherche de la longueur propre de l'antenne et l'ajustement de sa largeur et la valeur de distance d'entrée de la ligne d'alimentation pour obtenir l'impédance d'entrée désirée. Nous avons utilisé le simulateur *HP-Momentum* pour simuler l'antenne avant de passer à la réalisation. La figure 4.14 identifie les dimensions de l'antenne réalisée.

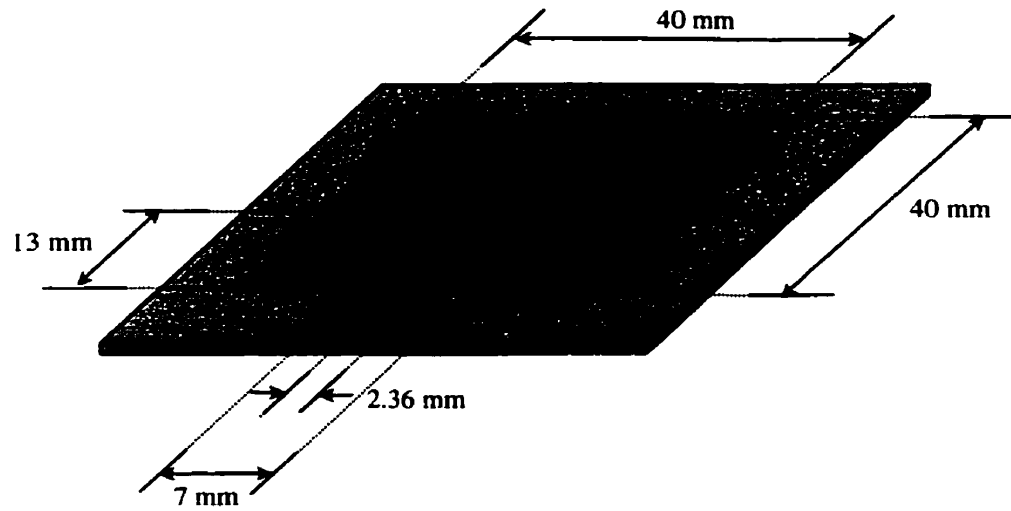


Figure 4.14 : Dimensions de l'antenne réalisée.

La figure 4.15 révèle une conformité entre les résultats de la simulation sur *HP-Momentum* et celle du circuit réalisé du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne à polarisation linéaire.

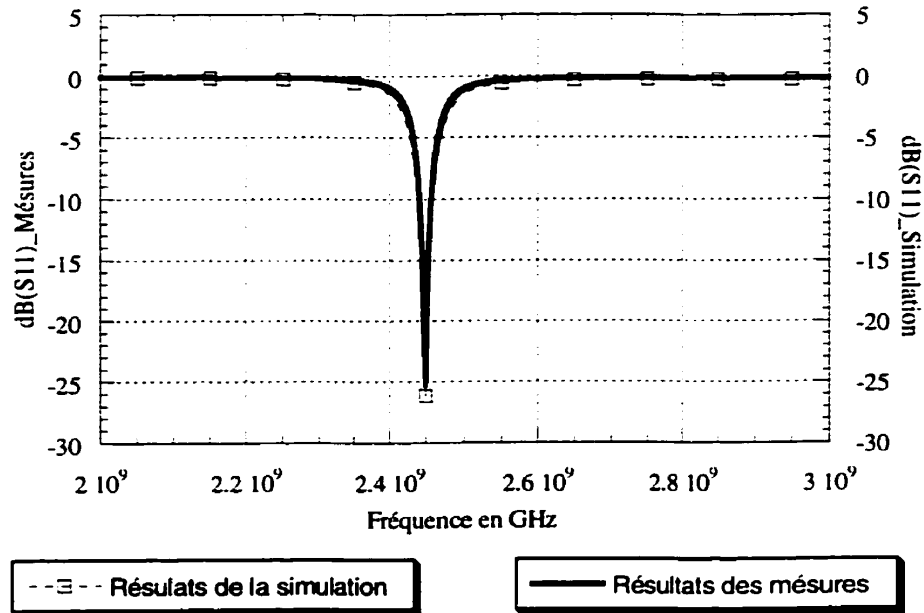


Figure 4.15: Résultats de la simulation et de mesure de l'antenne plaquée.

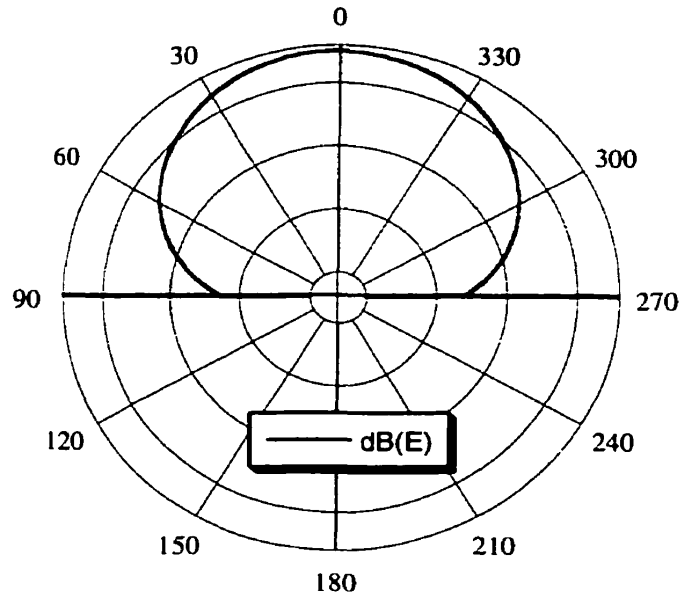


Figure 4.16: Diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne plaquée.

La figure 4.16 est élaborée à partir des mesures du diagramme du rayonnement de l'antenne qui se sont déroulées dans la chambre anechoïde au laboratoire. La largeur du faisceau principal mesurée de cette antenne est égale à 106° .

4.4 Circuit de modulation

Pour répondre aux principales spécifications, notamment un faible coût, une faible taille et une consommation minimale d'énergie, nous étions apporter à choisir une architecture du modulateur qui minimise le nombre de composantes toutes en garantissant les fonctionnalités demandées. De ce fait, nos attentions sont particulièrement concentrées sur la technique de modulation à employer pour transmettre les informations du transpondeur vers l'interrogateur. Chose certaine, il n'est pas question d'utiliser une source radio dans le transpondeur. En conséquence, nous avons opté pour une technique de modulation qui nous permet de se servir de la source RF du lecteur comme un

oscillateur local dans le transpondeur. Cette technique s'appelle le "*backscattring modulation*" (*MBS*) qui est basée sur la variation de la réflectivité des antennes. Elle utilise une unité de radar modifiée.

Il y a toute une variété d'approches de modulation *MBS* mises en œuvre pour émettre les informations du transpondeur vers l'interrogateur. Dans certain cas, le modulateur génère un signal modulé en amplitude à une fréquence intermédiaire f_2 . Si la source génère une porteuse radio à une fréquence f_1 , alors le récepteur du lecteur recevra un signal dont le spectre s'étale de $f_1 - f_2$ à $f_1 + f_2$ et il filtre le signal en dehors de cette bande. Une autre approche consiste à générer deux sous porteuses à deux fréquences intermédiaires différentes. L'information peut être transmise en utilisant la technique de la modulation par décalage de fréquence (*FSK*) en commutant la fréquence de la porteuse à l'une des deux sous-porteuses disponibles. Les autres techniques de modulation sont possibles telle que, la modulation de phase (*BPSK*, *QPSK*).

Dans notre cas, nous utilisons un modulateur à base de diode PIN. Le signal modulant qui est un signal binaire, où le "1" logique est représenté par 2.7V, et le "0" est identifié par 0V, est connecté à la branche de polarisation de la diode. Ceci nous a permis de moduler la réflectivité de l'antenne en modulant sa charge.

4.4.1 Propriétés des diodes PIN

La propriété la plus importante des diodes PIN est le fait que sous certaines circonstances elles se comportent comme une résistance pure. Sa valeur peut aller approximativement de 1Ω à $10k\Omega$ en utilisant un courant de contrôle à basse fréquence. Quand le courant de contrôle est continuellement variable, la diode peut servir à moduler l'amplitude d'un signal RF. Si le courant est discret, en commutant entre la position *ON* et la position *OFF*, la diode est utile pour la réalisation d'un commutateur, d'un atténuateur ou une modulation pulsée.

☛ Caractéristiques de la diode PIN :

Une diode PIN est un semi-conducteur à base de silicium qui consiste à une couche de matériaux intrinsèques d'une grande résistivité occupant une surface et une épaisseur finies et contenue entre deux matériaux fortement dopés de type p et n. Quand la diode est polarisée en mode direct, les charges sont injectées dans la région intrinsèque. Ces charges sont des trous ou des électrons de vie finie avant la recombinaison. La densité des charges dans la région intrinsèque et sa géométrie déterminent la conductance de la diode. Tandis que la durée de vie τ fixe la limite de fréquence basse des applications utiles. La conductance de la diode est également proportionnelle à la quantité de charges stockées (Q_d) qui dépend à son tour du courant dans la diode (I_d) selon l'équation suivante.

$$I_d = \frac{dQ_d}{dt} + \frac{Q_d}{\tau} \quad (4.32)$$

Si la diode est polarisée avec un courant constant, les charges stockées seront constantes et on a

$$I_d = \frac{Q_d}{\tau} \quad (4.33)$$

Si la polarisation est composée de deux composantes, l'une consiste à un courant constant et l'autre un signal variable dans le temps, alors la composante DC des charges stockées va être modulée par la présence d'une composante AC. Le degré de modulation dépend du niveau relatif des deux charges et la fréquence du signal variable. La valeur de la durée de vie τ de la diode est déterminée par la conception. Elle est généralement comprise dans l'intervalle [0.005 μ secs, 3 μ secs]. La valeur de τ détermine la fréquence ($f_c = 1/2\pi\tau$) du signal variable au-dessous de laquelle le signal admet approximativement le même effet qu'un signal DC et la diode agit comme une diode à jonction PN.

☛ Circuit équivalent de la diode PIN :

La dépendance du circuit équivalent de la diode de la fréquence du signal modulant est due à son comportement cité dans le paragraphe précédent. Pour les fréquences inférieures à f_c , le circuit équivalent de la diode est donné dans la figure 4.17 [17].

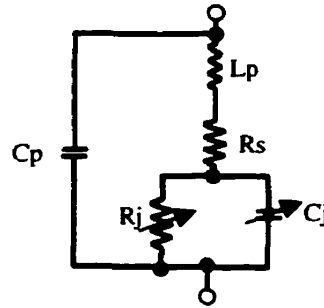


Figure 4.17: Circuit équivalent à basse fréquence de la diode PIN.

Où

- L_p = inductance du boîtier.
- C_p = capacité du boîtier.
- R_s = résistance série.
- C_j = Capacité de la jonction.
- $R_j \cong \frac{nkT}{qI_{dc}}$ = résistance de la jonction.
- I_{dc} = courant de polarisation DC.

À haute fréquence, le circuit équivalent de la diode est donnée par la figure 4.18.

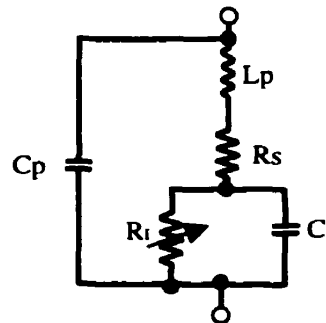


Figure 4.18: Circuit équivalent de la diode à haute fréquence de la diode PIN.

Dans la figure 4.18 L_p , C_p et R_s sont les mêmes que celles de la figure précédente. C_i représente la capacité de la région intrinsèque de diode. Elle est constante et dépend seulement de la géométrie de la région intrinsèque. L'élément R_i représente la résistance RF effective de la région intrinsèque.

• Caractéristique de la résistance RF (R_i):

Bien que la diode PIN soit un dispositif à deux terminaux, elle se comporte essentiellement comme dispositif deux portes. La caractéristique de transfert de ce dispositif non-conventionnel est gouvernée par la résistance R_i qui est donnée par l'expression suivante.

$$R_i = K / I_{dc}^x \quad (4.34)$$

Les valeurs de K et x sont déterminées empiriquement pour chaque diode. Pour une diode spécifique, la valeur de x est constante. La valeur de K et par la suite celle de R_i dépend de la fabrication. Elle peut varier d'une diode à une autre d'un facteur de 3. Dans la figure 4.19, on montre la courbe typique de la variation de la résistance RF d'une diode PIN en fonction du courant de polarisation.

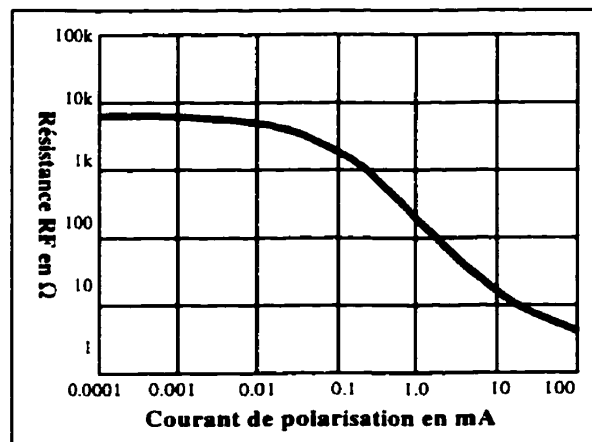


Figure 4.19: Courbe de la variation de R_i vs I_{dc} .

4.4.2 Conception du modulateur

Lors de la conception du modulateur nous étions appelés à chercher un modèle SPICE précis de la diode susceptible de garantir un comportement fidèle à la réalité. Malheureusement, le modèle SPICE standard ne peut pas imiter la résistance R_F sous différentes conditions de polarisations. Pour palier à ce problème, Loe Walston [18] a proposé des macros modèles, incluant un noyau qui simule la diode, à partir desquels on a pu fournir un nouveau circuit équivalent de la diode. Dans ce circuit, la résistance R_S de la figure 4.18 a été remplacée par les résistances R_{min} , R_{max} et R_{var} . Ces trois résistances sont étrangères au modèle SPICE de la diode.

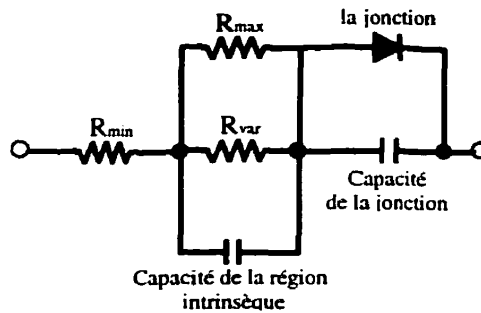


Figure 4.20: Macro modèle de la diode PIN.

La capacité de la jonction qui se comporte comme un court-circuit à hautes fréquences permet aux trois résistances de composer la résistance R_F de la diode. R_{min} et R_{max} représentent respectivement la valeur minimale et maximale de la résistance R_F . R_{var} est une résistance variant de zéro à l'infini, inversement proportionnelle au courant de polarisation DC. Pour construire la macro modèle de la diode nous étions appelés à utiliser les données du constructeur. Les données associées à la diode HSMP489B de Hewlett Packard sont présentées dans le tableau suivant.

Tableau 4.2: Paramètre du macro modèle de la diode PIN.

K_r		1
C_1	pF	0.05
T_j	°C	25
V_{br}	V	150
I_s	A	3.6E-10
N		1.7
R_{min}	Ω	1
R_{max}	Ω	5000
TT	ns	100
A_r		0.1

☛ Circuit du modulateur :

Le circuit de modulation utilise la porteuse non modulée, reçue par l'antenne de transpondeur, comme un oscillateur local. Le signal modulant étant un signal carré à une fréquence intermédiaire f_c , est utilisé comme signal de polarisation de la diode PIN. Ainsi, la résistance RF de la diode et par conséquent l'impédance d'entrée du modulateur, commute entre deux valeurs distinctes qui correspondent aux deux états du signal carré. Si l'état du signal modulant est proche de 0V, alors le courant de polarisation de la diode sera presque nul. Par conséquent, l'impédance d'entrée du circuit modulateur atteindra sa valeur maximale (5000k Ω). Ainsi, le modulateur réfléchira une faible proportion de l'onde porteuse et il se comporte comme une ligne en transmettant le signal RF à la sortie 2 du circuit (connectée directement au détecteur d'enveloppe). D'ailleurs, en l'absence d'une communication avec le lecteur ou pendant les opérations de réception la diode demeure non polarisée afin de permettre au signal reçu d'atteindre le démodulateur. Si le signal modulant est à l'état haut (2.7V), le courant de polarisation atteindra sa valeur maximale. Par la suite, la résistance RF de la diode prend sa valeur minimale (10 Ω). Le coefficient de réflexion à l'entrée du modulateur se rapproche de 1.

Ainsi, une grande proportion de la porteuse reçue sera réfléchiée par le modulateur. Le signal à la sortie du modulateur sera modulé en amplitude comme la montre la figure 4.21. Le circuit a été simulé et optimisé en utilisant le simulateur micro-onde *MDS de Hewlett Packard*.

Tableau 4.3 : Impédance d'entrée du modulateur pour deux points de polarisation ($V_p=0V$, $V_p=2.7V$).

Tension de polarisation	T.O.S	dB(S21)
0V	1.36	-0.59
2.7V	4.44	-2.69

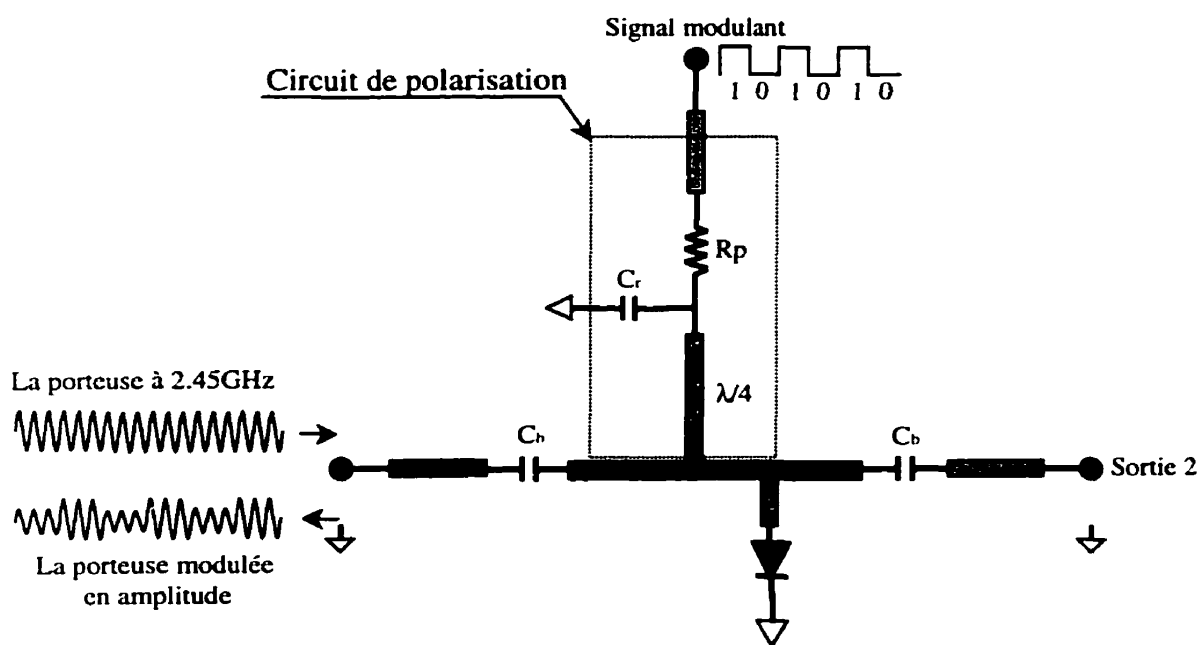


Figure 4.21: Circuit du modulateur MBS.

4.5 Conclusion

Au présent chapitre, nous avons exposé la conception des différentes fonctions du transpondeur à savoir:

- Un détecteur d'enveloppe à base de diode Schottky sans polarisation est utilisé pour la démodulation du signal d'interrogation envoyé par le lecteur.
- Un modulateur utilisant une diode PIN a été employé pour la réalisation de la fonction de modulation qui est reposée sur la technique de modulation de la réflectivité de l'antenne d'émission/réception.
- Une antenne plaquée ayant une polarisation linéaire constitue l'élément rayonnant du transpondeur.

Dans le sixième chapitre, nous proposerons les tests effectués pour l'évaluation des performances du transpondeur réalisé.

CHAPITRE V

CONCEPTION DU LECTEUR

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, on procède à une explication des détails de la conception du lecteur. On s'intéresse essentiellement aux deux antennes, dont l'une en émission et l'autre en réception, au démodulateur et de ses composantes et enfin à l'étage de la mise en forme des signaux reçus à basse fréquence.

5.2 Antenne plaquée à polarisation circulaire

Une antenne à polarisation circulaire est souvent souhaitable puisqu'il est généralement difficile de savoir à l'avance l'orientation exigée de l'antenne quand la polarisation linéaire est utilisée. En plus, les antennes à polarisation circulaire rendent les systèmes plus conviviaux à utiliser en évitant la nécessité d'une orientation dépendante de la polarisation de celles-ci. Elle permet également la maximisation du signal reçu et la réduction des effets des chemins multiples. En plus de ces avantages, ce type de polarisation, dans notre cas, garanti une immunité contre les réflexions attribuables aux surfaces métalliques environnantes. En effet, en choisissant d'envoyer une onde polarisée à gauche en émission, l'utilisation d'une antenne de même type de polarisation à la réception permet d'éviter les ondes réfléchies par les surfaces métalliques puisqu'elles entraînent une inversion de la polarisation de l'onde.

La conception d'une antenne à polarisation circulaire peut être faite selon plusieurs méthodes. La première approche permet d'obtenir une polarisation circulaire en utilisant deux points d'alimentation, dans deux côtés adjacents de l'antenne plaquée, ayant la même amplitude et déphasés de 90 degrés. La deuxième approche modifie la forme de l'antenne plaquée afin de produire une antenne qui rayonne une onde circulairement polarisée en utilisant un seul point d'alimentation. Cette modification de la forme de l'antenne entraîne une petite perturbation qui excite les deux modes orthogonaux. Dans la figure suivante on propose les deux types de perturbations les plus utilisés.

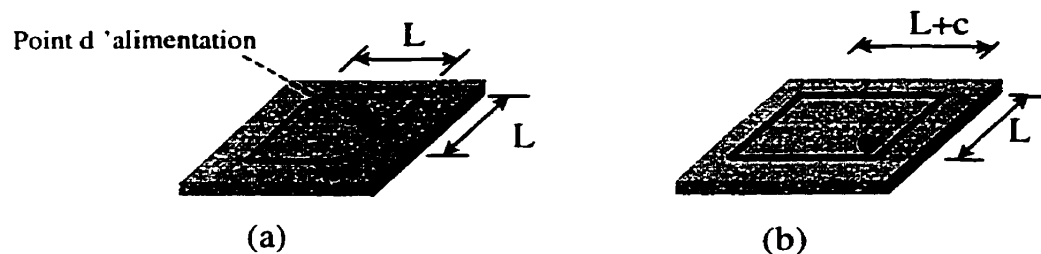


Figure 5.1: Les deux méthodes de perturbation pour l'obtention de la polarisation circulaire. a) Perturbation par troncature. b) Antenne plaquée presque carrée.

Dans la figure 5.1 (a), l'antenne plaquée est carrée à l'exception des deux coins opposés tronqués. Elle est alimentée à l'un de ces quatre côtés. Si elle est alimentée du côté montré dans la figure ci-dessus, elle est polarisée à droite. Quand elle est alimentée par l'autre côté perpendiculaire, elle devient polarisée à gauche. L'antenne de la figure 5.1 (b) a un côté légèrement plus long que l'autre formant ainsi une forme presque carrée. L'alimentation se fait sur la diagonale. Comme le montre la figure 5.1, l'antenne est polarisée à droite. La polarisation à gauche est obtenue en l'alimentant par l'autre diagonale.

Le signal injecté par la ligne d'alimentation tend à se propager dans une seule direction guidée par la ligne de transmission formée par l'antenne plaquée. D'une façon

approximative, la perturbation modifie le mode original et crée deux nouveaux modes orthogonaux. Pour aboutir à une polarisation circulaire, il faut que les deux modes aient la même amplitude et soient déphasés de 90 degrés. La position de la ligne d'alimentation au centre d'un des cotés du rectangle permet d'avoir l'égalité des amplitudes des deux modes. La création d'un déphasage de 90 degrés entre les deux modes est due à deux raisons. La première est la position de la ligne d'alimentation et le deuxième facteur est la taille de la perturbation.

La référence [11] propose une analyse de l'antenne, présentée dans la figure 5.1(a), pour la détermination de l'expression de la taille de la perturbation qui s'avère liée au facteur de qualité de l'antenne (Q).

$$\frac{\Delta s}{S} = \frac{1}{2Q} \quad (5.1)$$

Où Δs est la surface de la perturbation et S est la surface de l'antenne plaquée. Si la longueur de l'antenne plaquée est L , alors $S=L^2$ et $c=\sqrt{\Delta s}$ (figure 5.1). Dans ce qui suit, on note les deux fréquences de résonance des deux nouveaux modes par f_a et f_b . Ces deux fréquences dépendent de la surface de perturbation comme les montres les deux équations suivantes.

$$f_a = f_0 \left[1 - \frac{2\Delta s}{S} \right] \text{ et } f_b = f_0 \quad (5.2)$$

Où f_0 est la fréquence de résonance de l'antenne non perturbée. La condition de la polarisation circulaire se produit à la moyenne arithmétique de ces deux fréquences de résonance. Ainsi, pendant la conception d'une antenne à polarisation circulaire à une fréquence donnée, on doit commencer par une antenne carrée dont les dimensions sont légèrement plus faibles que celles de l'antenne linéairement polarisée.

Pour la synthèse de l'antenne à polarisation circulaire nous avons utilisé le simulateur *HP MOMENTUM*. Le substrat qu'on s'est servi est le *RT/Duroid* avec $\epsilon_r=2.33$ et l'épaisseur est 0.508 mm. Pour assurer l'adaptation de l'impédance de l'antenne à 50Ω , nous avons utilisé une ligne de longueur $L=\lambda/4$ (22.33 mm) avec une impédance caractéristique Z_1 .

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 * Z_a} \quad (5.3)$$

Pour $Z_0=50\Omega$ et $Z_2=115.5 \Omega$, on a $Z_1=76 \Omega$.

La largeur de bande de l'antenne à polarisation circulaire à 3dB est égale à 0.7%. La valeur du facteur qualité correspondant est 142.

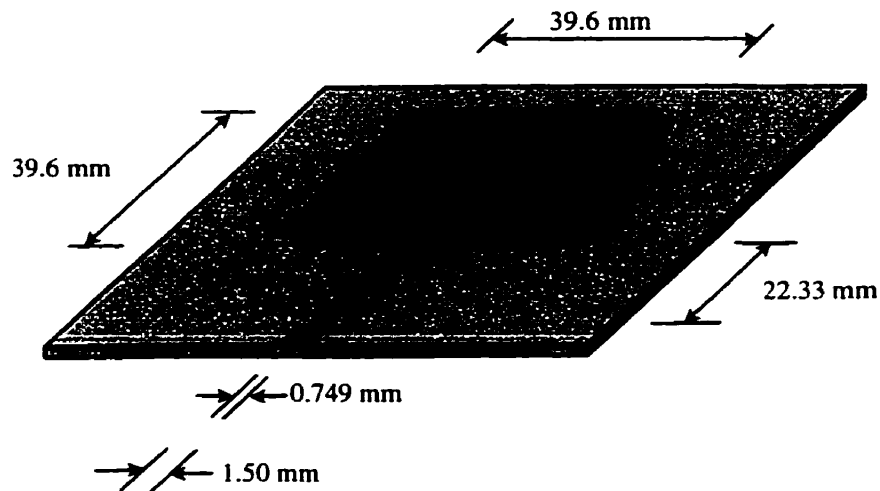


Figure 5.2: Dimensions de l'antenne plaquée à polarisation circulaire réalisée.

Dans la suite, on présente les figures des résultats des mesures de l'antenne plaquée à polarisation circulaire réalisée et celles issues des simulations.

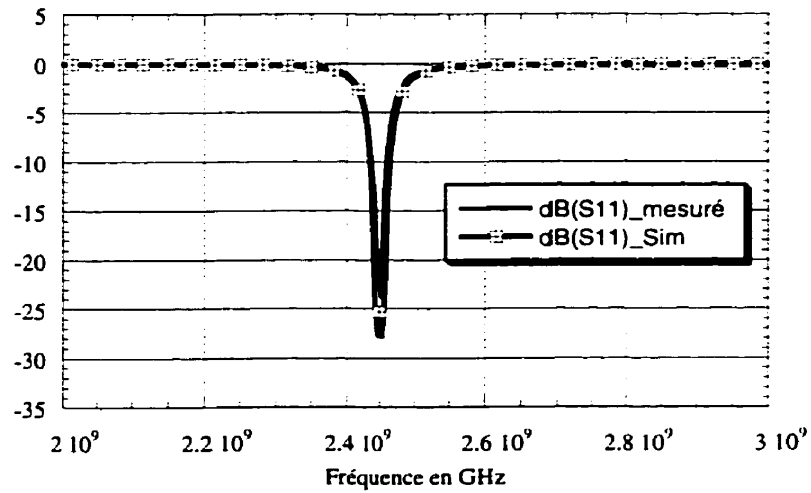


Figure 5.3 : Résultats des mesures et de simulation du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

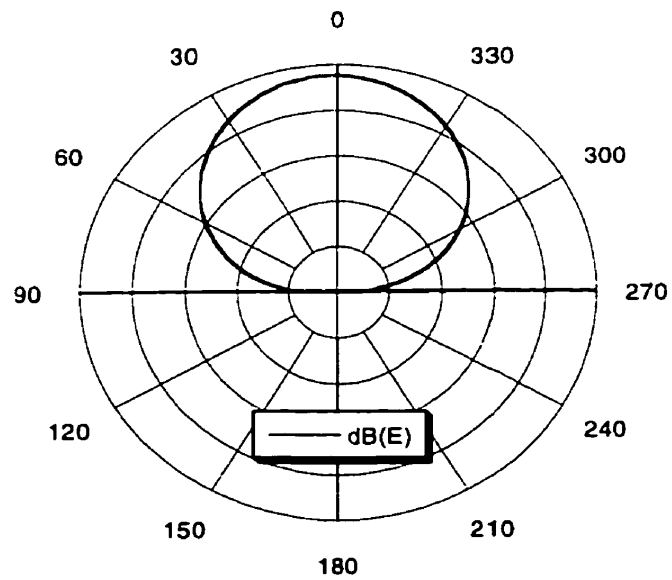


Figure 5.4: Diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne plaquée à polarisation circulaire réalisée.

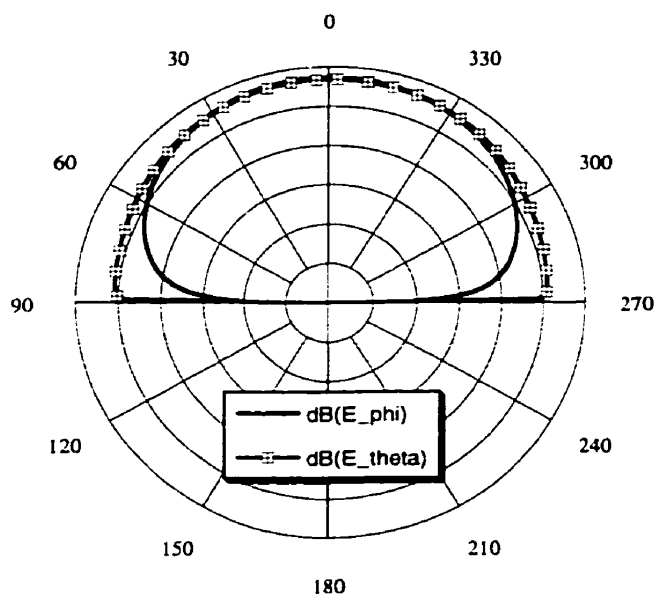


Figure 5.5 : Diagramme de rayonnement issu de la simulation de l'antenne plaquée à polarisation circulaire.

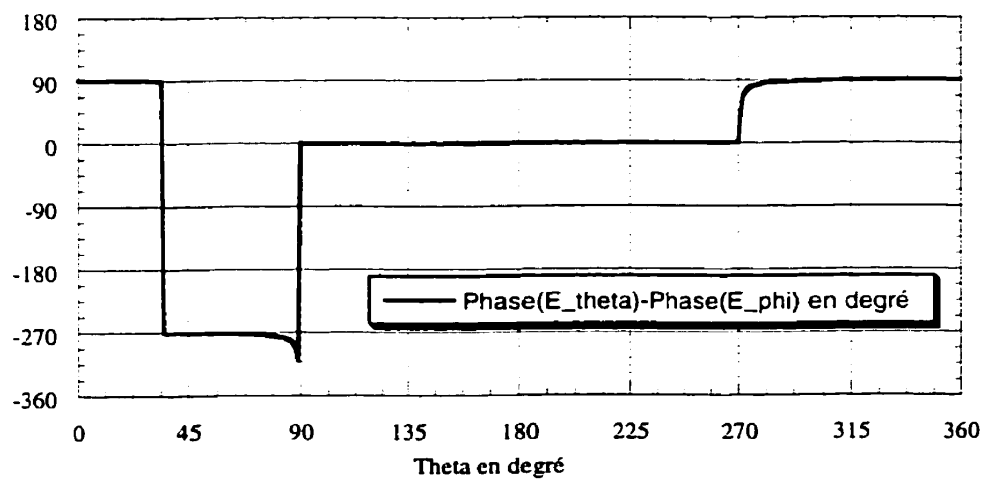


Figure 5.6 : Déphasage entre les deux modes dans l'antenne à polarisation circulaire.

La figure 5.3 prouve une conformité entre les résultats des simulations et des mesures du coefficient de réflexion de l'entrée de l'antenne. La mesure du diagramme du rayonnement de la figure 5.4 s'est déroulée dans la chambre anhoïde grâce au système

automatisé disponible au laboratoire. La figure 5.5 confirme que la première condition de la polarisation circulaire à savoir, les amplitudes des deux modes excités dans l'antenne plaquée doivent être égales, est satisfaite seulement sur un intervalle de θ qui s'étale de -40 degrés à $+40$ degrés. La condition de déphasage 90 degrés entre les deux modes est également vérifiée dans la figure 5.6 au même intervalle de l'angle θ .

Dans la référence [19], l'auteur a proposé une expression du rapport axial permettant de mesurer la qualité de la polarisation circulaire d'une antenne quelconque.

$$AR = \frac{E_x^2 + E_y^2 + [E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\theta)]^{1/2}}{E_x^2 + E_y^2 - [E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\theta)]^{1/2}} \quad (5.4)$$

Avec θ est le déphasage entre les deux modes. E_x et E_y sont les champs électriques de chaque mode excité. La valeur calculée de AR à la fréquence 2.45 GHz est 0.44 dB. Cette valeur est assez bonne, puisqu'elle est à l'intérieur de l'intervalle $[0\text{dB}, 3\text{dB}]$ proposée dans [19] comme étant la limite d'acceptation d'une polarisation circulaire. La figure 5.7 présente la variation de rapport axial en fonction de la fréquence afin de déterminer la largeur de la bande où les conditions d'une polarisation circulaire sont satisfaites. Cette bande est égale à 0.4% autour de la fréquence d'opération.

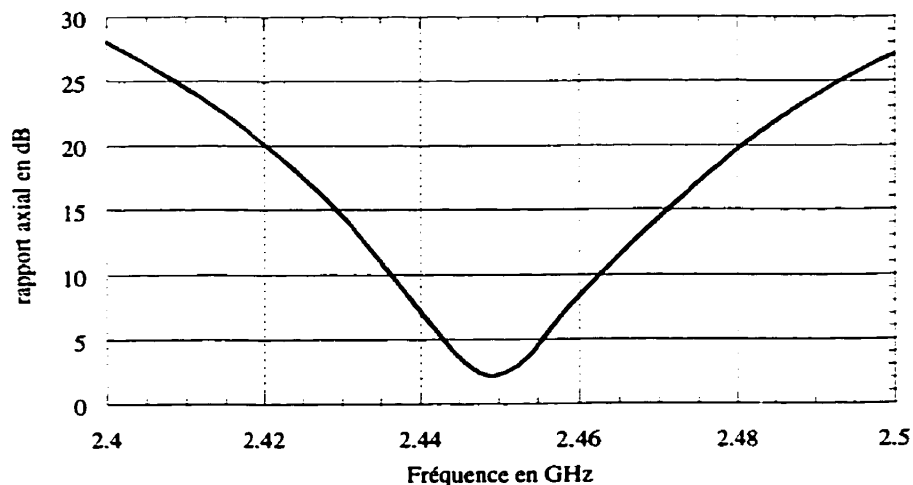


Figure 5.7 : Courbe de la variation du rapport axial en fonction de la fréquence.

5.3 Démodulateur quadratique

Le circuit de démodulation assure le traitement du signal reçu par le lecteur afin d'extraire les informations issues du transpondeur. Pour ce faire nous avons choisi la démodulation cohérente. L'avantage de cette technique de démodulation est que la largeur de bande du système peut être réduite à celle requise à la communication de l'information seulement. Ceci permet un meilleur rejet du bruit. L'utilisation de la détection cohérente élimine aussi le besoin d'un contrôle strict de la fréquence de la porteuse, prévoyant l'utilisation des dispositifs de génération de porteuse plus simples et à prix réduit.

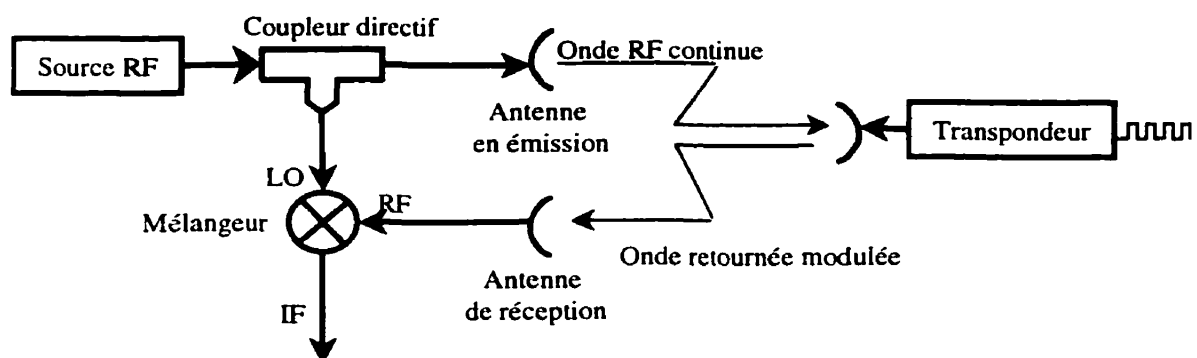


Figure 5.8 : Récepteur à un seul mélangeur.

La figure 5.8 montre le chemin du signal RF dans une forme simplifiée. La porteuse RF issue d'une source RF est envoyée à partir de l'antenne d'émission. Elle traverse le support de transmission vers l'antenne du transpondeur, duquel un signal modulé est reflété de nouveau à l'antenne de réception. Le signal reçu est passé à travers un mélangeur, où il est mélangé à une proportion de la porteuse issue de la source RF, alimentant le port LO du mélangeur.

La sortie du mélangeur, habituellement désigné IF ou la sortie à la fréquence intermédiaire dans la pratique des récepteurs, est la reproduction du signal employé pour moduler le signal RF du transpondeur et contient donc l'information envoyée.

Cependant, l'amplitude et la phase de ce signal de modulation sont affectées par la distance que le signal RF traverse en allant de l'antenne de transmission au transpondeur et de nouveau à l'antenne de réception comprenant également les distances dans la connexion de l'antenne aux mélangeurs. Comme cette distance change, la phase relative du signal de l'entrée RF du mélangeur change. Un inconvénient particulier de ceci est que les entrées RF et LO peuvent avoir des phases en quadrature et, en conséquence la sortie de mélangeur sera nulle. Ceci est particulièrement désavantageux quand le transpondeur est en mouvement relativement à l'antenne de l'émission/réception et réciproquement, puisque le signal du récepteur peut lâcher et entraîne ainsi la perte de l'information. Ce phénomène est appelé aussi l'effet d'interféromètre puisque son principe est similaire à celui d'un interféromètre. La figure suivante montre comment l'amplitude et la phase de la sortie IF du mélangeur varient en fonction de la distance entre les antennes en communication.

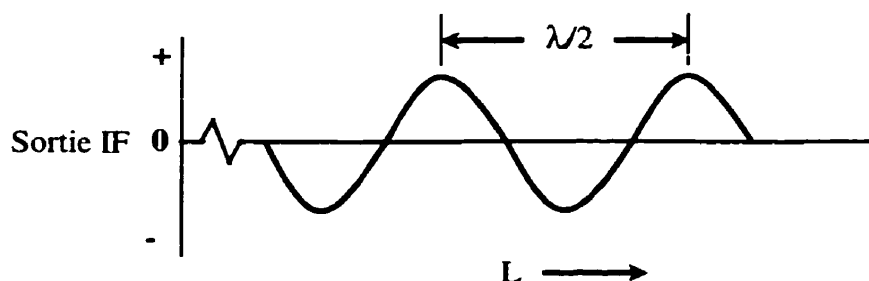


Figure 5.9 : Variation de la sortie IF en fonction de la distance.

Le schéma 5.10 montre la solution adoptée pour enlever l'effet d'interféromètre du schéma 5.8 et 5.9 et pour rendre la réception de signal, à partir du transpondeur, indépendante de la distance entre les antennes.

Dans cette nouvelle configuration, nous utilisons deux mélangeurs au lieu d'un seul commun dans la plupart des systèmes de réception. Nous nous sommes servis d'un hybride 90° afin de diviser la portion de l'onde RF continue issue de la source RF tout en ayant une différence de phase de 90° entre ses deux sorties. Ce déphasage nous assure

qu'il y a une différence de 90° entre les phases des entrées LO des deux mélangeurs. Alternativement ce déphasage a pu être présenté dans l'entrée RF d'un des mélangeurs. Ainsi, si les rapports de phase sont tels que la sortie d'un mélangeur est nulle, la sortie du deuxième mélangeur est maximale et réciproquement. Donc il y aura toujours une sortie d'un mélangeur à partir de laquelle le signal de modulation peut être obtenu.

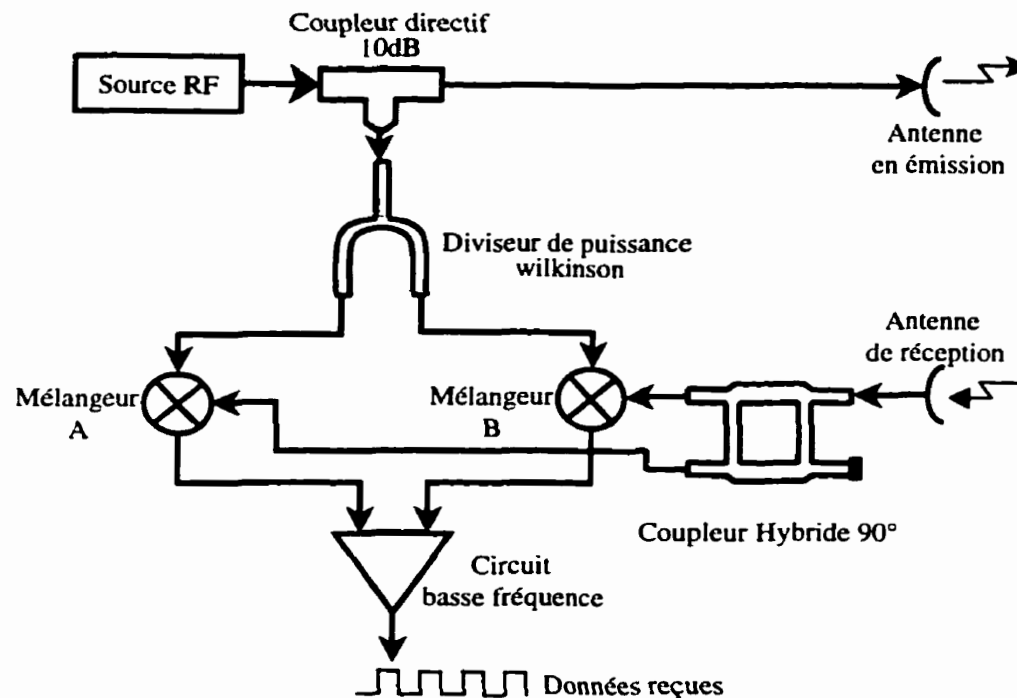


Figure 5.10 : Circuit du démodulateur quadratique.

5.3.1 Diviseur de puissance Wilkinson

Dans la conception du récepteur du côté du lecteur, nous étions appelés à se disposer d'un dispositif micro-onde qui permet de diviser la puissance incidente en deux parties égales. Les deux sorties de ce dispositif doivent être bien isolées. La première réflexion est d'opter pour une jonction T puisqu'elle permet une division de la puissance sans perte. Malheureusement, les ports dans une telle jonction ne sont pas tous adaptés. En

effet, il est impossible de fabriquer un dispositif micro-onde à trois ports sans perte et ayant tous les ports adaptés. La solution de ce problème est d'ajouter un élément dissipatif qui rendra la jonction T un dispositif avec perte. Un tel dispositif s'appelle le diviseur de puissance de *Wilkinson*. La propriété la plus intéressante de ce diviseur avec perte, quand les ports de sorties sont adaptés, est que seule la puissance réfléchie qui va être dissipée dans la résistance ajoutée [20].

Le diviseur Wilkinson peut être fabriqué avec un rapport de division arbitraire mais, pour notre cas nous nous intéressons à une division égale. Le circuit de ce dispositif est donné par la figure suivante.

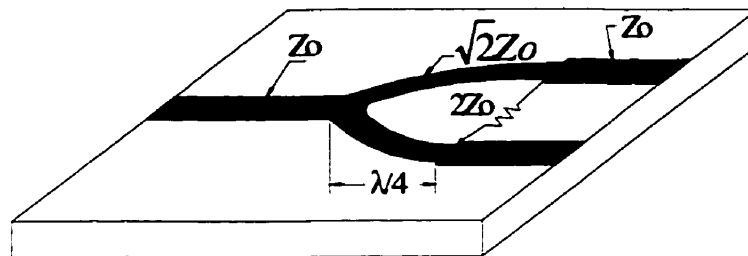


Figure 5.11 : Le diviseur de puissance Wilkinson.

Sa matrice de dispersion [S] est exprimée par l'expression suivante.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Pour fabriquer ce diviseur nous avons utilisé la technologie micro ruban avec le substrat *RT/Duroid* avec $\epsilon_r=2.33$ et $h=0.7874$ mm.

5.3.2 Coupleur hybride quadratique :

Les coupleurs hybrides quadratiques sont des dispositifs micro-ondes qui permettent de répartir en deux parties égales la puissance incidente, avec la quatrième voie entièrement

isolée. Contrairement aux autres jonctions hybrides, le déphasage entre les sorties du dispositif est nécessairement 90 degrés. Ils sont souvent fabriqués en utilisant la technologie micro ruban ou les lignes triplaques (*striplines*). La matrice de dispersion [S] qui caractérise les hybrides quadratiques est donnée par l'expression suivante.

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

D'après l'expression de cette matrice [S], ce type de coupleur baptisé encore " *branch-line hybrid*" possède la propriété de la symétrie. En effet, chaque ligne de la matrice peut être obtenue en transposant la première ligne. Par conséquent, n'importe quel port peut être utilisé comme une entrée. Les ports de sorties demeurent du côté opposé de la jonction d'entrée et le port isolé est le port restant du même côté. Il est en plus adapté aux quatre ports. La conception d'un hybride quadratique se repose sur la géométrie donnée par la figure suivante.

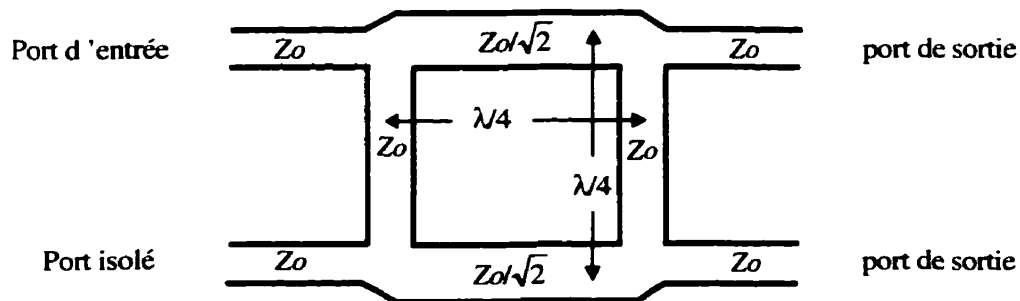


Figure 5.12 : Géométrie du coupleur hybride quadratique.

Où $Z_0=50\Omega$ et λ est à la longueur d'onde dans le diélectrique à la fréquence de la conception qui est égale à 2.45 GHz. Pour la réalisation de ce coupleur nous avons utilisé le substrat *RT/Duroid* ayant pour $\epsilon_r=2.33$ et d'épaisseur 0.7874 mm.

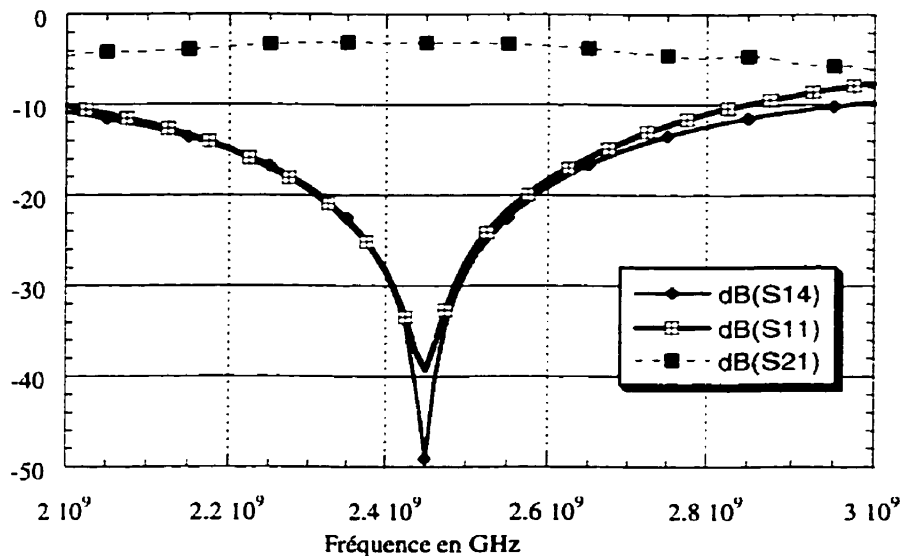


Figure 5.13 : Paramètres S du coupleur hybride 90° mesurés.

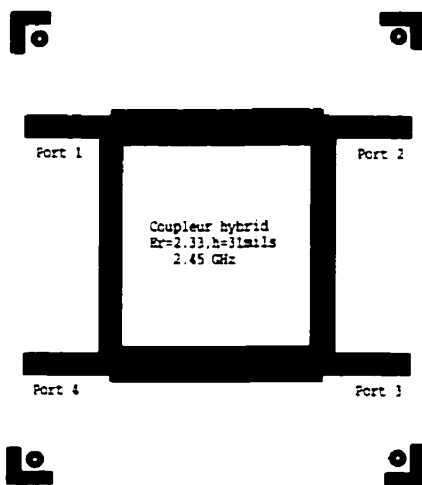


Figure 5.14 : Circuit du coupleur hybride 90° réalisé

5.3.3 Circuit basse fréquence :

Étant donnée que les sorties IF des deux mélangeurs utilisés dans la démodulation cohérente sont assez faibles, nous étions apportées à ajouter un étage d'amplification à la

sortie. En plus de son but d'amplification, cet étage permet d'additionner les deux sorties IF issues des deux mélangeurs, tous en éliminant les positions singulières qui mènent à l'annulation du résultat de la sommation. Pour mieux comprendre le problème on propose une brève étude théorique qui met en évidence les points singuliers pendant le déplacement de l'antenne.

$$\text{Soit } p(t) = A_o * \cos(\omega_o t + \varphi) \quad (5.7)$$

L'expression de l'onde non modulée générée par la source RF et $m(t)$: le signal modulant contenant l'information envoyée par le transpondeur.

En se basant sur la structure du démodulateur, dans le récepteur du lecteur, l'expression du signal à l'entrée Lo de chaque mélangeur est donnée par l'équation suivante:

$$h(t) = B * \cos(\omega_o t + \varphi_1) \quad (5.8)$$

où φ_1 est égale à φ plus le déphasage causé par le chemin parcouru par le signal $p(t)$ constitué par le coupleur directif et le diviseur Wilkinson.

En ce qui concerne les signaux aux entrées RF des deux mélangeurs, leurs expressions sont respectivement:

$$rf_1(t) = C * m(t) * \cos(\omega_o t + \varphi_r) \quad (5.9)$$

$$rf_2(t) = C * m(t) * \sin(\omega_o t + \varphi_r) \quad (5.10)$$

Avec φ_r est la phase du signal reçu et qui dépend essentiellement de la distance qui sépare les antennes en communication. L'apparition du signal modulant dans l'amplitude du signal reçu est une conséquence de la modulation *AM* que subit le signal dans le transpondeur.

Ainsi les expressions des sorties IF des deux mélangeurs seront respectivement:

$$s_1(t) = \frac{B \cdot C}{2} * m(t) * \cos(\varphi_r - \varphi_1) \quad (5.11)$$

$$s_2(t) = \frac{B \cdot C}{2} * m(t) * \sin(\varphi_r - \varphi_1) \quad (5.12)$$

D'après les deux dernières expressions, on constate bien que les deux signaux en basse fréquence aux sorties des deux mélangeurs ne peuvent pas s'annuler en même temps. En plus, leurs amplitudes dépendent de la distance entre les antennes. En plus, ils peuvent, dans certaines conditions, avoir la même amplitude avec deux phases en opposition, comme la montre le tableau 5.1. Ceci survient lorsque la relation suivante est vérifiée:

$$\sin(\varphi_r - \varphi_1) = \cos(\varphi_r - \varphi_1) \text{ ou encore } \varphi_r - \varphi_1 = \frac{\pi}{4} + n\pi \text{ où } n \text{ est nombre entier.}$$

En conséquence, une sommation directe des deux signaux impliquera une annulation du signal résultant. Pour cela, on a été obligé de chercher une manière pour éviter cette situation et garantir une bonne sommation des deux signaux, à basse fréquence, pour une meilleure reconstitution de l'information. Dans le tableau suivant, on évaluera les deux signaux à basse fréquence pour certaines distances.

Tableau 5.1: Évaluation des signaux à basse fréquence en certaines distances des antennes.

φ	$S_1(t)$	$S_2(t)$
0	$A*m(t)$	0
$\pi/4$	$A/\sqrt{2}*m(t)$	$-A/\sqrt{2}*m(t)$
$\pi/2$	0	$-A*m(t)$
$3\pi/4$	$-A/\sqrt{2}*m(t)$	$-A/\sqrt{2}*m(t)$
π	$-A*m(t)$	0
$5\pi/4$	$-A/\sqrt{2}*m(t)$	$A/\sqrt{2}*m(t)$
$3\pi/2$	0	$A*m(t)$
$7\pi/4$	$A/\sqrt{2}*m(t)$	$A/\sqrt{2}*m(t)$
2π	$A*m(t)$	0

Avec $\varphi = \varphi_r - \varphi_l$ et $A = \frac{B*C}{2}$.

Dans la publication [21], l'auteur a opté pour un déphase de 90 degrés à la fréquence de modulation de l'un des deux signaux à basse fréquence. De cette façon, il élimine les conditions d'annulation de la somme des deux signaux. Le fait que le signal modulant est un signal rectangulaire, dans notre cas, nous a rendu la conception d'un déphaseur de 90 degrés à la fréquence de modulation très difficile. En effet, cette fréquence est dépendante de la séquence des "1" et "0" logiques et le spectre du signal modulant est riche en harmoniques. Pour cela, nous avons pensé à utiliser un circuit analogique permettant de fournir la valeur absolue des deux signaux de telle façon qu'on garantit une combinaison des deux signaux sans annulation. Le schéma du circuit global est donné par la figure suivante.

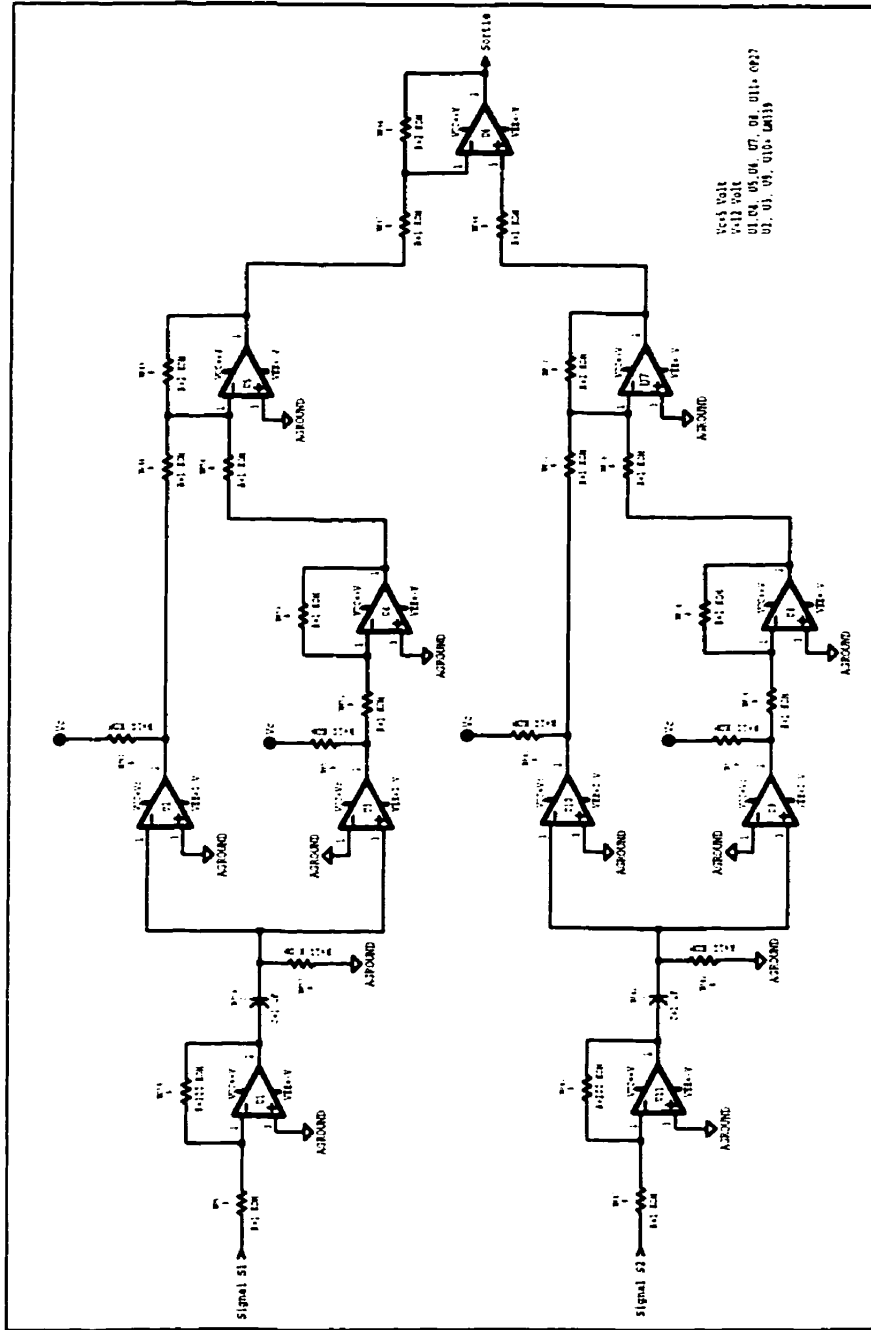


Figure 5.15 : Circuit basse fréquence.

5.4 Conclusion

Dans ce présent chapitre, nous avons présenté les détails de la conception des différentes parties du lecteur. Nous avons employé la méthode de perturbation pour aboutir à une polarisation circulaire à droite pour les deux antennes du lecteur afin d'améliorer la convivialité du système et d'augmenter son immunité aux interférences causées par les surfaces métalliques environnantes. La mobilité du transpondeur a engendré, dans une première étape de la conception, une annulation du signal reçu par le lecteur à des positions régulièrement espacées. Pour cela, nous avons développé une topologie du démodulateur permettant une réception continue du signal.

Dans le chapitre suivant, nous élaborant une étude qualitative des performances du système réalisé.

CHAPITRE VI

ÉTUDE DU SYSTÈME GLOBAL

6.1 Introduction

Les systèmes de télécommunication sont devenus au fil du temps la moelle épinière de l'industrie moderne et de l'économie des services dans une société où l'information est très importante. La diversité des exigences de ces usagers a poussé les concepteurs à offrir des applications variées et adaptées aux besoins des utilisateurs. Parmi les multiples sous-domaines de télécommunication nous distinguons les systèmes d'identification par radiofréquence qui font l'objet de notre présent travail.

Dans le contexte de ces systèmes, on a été appelé à satisfaire plusieurs besoins spécifiques à savoir la maximisation de la distance d'opération du système et la minimisation de son coût et la réduction de sa taille et de sa consommation d'énergie. Au présent chapitre, nous examinerons les performances du prototype proposé afin d'évaluer le degré de notre réussite à répondre aux spécifications précédemment citées.

6.2 Evaluation qualitative du système global

Les figures 6.1 et 6.2 illustrent respectivement la configuration du prototype du lecteur et celle du transpondeur à évaluer. Dans le montage décrit par la figure 6.1, on distingue certains dispositifs préfabriqués non couverts dans le chapitre précédent tel que le mélangeur (ZFM-15 de mini-circuits), le coupleur directif (de Narda), l'amplificateur de puissance (ZHL-42) et l'amplificateur faible bruit (MCL-15542). Nous avons utilisé ces dispositifs préconçus car on s'intéressait plus à la validation du concept adopté. L'intégration de ces derniers dans un seul circuit développé en technologie MMIC

(*Monolithic Microwave Integrated circuit*) entraînerait sûrement une meilleure optimisation des performances du système global.

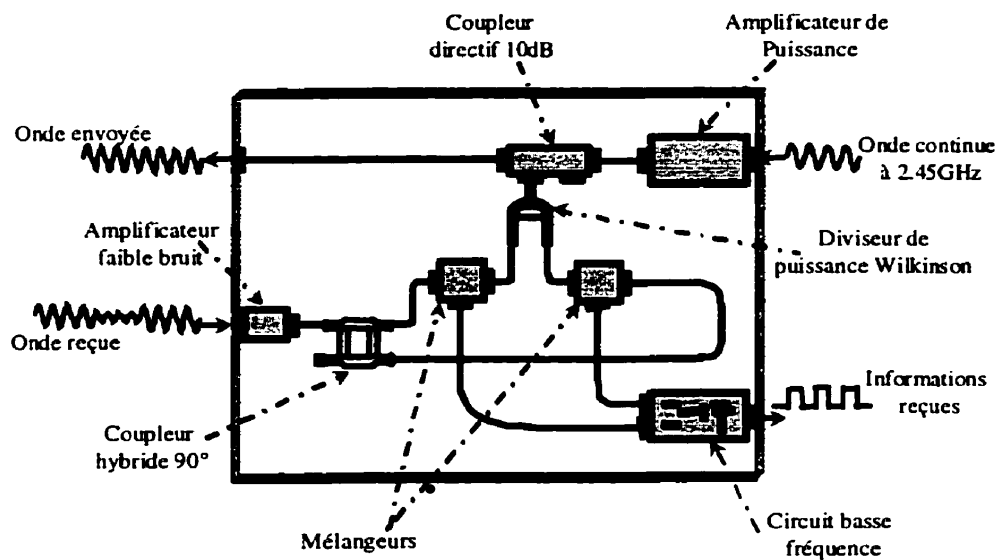


Figure 6.1: Schéma du prototype du lecteur réalisé

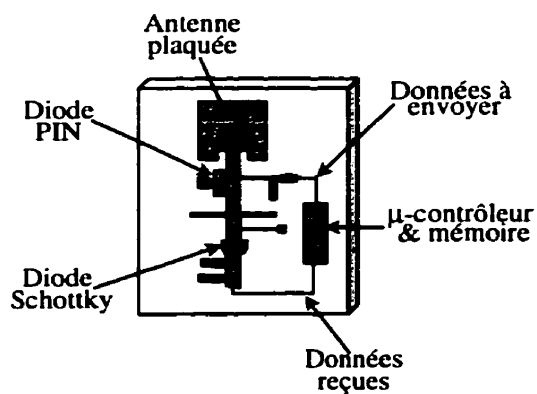


Figure 6.2: Schéma du prototype du transpondeur.

L'évaluation du système *RFID* conçu s'est déroulée sur deux étapes distinctes. Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés au mode d'écriture. À cette fin, nous nous

sommes servis d'un générateur de signaux RF de la compagnie Marconi pour produire une onde porteuse à 2,45 GHz, de 0 dBm de puissance et modulée en amplitude par un signal basse fréquence. Cette onde subit une amplification grâce à l'amplificateur de puissance préfabriqué, de la compagnie Mini-circuits (ZHL-42) admettant un gain de 30 dB, avant d'être rayonnée par une antenne à polarisation circulaire droite. À la réception, le détecteur d'enveloppe du transpondeur assure sa démodulation pour extraire l'information utile. Un oscilloscope analogique est utilisé pour la visualisation du signal reçu en bande de base. La bonne fidélité du signal en bande de base reçu a été possible grâce à la haute sensibilité du détecteur conçu. Ainsi l'expérience a bien montré le bon fonctionnement du mode d'écriture.

Dans un deuxième temps on a testé l'opération de lecture. Pendant cette opération, le générateur de signal RF de Marconi est utilisé pour fournir une onde continue à 2,45 GHz à la même puissance (0 dB) mais cette fois non modulée. Il faut dire qu'en pratique cette onde serait modulée par un code permettant l'identification des transpondeurs qui seraient continuellement en écoute pour savoir s'il y a un message qui leur est destiné. Le transpondeur concerné se sert de cette onde reçue comme étant sa propre porteuse afin d'envoyer les réponses aux requêtes de l'interrogateur en modulant la réflectivité de son antenne. L'utilisation des codes par le lecteur lui sert à filtrer seulement la réponse du transpondeur avec qui il est en communication. Le test a été effectué en déployant un générateur à basse fréquence pour fournir un signal rectangulaire qui simulera une suite de "1" et de "0" logiques composants l'information envoyée par le transpondeur. À la réception de l'onde par l'antenne du lecteur, le circuit de démodulation reconstitue le signal en bande de base. Ce dernier subit une mise en forme afin d'aboutir à un signal assez net. La visualisation de ce signal sur un oscilloscope analogique nous a confirmé une bonne reconstitution du signal émis par le transpondeur. Cette fidélité de la reconstitution du signal est rendue indépendante de la distance qui sépare le transpondeur de l'interrogateur grâce à la topologie du démodulateur adoptée et

expliquée dans le chapitre précédent. Ainsi, le test de l'opération de lecture a montré le bon fonctionnement du système d'identification proposé.

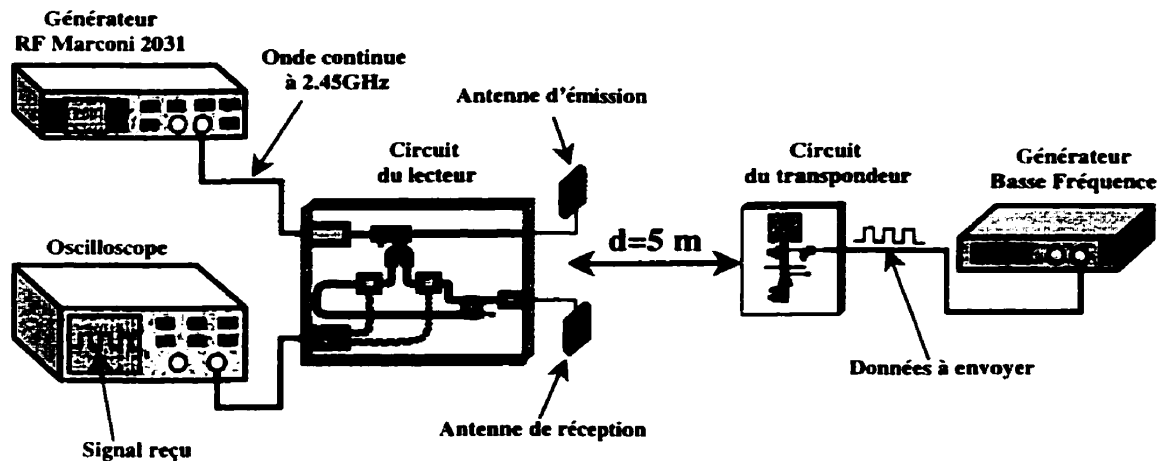


Figure 6.3: Schéma du montage d'évaluation du système global

La figure 6.2 témoigne la simplicité de l'architecture du prototype du transpondeur conçu. En dépit de cette simplicité, les performances du système ont été très satisfaisantes. En effet, les essais effectués pour la détermination de la distance d'opération du système ont été concluants pour une séparation allant jusqu'à 5 mètres.

En se basant sur la simplicité du prototype du transpondeur, sa structure planaire et la minimisation des composantes micro-ondes utilisées, nous pouvons sûrement dire qu'on a bien respecté les critères de coût minimal et de taille réduite exigés dans des applications pareilles.

Le fait que le transpondeur soit toujours en mode de consommation minimale, en absence de requête, a permis de ménager la puissance pour l'envoi de l'information dont la durée est assez courte et ceci grâce à l'utilisation d'un détecteur basé sur une diode

sans polarisation possèdent une sensibilité égale à -50dBm . Une conséquence directe est la une grande autonomie du transpondeur. Or, on a bien constaté, au troisième chapitre, que dans les précédents travaux les solutions présentées souffrent soit de leurs grandes tailles soit de leurs faibles autonomies.

L'adoption de la technique de modulation *MBS* dans le système en question nous permet d'éviter un grand problème des interférences provenant des transmetteurs voisins puisque l'interrogateur contrôle la fréquence d'opération. Il peut la décaler en cas de présence d'un émetteur voisin qui opère à la même fréquence. En plus, l'intensité du signal réfléchi à partir du transpondeur est proportionnelle à celle du signal incident issu de l'interrogateur. En conséquence, les transpondeurs qui se situent à l'extérieur du faisceau de rayonnement réfléchiront un faible signal que le lecteur rejettera.

6.3 Conclusion

L'évaluation du système global nous a donc confirmé la validité des choix adoptés pour la réalisation de ce système *RFID*. Notre système allie la simplicité de l'architecture du transpondeur et des performances satisfaisantes (taille, coût, autonomie, portée).

CHAPITRE VII

CONCLUSION

Les systèmes d'identification par radiofréquence (*RFID*) sont un exemple de techniques qui ont accéléré considérablement le développement des applications de collecte et de traitement de l'information. Ces systèmes sont des circuits intégrés qui stockent des informations relatives à des objets ou des personnes susceptibles d'être exploitées. La technologie *RFID* se distingue de ses rivales telles que les codes à barres et les lecteurs optiques et magnétiques par une transmission radio entre le lecteur et les transpondeurs. Ce qui évite le besoin ni d'une connexion directe ni d'une ligne de vue entre le lecteur et le transpondeur. Un autre avantage de la communication radio réside dans la possibilité de fonctionner dans des conditions défavorables en température, en humidité, avec de la boue et des saletés. La portée des systèmes *RFID* varie d'une fraction de pouce à une trentaine de pieds. Les portées les plus longues les rendent particulièrement utiles dans des environnements industriels raboteux où des lecteurs en contact ou en proche contact, pourraient être endommagés ou mal alignés.

Les applications actuelles des systèmes *RFID* incluent l'outillage et les pièces d'identification, les véhicules à guidage automatisé, les palettes des marchandises, le stockage et la recherche automatisée, la surveillance des personnes et des véhicules et le tri des paquets.

Dans ce mémoire nous avons proposé une solution d'identification par radiofréquence opérante à la fréquence 2,45 GHz. Le travail de maîtrise a consisté en la conception et la

réalisation des deux principales parties du système à savoir le transpondeur et l'interrogateur. Durant le travail de conception nous avons été amenés à satisfaire plusieurs critères à savoir le faible coût, la taille réduite, la grande autonomie et la grande portée.

Nous avons choisi les antennes plaquées pour leur assez bon gain et leur simplicité de la fabrication qui implique un faible prix pour une production de masse. Un grand avantage du système réalisé découle de la polarisation circulaire des antennes, respectivement de l'émission et de la réception, utilisées dans le lecteur. En effet, elle assure la communication entre les deux parties du système sans connaissance préalable de l'orientation des antennes par le support du transpondeur afin d'assurer la communication. Cet avantage est la simplicité de l'utilisation du système ou autrement la convivialité. L'utilisation de la polarisation circulaire droite, pour les deux antennes du lecteur, garantit une immunité aux réflexions dues aux surfaces métalliques se trouvant dans les environs du lecteur qui entraînent un changement de la polarisation de l'onde réfléchie par rapport l'onde incidente.

Nous avons été confrontés au problème de la dépendance de la qualité de la communication de la distance qui sépare les deux parties du système puisque le transpondeur est généralement en mouvement. Pour remédier à ce problème nous avons développé un récepteur utilisant deux mélangeurs dans le circuit de démodulation du lecteur muni d'un circuit analogique adéquat.

Comme tout autre système sans fil, la consommation d'énergie a été un facteur déterminant dans la conception du transpondeur. Ainsi, pour garantir une faible consommation de puissance, nous avons choisi d'employer une porteuse, envoyée par le lecteur, au lieu d'opter pour un oscillateur local au niveau transpondeur qui consommerait beaucoup de puissance. Ce choix a nécessité l'utilisation d'une technique de modulation permettant d'envoyer les informations à l'aide d'une onde porteuse. Pour

ce faire, nous nous sommes servis d'une diode PIN afin de moduler la réflectivité de l'antenne du transpondeur par les données à émettre. De cette façon, nous avons pu économiser l'énergie de la batterie d'alimentation du module de contrôle et de stockage du transpondeur. Un circuit de charge pourrait exploiter une partie de l'énergie reçue pour charger la batterie pour augmenter son autonomie.

La technique de modulation *MBS* adoptée au niveau du transpondeur a été bénéfique de plusieurs façons. D'une part, elle permet d'éviter les interférences provenant des sources RF puisque le lecteur pourra décaler sa fréquence d'opération en cas de nécessité. De plus, le partage de l'interrogateur et du transpondeur de la même source RF nous épargne le besoin d'un contrôle strict de la fréquence de la porteuse. Une source RF de bon marché suffira pour le bon fonctionnement du système.

La réception des interrogations par le transpondeur a été effectuée grâce à un circuit de détection d'enveloppe basé sur une diode Schottky sans polarisation. Ce circuit est utilisé dans une première étape pour réveiller le transpondeur afin de l'avertir de la présence des interrogations puisqu'il demeure en veille pendant leurs absences.

Les essais effectués sur le système global se sont déroulés avec succès pour des distances relativement longues allant jusqu'à 5 mètres. Beaucoup de systèmes proposés dans la littérature ont une portée moins grande.

Le système ainsi réalisé est sans doute sujet à plusieurs améliorations possibles qui pourront faire l'objet de travaux futurs dont on énumère les principaux axes de recherche.

- La technique d'étalement de spectre à séquence directe (DSSS) peut-être utilisée dans le système d'identification radiofréquence [22,23,24] afin d'améliorer la portée, diminuer les erreurs dues aux trajets multiples et réduire l'effet des interférences

extérieures des sources RF. Ceci permettra également un accès multiple dans le cas de la coexistence de plusieurs transpondeurs à proximité d'un seul lecteur.

- On pourra essayer d'utiliser un réseau d'antennes dans le lecteur afin d'améliorer le gain sans réduire considérablement la largeur du faisceau principal de l'antenne. On pourra également essayer de réduire de moitié la taille de l'antenne plaquée en court-circuitant l'un de ses deux côtés rayonnants [25].
- Je suggère l'implantation de fonctions de codage de source afin de permettre le cryptage des informations transmises et le contrôle d'erreurs.
- L'intégration du prototype proposé pourra également servir à mieux optimiser la taille et le coût du système en se servant de la technologie MMIC.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Francis C. (1995). Is it a Card or a Tag?. Motorola Semiconductor Products Sector. CardTech/SecurTech'95.
- [2] KIMIN, C., SHIGEO, K., and ITOH, T. (1994). Transponder Using Self-Oscillating Mixer And Active Antenna. IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest. pp. 425-428.
- [3] CARL, W. POBANZ, ITOH, T. (1995). A Microwave Non contact Identification Transponder Using Sub-harmonic Interrogation. IEEE Transaction On Microwave Theory And Techniques, vol. 43, No 7. pp.1673-1679.
- [4] BYOUNG, WOO. P., JEONG, SE. H., KYUNG, SOO. JIN., BIERNG, C. A. YOUNG, C. (1998). Design Of An Active Antenna Using The Series Feedback Oscillator. Proceedings of the 1998 Antenna Applications Symposium, vi 357, pp. 172-183.
- [5] KANEYUKI, K. (1973). Injection Locking Of Microwave Solid State Oscillators. Proceedings Of The IEEE, Vol. 61, No. 10. pp. 1386-1394.
- [6] MARTIN, J. Cryan, PETER, S. Hall, TSANG, S.H., and JIZHANG, S. (1997). Integrated Active Antenna With Full Duplex Operation. IEEE Transaction On Microwave Theory And Techniques, Vol. 45, No. 10, pp. 1742-1748.

- [7] ROLANDO, R. BUTED. (1995). Zero Bias Detector Diodes For The RFID Market. Hewlett Packard Journal. pp. 94-98.
- [8] HEWLETT PACKARD APPLICATION NOTE (1996). Schottky Barrier Diode Video Detectors. Hewlett Packard. No 923.
- [9] HEWLETT PACKARD APPLICATION NOTE (Nov 1997). Designing Detectors for RFID Tags. Hewlett Packard. No 1089.
- [10] HEWLETT PACKARD APPLICATION NOTE (Aug 1980). Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors. Hewlett Packard. No 963.
- [11] ROBERT, A. SAINATI. (1996). CAD Of Microstrip Antennas For Wireless Applications. First edition. Artech House.
- [12] HAMMERSTAD, E.O.(1975). Equations for Microstrip Circuit Design. Proc. European Microwave Conf. pp. 268-272.
- [13] BAHL, I. J., and Garg, R. (1977). Simple And Accurate Formulas For Microstrip With Fine Strip Thickness. Proceeding of IEEE. Vol. 65. pp. 1611-1612.
- [14] PUES, H., VAN DE CAPELLE, A. (1984). Accurate Transmission line Model For The Rectangular Microstrip Antenna. IEEE Proceedings, Vol. 131, No. 6. pp. 334-340.
- [15] JACKSON, D., and N., Alexopoulos. (1989). Simple Formulas For The Input Impedance, Bandwidth, And Radiation Efficiency Of a Rectangular Patch. IEEE Int. Symposium Digest Antennas and Propagation. San Jose. pp. 1130-1133.

- [16] KEITH, R. CARVER., JAMES, W. MINK. (1981). Microstrip Antenna Technology. IEEE Transaction On Antennas Propagation. Vol. 29, No 1. pp. 2-24.
- [17] HEWLETT PACKARD APPLICATION NOTE. Applications Of PIN Diodes. Hewlett Packard. No 922.
- [18] LOE, Walstron. (Nov 1992). Spice Circuit Yields Recipe For PIN Diode. Microwave & RF. pp. 78-89.
- [19] DAVID, M. Pozar, STEVEN, T. (1990). Axial Ratio of Circularly Polarized Antennas With Amplitude and Phase Errors. Antenna Designer's Notebook. pp. 45-46.
- [20] DAVID, M. Pozar. (1998). Microwave Engineering. Second edition. John Wiley & Sons.
- [21] Howard, Baldwin, STEVEN, W. D., ALFRED, R. K., and ROBERT, W. F. (1978). Interrogation and Detection System. United States Patent. Patent Number 4-075-632.
- [22] NAOKI, A., KENICHI, M., TAKASHI, F. ET MAKOTO, H. (1994). A Microwave Card System With A High Interference Immunity Utilizing A Spread Spectrum Method. Asia Pacific Microwave Conference. pp. 463-466.
- [23] JOHN, R. T., JAMES, C. S. and EUGENE, P. H. (1998). Modulated Spread Spectrum In RF Identification Systems Method. United States Patent. Patent Number 5-825-806.
- [24] MACLELLAN, J. A., SHOBER, A., VANNUCCI, G., and GREGORY, A. W. (1997). Full Duplex Modulated Backscatter System. United States Patent. Patent Number 5-649-296.

[25] RAMBALOU, K., RAMESH, M. et KALGHATGI A.T. (Sept 1997). Antenna Design Offers Small Size With Wide Bandwidth. *Microwaves & RF*. pp. 105-107.

ANNEXE I**FICHE TECHNIQUE DE LA DIODE HSMS-2850**

Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes

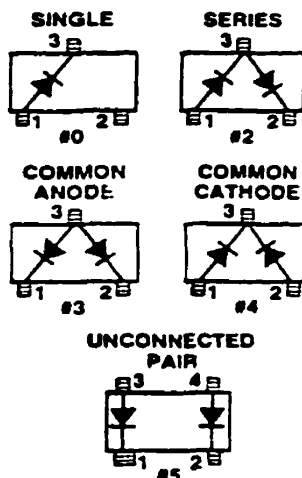
Technical Data

Features

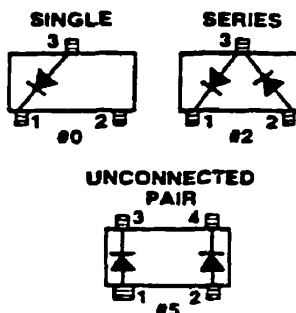
- Surface Mount SOT-23/
SOT-143 Package
- High Detection Sensitivity:
up to 50 mV/ μ W at 915 MHz
up to 35 mV/ μ W at 2.45 GHz
up to 25 mV/ μ W at 5.80 GHz
- Low Flicker Noise:
-162 dBV/Hz at 100 Hz
- Low FIT (Failure in Time)
Rate*
- Tape and Reel Options
Available

* For more information see the Surface Mount Schottky Reliability Data Sheet.

HSMS-2860 Package Lead Code Identification



HSMS-2850 Package Lead Code Identification



HSMS-2850 Series HSMS-2860 Series

Description

Hewlett-Packard's HSMS-2850 family of zero bias Schottky detector diodes and the HSMS-2860 family of DC biased detector diodes have been designed and optimized for use from 915 MHz to 5.8 GHz. They are ideal for RF/ID and RF Tag applications requiring small and large signal detection, modulation, RF to DC conversion or voltage doubling.

Important Note: For detector applications with input power levels greater than -20 dBm, use the HSMS-2820 series at frequencies below 4.0 GHz, and the HSMS-2860 series at frequencies above 4.0 GHz. The HSMS-2850 series IS NOT RECOMMENDED for these higher power level applications.

Available in various package configurations, these two families of detector diodes provide low cost solutions to a wide variety of design problems. Hewlett-Packard's manufacturing techniques assure that when two diodes are mounted into a single SOT-23 or SOT-143 package, they are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest possible degree of match.

DC Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ\text{C}$, Single Diode

Part Number HSMS-	Package Marking Code ^[1]	Lead Code	Configuration	Maximum Forward Voltage V_F (mV)		Typical Capacitance C_T (pF)
				150	250	
2850 2852 2855	P0 P2 P5	0 2 5	Single Series Pair ^[2,3] Unconnected Pair ^[2,3]	150	250	0.30
2860 2862 2863 2864 2865	T0 T2 T3 T4 T5	0 2 3 4 5	Single Series Pair ^[2,3] Common Anode ^[2,3] Common Cathode ^[2,3] Unconnected Pair ^[2,3]	250	350	0.30
Test Conditions				$I_F = 0.1 \text{ mA}$	$I_F = 1.0 \text{ mA}$	$V_R = -0.5 \text{ V to } -1.0 \text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}$

Notes:

1. Package marking code is in white.
2. ΔV_F for diodes in pairs is 15.0 mV maximum at 1.0 mA.
3. ΔC_T for diodes in pairs is 0.05 pF maximum at -0.5 V.

RF Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ\text{C}$, Single Diode

Part Number HSMS-	Typical Tangential Sensitivity TSS (dBm) @ $f =$			Typical Voltage Sensitivity γ (mV/ μW) @ $f =$			Typical Video Resistance RV (K Ω)
	915 MHz	2.45 GHz	5.8 GHz	915 MHz	2.45 GHz	5.8 GHz	
2850 2852 2855	-57	-56	-55	40	30	22	8.0
Test Conditions	Video Bandwidth = 2 MHz Zero Bias			Power in = -40 dBm $R_L = 100 \text{ K}\Omega$, Zero Bias			
2860 2862 2863 2864 2865	-57	-56	-55	50	35	25	5.0
Test Conditions	Video Bandwidth = 2 MHz $I_b = 5 \mu\text{A}$			Power in = -40 dBm $R_L = 100 \text{ K}\Omega$, $I_b = 5 \mu\text{A}$			

DC Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ\text{C}$, Single Diode

Part Number HSMS-	Package Marking Code ^[1]	Lead Code	Configuration	Maximum Forward Voltage V_F (mV)		Typical Capacitance C_T (pF)
				150	250	
2850	P0	0	Single	150	250	0.30
2852	P2	2	Series Pair ^[2,3]			
2855	P5	5	Unconnected Pair ^[2,3]			
2860	T0	0	Single	250	350	0.30
2862	T2	2	Series Pair ^[2,3]			
2863	T3	3	Common Anode ^[2,3]			
2864	T4	4	Common Cathode ^[2,3]			
2865	T5	5	Unconnected Pair ^[2,3]			
Test Conditions				$I_F = 0.1 \text{ mA}$	$I_F = 1.0 \text{ mA}$	$V_R = -0.5 \text{ V to } -1.0 \text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}$

Notes:

1. Package marking code is in white.
2. ΔV_F for diodes in pairs is 15.0 mV maximum at 1.0 mA.
3. ΔC_T for diodes in pairs is 0.05 pF maximum at -0.5 V.

RF Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ\text{C}$, Single Diode

Part Number HSMS-	Typical Tangential Sensitivity TSS (dBm) @ $f =$			Typical Voltage Sensitivity γ (mV/ μW) @ $f =$			Typical Video Resistance RV (K Ω)
	915 MHz	2.45 GHz	5.8 GHz	915 MHz	2.45 GHz	5.8 GHz	
2850 2852 2855	-57	-56	-55	40	30	22	8.0
Test Conditions	Video Bandwidth = 2 MHz Zero Bias			Power in = -40 dBm $R_L = 100 \text{ K}\Omega$, Zero Bias			
2860 2862 2863 2864 2865	-57	-56	-55	50	35	25	5.0
Test Conditions	Video Bandwidth = 2 MHz $I_b = 5 \mu\text{A}$			Power in = -40 dBm $R_L = 100 \text{ K}\Omega$, $I_b = 5 \mu\text{A}$			

Absolute Maximum Ratings, $T_a = +25^\circ\text{C}$, Single Diode

Symbol	Parameter	Absolute Maximum ⁽¹⁾	
		HSMS-285x	HSMS-286x
P_T	Total Device Dissipation ⁽²⁾	75 mW	250 mW
P_{IV}	Peak Inverse Voltage	2.0 V	4.0 V
T_J	Junction Temperature	150°C	150°C
T_{STG}	Storage Temperature	-65°C to 150°C	-65°C to 150°C
T_{OP}	Operating Temperature	-65°C to 150°C	-65°C to 150°C

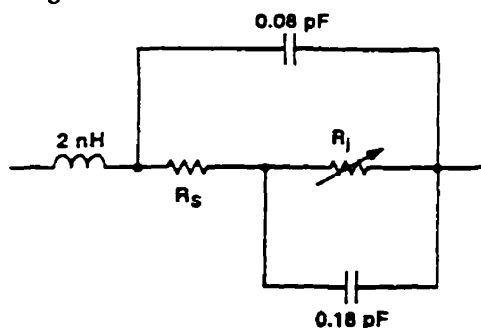
Notes:

- Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
- CW Power Dissipation at $T_{LEAD} = +25^\circ\text{C}$. Derate linearly to zero at maximum rated temperature.

ESD WARNING: Handling Precautions Should Be Taken To Avoid Static Discharge.

Equivalent Circuit Model

HSMS-2850, HSMS-2860;
Singles



R_S = series resistance (see Table of SPICE parameters)

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} \text{ n}\Omega}{I_b + I_s}$$

where

I_b = externally applied bias current in amps

I_s = saturation current (see table of SPICE parameters)

T = temperature, °K

n = identity factor (see table of SPICE parameters)

SPICE Parameters

Parameter	Units	HSMS-285X	HSMS-286X
B_V	V	3.8	7.0
C_{J0}	pF	0.18	0.18
E_G	eV	0.69	0.69
I_{BV}	A	$3 \times 10E-4$	$10E-5$
I_S	A	$3 \times 10E-6$	$5.0 \times 10E-8$
N		1.06	1.08
R_S	Ω	25	5.0
P_B (VJ)	V	0.35	0.65
P_T (XTI)		2	2
M		0.5	0.5

Typical Parameters, Single Diode

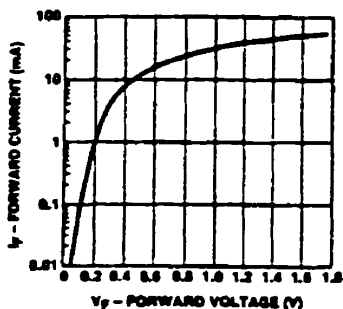


Figure 1. Typical Forward Current vs. Forward Voltage, HSMS-2850 Series.

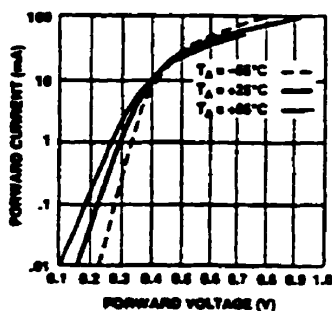


Figure 2. Typical Forward Current vs. Forward Voltage at Temperature, HSMS-2860 Series.

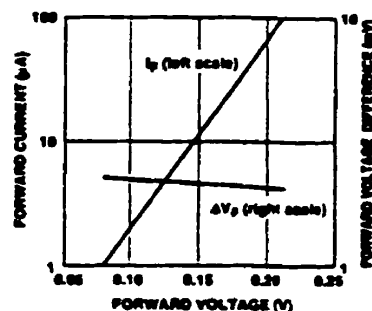


Figure 3. Typical Forward Voltage Match, HSMS-2860 Pairs.

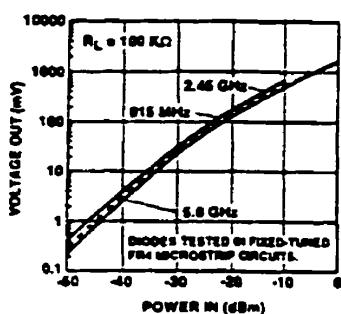


Figure 4. +25°C Output Voltage vs. Input Power, HSMS-2850 at Zero Bias, HSMS-2860 at 3 μ A Bias.

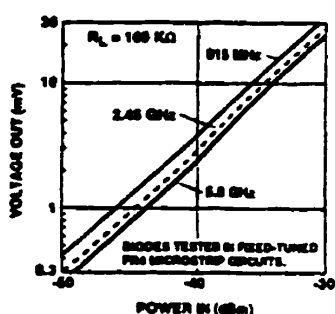


Figure 5. +25°C Expanded Output Voltage vs. Input Power. See Figure 4.

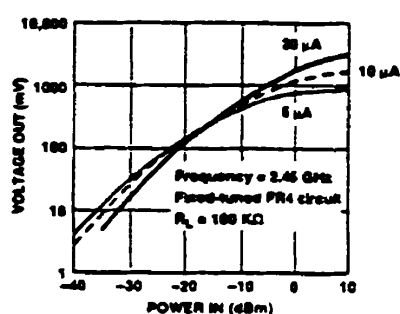


Figure 6. Dynamic Transfer Characteristic as a Function of DC Bias, HSMS-2860.

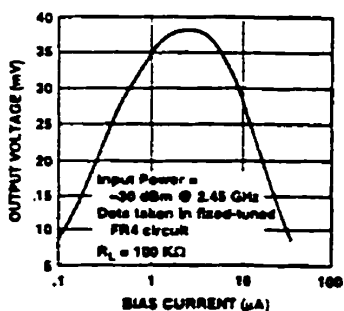


Figure 7. Voltage Sensitivity as a Function of DC Bias Current, HSMS-2860.

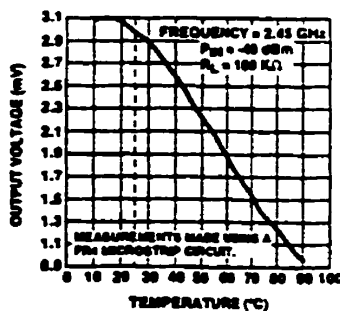


Figure 8. Output Voltage vs. Temperature, HSMS-2850 Series.

Applications Information
See the HSMS-285A data sheet.

ANNEXE II
FICHE TECHNIQUE DE LA DIODE HSMP-489B

Surface Mount PIN Diodes in SOT-323 (SC-70 3-Lead)

Technical Data

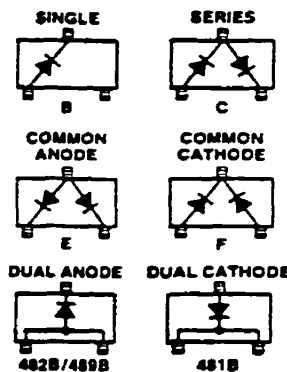
HSMP-381B/C/E/F
HSMP-386B/C/E/F
HSMP-389B/C/E/F
HSMP-481B, -482B, -489B

Features

- **Diodes Optimized for:**
 Low Current Switching
 Low Distortion Attenuating
 Ultra-Low Distortion Switching
 Microwave Frequency
 Operation
- **Surface Mount SOT-323
 (SC-70) Package**
 Single and Pair Versions
 Tape and Reel Options
 Available
- **Low Failure in Time (FIT)
 Rate***

* For more information see the
 Surface Mount PIN Reliability
 Data Sheet.

Package Lead Code Identification (Top View)



Description/Applications

The HSMP-381B/C/E/F series is specifically designed for low distortion attenuator applications. The HSMP-386B/C/E/F series is a general purpose PIN diode designed for low current attenuators and low cost switches. The HSMP-389B/C/E/F series is optimized for switching applications where low resistance at low current, and low capacitance are required.

The HSMP-48XB series is special products featuring ultra low parasitic inductance in the SOT-323 package, specifically designed for use at frequencies which are much higher than the upper limit for conventional SOT-323 PIN diodes. The HSMP-481B diode is a low distortion attenuating PIN designed for operation to 3 GHz. The HSMP-482B diode is ideal for limiting and low inductance switching applications up to 1.5 GHz. The HSMP-489B is optimized for low current switching applications up to 3 GHz.

Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾, $T_C = +25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameter	Unit	Absolute Maximum
I_f	Forward Current (1 μs Pulse)	Amp	1
P_{iv}	Peak Inverse Voltage	V	Same as V_{RR}
T_j	Junction Temperature	$^\circ\text{C}$	150
T_{STG}	Storage Temperature	$^\circ\text{C}$	-65 to 150
θ_{JC}	Thermal Resistance ⁽²⁾	$^\circ\text{C/W}$	300

Notes:

1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
2. $T_C = 25^\circ\text{C}$, where T_C is defined to be the temperature at the package pins where contact is made to the circuit board.

Electrical Specifications, $T_c = +25^\circ\text{C}$, each diode
PIN Attenuator Diodes

Part Number HSMP-	Package Marking Code ⁽¹⁾	Lead Code	Configuration	Minimum Breakdown Voltage V_{BR} (V)	Maximum Total Resistance R_T (Ω)	Maximum Total Capacitance C_T (pF)	Minimum High Resistance R_H (Ω)	Maximum Low Resistance R_L (Ω)
381B 381C 381E 381F	E0 E2 E3 E4	B C E F	Single Series Common Anode Common Cathode	100	3.0	0.35	1500	10
Test Conditions				$V_R = V_{BR}$ Measure $I_R \leq 10 \mu\text{A}$	$I_F = 100 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$	$V_R = 50 \text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}$	$I_R = 0.01 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$	$I_F = 20 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$

PIN General Purpose Diodes

Part Number HSMP-	Package Marking Code ⁽¹⁾	Lead Code	Configuration	Minimum Breakdown Voltage V_{BR} (V)	Typical Total Resistance R_T (Ω)		Typical Total Capacitance C_T (pF)
386B 386C 386E 386F	L0 L2 L3 L4	B C E F	Single Series Common Anode Common Cathode	50	3.0	1.5*	0.20
Test Conditions				$V_R = V_{BR}$ Measure $I_R \leq 10 \mu\text{A}$	$I_F = 10 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$ $I_F = 100 \text{ mA}^*$		$V_R = 50 \text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}$

PIN Switching Diodes

Part Number HSMP-	Package Marking Code ⁽¹⁾	Lead Code	Configuration	Minimum Breakdown Voltage V_{BR} (V)	Maximum Total Resistance R_T (Ω)	Maximum Total Capacitance C_T (pF)
389B 389C 389E 389F	G0 G2 G3 G4	B C E F	Single Series Common Anode Common Cathode	100	2.5	0.30
Test Conditions				$V_R = V_{BR}$ Measure $I_R \leq 10 \mu\text{A}$	$I_F = 5 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$	$V_R = 5 \text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}$

Electrical Specifications, $T_c = +25^\circ\text{C}$, each diode, continued

Typical Parameters

Part Number HSMP-	Total Resistance R_T (Ω)	Carrier Lifetime τ (ns)	Reverse Recovery Time T_R (ns)	Total Capacitance (pF)
381A Series	75	1500	300	0.27
386A Series	22	500	80	0.20
389A Series	3.8	200*	—	—
Test Conditions	$I_F = 1 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$	$I_F = 50 \text{ mA}$ $T_R = 250 \text{ mA}$ $I_F = 10 \text{ mA}^*$ $I_R = 6 \text{ mA}^*$	$V_R = 10 \text{ V}$ $I_F = 20 \text{ mA}$ 90% Recovery	50 V

Note:

1. Package marking code is laser marked.

High Frequency (Low Inductance, 500 MHz–3 GHz PIN Diodes)

Part Number HSMP-	Package Marking Code	Configuration	Minimum Breakdown Voltage V_{BR} (V)	Maximum Series Resistance R_S (Ω)	Typical Total Capacitance C_T (pF)	Maximum Total Capacitance C_T (pF)	Typical Total Inductance L_T (nH)	Application
481B	EB	Dual Cathode	100	3.0	0.35	0.4	1.0	Attenuator
482B	FA	Dual Anode	50	0.6*	0.75*	1.0	1.0*	Limiter
489B	GA	Dual Anode	100	2.5**	0.33**	0.375*	1.0	Switch
Test Conditions			$V_R = V_{BR}$ Measure $I_R \leq 10 \mu\text{A}$	$I_F = 100 \text{ mA}$ $I_F = 10 \text{ mA}^*$ $I_F = 5 \text{ mA}^{**}$	$V_R = 50 \text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}$ $V_R = 20 \text{ V}^*$ $V_R = 5 \text{ V}^{**}$	$V_R = 50 \text{ V}$ $f = 1 \text{ MHz}$ $V_R = 5 \text{ V}^*$	$f = 500 \text{ MHz} - 3 \text{ GHz}$ $V_R = 20 \text{ V}^*$	

Typical Performance, $T_c = 25^\circ\text{C}$

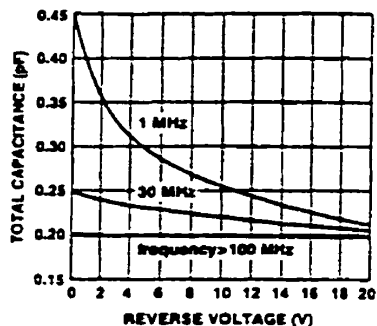


Figure 1. RF Capacitance vs. Reverse Bias. HSMP-381B/C/E/F Series.

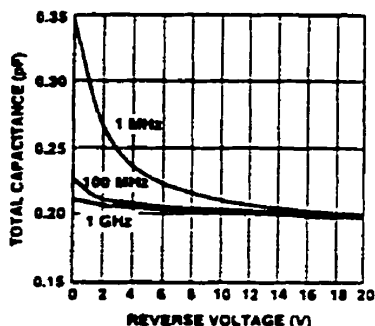


Figure 2. RF Capacitance vs. Reverse Bias. HSMP-386B/C/E/F Series.

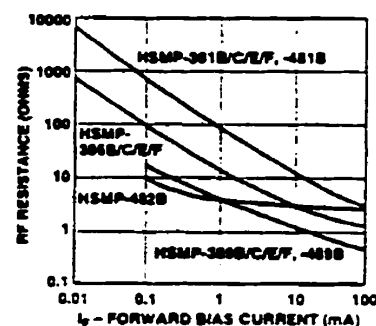


Figure 3. Total RF Resistance at 25°C vs. Forward Bias Current.

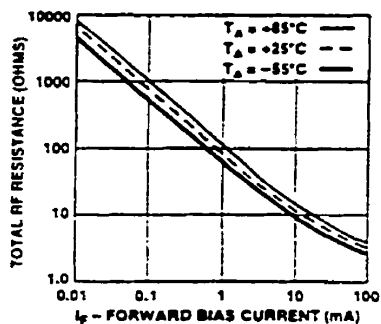


Figure 4. RF Resistance vs. Forward Bias Current for HSMP-381B/C/E/F Series and HSMP-481B.

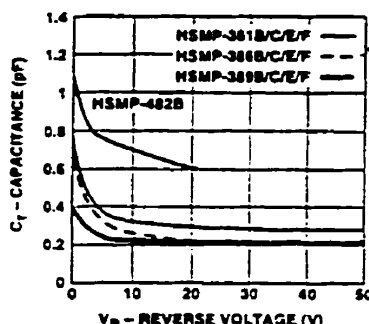


Figure 5. Capacitance vs. Reverse Voltage at 1 MHz.

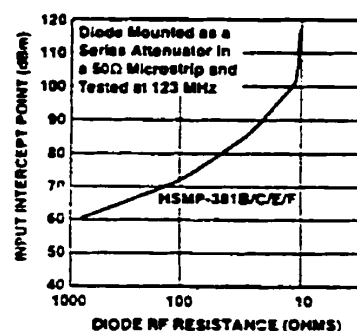


Figure 6. 2nd Harmonic Input Intercept Point vs. Diode RF Resistance for Attenuator Diodes.

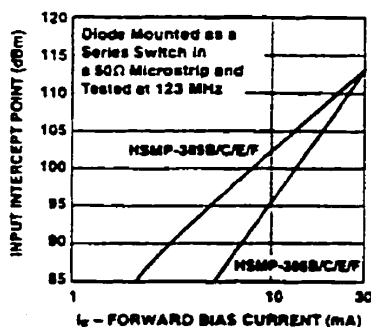


Figure 7. 2nd Harmonic Input Intercept Point vs. Forward Bias Current for Switch Diodes.

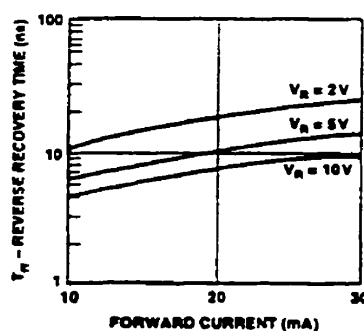


Figure 8. Reverse Recovery Time vs. Forward Current for Various Reverse Voltages. HSMP-482B.

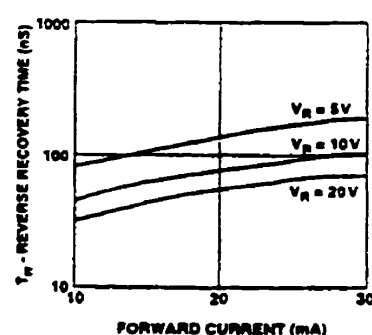


Figure 9. Reverse Recovery Time vs. Forward Current for Various Reverse Voltages. HSMP-386B/C/E/F Series.

Typical Performance, $T_c = 25^\circ\text{C}$

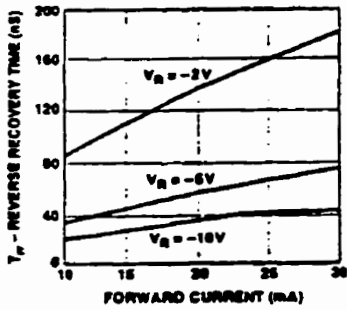


Figure 10. Typical Reverse Recovery Time vs. Reverse Voltage. HSMP-389B/C/E/F Series.

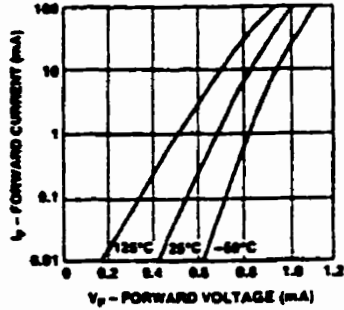


Figure 11. Forward Current vs. Forward Voltage. HSMP-381B/C/E/F Series and HSMP-481B.

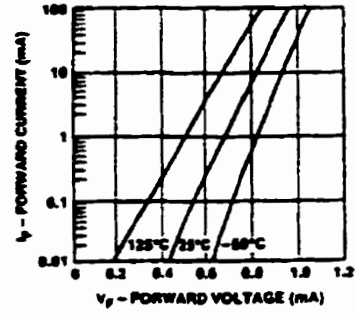


Figure 12. Forward Current vs. Forward Voltage. HSMP-482B.

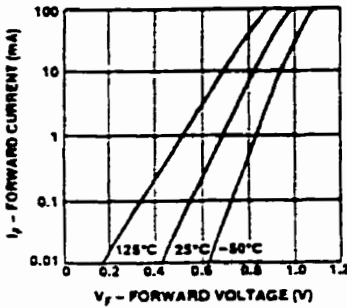


Figure 13. Forward Current vs. Forward Voltage. HSMP-386B/C/E/F Series.

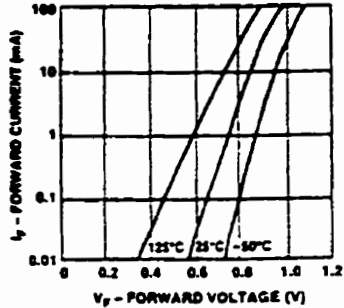


Figure 14. Forward Current vs. Forward Voltage. HSMP-389B/C/E/F Series and HSMP-489B.

ANNEXE III

FICHE TECHNIQUE DE L'AMPLIFICATEUR OP27



Low Noise, Precision Operational Amplifier

OP-27

FEATURES

- Low Noise $80nV_{p-p}$ (8.1Hz to 10Hz)
..... $3nV/\sqrt{Hz}$
- Low Drift $0.2\mu V/C$
- High Speed $2.8V/\mu s$ Slew Rate
..... 8MHz Gain Bandwidth
- Low V_{OS} $10\mu V$
- Excellent CMRR 126dB at V_{CM} of $\pm 11V$
- High Open-Loop Gain 1.8 Million
- Fits 725, OP-07, OP-08, AD510, AD517, 5534A sockets
- Available in Dns Form

ORDERING INFORMATION¹

T_a , °C V_{OS} MAX (mV)	PACKAGE				OPERATING TEMPERATURE RANGE
	TO-99	CERDIP 8-PIN	PLASTIC 8-PIN	LCC 28-CONTACT	
25	OP27AJ	OP27AZ	-	-	ML
25	OP27LJ	OP27EZ	OP27EP	-	IND/COM
55	OP27BJ	OP27EZ	-	OP27BR880	ML
55	OP27FJ	OP27FZ	OP27FP	-	IND/COM
100	OP27CJ	OP27CZ	-	-	ML
100	OP27QJ	OP27QZ	OP27QP	-	XND
100	-	-	OP27QS ^{††}	-	XND

[†] For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add 883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.
^{††} Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in CerDIP, plastic DIP, and TO-can packages.
^{†††} For availability and burn-in information on SO and PLCC packages, contact your local sales office.

GENERAL DESCRIPTION

The OP-27 precision operational amplifier combines the low offset and drift of the OP-07 with both high speed and low noise. Offsets down to $25\mu V$ and drift of $0.2\mu V/C$ maximum make the OP-27 ideal for precision instrumentation applications. Exceptionally low noise, $e_n = 3.5nV/\sqrt{Hz}$, at 10Hz, a low 1/f noise corner frequency of 2.7Hz, and high gain (1.8 million), allow accurate high-gain amplification of low-level

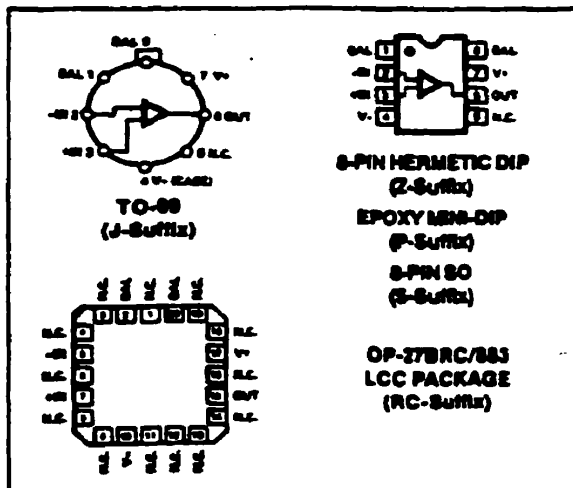
signals. A gain-bandwidth product of 8MHz and a $2.8V/\mu s$ slew rate provides excellent dynamic accuracy in high-speed data-acquisition systems.

A low input bias current of $\pm 10nA$ is achieved by use of a bias-current-cancellation circuit. Over the military temperature range, this circuit typically holds I_B and I_{OS} to $\pm 20nA$ and $15nA$ respectively.

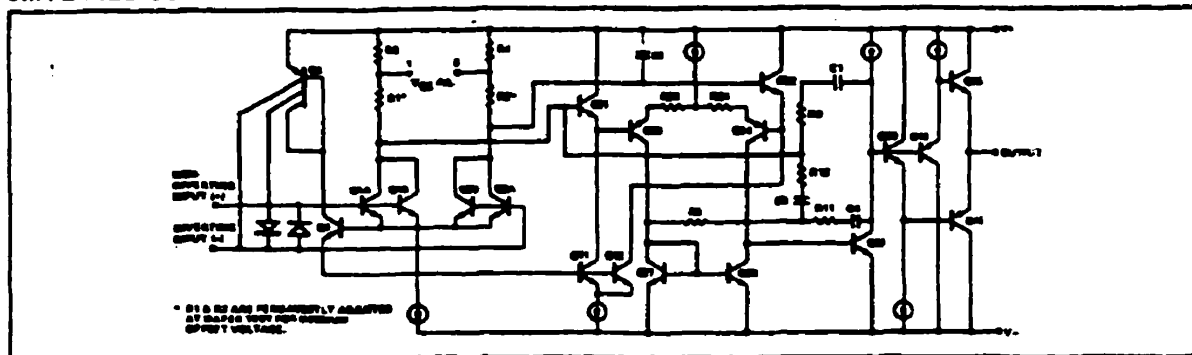
The output stage has good load driving capability. A guaranteed swing of $\pm 10V$ into 600 Ω and low output distortion make the OP-27 an excellent choice for professional audio applications.

PSRR and CMRR exceed 120dB. These characteristics, coupled with long-term drift of $0.2\mu V/month$, allow the circuit designer to achieve performance levels previously attained only by discrete designs.

PIN CONNECTIONS



SIMPLIFIED SCHEMATIC



OP-27

Low cost, high-volume production of OP-27 is achieved by using an on-chip zener-zap trimming network. This reliable and stable offset trimming scheme has proved its effectiveness over many years of production history.

The OP-27 provides excellent performance in low-noise high-accuracy amplification of low-level signals. Applications include stable integrators, precision summing amplifiers, precision voltage-threshold detectors, comparators, and professional audio circuits such as tape-head and microphone preamplifiers.

The OP-27 is a direct replacement for 725, OP-06, OP-07 and OP-05 amplifiers; 741 types may be directly replaced by removing the 741's nulling potentiometer.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 4)

Supply Voltage	±22V
Input Voltage (Note 1)	±22V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Differential Input Voltage (Note 2)	±0.7V
Differential Input Current (Note 2)	±25mA
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Operating Temperature Range

OP-27A, OP-27B, OP-27C (J, Z, RC)	-65°C to +125°C
OP-27E, OP-27F (J, Z)	-25°C to +85°C
OP-27E, OP-27F (P)	0°C to +70°C
OP-27G (P, S, J, Z)	-40°C to +85°C
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec)	300°C
Junction Temperature	-65°C to +150°C

PACKAGE TYPE	θ_{JA} (Note 3)	θ_{JC}	UNITS
TO-99 (J)	120	18	°C/W
8-Pin Hermetic DIP (Z)	140	18	°C/W
8-Pin Plastic DIP (P)	163	43	°C/W
28-Contact LCC (RC)	88	38	°C/W
8-Pin SO (S)	154	43	°C/W

NOTES:

- For supply voltages less than ±22V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
- The OP-27's inputs are protected by back-to-back diodes. Current limiting resistors are not used in order to achieve low noise. If differential input voltage exceeds 0.7V, the input current should be limited to 25mA.
- θ_{JA} is specified for worst case mounting conditions, i.e., θ_{JC} is specified for devices in socket for TO, CerDIP, P-DIP, and LCC packages; θ_{JA} is specified for devices soldered to printed circuit board for SO package.
- Absolute maximum ratings apply to both DICE and packaged parts, unless otherwise noted.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27A/E			OP-27B/F			OP-27C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	-	10	20	-	20	60	-	20	100	μV
Long-Term V_{OS} Stability	$V_{OS}/Time$	(Notes 2, 3)	-	0.2	1.0	-	0.3	1.5	-	0.4	2.0	$\mu V/10s$
Input Offset Current	I_{OS}		-	7	20	-	8	20	-	12	20	nA
Input Bias Current	I_B		-	2.10	2.40	-	2.12	2.65	-	2.16	2.60	nA
Input Noise Voltage	$e_{n,p-p}$	0.1Hz to 10Hz (Notes 3, 6)	-	0.80	0.95	-	0.80	0.90	-	0.80	0.85	$\mu V/p-p$
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_p = 10Hz$ (Note 3)	-	2.5	3.5	-	2.5	3.5	-	2.5	3.5	nV/\sqrt{Hz}
		$f_p = 20Hz$ (Note 3)	-	3.1	4.5	-	3.1	4.5	-	3.3	4.5	nV/\sqrt{Hz}
		$f_p = 1000Hz$ (Note 3)	-	3.0	3.0	-	3.0	3.0	-	3.2	4.3	nV/\sqrt{Hz}
Input Noise Current Density	i_n	$f_p = 10Hz$ (Notes 3, 6)	-	1.7	4.0	-	1.7	4.0	-	1.7	-	pA/\sqrt{Hz}
		$f_p = 20Hz$ (Notes 3, 6)	-	1.0	2.3	-	1.0	2.3	-	1.0	-	pA/\sqrt{Hz}
		$f_p = 1000Hz$ (Notes 3, 6)	-	0.4	0.5	-	0.4	0.6	-	0.4	0.5	pA/\sqrt{Hz}
Input Resistance - Differential-Mode	R_{in}	(Note 7)	1.3	6	-	0.94	6	-	0.7	4	-	M Ω
Input Resistance - Common-Mode	$R_{in,CM}$		-	3	-	-	2.5	-	-	2	-	G Ω
Input Voltage Range	V_{IR}		±11.0	±12.3	-	±11.0	±12.3	-	±11.0	±12.3	-	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{OS} = \pm 11V$	114	100	-	100	123	-	100	100	-	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 2V$ to $\pm 10V$	-	1	10	-	1	10	-	2	20	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{v0}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	1000	1000	-	1000	1000	-	700	1000	-	v/v
		$R_L \geq 600\Omega$, $V_O = \pm 10V$	600	1000	-	600	1000	-	600	1000	-	v/v
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	±10.0	±10.0	-	±12.0	±12.0	-	±11.5	±12.0	-	V
		$R_L \geq 600\Omega$	±10.0	±11.5	-	±10.0	±11.5	-	±10.0	±11.5	-	V
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ (Note 8)	1.7	2.0	-	1.7	2.0	-	1.7	2.0	-	V/ μs

OP-27

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted. (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27A/E			OP-27B/F			OP-27C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Gain Bandwidth Prod. GBW	(Note 4)		6.0	8.0	—	6.0	8.0	—	6.0	8.0	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	R_o	$V_o = 0, I_o = 0$	—	70	—	—	70	—	—	70	—	Ω
Power Consumption	P_d	V_o	—	60	140	—	60	140	—	100	170	mW
Offset Adjustment Range		$R_p = 10k\Omega$	—	24.0	—	—	24.0	—	—	24.0	—	mV

NOTES:

1. Input offset voltage measurements are performed - 0.5 seconds after application of power. A/E grades guaranteed fully warmed-up.
2. Long-term input offset voltage stability refers to the average trend line of V_{os} vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{os} during the first 30 days are typically 2.5mV - refer to typical performance curve.
3. Sample tested.
4. Guaranteed by design.
5. See test circuit and frequency response curve for 0.1Hz to 10Hz tester.
6. See test circuit for current noise measurement.
7. Guaranteed by input bias current.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27A			OP-27B			OP-27C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{os}	(Note 1)	—	20	80	—	20	80	—	70	200	μV
Average Input Offset Drift	TCV_{os} TCV_{ospp}	(Note 2) (Note 3)	—	0.2	0.5	—	0.2	1.3	—	0.4	1.0	$\mu V/C$
Input Offset Current	I_{os}		—	10	80	—	20	80	—	20	120	nA
Input Bias Current	I_b		—	220	200	—	220	200	—	220	200	nA
Input Voltage Range	IVR		± 10.5	± 11.5	—	± 10.5	± 11.5	—	± 10.5	± 11.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	100	122	—	100	110	—	94	110	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4.5V$ to $\pm 15V$	—	2	10	—	2	20	—	4	21	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{vD}	$R_L \geq 2k\Omega, V_o = \pm 10V$	600	1000	—	600	1000	—	600	1000	—	Wow
Output Voltage Swing	V_o	$R_L \geq 2k\Omega$	± 11.5	± 13.5	—	± 11.0	± 13.5	—	± 10.5	± 13.0	—	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ for OP-27J and OP-27Z, $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ for OP-27EP, FP and $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ for OP-27GP, GS, unless otherwise noted.

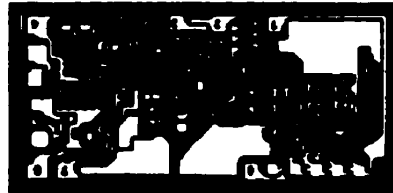
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27E			OP-27F			OP-27G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{os}		—	20	80	—	40	140	—	60	200	μV
Average Input Offset Drift	TCV_{os} TCV_{ospp}	(Note 2) (Note 3)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	—	0.4	1.0	$\mu V/C$
Input Offset Current	I_{os}		—	10	80	—	10	80	—	20	120	nA
Input Bias Current	I_b		—	210	200	—	210	200	—	220	200	nA
Input Voltage Range	IVR		± 10.5	± 11.5	—	± 10.5	± 11.5	—	± 10.5	± 11.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	110	124	—	102	111	—	90	110	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4.5V$ to $\pm 15V$	—	2	10	—	2	10	—	2	20	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{vD}	$R_L \geq 2k\Omega, V_o = \pm 10V$	700	1000	—	700	1000	—	400	1000	—	Wow
Output Voltage Swing	V_o	$R_L \geq 2k\Omega$	± 11.7	± 13.5	—	± 11.4	± 13.5	—	± 11.0	± 13.0	—	V

NOTES:

1. Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power. A/E grades guaranteed fully warmed-up.
2. The TCV_{os} performance is within the specifications unrolled or when rolled with $R_p = 10k\Omega$ to $20k\Omega$. TCV_{os} is 100% tested for A/E grades, sample tested for B/C/F/G grades.
3. Guaranteed by design.

DICE CHARACTERISTICS

- 1. NULL
- 2. (-) INPUT
- 3. (+) INPUT
- 4. A-
- 5. OUTPUT
- 7. A+
- 8. NULL



DIE SIZE 0.700 x 0.600 mm, 8000 sq. mils
(2.77 x 1.69mm, 300 sq. mm)

WAFER TEST LIMITS at $V_B = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ for OP-27N, OP-27G, and OP-27GR devices; $T_A = 125^\circ C$ for OP-27NT and OP-27GT devices, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27NT	OP-27N	OP-27GT	OP-27G	OP-27GR	
Input Offset Voltage	V_{IO}	(max 1)	60	35	200	60	100	
Input Offset Current	I_{OS}		80	35	60	60	75	
Input Bias Current	I_B		±60	±40	±55	±55	±60	
Input Voltage Range	VIN		±10.5	±11	±10.5	±11	±11	
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = 1V$	85	114	100	100	100	
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_B = 2.4V \pm 10V$	-	70	-	-	70	
Large-Signal Voltage Gain	A _{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_B = \pm 10V$ $R_L \geq 600\Omega$, $V_B = \pm 15V$	880	1000	800	1000	760	
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$ $R_L \geq 600\Omega$	±11.5	±12.0	±11.0	±12.0	±11.5	
Power Consumption	P_D	$V_B = 0$	-	140	-	140	170	
NOTE: Electrical tests are performed at wafer probe to the leads shown. Due to variations in assembly methods and normal yield loss, yield after packaging is not guaranteed for standard product lots. Consult factory to request specifications based on die lot quantities through sample lot assembly and testing.								

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_B = \pm 15V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.

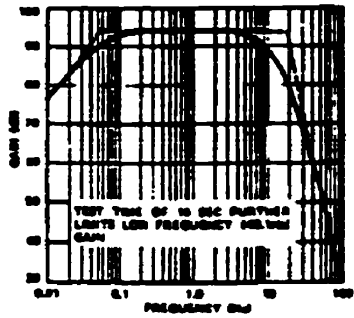
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27N	OP-27G	OP-27GR
Average Input Offset	TCV _{OS} or TCV _{OS}	Match or Unmatched $R_L = 60k \Omega$ to $20k\Omega$	0.5	0.5	0.4
Average Input Bias Current	TCI _{OS}		80	100	100
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_c = 10Hz$ $f_c = 20Hz$ $f_c = 100Hz$	2.5	2.1	2.5
Input Noise Current Density	i_n	$f_c = 10Hz$ $f_c = 20Hz$ $f_c = 100Hz$	1.7	1.9	1.7
Input Noise Voltage	e_{nT}	0.1Hz to 10Hz	0.80	0.80	0.80
Gain Bandwidth Product	GBW		0	0	0

NOTE: Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.

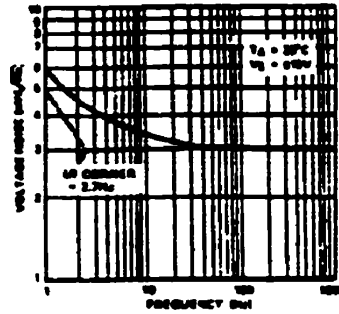
OP-27

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

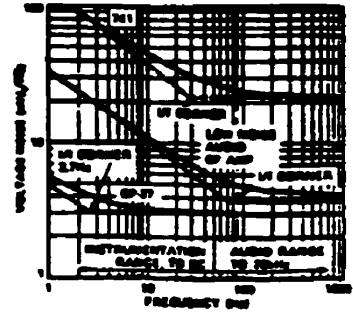
0.1Hz TO 10kHz_{max} NOISE TESTER FREQUENCY RESPONSE



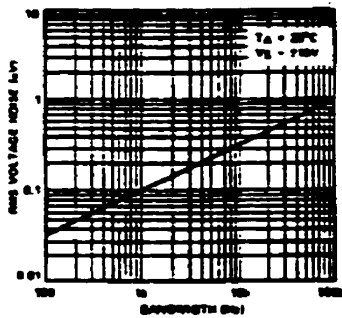
VOLTAGE NOISE DENSITY vs FREQUENCY



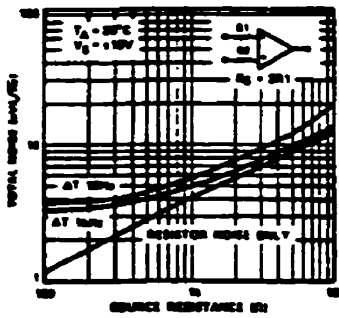
A COMPARISON OF OP AMP VOLTAGE NOISE SPECTRA



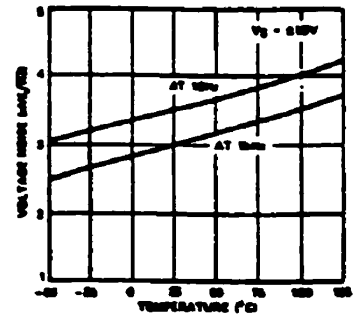
INPUT WIDEBAND VOLTAGE NOISE vs BANDWIDTH (0.1Hz TO FREQUENCY INDICATED)



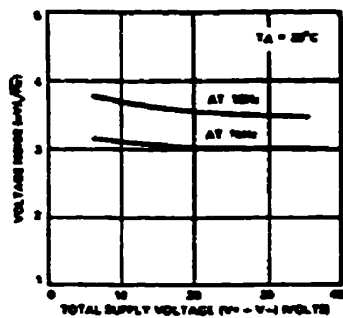
TOTAL NOISE vs SOURCE RESISTANCE



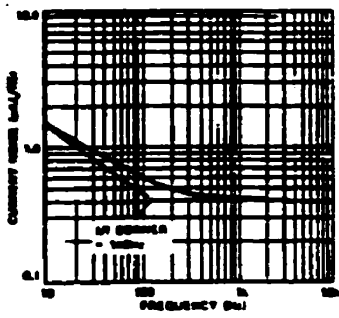
VOLTAGE NOISE DENSITY vs TEMPERATURE



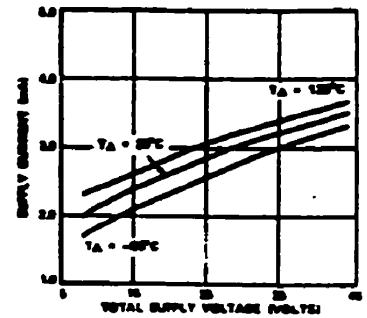
VOLTAGE NOISE DENSITY vs SUPPLY VOLTAGE



CURRENT NOISE DENSITY vs FREQUENCY



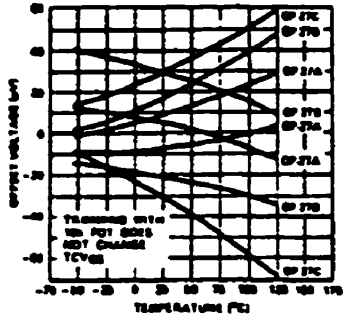
SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE



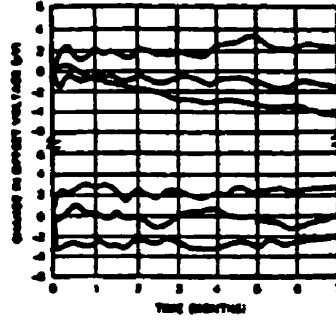
OP-27

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

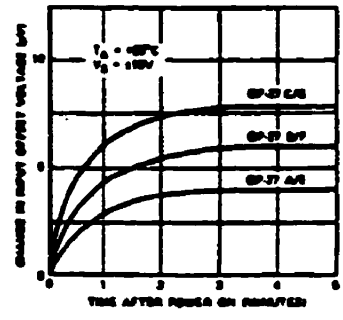
OFFSET VOLTAGE DRIFT OF EIGHT REPRESENTATIVE UNITS VS TEMPERATURE



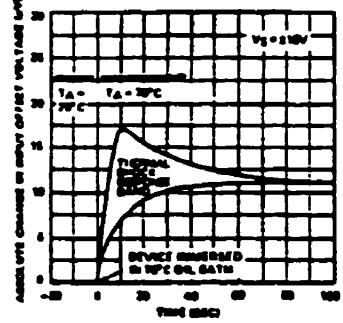
LONG-TERM OFFSET VOLTAGE DRIFT OF SIX REPRESENTATIVE UNITS



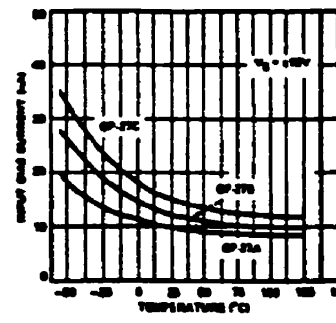
WARM-UP OFFSET VOLTAGE DRIFT



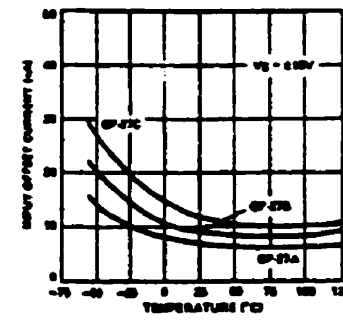
OFFSET VOLTAGE CHANGE DUE TO THERMAL SHOCK



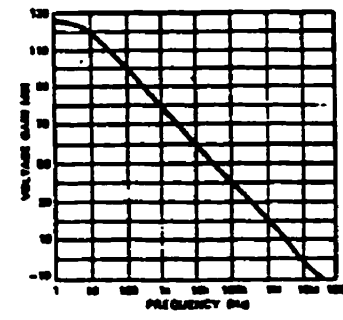
INPUT BIAS CURRENT VS TEMPERATURE



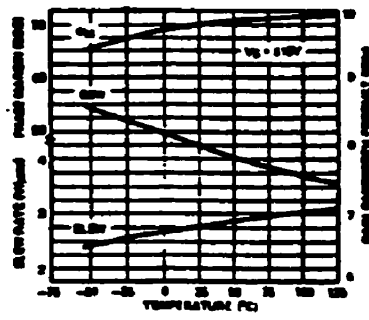
INPUT OFFSET CURRENT VS TEMPERATURE



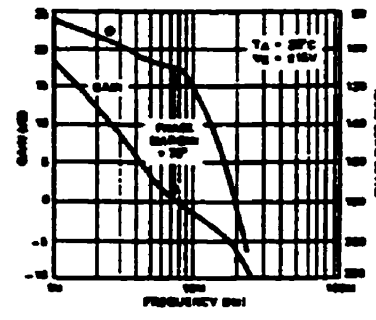
OPEN-LOOP GAIN VS FREQUENCY



SLEW RATE, GAIN-BANDWIDTH PRODUCT, PHASE MARGIN VS TEMPERATURE



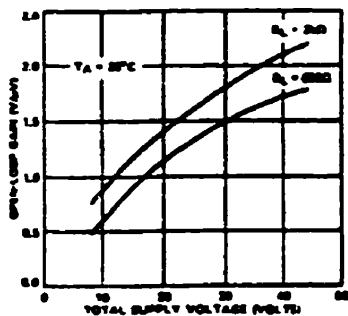
GAIN, PHASE SHIFT VS FREQUENCY



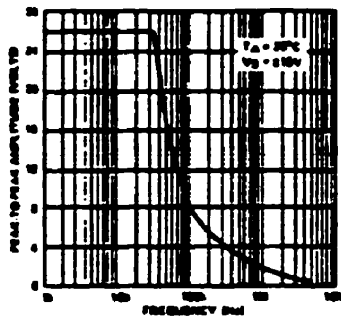
OP-27

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

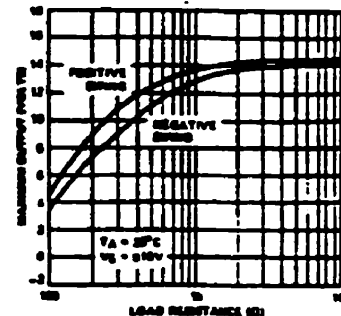
OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN vs SUPPLY VOLTAGE



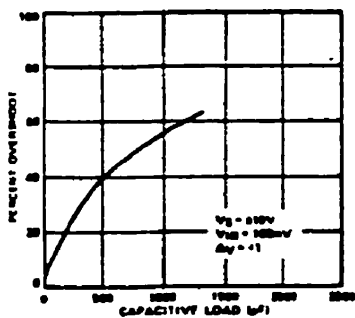
MAXIMUM OUTPUT SWING vs FREQUENCY



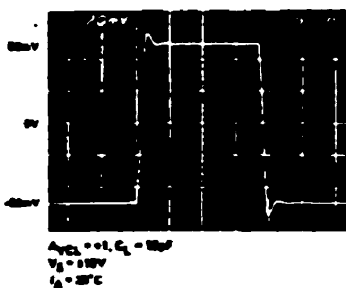
MAXIMUM OUTPUT VOLTAGE vs LOAD RESISTANCE



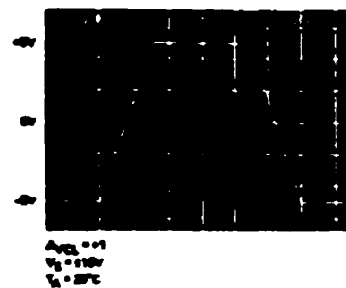
SMALL-SIGNAL OVERSHOOT vs CAPACITIVE LOAD



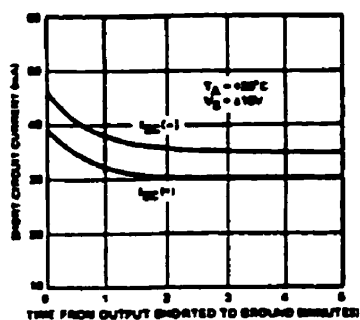
SMALL-SIGNAL TRANSIENT RESPONSE



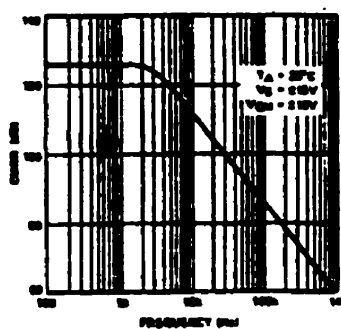
LARGE-SIGNAL TRANSIENT RESPONSE



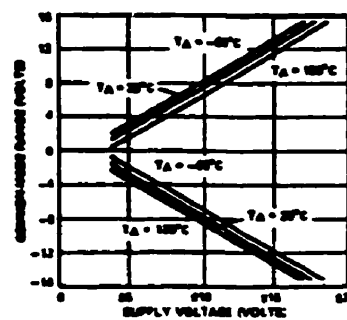
SHORT-CIRCUIT CURRENT vs TIME



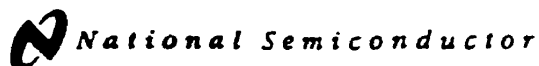
CMRR vs FREQUENCY



COMMON-MODE INPUT RANGE vs SUPPLY VOLTAGE



ANNEXE IV
FICHE TECHNIQUE DU COMPAREUR LM339



September 1999

LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302

Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic — where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

Advantages

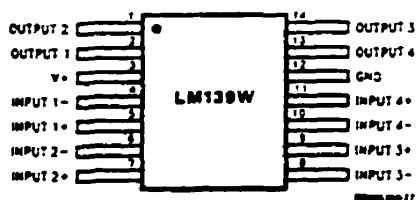
- High precision comparators

- Reduced V_{OS} drift over temperature
- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Wide supply voltage range
 - LM139 series: 2 to 36 V_{OC} or ± 1 to $\pm 18 V_{OC}$
 - LM139A series, LM2901: 2 V_{OC} to 28 V_{OC}
 - LM3302: or $\pm 1 V_{OC}$ to $\pm 14 V_{OC}$
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage
- Low input biasing current: 25 nA
- Low input offset current: ± 5 nA
- Offset voltage: ± 3 mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage: 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

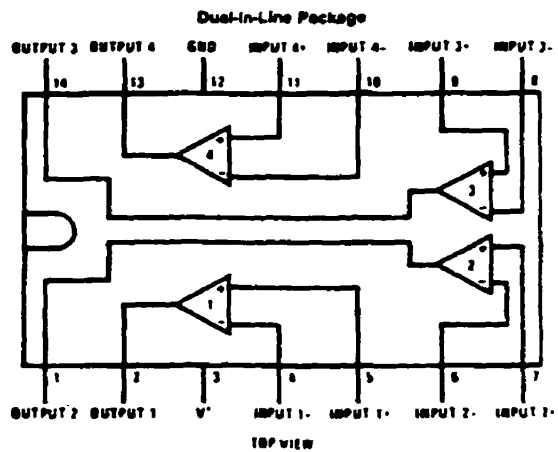
Connection Diagrams



Order Number LM139AW/883 or LM139W/883 (Note 1)
 LM139AWRQML and LM139AWRQMLV (Note 3)
 See NS Package Number W14B
 LM139AWGRQML and LM139AWGRQMLV (Note 3)
 See NS Package Number WG14A

LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302 Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

Connection Diagrams (Continued)



Order Number LM138J, LM136J/86J (Note 1), LM139AJ,
 LM138AJ/86J (Note 2), LM238J, LM238AJ, LM339J,
 LM138AJ/ROML and LM138AJ/ROMLV (Note 3)
 See NS Package Number J14A
 Order Number LM339AM, LM339M or LM2901M
 See NS Package Number M14A
 Order Number LM339N, LM339AN, LM2901N or LM3302N
 See NS Package Number N14A

Note 1: Available per JMC8510/11201

Note 2: Available per SMD# 5862-8673901

Note 3: See STD Atd Dwg 5962R96738 for Radiation Tolerant Device

Absolute Maximum Ratings (Note 13)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

	LM139/LM239/LM339 LM139A/LM239A/LM339A LM2901	LM3302
Supply Voltage, V^+	$36 V_{DC}$ or $\pm 18 V_{DC}$	$28 V_{DC}$ or $\pm 14 V_{DC}$
Differential Input Voltage (Note 11)	$36 V_{DC}$	$28 V_{DC}$
Input Voltage	$-0.3 V_{DC}$ to $+36 V_{DC}$	$-0.3 V_{DC}$ to $+28 V_{DC}$
Input Current ($V_{IN} < -0.3 V_{DC}$), (Note 6)	50 mA	50 mA
Power Dissipation (Note 4)		
Molded DIP	1050 mW	1050 mW
Cavity DIP	1180 mW	
Small Outline Package	760 mW	
Output Short-Circuit to GND, (Note 5)	Continuous	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C
Operating Temperature Range		
LM339/LM339A	0°C to $+70^{\circ}\text{C}$	
LM239/LM239A	-25°C to $+85^{\circ}\text{C}$	
LM2901	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
LM139/LM139A	-55°C to $+125^{\circ}\text{C}$	
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD rating (1.5 k Ω in series with 100 pF)	600V	600V

Electrical Characteristics

($V^+ = 5 V_{DC}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise stated)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A			LM139		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	
Input Offset Voltage	(Note 12)	1.0	2.0		1.0	2.0	2.0	5.0	mV_{DC}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, (Note 8), $V_{CM} = 0V$	25	100		25	250	25	100	nA_{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$	3.0	25		5.0	50	3.0	25	nA_{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V_{DC}$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$) (Note 9)	0	$V^- - 1.5$	0	$V^- - 1.5$	0	$V^- - 1.5$		V_{DC}
Supply Current	$R_L = \infty$ on all Comparators, $R_L = \infty$, $V^+ = 36V$, (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$)	0.8	2.0		0.8	2.0	0.8	2.0	mA_{DC}
					1.0	2.5	1.0	2.5	mA_{DC}
Voltage Gain	$R_L = 215 k\Omega$, $V^+ = 15 V_{DC}$ $V_{IN} = 1 V_{DC}$ to $11 V_{DC}$	50	200		50	200	50	200	V/mV
Large Signal Response Time	V_{IN} = TTL Logic Swing, $V_{REF} = 1.4 V_{DC}$, $V_{RL} = 5 V_{DC}$, $R_L = 5.1 k\Omega$	300		300		300			ns
Response Time	$V_{IN} = 5 V_{DC}$, $R_L = 5.1 k\Omega$, (Note 10)	1.3		1.3		1.3			μs

Electrical Characteristics (Continued)								
(V* = 5 V _{DC} , T _A = 25°C, unless otherwise stated)								
Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Sink Current	V _{OH(-)} = 1 V _{DC} , V _{OH(+)} = 0, V _O ≤ 1.5 V _{DC}	6.0	16	6.0	16	6.0	16	mA _{DC}
Saturation Voltage	V _{OH(-)} = 1 V _{DC} , V _{OH(+)} = 0, I _{OH(±)} ≤ 4 mA	250	400	250	400	250	400	mV _{DC}
Output Leakage Current	V _{OH(+)} = 1 V _{DC} , V _{OH(-)} = 0, V _O = 5 V _{DC}	0.1		0.1		0.1		nA _{DC}

Electrical Characteristics									
(V* = 5 V _{DC} , T _A = 25°C, unless otherwise stated)									
Parameter	Conditions	LM239, LM339			LM2901		LM3302		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	
Input Offset Voltage	(Note 12)	2.0	5.0		2.0	7.0	3	20	mV _{DC}
Input Bias Current	I _{OH(-)} or I _{OH(+)} with Output in Linear Range. (Note 8), V _{CM} = 0V	25	250		25	250	25	500	nA _{DC}
Input Offset Current	I _{OH(-)} - I _{OH(+)} , V _{CM} = 0V	5.0	50		5	50	3	100	nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	V* = 30 V _{DC} (LM3302, V* = 28 V _{DC}) (Note 9)	0	V* - 1.5		0	V* - 1.5	0	V* - 1.5	V _{DC}
Supply Current	R _L = ∞ on all Comparators, R _L = ∞, V* = 36V, (LM3302, V* = 28 V _{DC})	0.8	2.0		0.8	2.0	0.8	2.0	mA _{DC}
Voltage Gain	R _L ≥ 15 kΩ, V* = 15 V _{DC} , V _e = 1 V _{DC} to 11 V _{DC}	50	200		25	100	2	30	V/mV
Large Signal Response Time	V _{OH} = TTL Logic Swing, V _{REF} = 1.4 V _{DC} , V _{RL} = 5 V _{DC} , R _L = 5.1 kΩ	300			300		300		ns
Response Time	V _{RL} = 5 V _{DC} , R _L = 5.1 kΩ, (Note 10)	1.3			1.3		1.3		μs
Output Sink Current	V _{OH(-)} = 1 V _{DC} , V _{OH(+)} = 0, V _O ≤ 1.5 V _{DC}	6.0	16		6.0	16	6.0	16	mA _{DC}
Saturation Voltage	V _{OH(-)} = 1 V _{DC} , V _{OH(+)} = 0, I _{OH(±)} ≤ 4 mA	250	400		250	400	250	500	mV _{DC}
Output Leakage Current	V _{OH(+)} = 1 V _{DC} , V _{OH(-)} = 0, V _O = 5 V _{DC}	0.1			0.1		0.1		nA _{DC}

Electrical Characteristics									
(V* = 5.0 V _{DC} , (Note 7))									
Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Input Offset Voltage	(Note 12)	4.0			4.0		8.0	mV _{DC}	
Input Offset Current	I _{OH(-)} - I _{OH(+)} , V _{CM} = 0V	100			150		100	nA _{DC}	
Input Bias Current	I _{OH(-)} or I _{OH(+)} with Output in Linear Range, V _{CM} = 0V (Note 8)	300			400		300	nA _{DC}	
Input Common-Mode Voltage Range	V* = 30 V _{DC} (LM3302, V* = 28 V _{DC}) (Note 9)	0	V* - 2.0		0	V* - 2.0	0	V* - 2.0	V _{DC}
Saturation Voltage	V _{OH(-)} = 1 V _{DC} , V _{OH(+)} = 0, I _{OH(±)} ≤ 4 mA	700			700		700	mV _{DC}	

Electrical Characteristics (Continued)

($V^+ = 5.0 V_{OC}$, (Note 7))

Parameter	Conditions	LM138A		LM239A, LM339A		LM139		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Leakage Current	$V_{in(+)} = 1 V_{OC}$, $V_{in(-)} = 0$, $V_O = 30 V_{OC}$, (LM3302, $V_O = 28 V_{OC}$)			1.0		1.0		μA_{OC}
Differential Input Voltage	Keep all $V_{in} \geq 0 V_{OC}$ (or V^- , if used), (Note 11)			36		36		V_{OC}

Electrical Characteristics

($V^+ = 5.0 V_{OC}$, (Note 7))

Parameter	Conditions	LM239, LM339		LM2901		LM3302		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 12)			9.0		9	15	mV_{OC}
Input Offset Current	$I_{in(+)} - I_{in(-)}$, $V_{CM} = 0V$			150		50	200	nA_{OC}
Input Bias Current	$I_{in(+)}$ or $I_{in(-)}$ with Output in Linear Range, $V_{CM} = 0V$ (Note 8)			400		200	500	nA_{OC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V_{OC}$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{OC}$) (Note 9)			$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	V_{OC}
Saturation Voltage	$V_{in(+)} = 1 V_{OC}$, $V_{in(-)} = 0$, $I_{load} = 54 mA$			700		400	700	mV_{OC}
Output Leakage Current	$V_{in(+)} = 1 V_{OC}$, $V_{in(-)} = 0$, $V_O = 30 V_{OC}$, (LM3302, $V_O = 28 V_{OC}$)			1.0		1.0		μA_{OC}
Differential Input Voltage	Keep all $V_{in} \geq 0 V_{OC}$ (or V^- , if used), (Note 11)			36		36		V_{OC}

Note 4: For operating at high temperatures, the LM339/LM339A, LM2901, LM3302 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 95°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still or ambient. The LM239 and LM139 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias dissipation and the "On-Off" characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small ($P_{D(100 mW)}$), provided the output transistors are allowed to saturate.

Note 5: Short circuits from the output to V^- can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 20 mA independent of the magnitude of V^+ .

Note 6: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also loss of NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the comparators to go to the V^- voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3 V_{OC}$ (at 25°C).

Note 7: These specifications are limited to $-35^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$ for the LM138A/LM138A. With the LM239A/LM239A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$. The LM339/LM339A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$, and the LM2901, LM3302 temperature range is $-40^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$.

Note 8: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.

Note 9: The input common-mode voltage or other input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$ at 25°C, but either or both inputs can go to $+30 V_{OC}$ without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V^+ .

Note 10: The response time specified is a 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals 300 ns can be obtained. See typical performance characteristics section.

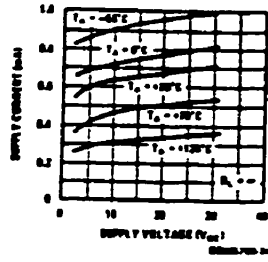
Note 11: Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than $-0.3 V_{OC}$ (or $0.3 V_{OC}$ below the magnitude of the negative power supply, if used) (at 25°C).

Note 12: At output switch point, $V_{OH} = 1.4 V_{OC}$, $R_{th} = 0\Omega$ with V^+ from 5 V_{OC} to 30 V_{OC} ; and over the full input common-mode range (0 V_{OC} to $V^+ - 1.5 V_{OC}$), at 25°C. For LM3302, V^+ from 5 V_{OC} to 28 V_{OC} .

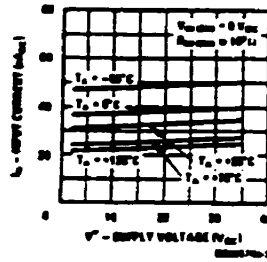
Note 13: Refer to RETS138AX for LM138A military specifications and to RETS139X for LM139 military specifications.

Typical Performance Characteristics LM139/LM239/LM339, LM139A/LM239A/LM339A, LM3302

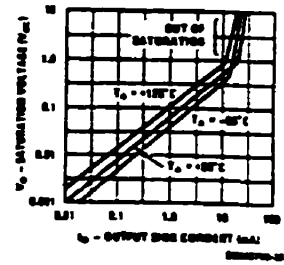
Supply Current



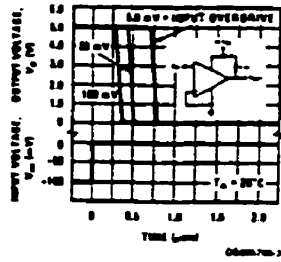
Input Current



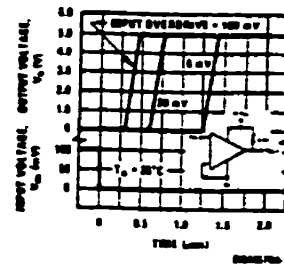
Output Saturation Voltage



Response Time for Various Input Overdrives — Negative Transition

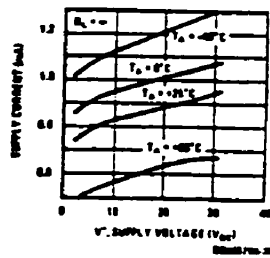


Response Time for Various Input Overdrives — Positive Transition

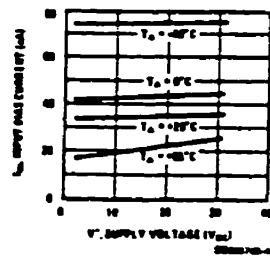


Typical Performance Characteristics LM2901

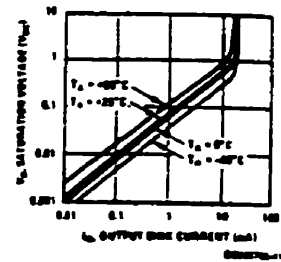
Supply Current



Input Current

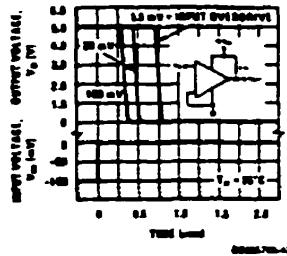


Output Saturation Voltage

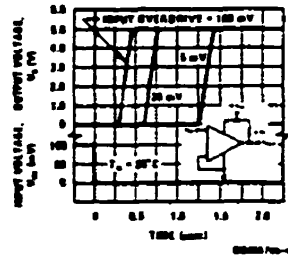


Typical Performance Characteristics LM2901 (Continued)

Response Time for Various Input Overdrives — Negative Transition



Response Time for Various Input Overdrives—Positive Transition



Application Hints

The LM139 series are high gain, wide bandwidth devices which, like most comparators, can easily oscillate if the output lead is inadvertently allowed to capacitively couple to the inputs via stray capacitance. This shows up only during the output voltage transition intervals as the comparator changes states. Power supply bypassing is not required to solve this problem. Standard PC board layout is helpful as it reduces stray input-output coupling. Reducing this input resistor to < 10 kΩ reduces the feedback signal levels and finally, adding even a small amount (1 to 10 mV) of positive feedback (hysteresis) causes such a rapid transition that oscillations due to stray feedback are not possible. Simply socketing the IC and attaching resistors to the pins will cause input-output oscillation—during the small transition intervals unless hysteresis is used. If the input signal is a pulse waveform, with relatively fast rise and fall times, hysteresis is not required.

All pins of any unused comparators should be tied to the negative supply.

The bias network of the LM139 series establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 2 V_{OC} to 30 V_{OC}. It is usually unnecessary to use a bypass capacitor across the power supply line.

The differential input voltage may be larger than V⁺ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.3 V_{OC} (at 25°C). An input clamp diode can be used as shown in the applications section.

The output of the LM139 series is the uncommitted collector of a grounded-emitter NPN output transistor. Many collectors can be tied together to provide an output OR'ing function. An output pull-up resistor can be connected to any available power supply voltage within the permitted supply voltage range and there is no restriction on this voltage due to the magnitude of the voltage which is applied to the V⁺ terminal of the LM139A package. The output can also be used as a simple SPST switch to ground (when a pull-up resistor is not used). The amount of current which the output device can sink is limited by the drive available (which is independent of V⁺) and the β of this device. When the maximum current limit is reached (approximately 16 mA), the output transistor will come out of saturation and the output voltage will rise very rapidly. The output saturation voltage is limited by the approximately 60Ω R_{sat} of the output transistor. The low offset voltage of the output transistor (1 mV) allows the output to clamp essentially to ground level for small load currents.

Typical Applications (V⁺ = 5.0 V_{OC})

