

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

M.Ing.

PAR
EL-ASMAR MOHAMAD

CONCEPTION D'UN TRANSMETTEUR/RECEPTEUR RF
POUR LES SYSTÈMES D'IDENTIFICATION MARINE

MONTRÉAL, LE 17 décembre 2003

© droits réservés de Mohamad El-Asmar

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Ammar Kouki, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Naïm Batani, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Fadhel Ghannouchi, professeur
Département de génie électrique à l'École polytechnique de Montréal

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 09 / 12 / 2003

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

CONCEPTION D'UN TRANSMETTEUR/RECEPTEUR RF POUR LES SYSTÈMES D'IDENTIFICATION MARINE

Mohamad El-Asmar

SOMMAIRE

Le système de communication maritime est un élément fondamental de la sécurité en mer. Le système actuel utilise 55 canaux sur une large bande VHF et en modulation FM analogique. Afin d'augmenter la sécurité de communication maritime, l'Union Internationale des Télécommunication (UIT) a recommandé de remplacer ce système par un autre système s'appelant *Système d'Identification Automatique* (AIS). Ce système digital doit utiliser la modulation GMSK/FM ainsi que le multiplexage temporel (TDMA) pour accommoder l'augmentation future du nombre d'utilisateurs et de la diversité des applications.

Notre objectif dans ce mémoire était de concevoir la partie analogique dans la chaîne de transmission et de réception de ce système, ou plus spécifiquement, l'amplificateur de puissance aux niveaux, 2 W, et 12.5 W, ainsi que l'amplificateur à faible bruit LNA, selon les spécifications suggérées par l'UIT.

Afin de réaliser cet objectif, nous avons conçu et simulé, dans une première étape, chacun de ces amplificateurs à l'aide du simulateur (HP-ADS), en utilisant des transistors RF ayant des modèles implantés dans la librairie du simulateur. En particulier, le simulateur a été très utile dans la conception d'amplificateurs non linéaires opérés en classe C pour une rendement énergétique optimale. En deuxième étape, nous avons fabriqué les amplificateurs, et à l'aide des analyseurs de réseau et de spectre, nous avons testé, mesuré, et ajusté chacun. L'implantation des composantes ajustables dans les circuits d'adaptation et les filtres passe bande nous a permis d'atteindre facilement notre objectif.

Enfin, la comparaison des résultats des mesures et essais avec les spécifications requises par les amplificateurs nous montre que la conception d'un amplificateur à l'aide d'un simulateur a avancé comme l'ADS est un outil très efficace pour arriver précisément à l'objectif, et ainsi réduire les coûts et le temps d'exécution d'un tel projet.

DESIGNING AN RF TRANCEIVER FOR MARINE IDENTIFICATION SYSTEM

Mohamad El-Asmar

ABSTRACT

The maritime communication system is a fundamental element of safety at sea. The current system uses 55 channels on broadband VHF in analogical FM modulation. Therefore, in order to increase the safety of maritime communication, the International Telecommunication Union (ITU) has recommended replacing this system by another one, namely the Automatic Identification System (AIS). This digital system must use GMSK/FM modulation, and temporal multiplexing (TDMA) in order to adapt to a future increase of number of users and diversities of the applications.

Our goal in this project is to design the analogical part of the transmission and the reception chain of this system, more specifically, the power amplifier at both levels of 2 W and 12.5 W and the low noise amplifier LNA, with specifications suggested by the ITU.

In order to carry out this goal, we first conceived and then simulated each one of these amplifiers by using the simulator (HP-ADS), and with RF transistors which have models established in the vast library of this simulator. In particular, the simulator was very useful in designing non-linear class C amplifiers for optimal power efficiency. Secondly, we built the amplifiers, and using network and spectrum analyzers, we tested, measured, and adjusted every amplifier. The use of adjustable components in the matching circuits and the pass band filters, served us to arrive easily our objective.

Finally, the comparison of the measurements and tests results according to the specifications required shows us that designing an amplifier using an advanced simulator such as ADS is a very effective tool in arriving at a precise objective, and hence reduces the costs and time of execution of such a project.

REMERCIEMENTS

Premièrement, j'adresse mes remerciements les plus sincères à mon directeur de mémoire Mr. Ammar Kouki, qui m'a proposé le sujet très intéressant de ce mémoire. Cette réalisation n'a pu être menée à bien qu'en grande partie grâce à son amabilité et sa coopération. Je lui suis également reconnaissant pour sa disponibilité sans faille durant la durée entière de ce mémoire et pour les qualités scientifiques et pédagogiques de son encadrement sans lesquelles ce travail n'aurait pas vu le jour.

J'adresse également de sincères remerciements à l'ensemble du personnel du laboratoire LACIME, mes amis et mes collègues, pour m'avoir aussi bien accueilli et rendu les conditions de mon séjour très agréables.

Je dois ensuite remercier la Direction générale et administrative de l'ETS, particulièrement le Décanat à la formation qui à l'aide de divers moyens de soutien pédagogique et d'outils didactiques m'ont aidé à bien rédiger ce mémoire.

Je tiens également à remercier tous les membres du jury d'avoir accepté de juger et évaluer ce travail.

Un grand remerciement aux membres de ma famille, d'abord mes deux filles adorées Dania et Zeina, puis mes fils Hassein, Bassam, et Malek. Ensuite à ceux qui m'ont aidé à

corriger et améliorer le niveau linguistique de ce mémoire : Aline, Abdullah, Tasnime, et Joumane.

Je dédie ce travail à la mémoire de ma très chère Wafa, qui m'a quitté pour rejoindre l'éternel sans assister à la fin de ce travail. Étant sûr que son âme est au courant de mes sentiments. Je tiens à la remercier pour son important support moral et affectif qu'elle m'avait apporté pour l'aboutissement de ce travail.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	i
ABSTRACT	ii
REMERCIEMENTS	iii
TABLE DES MATIÈRES	v
Liste des tableaux.....	viii
Liste des figures.....	ix
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 LES COMMUNICATIONS MARITIMES.....	5
1.1 Introduction.....	5
1.2 Caractéristiques opérationnelles d'un (AIS).....	7
1.2.1 Généralités.....	7
1.2.2 Transmission des informations	8
1.3 Caractéristiques techniques.....	8
1.3.1 Paramètres techniques.....	8
1.3.2 Précautions techniques.....	10
1.4 Configuration de base	11
1.4.1 Chaîne de transmission	11
1.4.2 Modulateur GMSK/FM.....	12
1.4.3 Amplificateur de puissance.....	13
1.4.3.1 Première configuration.....	14
1.4.3.2 Deuxième configuration.....	14
1.4.3.3 Troisième configuration.....	15
1.4.4 Chaîne de réception.....	16
1.5 Conclusion	18
CHAPITRE 2 CHAÎNE DE TRANSMISSION	20
2.1 Introduction.....	20
2.2 Rappels théoriques	21
2.2.1 Amplificateur RF à transistor.....	21
2.2.2 Les paramètres S du transistor RF	22
2.2.3 Puissance et gain	23
2.2.4 Stabilité d'un amplificateur.....	25
2.2.5 Stabilisation d'un amplificateur	25
2.3 Conception de l'amplificateur 41dBm.....	26
2.4 Conception du préamplificateur.....	28

2.4.1	Choix du point de fonctionnement.....	29
2.4.2	Etude de la stabilité du transistor.....	32
2.4.2.1	Stabilisation du transistor.....	34
2.4.3	Circuits d'adaptations.....	37
2.4.3.1	Conception des circuits d'adaptation.....	37
2.4.4	Simulation en grand signal.....	40
2.4.4.1	Étude en fonction de la puissance.....	40
2.4.4.2	Étude en fonction de la fréquence.....	43
2.4.5	Circuit final du préamplificateur.....	45
2.4.5.1	Circuit de polarisation DC.....	45
2.4.5.2	Cellule d'alimentation DC.....	46
2.5	Conception de l'amplificateur de puissance 2 W.....	48
2.5.1	Point de fonctionnement.....	51
2.5.2	Stabilité du transistor MRF555.....	53
2.5.3	Adaptation des impédances.....	55
2.5.4	Réponse en fréquence.....	57
2.6	Les amplificateurs en cascades.....	62
2.6.1	Niveau des harmoniques.....	67
2.7	Conclusion.....	69
CHAPITRE 3 CHAÎNE DE RECEPTION RF.....		70
3.1	Introduction.....	70
3.2	Conception de l'amplificateur LNA.....	72
3.2.1	Point de fonctionnement.....	72
3.2.2	Stabilité.....	74
3.2.3	Conception des circuits d'adaptation.....	76
3.2.4	Conception du filtre passe bande.....	81
3.3	Conclusion.....	85
CHAPITRE 4 RÉALISATION ET CARACTÉRISATION.....		86
4.1	Introduction.....	86
4.2	Fabrication des amplificateurs.....	86
4.2.1	Conception des circuits imprimés (LAYOUT).....	87
4.2.2	Construction des amplificateurs.....	89
4.3	Essais et mesures.....	91
4.3.1	Le préamplificateur.....	91
4.3.2	Le filtre passe bande.....	92
4.3.3	La cascade de niveau bas.....	93
4.3.4	La cascade de 12.5W.....	95
4.3.5	L'amplificateur LNA.....	97
4.3.6	Réponse à un signal GMSK/FM.....	99
4.3.7	Mesure des puissances.....	101
4.4	Discussion des résultats et conclusion.....	101

CONCLUSION GENERALE.....	104
ANNEXES	
1 : Les fréquences des canaux marines VHF	107
2 : Brochures des spécifications techniques.....	111
3 : Estimation de coût de projet	138
BIBLIOGRAPHIE	140

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I Bandes des fréquences radioélectriques.....	5
Tableau II Performance d'un système AIS	9
Tableau III Quelques spécifications importantes du module M57719N	27
Tableau IV Paramètres du transistor BFR90 stabilisé	76
Tableau V Résultat de mesure par un wattmètre	101
Tableau VI Tableau des résultats	102
Tableau VII Les canaux d'un radio VHF marine.....	108
Tableau VIII Estimation du coût en dollars canadien.....	139

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1 Schéma bloc simplifié d'un système de télécommunication.....	2
Figure 2 Schéma bloc simplifié d'un AIS.....	11
Figure 3 Schéma bloc d'un modulateur GMSK/FM.....	12
Figure 4 Spectre d'un signal GMSK/FM.....	13
Figure 5 L'amplificateur de puissance à deux niveaux.....	13
Figure 6 Ampli de puissance avec un atténuateur à 8 dB.....	14
Figure 7 Ampli de puissance à commutation d'un étage de 8 dB.....	15
Figure 8 Amplificateur de puissance à commutation de deux étages.....	16
Figure 9 Schéma bloc de la chaîne de réception d'un AIS.....	16
Figure 10 Diagramme d'un amplificateur RF.....	21
Figure 11 Les ondes stationnaires dans un transistor RF.....	22
Figure 12 Cascade des amplificateurs de 41 dBm.....	26
Figure 13 Schéma photographique du module M57719N.....	27
Figure 14 Simulation sur ADS pour trouver un.....	30
Figure 15 Graphes des paramètres S et le courant I_c	31
Figure 16 Étude de la stabilité du transistor MRF559.....	32
Figure 17 Résultats de l'étude de stabilité du MRF559.....	33
Figure 18 Stabilisation du transistor à l'aide d'une résistance R1.....	35
Figure 19 Résultats après stabilisation du transistor MRF559.....	36
Figure 20 Situation de l'amplificateur sans adaptation sur un abaque de Smith.....	38
Figure 21 Adaptation simultanément conjuguée du transistor MRF559.....	39
Figure 22 Résultat de l'adaptation simultanément conjuguée sur S11 et S22.....	39
Figure 23 Simulation du préamplificateur en large signal.....	41
Figure 24 Paramètres du transistor MRF559 en fonction de la puissance à l'entrée...42	42
Figure 25 Simulation du préamplificateur avec F variable et Pin constante.....	43

Figure 26	Représentation du gain et de l'adaptation d'impédance	44
Figure 27	Polarisation du transistor MRF559	45
Figure 28	Graphe de I_c en fonction de la résistance de polarisation	46
Figure 29	Cellule d'alimentation	47
Figure 30	Circuit final du préamplificateur	47
Figure 31	Point de compression 1 dB dans un amplificateur de puissance	49
Figure 32	Intermodulation entre deux fréquences	50
Figure 33	Point d'intersection troisième ordre IP3	50
Figure 34	Simulation pour trouver le point de fonctionnement	51
Figure 35	Point de fonctionnement du transistor MRF555	52
Figure 36	Facteurs de stabilité du MRF555 en fonction de F	53
Figure 37	Une résistance $R_1=100\ \Omega$ pour stabiliser le transistor MRF555	54
Figure 38	Stabilisation du transistor dans toute la gamme de puissance P_{in}	54
Figure 39	Résultat de la stabilité avec $R_1=100\ \Omega$	55
Figure 40	S_{11} et S_{22} intrinsèque du transistor MRF555	56
Figure 41	MRF555 adapté en impédance à $50\ \Omega$	56
Figure 42	Résultat de l'adaptation d'impédance	57
Figure 43	Bande passante de l'amplificateur de 2W après adaptation	58
Figure 44	Filtre passe bande de deuxième ordre	58
Figure 45	Réponse en fréquence du filtre passe bande	59
Figure 46	Situation de S_{11} et S_{22} du filtre	59
Figure 47	Amplificateur de puissance 2W avec filtre passe bande	60
Figure 48	Bande passante de l'amplificateur 2W	61
Figure 49	Adaptation entrée-sortie en fonction de F	61
Figure 50	Sous-circuit du préamplificateur en mode 2 ports	62
Figure 51	Sous-circuit de l'amplificateur de puissance de 2 W en mode 2 ports	63
Figure 52	Simulation en LSSP de deux étages en cascade	63
Figure 53	Résultat de simulation avant correction	64
Figure 54	Résultat de simulation après correction	65

Figure 55	Bande passante de deux étages en cascade.....	66
Figure 56	Circuit du préamplificateur après correction	66
Figure 57	Niveau des harmoniques pour une excitation sinusoïdale.....	67
Figure 58	Niveaux d'intermodulation à la sortie de l'amplificateur.....	68
Figure 59	Étude du point de fonctionnement d'un LNA	73
Figure 60	Résultat graphique pour choisir le point de fonctionnement.....	73
Figure 61	Stabilité avec $R_1=250\ \Omega$	74
Figure 62	Graphe avant stabilisation.....	75
Figure 63	Graphe après stabilisation.....	75
Figure 64	Simulation d'un LNA pour obtenir les cercles de gain et de bruit.....	77
Figure 65	Cercles des gains avec le cercle de bruit	77
Figure 66	Simulation pour construire le circuit d'adaptation d'entrée	78
Figure 67	Circuit complet d'un LNA avec les circuits d'adaptation	79
Figure 68	Paramètres du LNA avec le minimum de bruit	80
Figure 69	Paramètres du LNA avec adaptation simultanément conjuguée	81
Figure 70	Bande passante du LNA sans filtre PB.....	82
Figure 71	Filtre passe bande	82
Figure 72	Bande passante du LNA avec filtre	83
Figure 73	Schéma du LNA avec filtre	84
Figure 74	Paramètres du LNA avec filtre PB	84
Figure 75	Circuit imprimé de l'amplificateur de puissance 12.5W	87
Figure 76	Circuit imprimé du préamplificateur	88
Figure 77	Circuit imprimé de l'amplificateur de puissance 2W.....	88
Figure 78	Circuit imprimé du LNA	88
Figure 79	Photo du préamplificateur.....	89
Figure 80	Photo de deux amplificateurs de puissance	90
Figure 81	Photo de l'amplificateur LNA	90
Figure 82	Filtre passe bande	90
Figure 83	Mesure du gain et de l'adaptation du préamplificateur	91

Figure 84	Mesure du gain en fonction de P_{in} du préamplificateur.....	92
Figure 85	Réponse en fréquence du filtre passe bande.....	92
Figure 86	Mesures sur la cascade de 2 W avec filtre PB.....	93
Figure 87	Mesure du gain de la cascade 2W sans filtre.....	94
Figure 88	Mesure du gain de l'amplificateur en fonction de P_{in}	94
Figure 89	Réponse en fréquence de la cascade 12.5W.....	95
Figure 90	Pout et gain vs P_{in} de la cascade de 12.5W à $F=156$ MHz.....	96
Figure 91	Efficacité de la cascade de 12.5 W.....	96
Figure 92	Mesures sur le LNA sans filtre PB.....	97
Figure 93	Mesure sur le LNA avec filtre PB.....	98
Figure 94	S_{11} , S_{22} , et gain en fonction de P_{in} dans le LNA.....	99
Figure 95	Spectre d'un signal GMSK/FM dans la cascade 2W.....	100
Figure 96	Spectre d'un signal GMSK/FM dans la cascade 12.5W.....	100

INTRODUCTION

Les développements technologiques dans le domaine de la radioélectricité ont débuté dès 1912. À cette époque, les applications étaient essentiellement orientées vers les communications militaires. Ces développements ont mené à l'explosion des applications aussi bien civiles que militaires, tel que la téléphonie avec d'abord l'apparition des faisceaux hertziens, puis ensuite des satellites des télécommunications, radar, télévision, système d'aide à la navigation aérienne et maritime, et systèmes de positionnement par satellites.

La télécommunication est une priorité incontournable pour tous les pays du monde. Les développements rapides de la recherche ont permis à un large public d'accéder aux moyens modernes de communication. Les divers systèmes de radiocommunication avec les mobiles AMPS, GSM, UMTS inondent le marché. La téléphonie par satellites (IRIDIUM, GLOBALSTAR), malgré quelques déboires commerciaux, préfigure probablement les systèmes futurs. En dehors de ces grands systèmes, de nombreuses applications font appel aux radiofréquences : télémétrie, télécommande, systèmes de surveillance, instrumentation, etc.

Un système de télécommunication radiofréquence est constitué de plusieurs organes principaux afin de pouvoir établir la communication entre deux points ; terrestre, terrestre satellite ou entre deux satellites. La figure (1) représente un schéma bloc d'un système de télécommunication identifiant deux chaînes ; une chaîne fonctionne pour la transmission du signal radiofréquence, l'autre pour la réception du signal. Ses constituants sont :

L'antenne : élément conçu en vue de rayonner ou de capter les ondes radioélectriques. Plusieurs types et formes d'antennes sont utilisées : les antennes directionnelles, omnidirectionnelles, et paraboliques. Une antenne est fabriquée de métaux spéciaux

ainsi qu'avec des mesures bien déterminées afin d'adapter son impédance et sa réponse fréquentielle selon les spécifications du système radio. Grâce à sa diversité, l'antenne peut apporter un gain de puissance variant de quelques dB, jusqu'à plusieurs dB pour les antennes hautement directionnelle.

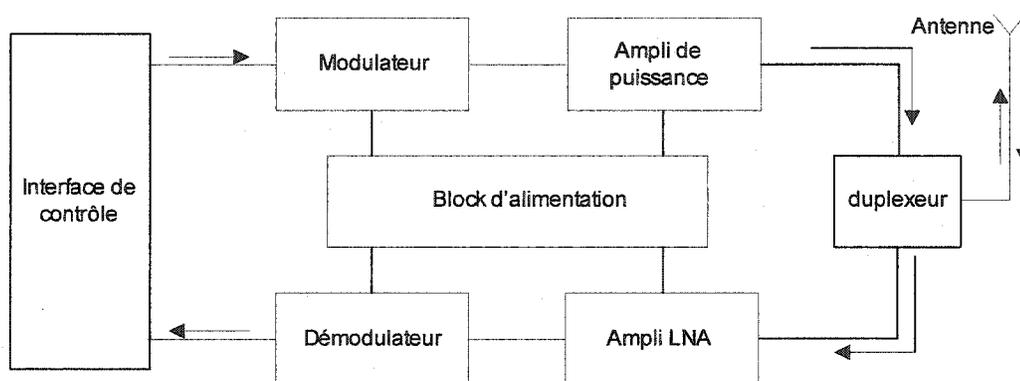


Figure 1 Schéma bloc simplifié d'un système de télécommunication

Le LNA : amplificateur à faible bruit qui sert à amplifier le signal RF reçu par l'antenne. Il est caractérisé par son gain d'amplification, sa bande passante, et sa figure de bruit.

Le démodulateur : circuit qui aide à extraire les informations utiles qui modulent le signal RF.

Le modulateur : circuit qui sert à moduler le signal RF par les informations utiles.

L'amplificateur de puissance RF : étage qui amplifie en puissance le signal RF modulé. Le niveau du signal à la sortie de cet amplificateur doit être suffisant afin de diffuser ce signal par l'antenne à une distance déterminée.

L'alimentation : circuit électronique qui fournit les voltages et les courants DC nécessaires pour alimenter les différents étages du système.

L'interface de contrôle : organe qui sert à recevoir ou envoyer un message. L'utilisateur a un contact direct avec cette partie afin de faire fonctionner et contrôler le système.

Le duplexeur : dispositif qui permet l'utilisation d'une même antenne pour l'émission et la réception simultanée.

Dans tous les équipements ainsi mis en œuvre, la partie électronique radiofréquence joue un rôle fondamental. Il s'agit d'un maillon très sensible de la chaîne de traitement de signaux, tant pour la partie émission que pour la partie réception. La performance des systèmes de communication en dépend grandement. La mise au point des circuits radiofréquences est, par conséquent l'une des préoccupations majeures qui apparaît lors du développement des équipements, et présente toujours un grand défi.

L'objectif de ce mémoire est de concevoir l'électronique de la partie analogique d'un système de communication maritime AIS (Automatic Identification System) dans la bande VHF (156 MHz). Il s'agit d'un amplificateur radiofréquence (RF) de puissance dans la chaîne de transmission, et d'un amplificateur à faible bruit (LNA) dans la chaîne de réception, avec des conditions et des spécifications qui sont recommandées selon l'Union Internationale de Télécommunications (UIT).

Le chapitre 1 présente une mise en contexte et résume les caractéristiques opérationnelles et techniques du système d'identification automatique (AIS). Nous étudions toujours dans ce chapitre les diverses configurations possibles qui peuvent aider à concevoir ces deux amplificateurs analogiques : l'amplificateur de puissance, et l'amplificateur (LNA) d'un AIS.

Le chapitre 2 est axé sur la conception de l'amplificateur de puissance qui est le dernier étage de la chaîne de transmission (Tx) du système. Cette conception est obtenue à l'aide d'un logiciel de simulation avancé qui est l'ADS (Advanced Design System) de la compagnie Agilent Technologies.

Le même simulateur est utilisé pour concevoir l'amplificateur à faible bruit LNA qui est le premier étage de la chaîne de réception (RX) du système. Cette conception est présentée dans le chapitre 3.

Le chapitre 4 porte sur la fabrication des amplificateurs, les mesures et essais, et les ajustements nécessaires pour arriver à l'objectif de ce projet. À la fin de ce chapitre, nous présentons une discussion ainsi qu'une comparaison du résultat des mesures et des simulations. Ainsi, des recommandations sont suggérées dans ce chapitre afin d'améliorer les performances des amplificateurs fabriqués.

La conclusion générale est la dernière partie de ce mémoire, elle présente un résumé pour tous les travaux présentés dans les quatre chapitres du mémoire, ainsi, des recommandations sont suggérées afin d'améliorer les performances des amplificateurs fabriqués.

Enfin, les différentes spécifications techniques des composantes utilisées dans la conception des amplificateurs, ainsi qu'une estimation du coût du projet sont présentées en annexe.

CHAPITRE 1

LES COMMUNICATIONS MARITIMES

1.1 Introduction

De la limite supérieure des fréquences audibles (20 KHz) jusqu'à 300 GHz, il est possible actuellement de produire des ondes radioélectriques utilisables. La possibilité d'exploiter une bande encore plus élevée, notamment entre 300 GHz et 3000 GHz, fait actuellement l'objet de plusieurs recherches. Pour en faciliter son utilisation, ce spectre de fréquence est divisé en plusieurs bandes. Afin d'éviter l'interférence des canaux, chaque domaine de télécommunication occupe une espace bien déterminée de la bande de fréquence. Les méthodes de partage du spectre ont été établies au comité consultatif international de radiodiffusion (CCIR), devenu l'UIT. Le tableau (I) montre les bandes de fréquences utilisées dans la télécommunications radioélectriques.

Tableau I

Bandes des fréquences radioélectriques

FRÉQUENCE	DÉSIGNATION	LONGUEUR D'ONDE
30 KHz-300 KHz	Basses fréquences(BF ou grandes ondes)	1-10 Km
300 KHz-3000 KHz	Moyennes fréquences (ondes moyennes)	0,1-1 Km
3 MHz-30 MHz	Hautes Fréquences (ondes courtes)	10-100 m
30 MHz-300 MHz	Très hautes fréquences (THF)	1-10 m
300 MHz-3000 MHz	Ultra-hautes fréquences (UHF)	0,1-1 m
3 GHz-30 GHz	Supra-hautes fréquences (SHF)	1-10 cm
30 GHz-300 GHz	Extrêmes hautes fréquences (EHF)	0,1-1 cm

La bande entre 30MHz et 300MHz est la bande de très hautes fréquences représentée par le sigle anglais VHF (Very High Frequency). Il s'agit d'ondes métriques, dont la longueur varie de 1 à 10 mètres. Elles ne se propagent pas par réflexion sur l'ionosphère comme les fréquences les plus basses, ni par réflexion sur les obstacles terrestres comme les fréquences les plus hautes. La communication dans cette bande s'effectue entre deux stations ayant leurs antennes visibles l'une à l'autre. La bande VHF est utilisée pour le service mobile terrestre, le service aéronautique, la télévision (canaux VHF), la radiodiffusion en modulation FM, le radio amateur, et le radio VHF marine.

La VHF marine a longtemps été un élément fondamental de la sécurité en mer. Il s'agissait d'abord d'un équipement radio analogique assurant des liaisons entre navires dans la bande 156 MHz à 162 MHz en modulation de fréquence FM (voir en annexe 1 le tableau de fréquence de canaux d'un radio VHF marine). Cette radio marine utilise 55 canaux, et seulement quatre d'entre eux étaient autorisés pour la communication entre bateaux (6, 8, 72 et 77). Le canal 16 est réservé à la sécurité et aux appels de détresse, et est également le canal d'appel (une fois le contact établi, les navigateurs doivent dégager l'appel immédiatement sur un autre canal). Ce système analogique occupe une large bande de fréquence et cette technique ne sera plus utilisée pour la sécurité maritime dans les prochaines années.

Un nouveau système est en étude aujourd'hui afin de remplacer le système de communication maritime actuel. Ceci est le système d'identification automatique (Automatic Identification System – AIS). L'AIS est une nouvelle technologie qui offre la possibilité d'améliorer grandement les opérations des services du trafic maritime (STM). Il s'agit d'un dispositif de communication utilisant le multiplexage temporel TDMA (Time Division Multiple Access) qui consiste à diviser le temps, par exemple chaque seconde en petits intervalles, et à attribuer un intervalle de temps donné à chaque canal sur la même fréquence. Le système AIS reçoit des informations d'un système de positionnement global (GPS) pour déterminer sa position. Il fonctionne dans la bande

maritime VHF et peut envoyer et recevoir des données sur le navire, comme son identité, sa position, son cap, sa vitesse, sa longueur, sa largeur, son type, son tirant d'eau, ainsi que d'autres paramètres d'identification importants. Ces données sont ensuite envoyées à un centre STM sur terre ou à d'autres navires à proximité.

1.2 Caractéristiques opérationnelles d'un (AIS)

1.2.1 Généralités

L'assemblée de radiocommunication dirigée par l'UIT a recommandé en 1998 les caractéristiques techniques pour un Système d'Identification Automatique (ITU, 2001). Ces recommandations ont été émises en vertu des considérations suivantes :

- a. l'organisation maritime internationale (IMO) a l'exigence pour un système d'identification automatique (AIS) universel pour le besoin de la navigation;
- b. l'utilisation d'un AIS permettra un échange de messages efficace entre les navires, ainsi qu'entre les navires et les stations terrestres afin d'augmenter la sécurité de la navigation;
- c. un système utilisant le multiplexage temporel à auto organisation (SOTDMA) accommodera tous les utilisateurs et fera ainsi face à la future demande probable pour l'utilisation efficace du spectre de fréquence. Il doit encore céder à l'expansion pour accommoder l'augmentation future du nombre d'utilisateurs et la diversité des applications (Hakan, 1991).

1.2.2 Transmission des informations

Le système AIS doit utiliser le type d'identification MMSI (Maritime Mobile Service Identify) et fournir des informations dans trois cas: statique, dynamique, et voyage. Les informations en cas statique et voyage sont fournies à chaque six minutes, ou bien à la demande de l'IMO. Le taux de transmission des informations en cas dynamique dépend de la vitesse et du parcours du navire et varie, entre trois minutes lorsque le navire bouge à une vitesse qui ne dépasse pas 3 nœuds, et deux secondes lorsque sa vitesse dépasse 23 nœuds.

1.3 Caractéristiques techniques

Un système AIS peut être composé de plusieurs couches: couche physique, couche de jonction, couche de réseau, et couche de transport (ITU, 2001). La couche physique joue un rôle principal à l'intérieur du system AIS ; elle contient tous les circuits étant responsables de la transmission et de la réception des informations binaires qui constituent les messages de communications entre navires. Ainsi, et comme le sujet de mémoire est de concevoir la partie RF analogique du système AIS, nous présentons ci-après les détails techniques nécessaires qui aideront à la conception de cette partie analogique.

1.3.1 Paramètres techniques

Les spécifications techniques d'un AIS (Tableau II) doivent céder aux paramètres et performances suivantes :

- Le transpondeur doit être capable d'opérer sur deux canaux parallèles. Deux récepteurs TDMA doivent être utilisés pour recevoir simultanément les informations

sur deux fréquences de canaux indépendants. Un seul transmetteur est utilisé pour alterner une transmission TDMA sur deux fréquences de canaux indépendants.

- La modulation doit être du type GMSK/FM (Gaussian Minimum Shift Keying / Frequency Modulation). Celle-ci est une modulation en fréquence d'un signal numérique codé en GMSK, et encodé avec la méthode de non retour à zéro inversé (NRZI). L'indice de modulation doit être 0.5 lorsque la largeur de bande du canal est 25 KHz, et 0.25 lorsqu'elle est 12.5 KHz.

Tableau II
Performance d'un système AIS

Paramètre	Performance
Région de fréquence	156.025 MHz à 162.025 MHz
Espace entre deux canaux	12.5 KHz ou 25 KHz
AIS 1 (canal 1 par défaut) (ch87 B)	161.975 MHz
AIS 2 (canal 2 par défaut) (ch88 B)	162.025 MHz
Largeur de bande d'un canal	Etroite ou Large
Débit d'un message	9600 bits/s
Séquence d'entraînement	24 bits
Temps d'établissement de transmission (transmitter settling time)	≤ 1 ms
Puissance de sortie du transmetteur	2 W ou 12.5 W

- La stabilité du transmetteur et du récepteur VHF doit être de $\leq \pm 3$ ppm (impulsion/million). Celle-ci est la mesure du déplacement de fréquence causé par les variations de la température et de la tension d'alimentation, en prenant comme fréquence de référence celle mesurée à 20 degrés centésimaux, et à la tension d'alimentation nominale.

- Des précautions doivent être prises à deux niveaux de puissance nominale qui sont demandés dans plusieurs applications. L'opération par défaut du transpondeur doit fonctionner à un niveau de haute puissance nominale. Les deux niveaux de la puissance nominale sont de 2 W et de 12.5 W avec une tolérance de $\pm 20 \%$.
- Le système AIS ne doit pas s'endommager en présence d'un circuit ouvert ou d'un court-circuit dans la terminaison de l'antenne lorsque celui-ci est en mode d'opération.

1.3.2 Précautions techniques

Des précautions techniques doivent être prises sur quelques paramètres lors de la conception des parties analogiques d'un AIS. Parmi ces paramètres, nous citons :

- **Temps d'attaque du transmetteur RF** : temps que prend un transmetteur pour réagir avec la commande (TX-ON) jusqu'à ce que 80 % de la puissance nominale du signal RF soit transmise. Ce temps ne doit pas dépasser 1 ms.
- **Temps de stabilisation de la fréquence du transmetteur** : La fréquence du signal RF transmise doit être ± 1 KHz de sa valeur finale dans un délai de 1 ms après le début de la transmission.
- **Temps de relâche du transmetteur RF**: La puissance du transmetteur RF doit être remise à zéro dans une durée de 1 ms après la fin de la transmission.
- **Temps de commutation** : Le temps de commutation pour passer d'une condition de transmission à une condition de réception et vice versa, ne doit pas excéder le temps d'attaque ou de relâche de la transmission (1 ms).

- **Procédure de fin de transmission :** Un circuit de contrôle doit automatiquement finir la transmission dans le cas où le transmetteur ne discontinuerait pas sa transmission dans un délai d'une seconde après l'émission d'un message.

1.4 Configuration de base

Les caractéristiques techniques présentées sont importantes afin de nous donner une idée générale sur la configuration en bloc du système AIS. La figure (2) montre le schéma bloc simplifié d'un AIS, où nous observons la relation directe entre la partie analogique (en lignes pointillées) qui est notre sujet de mémoire et du reste du système.

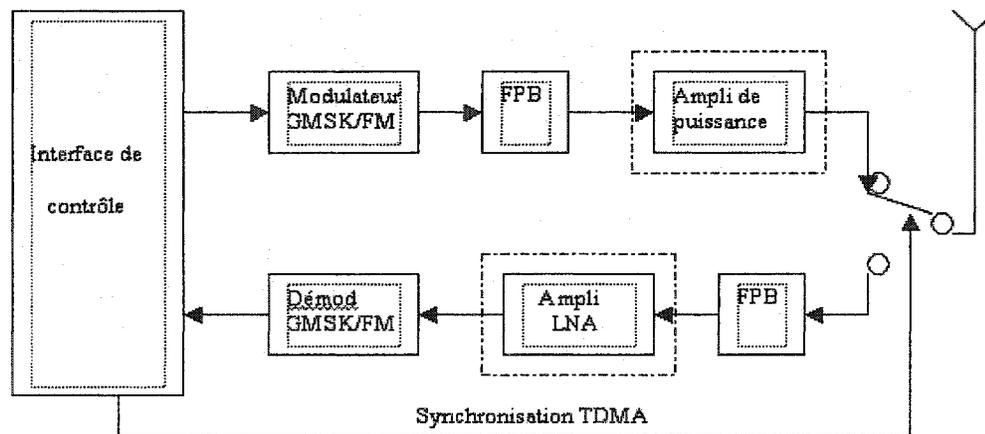


Figure 2 Schéma bloc simplifié d'un AIS

1.4.1 Chaîne de transmission

Le modulateur GMSK/FM et l'amplificateur de puissance RF constituent les deux circuits principaux de la chaîne de transmission. Les spécifications de l'amplificateur de puissance dépendent directement de la forme, de la fréquence, et du niveau du signal RF modulé fourni par le modulateur. Donc, avant de commencer la conception de

l'amplificateur de puissance, nous examinons le modulateur et la forme du signal obtenu à sa sortie.

1.4.2 Modulateur GMSK/FM

Les informations arrivent à l'entrée du modulateur sous forme d'impulsions rectangulaires. Ce sont des séries de bits encodées avec la méthode de non-retour à zéro inversé NRZI. Le modulateur GMSK convient pour filtrer ce signal binaire par un filtre numérique de type gaussien qui arrondi les flans du signal binaire. À cause de ce filtrage Gaussien, la modulation s'appelle GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying).

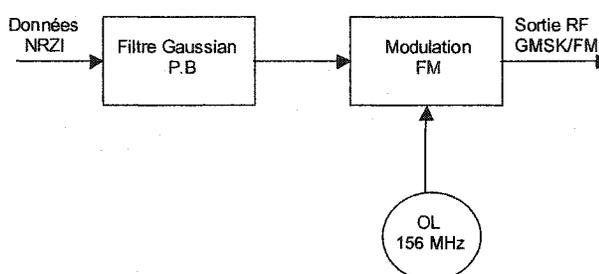


Figure 3 Schéma bloc d'un modulateur GMSK/FM

Enfin, une porteuse ayant une fréquence dans la bande marine VHF (156 MHz) sera modulée en fréquence par ce signal filtré, afin d'obtenir un signal RF modulé en GMSK/FM à la sortie de ce modulateur. La figure 4 montre un spectre d'un signal modulé en GMSK/FM, prise d'un générateur de signaux RF ; le E4437 Agilent Technologies, avec une fréquence de 156MHz à enveloppe constante et un taux de message de 9.6 kbits/s,

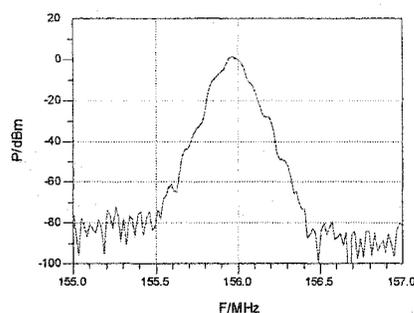


Figure 4 Spectre d'un signal GMSK/FM

1.4.3 Amplificateur de puissance

Les informations dans le tableau (2) montrent que l'amplificateur de puissance doit fonctionner à deux niveaux, soit 2 watts (33 dBm) ou 12,5 watts (41 dBm). La conversion entre dBm et watts est donnée par l'équation suivante :

$$P(\text{dBm}) = 30 + 10 \log (P(\text{watts})) \quad (1.1)$$

La figure 5 représente le schéma bloc simplifié de l'amplificateur, en considérant que le niveau du signal est de 0 dBm à l'entrée. Nous allons présenter plusieurs configurations possibles de cet amplificateur qui peuvent fonctionner de manières différentes donnant les mêmes résultats.

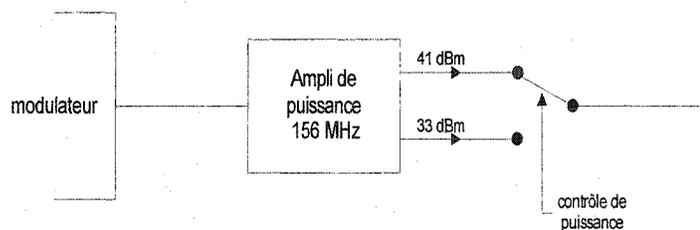


Figure 5 L'amplificateur de puissance à deux niveaux

1.4.3.1 Première configuration

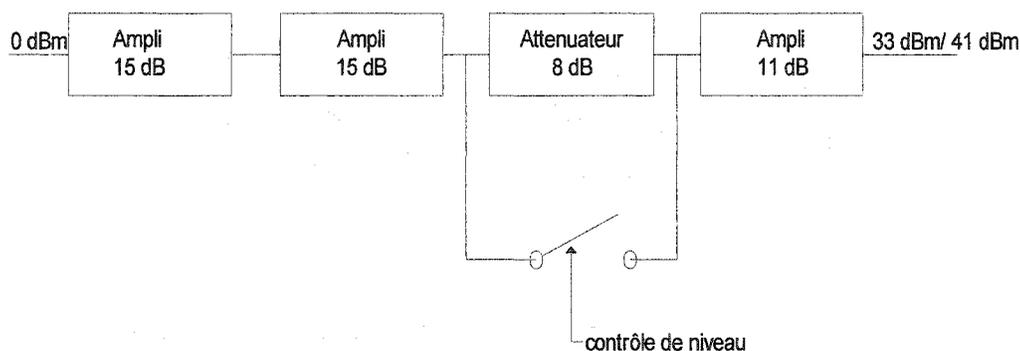


Figure 6 Ampli de puissance avec un atténuateur à 8 dB

Dans ce type de configuration, un atténuateur de 8 dB est placé à l'intérieur de la chaîne des amplificateurs qui forment l'ampli de puissance. Pour fournir les deux niveaux demandés de 33 dBm et de 41 dBm, un dérivateur sert à court-circuiter l'atténuateur de 8 dB, et l'un ou l'autre de ces deux niveaux se présente à la sortie de la chaîne. Pour réduire le volume de l'atténuateur, et le rayonnement de sa chaleur, Il est préférable de placer cet atténuateur au début de la chaîne. A cette fin les étages qui suivent l'atténuateur devront être linéaires et en classe A, par suite l'efficacité de cette chaîne ne sera pas acceptable.

1.4.3.2 Deuxième configuration

Dans cette configuration, nous pouvons utiliser trois étages à transistors bipolaires, dans laquelle le dernier étage sera commuté pour garantir les deux niveaux demandés de 33 dBm ou de 41 dBm. Voir figure 7. Pour augmenter l'efficacité de la chaîne, nous pouvons utiliser la classe C dans les deux derniers étages, et par la suite, nous n'aurons

pas une consommation inutile d'énergie, comme le cas d'une classe A lorsque le signal est absent.

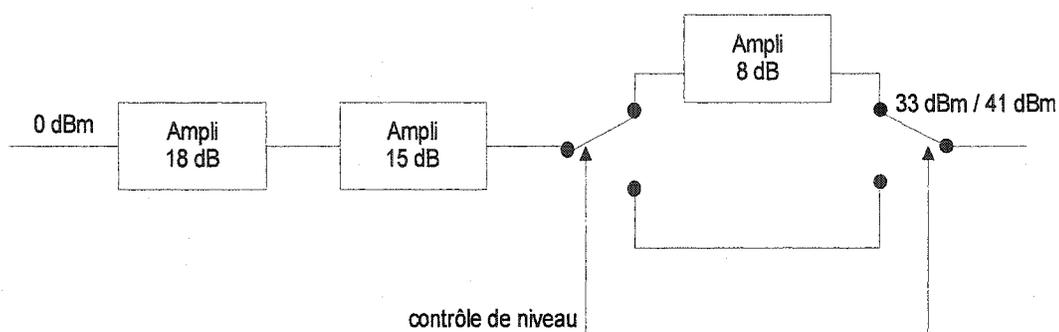


Figure 7 Ampli de puissance à commutation d'un étage de 8 dB

1.4.3.3 Troisième configuration

Dans ce type de configuration, nous utilisons un préamplificateur de puissance de 23dB en classe A, et deux étages de puissance seront commutés dans la chaîne pour choisir les deux niveaux de puissance demandés. Un amplificateur à transistor d'un gain de 10 dB en classe C peut être utilisé pour fournir 33 dBm, et un autre du type module de puissance d'un gain de 18 dB pour fournir la puissance de 41 dBm. Voir figure 8.

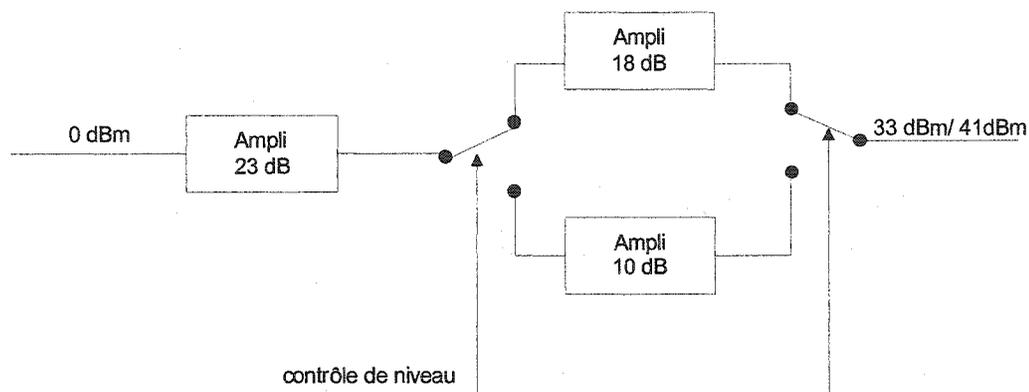


Figure 8 Amplificateur de puissance à commutation de deux étages

1.4.4 Chaîne de réception

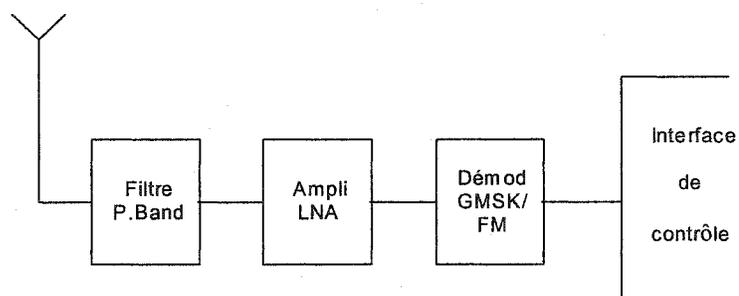


Figure 9 Schéma bloc de la chaîne de réception d'un AIS

L'amplificateur à faible bruit LNA (Low Noise Amplifier) et le démodulateur GMSK/FM sont les deux étages principaux qui forment la partie analogique du système de réception. Le niveau et la nature du signal demandé par un démodulateur influencent la spécification et la conception de l'amplificateur LNA

La démodulation analogique d'un signal utilise souvent l'architecture super hétérodyne qui requière une chaîne RF complexe composée de plusieurs étages. Cette chaîne peut contenir un amplificateur LNA, un oscillateur local, un mélangeur, et un amplificateur à fréquence intermédiaire. Dans les systèmes de communication numérique, on utilise le DPLL (Digital Phase Locked Loop) ou le DSP (Digital Signal Processor) pour moduler ou démoduler un signal digital. Les démodulateurs en DSP utilisent l'architecture à échantillonnage directe (Direct RF Sampling), qui ne requièrent pas une chaîne complexe comme le super hétérodyne, par suite, un seul étage amplificateur à faible bruit LNA peut être suffisant pour gérer ce modulateur dans la plupart des cas.

Le AIS est un système digital qui doit utiliser la modulation GMSK/FM numérique. Il est conçu pour l'utilisation de plusieurs usagers en même temps et sur le même canal grâce au multiplexage TDMA. Le démodulateur GMSK/FM utilisé dans ce système pourrait être du type DSP qui ne demande pas un signal RF fort à l'entrée. Cependant, un seul étage LNA peut être suffisant pour lui fournir un signal effectif afin d'exécuter parfaitement la démodulation.

Les transistors qui sont fabriqués pour l'utilisation dans les amplificateurs à faible bruit ont en générale un gain qui dépasse le 20 dB dans la bande VHF marine. À cause du faible signal reçu par l'antenne, les amplificateurs LNA doivent fonctionner en classe A. D'autre part, le niveau du signal arrivant à l'entrée d'un LNA est affecté pendant sa propagation dans l'air par plusieurs facteurs, comme la puissance et la fréquence du signal émis par l'autre station, ensuite par la distance et les obstacles entre les deux stations et la nature du milieu de propagation, et de plus par le gain des antennes. La perte dans espace libre d'un signal RF dans un milieu et climat moyen est donné par l'équation suivante (Parsons, 1992) :

$$PEL = 20 \log(4\pi D / \lambda) \quad (1.2)$$

Où D est la distance entre les deux stations en mètres, et λ est la longueur d'onde du signal RF transmis en mètres. Par exemple, si la distance entre deux stations est de l'ordre de 100 Km, et qu'elles fonctionnent en un climat moyen à une fréquence de 156 MHz, il y aura dans ce cas une perte de 116 dB dans l'espace libre. Si maintenant la puissance de la station émettrice est de 41 dBm et que chaque antenne ait un gain de 15dB, nous obtenons un signal à l'entrée du LNA de l'ordre de (-45 dBm). Par suite, un amplificateur LNA ayant un gain de 20 dB fournira un signal de -25 dBm à l'étage démodulateur. En générale, ce signal doit être suffisant pour ne pas causer un taux d'erreurs de bits (BER) non acceptable pendant son traitement numérique dans le DSP. Un étage AGC (Automatic Gain Control) peut être ajouter entre le LNA et le démodulateur afin de stabiliser le niveau du signal contre l'évanouissement produit dans l'air pendant la propagation de ce signal.

Un filtre passe bande est nécessaire au début de la chaîne réceptrice afin d'améliorer le rapport de puissance (signal/bruit) à l'entrée du LNA. La puissance du bruit est donnée par l'équation suivante (Gonzalez, 1997) :

$$P_n = kTB \quad (1.3)$$

Où k est la constante de Boltzmann ($k = 1.374 \times 10^{-23} J/^{\circ}K$), T est la température de la bruit en $^{\circ}K$, et B est la largeur de bande de la bruit en Hz.

1.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté le contexte et les notions de base qui sont importants pour la conception du système RF analogique d'un système AIS dont les détails sont présentés dans les chapitres suivants. Les différentes caractéristiques opérationnelles et techniques du système AIS suggérées par l'UIT qui sont nécessaires pour déterminer la

configuration des amplificateurs de puissance et à faible bruit (LNA) ont été détaillés. Trois configurations d'amplificateurs de puissance ont été étudiées et plus performante et économique a été retenu.

Dans les deux prochains chapitres, nous procéderons à la conception de l'amplificateur de puissance du transmetteur, et l'amplificateur (LNA) du récepteur, en utilisant un logiciel rapide et avancé sur l'ordinateur l'ADS qui contient une vaste librairie de modèles de composants passives et actives pour la plupart des fabricants du monde.

CHAPITRE 2

CHAINE DE TRANSMISSION

2.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons concevoir la chaîne RF des amplificateurs de puissance, avec comme exigences qu'elle soit capable de transmettre adéquatement un signal RF dans une bande de 156 MHz, et modulé en GMSK/FM. D'après le traitement que nous avons effectué au chapitre 1, nous avons choisi une configuration utilisant un module de puissance dans l'étage de 41 dBm, un transistor de puissance dans l'étage de 33dBm, avec un préamplificateur de 23 dBm commun aux deux étages de puissance.

Nous allons utiliser le logiciel (ADS) pendant les étapes de conception et de simulation des différents étages, ensuite avec le même logiciel, nous allons vérifier, ajuster, et simuler les étages en cascade afin d'arriver à l'objectif visé, soit une chaîne d'amplificateurs de puissance dans la bande 156 MHz en modulation FM, avec deux niveaux ; un bas à 33 dBm, et un haut à 41 dBm. Pour chercher les dispositifs semi-conducteurs adéquats selon nos besoins, nous avons pris les considérations principales suivantes : la disponibilité du dispositif, son volume, son coût, sa durée de vie, son efficacité par rapport à l'énergie dissipée, et sa stabilité à la fréquence RF utilisée.

La première étape à suivre dans ce projet est de commencer à concevoir l'étage amplificateur de 41 dBm qui contient le module de puissance. La deuxième étape est de concevoir le préamplificateur qui sera adapté avec les spécifications de ce module. Finalement, l'amplificateur de puissance de 33 dBm sera conçu en considérant les spécifications du préamplificateur.

2.2 Rappels théoriques

Avant de commencer la conception des amplificateurs, nous présentons dans cette section des définitions ainsi qu'une brève explication des différents termes et symboles qui seront utilisées pendant cette conception. Ces informations sont basés sur l'ouvrage de Gonzalez (1997).

2.2.1 Amplificateur RF à transistor

Les considérations les plus importantes dans la conception d'un amplificateur RF à transistor sont : la stabilité, le gain en puissance, la largeur de bande, l'efficacité, le bruit, et l'alimentation DC. La figure 10 présente un diagramme d'un amplificateur RF avec tous les paramètres qui le spécifient. Un amplificateur RF peut être caractérisé par les impédances (Z), les coefficients des réflexions (Γ), et les puissances qui sont distribuées dans plusieurs points particuliers de l'amplificateur.

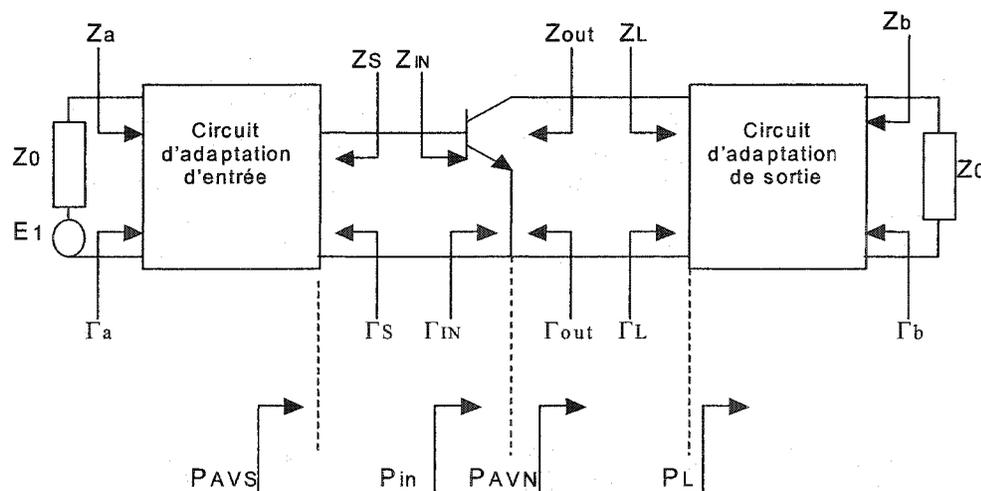


Figure 10 Diagramme d'un amplificateur RF

2.2.2 Les paramètres S du transistor RF

Les transistors RF sont spécifiés par les paramètres S, les mêmes sur lesquels est basé le design d'un amplificateur micro-onde. Ils sont fournis par les fabricants suite à un test sur ces transistors sur une large bande de fréquence, et pour plusieurs niveaux d'alimentation DC.

La figure 11 montre un circuit à transistor et son diagramme de fluence équivalent, et elle montre encore les ondes stationnaires propageant dans ce circuit.

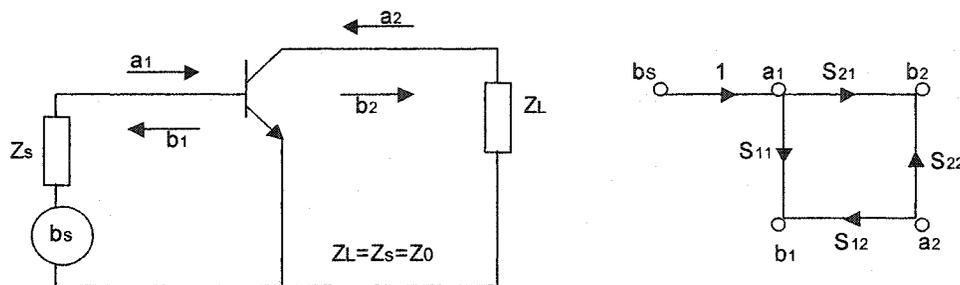


Figure 11 Les ondes stationnaires dans un transistor RF

On définit a_1 et b_1 comme les deux ondes incidente et réfléchie à l'entrée du transistor, et a_2 et b_2 les deux ondes incidente et réfléchie à la sortie du transistor. Nous pouvons constater à l'aide du diagramme de fluence que les paramètres S sont reliés directement avec ses ondes sous formes d'équations qui sont écrites de la façon suivante :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.1)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.2)$$

À l'aide des ces deux équations (2.1) et (2.2), nous pouvons conclure chaque paramètre S, et nous obtenons :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

2.2.3 Puissance et gain

Les différents gains qui sont utilisés pour concevoir un amplificateur RF sont définis comme suit:

- Le gain transductique $G_T = \frac{P_L}{P_{AVN}}$
- Le gain de puissance (ou d'opération) $G_P = \frac{P_L}{P_{IN}}$
- Le gain disponible $G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}}$

P_L = puissance délivrée à la charge,

P_{AVS} = puissance disponible dans la source,

P_{AVN} = puissance disponible à la sortie du transistor,

P_{IN} = puissance fournie à l'entrée du transistor.

Ces gains sont caractérisés par les expressions suivantes:

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (2.3)$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT} \Gamma_L|^2} \quad (2.4)$$

$$G_P = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (2.5)$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}|^2} \quad (2.6)$$

avec

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (2.7)$$

et

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \quad (2.8)$$

Les équations de (2.4) à (2.8) montrent que les gains de puissance de l'amplificateur sont déterminés à l'aide des valeurs de Γ_S , Γ_L , et les paramètres S du transistor.

2.2.4 Stabilité d'un amplificateur

La stabilité d'un amplificateur, ou sa résistance à osciller, est une considération très importante dans un design. L'instabilité prend place dans un amplificateur lorsque $|\Gamma_{IN}| > 1$ et/ou $|\Gamma_{OUT}| > 1$. En observant les équations (2.7) et (2.8), nous trouvons que ce phénomène est possible pour certaines valeurs des paramètres S du transistor. D'autre part, les circuits d'adaptations d'entrée et de sortie sont constitués par des composantes passives, ce qui produit des coefficients de réflexions $\Gamma_s < 1$ et $\Gamma_L < 1$, dont la partie réelle associée à Z_s et Z_L est toujours positive, tandis que Z_{IN} et Z_{OUT} peuvent avoir une partie réelle négative qui dirige l'amplificateur vers l'oscillation et l'instabilité.

2.2.5 Stabilisation d'un amplificateur

Après une longue manipulation sur l'analyse des équations (2.7) et (2.8), nous obtenons les conditions nécessaires et suffisantes pour une stabilité inconditionnelle d'un transistor. Ces conditions sont fonctions des paramètres S du transistor seulement. Les conditions sont :

$$K > 1 \quad \text{et} \quad |\Delta| < 1$$

avec

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2.9)$$

et

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (2.10)$$

Lorsqu'un transistor ne satisfait pas à ces conditions, il peut être potentiellement instable. Dans ce cas nous pouvons le rendre inconditionnellement stable en ajoutant une résistance d'une valeur déterminée qui annule la partie réelle négative associée avec Z_{IN} et Z_{OUT} .

2.3 Conception de l'amplificateur 41dBm

C'est l'amplificateur qui fournit le niveau haut d'une puissance de 41 dBm, qui est le dernier étage dans la chaîne de transmission, et qui se trouve en cascade avec le préamplificateur pendant son fonctionnement et forme avec lui un gain de 41 dB pour un signal RF de 0 dBm à l'entrée, tel qu'indiqué à la figure 12.



Figure 12 Cascade des amplificateurs de 41 dBm

Pendant la recherche dans les manuels techniques des fabricants et des distributeurs des composants électroniques, nous avons trouvé plusieurs dispositifs semi-conducteurs qui peuvent jouer le rôle demandé par cet amplificateur de puissance. Parmi ces dispositifs, nous avons choisi un module de puissance qui est le M57719N (RF Parts Company). Ce module de puissance est fabriqué par la compagnie Mutsibushi Semiconductors, et ayant des spécifications qui sont les meilleurs pour concevoir l'amplificateur de puissance à niveau haut. Le tableau III montre un résumé technique des spécifications extraites de la brochure de spécifications techniques de ce module (voir annexe 2).

Avec ce module, nous sommes capables de construire facilement l'étage amplificateur de puissance qui a le niveau haut puisqu'il est déjà conçu de sorte qu'il offre toutes les spécifications demandées. Il possède une bande passante de 21 MHz autour de la fréquence marine (156 MHz) et peut fournir une puissance de 14 watts à sa sortie en appliquant un signal de 0.2 watts à l'entrée. Ces niveaux de puissance sont équivalents à 41.5 dBm à la sortie et de 23 dBm à l'entrée. D'autre part, les circuits d'adaptations des

impédances d'entrée et de sortie sont préfabriqués à l'intérieur du module de manière à obtenir une valeur de 50Ω pour chacune des impédances.

Tableau III
Quelques spécifications importantes du module M57719N

Paramètre	Spécification
Fréquence	142 MHz à 163 MHz
Puissance de sortie	14 W
Puissance d'entrée	0.2 W
Impédance de sortie	50Ω
Impédance d'entrée	50Ω
Alimentation DC	12.5 V
Efficacité	40 %

La figure 13 est une photographie du module de puissance M57719N. Nous remarquons que ce module est constitué de deux étages en cascade avec des composants montés sur un film de circuit imprimé en céramique. Ce film est collé sur une bande métallique qui absorbe la chaleur afin de dissiper la chaleur causée par l'échauffement de deux transistors à l'intérieur du module.

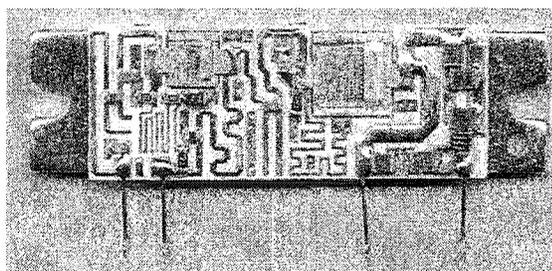


Figure 13 Schéma photographique du module M57719N

Le travail le plus difficile dans ce module de puissance a été résolu, comme l'adaptation des impédances, la bande passante en fréquence, et le gain de puissance, ce qui nous permet de passer à la deuxième étape dans la conception de la chaîne de puissance qui est le préamplificateur.

2.4 Conception du préamplificateur

La figure 12 montre que le signal RF appliqué à l'entrée de l'étage préamplificateur est de 0 dBm et cet étage doit fournir un signal atteignant un niveau de 23 dBm afin de gérer le module de puissance. Donc, notre objectif ici est de concevoir un amplificateur ayant les spécifications techniques suivantes :

Gain de l'ampli	23 dB
Puissance de sortie	23 dBm
Fréquence	156 MHz
Bande passante	20 MHz
Z_{IN}	50 Ω
Z_{OUT}	50 Ω
Alimentation DC	12.5 V

Afin de trouver un dispositif semi-conducteur qui peut jouer ce rôle, nous avons suivi une méthode de recherche ayant deux buts ; le premier étant de choisir le dispositif ayant les spécifications convenables qui permettent de concevoir cet amplificateur, et le deuxième est de vérifier si ce dispositif se trouve dans la librairie de l'ADS parmi les composants ayant déjà été modélisés dans ce logiciel. À l'aide du modèle d'ADS, nous sommes capables de déterminer les paramètres S du transistor sur une large bande de fréquence et à plusieurs points de fonctionnement.

Pendant la recherche, nous avons trouvé un transistor NPN en silicium, fabriqué par Motorola identifié par le numéro MRF559 (RF Parts Company). Il est modélisé dans l'ADS et comporte les spécifications techniques nécessaires à la conception du préamplificateur désiré. Voir la brochure des spécifications techniques en annexe 2.

2.4.1 Choix du point de fonctionnement

D'après la brochure technique, le transistor MRF559 est spécifié pour fonctionner comme un amplificateur en classe A avec une alimentation DC de 12,5 V, ce qui nous permet de commencer la première étape qui est de trouver le meilleur point de fonctionnement du transistor.

Sur le logiciel ADS, nous avons préparé le travail de simulation DC avec une source de courant I_b variable de manière à étudier les paramètres S du transistor sur tous les points de fonctionnement possibles en classe A. La figure 14 montre le schéma électrique de simulation du transistor dans ADS. Nous avons alimenté le transistor à 12,5 V, et à l'aide de la fonction « Parameter Sweep », la source de courant I_b a été variée entre 100 et 1000 μA . La figure 15 montre le résultat graphique de la simulation de fonctionnement de ce circuit. Nous remarquons sur ces schémas que la linéarité d'amplification dans ce transistor commence à partir d'un courant $I_b = 700 \mu\text{A}$, et nous constatons que les paramètres S du transistor sont presque constants. Donc, les gains d'amplification ayant une relation directe avec les paramètres S seulement, voir équations (2.3) à (2.6), restent fixes, et le signal amplifié ne se déforme pas dans cette région.

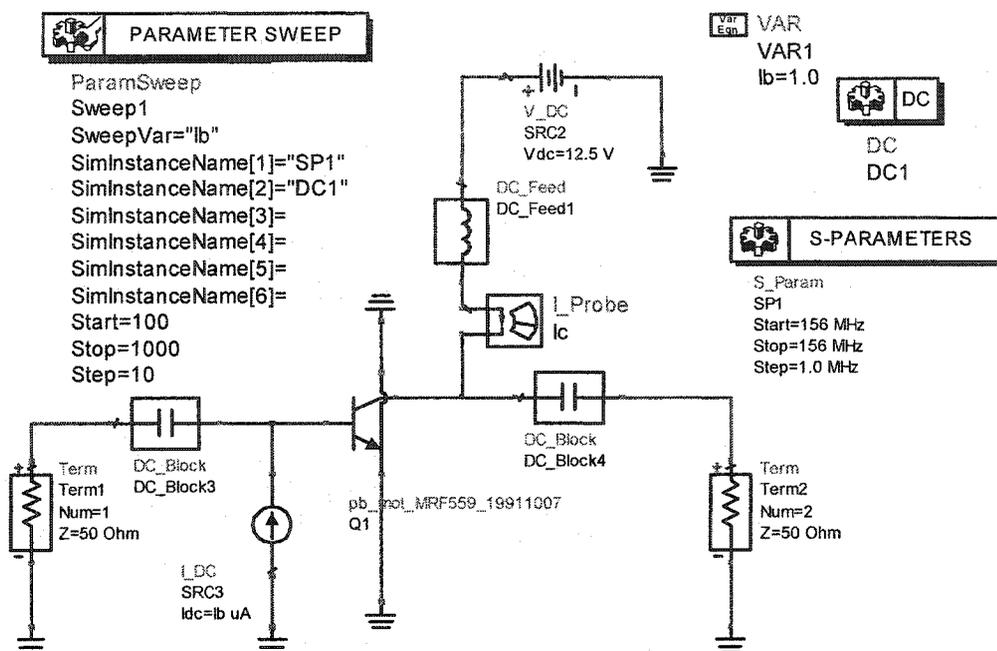


Figure 14 Simulation sur ADS pour trouver un meilleur point de fonctionnement

Avec une valeur de $I_b = 800 \mu\text{A}$, nous aurons un point de fonctionnement avec une marge linéaire sécuritaire d'amplification en classe A. Ce courant I_b provoque un courant de repos $I_c = 100 \text{ mA}$. Selon les spécifications techniques, le transistor MRF559 peut fonctionner normalement avec ce courant I_c , sans dépasser la limite de puissance dissipée qui est fixée à 2 watts par le fabricant et sa valeur exacte se calcule à l'aide de l'équation suivante :

$$Pd = I_c V_{ce} + I_b V_{be} \quad (2.11)$$

D'après cette équation, $Pd = 100 \times 12.5 = 1250 \text{ mW}$, en supposant que $I_b V_{be}$ est négligeable, et $V_{ce} = V_{cc}$. Une puissance dissipée de l'ordre de 1.25 W dans un transistor, par rapport à la limite maximum de 2 W, est satisfaisant.

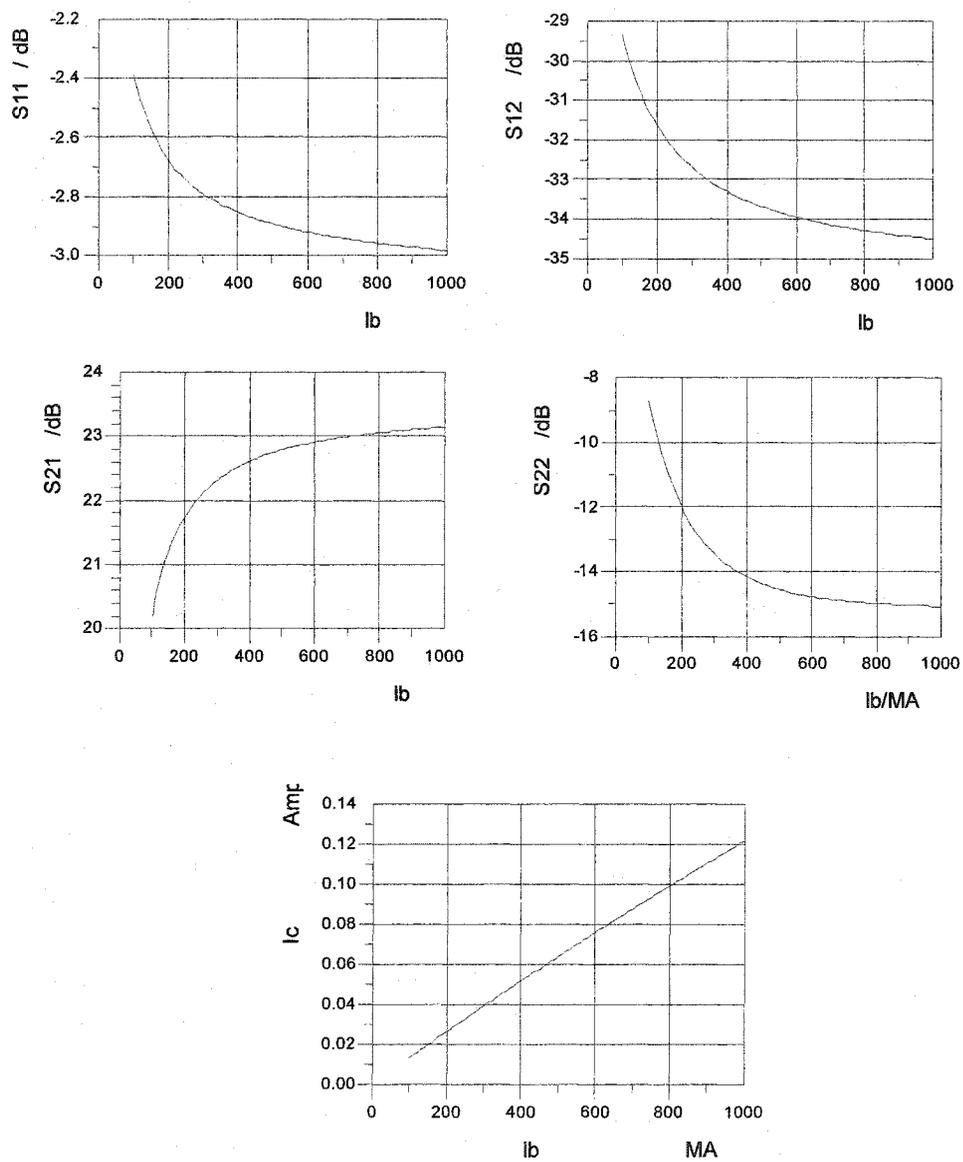


Figure 15 Graphes des paramètres S et le courant Ic du transistor MRF559 par rapport à Ib

2.4.2 Etude de la stabilité du transistor

La figure 16 représente le circuit du transistor MRF559 avec des blocs d'éléments de l'ADS afin de simuler et d'étudier la stabilité du transistor au point de fonctionnement ayant déjà été choisi, dans une gamme de fréquence variant entre 100 et 200 MHz. Les outils utilisés sont : StabFact et MeasEqn pour déterminer les conditions de stabilité K et Δ , et MaxGain pour déterminer le gain maximum que nous pouvons obtenir.

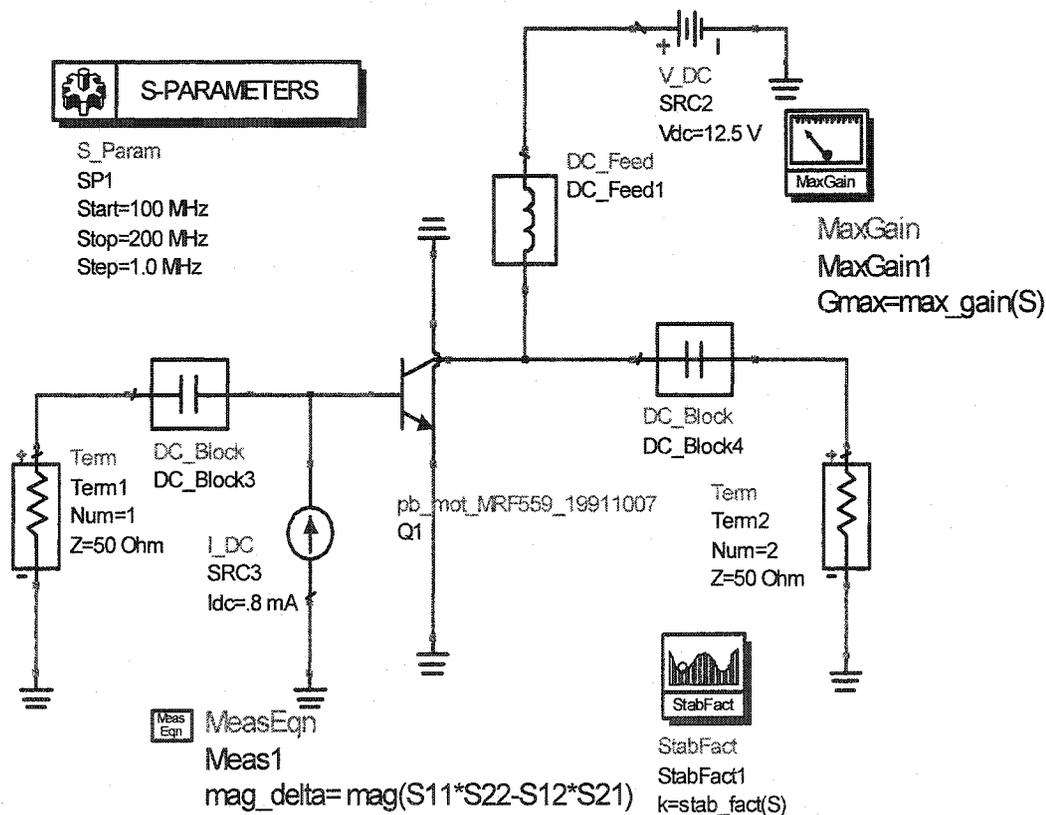
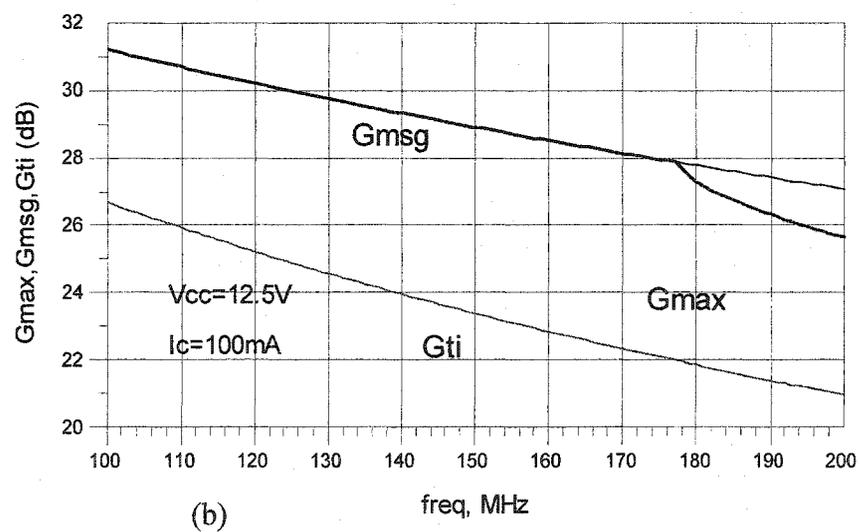
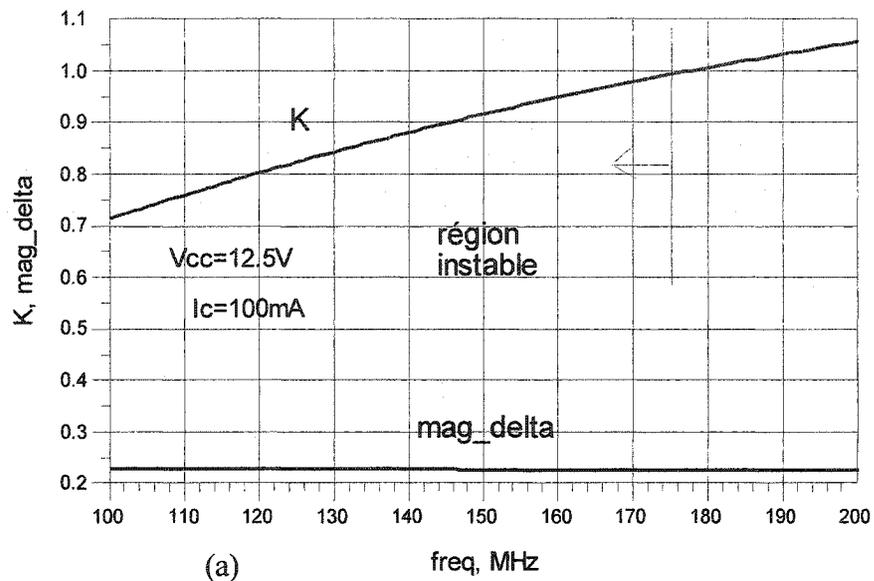


Figure 16 Étude de la stabilité du transistor MRF559



$$\text{Eqn } G_{msg} = 10 \cdot \log(\text{mag}(S(2,1)) / \text{mag}(S(1,2)))$$

$$\text{Eqn } G_{ti} = 20 \cdot \log(\text{mag}(S(2,1)))$$

Figure 17 Résultats de l'étude de stabilité du MRF559

La figure 17 présente deux graphiques qui sont le résultat de la simulation par ADS du transistor. La Figure 17.a montre les conditions de stabilité K et Δ du transistor en fonction de la fréquence. Nous remarquons sur ce graphique que l'instabilité potentielle commence au-dessous de 178 MHz. La Figure 17.b représente trois courbes correspondent à trois définitions de gain. La première est la courbe du gain maximum stable G_{msg} qui est défini par G_{max} avec $K=1$ exactement,

$$G_{msg} = 10 \log \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (2.11)$$

La deuxième courbe est celle de G_{max} , qui représente le gain maximum que nous pouvons atteindre avec une adaptation conjuguée à l'entrée et à la sortie de l'ampli. La troisième courbe représente le gain de transductance intrinsèque du transistor G_{ti} qui est défini par :

$$G_{ti} = 20 \log |S_{21}| \quad (2.12)$$

D'après cette étude graphique, nous pouvons constater que le transistor MRF559 est inconditionnellement stable au-dessus d'une fréquence de 178 MHz, avec $V_{cc}=12.5$ V et $I_c=100$ mA, et qu'il est potentiellement instable au-dessous de cette fréquence. D'autre part, nous remarquons que nous pouvons atteindre un gain de l'ordre de 26 dB.

2.4.2.1 Stabilisation du transistor

Nous avons vu dans le paragraphe 2.2.5 qu'un transistor potentiellement instable, peut être rendu inconditionnellement stable en ajoutant une charge résistive. on peut ajouter cette résistance soit à l'entrée soit à la sortie du transistor en série ou en shunt. En pratique, l'addition d'une charge résistive à l'entrée n'est pas utilisable, car elle produit

une détérioration significative dans la performance de la figure de bruit de l'amplificateur. La méthode suivie pour stabiliser le transistor MRF559 est d'ajouter une résistance en série à la sortie du transistor, comme le montre la figure 18. Pendant la simulation et avec l'outil (Tune Paramètres), la valeur de cette résistance est ajustée d'une manière à obtenir une stabilité qui commence à partir de 130 MHz, et à l'aide d'une résistance de 20 Ω , le transistor devient stable.

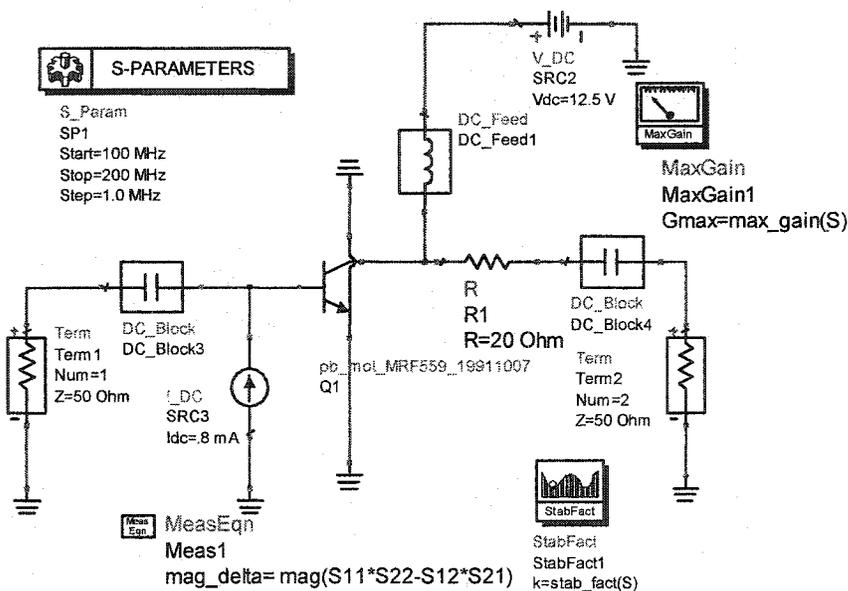


Figure 18 Stabilisation du transistor à l'aide d'une résistance R1

La figure 19 représente les graphiques de stabilité du transistor après l'addition de la résistance R1 dans le circuit. Nous constatons selon ces deux graphiques que le transistor est bien stable dans la région où l'amplificateur fonctionnera, soit entre 140 MHz et 170 MHz. Dans cette région, l'amplificateur peut atteindre un gain maximum de l'ordre de $27 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$.

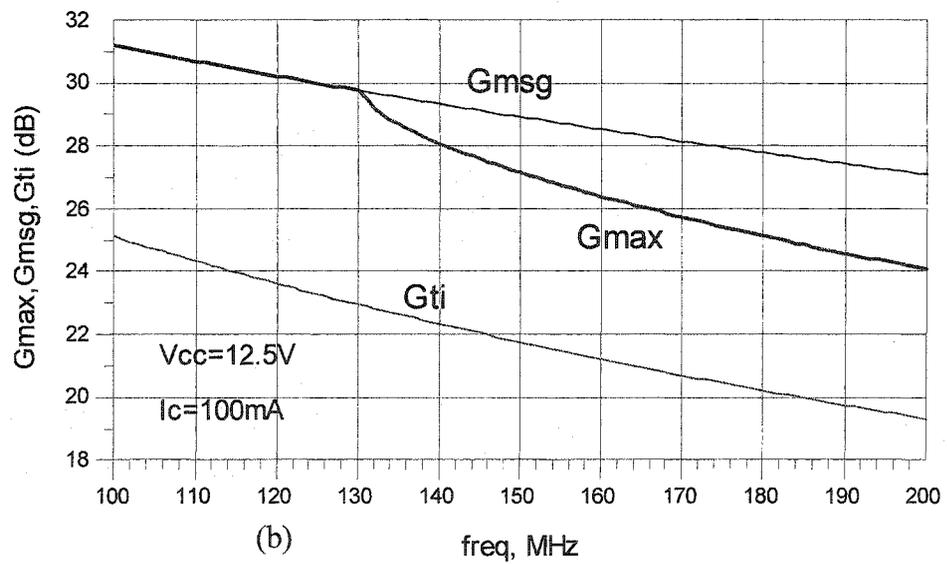
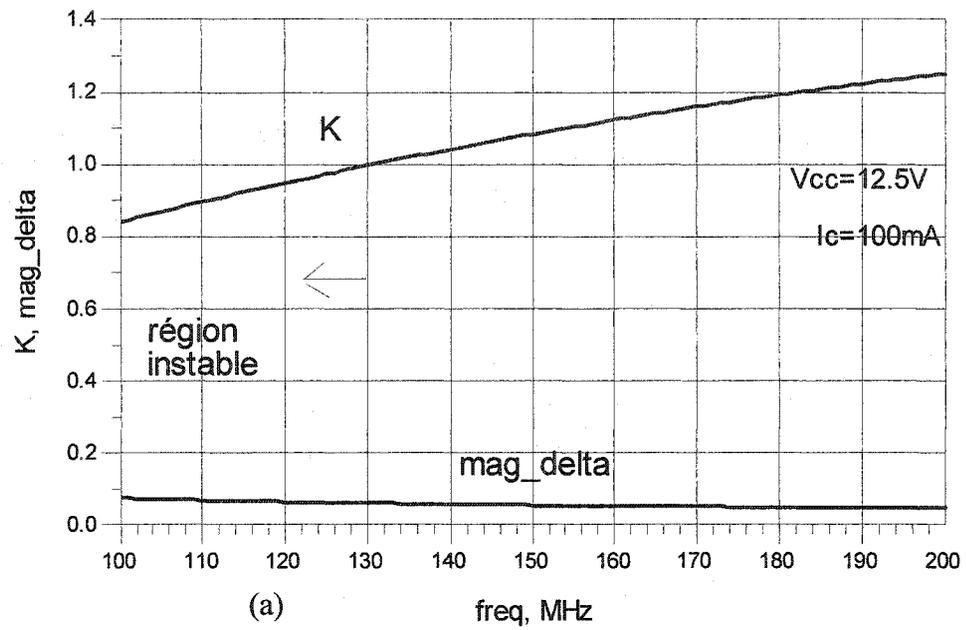


Figure 19 Résultats après stabilisation du transistor MRF559

2.4.3 Circuits d'adaptations

Les circuits d'adaptations dans les amplificateurs RF peuvent être conçus en deux technologies, soit par des lignes micro-rubans, soit par des composantes passives LC. Les micro-rubans sont conçus avec des mesures dépendantes de la longueur d'onde λ du signal amplifié qui est défini par $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}$, où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide qui peut être évaluée par $\lambda_0 = c / f$, $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ qui est la vitesse de l'onde dans le vide et f est la fréquence de l'onde dans la bande marine de 156 MHz, la longueur d'onde dans le vide est donc $\lambda_0 \approx 2 \text{ mètres}$. Le terme ϵ_{eff} représente la constante diélectrique effective du diélectrique où le signal RF se propage. Sa valeur dépend du type du diélectrique utilisé dans la fabrication du circuit imprimé. Dans les meilleures conditions, pour un substrat ayant $\epsilon_r = 30$, $h = 100 \text{ mils}$ et $W = 24 \text{ mils}$, la valeur de ϵ_{eff} est de 18, ce qui donne une longueur d'onde $\lambda = 45 \text{ cm}$. Par la suite, nous aurons besoin des lignes de transmission en micro-ruban avec des longueurs qui peuvent aller jusqu'à $\lambda/4$, c'est donc 11.25 cm. Vu leurs tailles à ces fréquences, l'utilisation des lignes micro-rubans dans la conception des circuits d'adaptations est indésirable. Le choix des composantes passives LC s'impose donc car elles occuperont un plus petit espace.

2.4.3.1 Conception des circuits d'adaptation

Pour avoir un gain maximum, nous allons concevoir des circuits avec une adaptation simultanément conjuguée à l'entrée et à la sortie du transistor. Les conditions requises pour cette adaptation sont définies par :

$$\Gamma_s = \Gamma_{IN}^* \quad \text{et} \quad \Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$$

La figure 20 présente les résultats de la simulation par ADS de l'amplificateur avant l'adaptation. Les paramètres S_{11} et S_{22} , représentent les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur à la fréquence de 156 MHz. Pour une adaptation simultanément conjuguée, ces deux coefficients mesurés à l'entrée et la sortie en présence des circuits d'adaptation, auront des valeurs nulles, et les deux points doivent être confondus au centre de l'abaque.

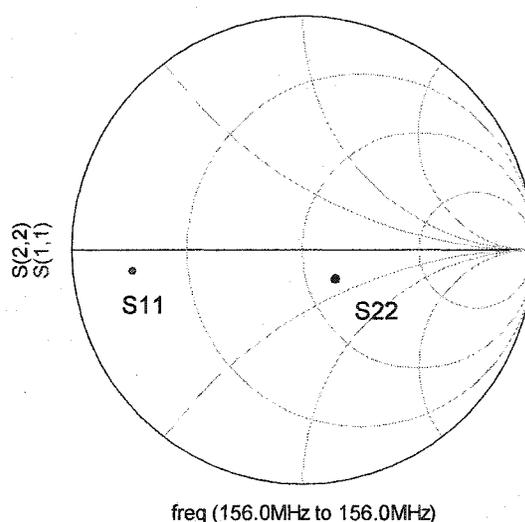


Figure 20 Situation de l'amplificateur sans adaptation sur un abaque de Smith

Selon la position de chaque point sur l'abaque, nous constatons que le circuit d'adaptation d'entrée contient une L shunt et C série pour accomplir le transformation de Z_{IN} à une impédance de 50Ω , et le circuit d'adaptation de sortie, doit contenir un C série et L shunt. À l'aide de l'outil (Tune Paramètres), les composantes LC de chaque circuit d'adaptation sont ajustées d'une manière à positionner les deux points de coefficient au centre de l'abaque. La figure 21 montre l'amplificateur avec les deux circuits d'adaptation entrée et sortie.

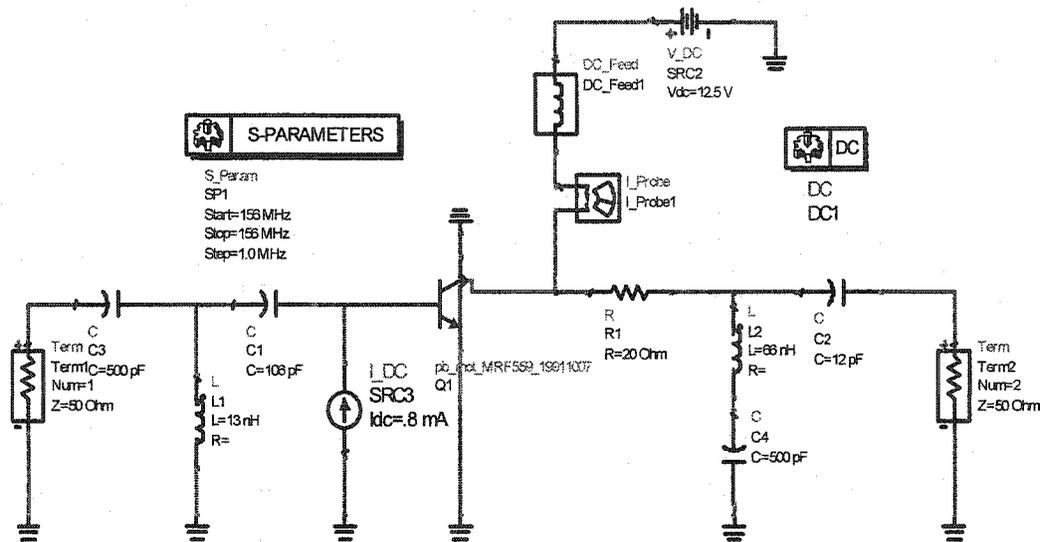


Figure 21 Adaptation simultanément conjuguée du transistor MRF559

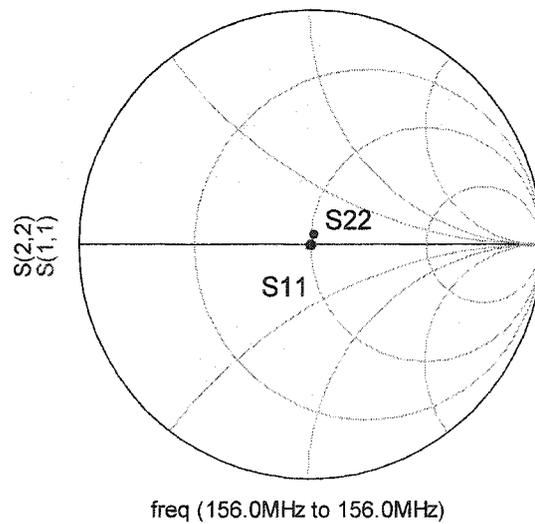


Figure 22 Résultat de l'adaptation simultanément conjuguée sur S11 et S22

Les deux condensateurs C3 et C4 ne jouent aucun rôle dans les circuits d'adaptation; ils ont de grandes valeurs afin d'assurer un bon couplage du signal RF, et en même temps pour bloquer les composantes DC accompagnées avec ce signal. La figure 22 montre que les deux points de coefficient de réflexion sont déplacés au centre de l'abaque, ce qui signifie que l'adaptation simultanément conjuguée est obtenue dans les deux circuits.

2.4.4 Simulation en grand signal

Dans l'étude précédente, nous avons effectué la simulation de l'amplificateur en faible signal (SP). Dans cette simulation, nous avons étudié la stabilité et les gains dans une région linéaire de l'amplificateur, et nous avons encore conçu les circuits d'adaptation. Ces informations obtenues à l'aide simulation ne sont pas suffisantes afin de caractériser un amplificateur au complet. Des informations sur la puissance maximum dans la région linéaire de l'amplificateur s'avèrent nécessaires.

La simulation en large signal (LSSP) est un travail important pour simuler et tester les amplificateurs de puissance à différents niveaux du signal et pour étudier les limites de puissance dans toutes leurs régions de fonctionnement linéaire et non linéaire. Dans cette simulation, nous appliquons au port d'entrée de l'amplificateur une source de signal dont le niveau de puissance est balayé entre des faibles valeurs jusqu'aux valeurs qui le pousse dans son mode non-linéaire et ce sur une large bande de fréquence.

2.4.4.1 Étude en fonction de la puissance

La figure 23 présente le schématique du circuit de l'amplificateur avec les blocs nécessaires pour la simulation en grand signal (LSSP). Nous avons commandé à l'aide de l'outil (PARAMETER SWEEP) le balayage de puissance de la source entre -20 dBm et 10 dBm, et à la fréquence fixe de 156 MHz dans un premier temps. La figure 24

présente les résultats de cette simulation dans six graphiques. À l'aide de ces graphiques, nous constatons que la puissance maximum délivrée par cet amplificateur (P_{out}) est 25 dBm, avec un gain stable (G_p) de 26.5 dB, et la région non linéaire commence à partir d'un signal (P_{in}) de -2 dBm. Nous remarquons également que dans cette région non linéaire les coefficients de réflexion Γ_a et Γ_b (voir Figure 10), croient rapidement, et par la suite l'adaptation des impédances sera affectée à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. Donc, avec un signal de source de l'ordre de -3 dBm, cet amplificateur est capable de délivrer une puissance de 23 dBm en fonctionnant dans la région linéaire et en maintenant un bon niveau d'adaptation.

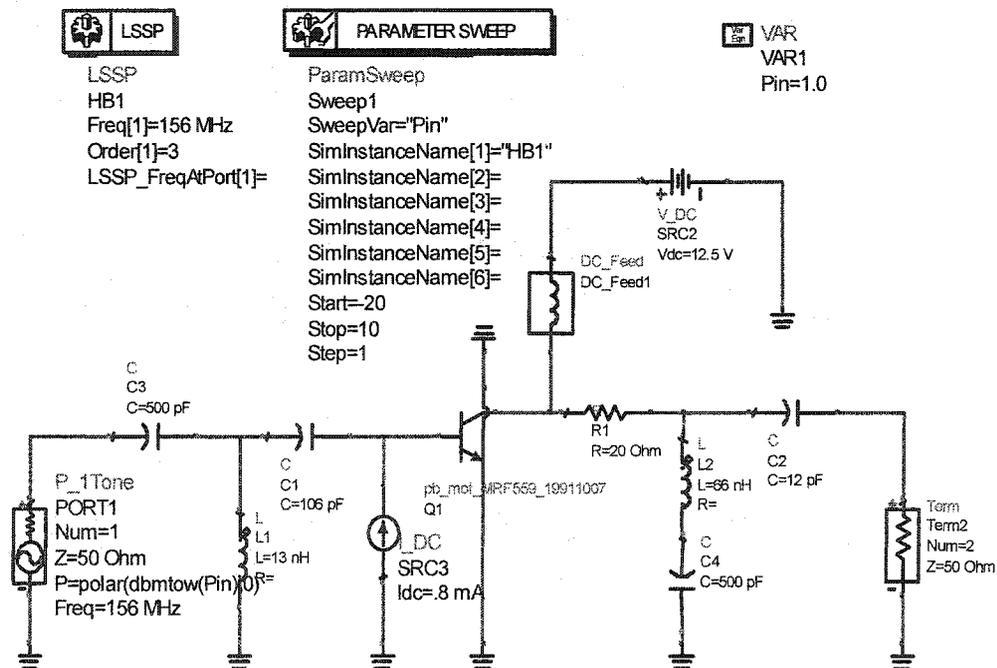
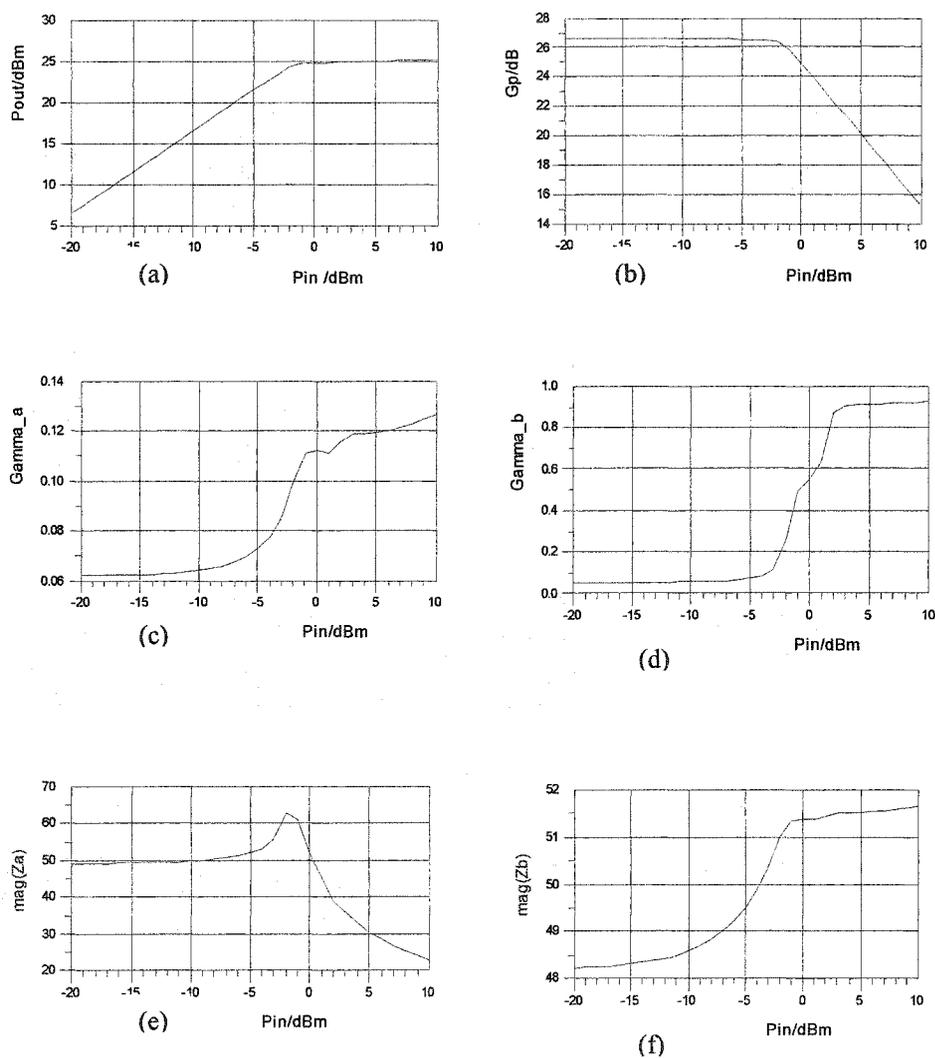


Figure 23 Simulation du préamplificateur en large signal en fonction du P_{in} variable et F constante



$$\text{Eqn } Z_a = 50 * (1 + S(1,1)) / (1 - S(1,1))$$

$$\text{Eqn } Z_b = 50 * (1 + S(2,2)) / (1 - S(2,2))$$

- (a) Puissance à la sortie P_{out} vs la puissance à l'entrée P_{in}
- (b) Gain d'opération G_p vs P_{in}
- (c) Coefficient d'adaptation à l'entrée Γ_a vs P_{in} (voir paragraphe 2.2.1)
- (d) Coefficient d'adaptation à la sortie Γ_b vs P_{in}
- (e) Impédance vue à l'entrée (Z_a) vs P_{in}
- (f) Impédance vue à la sortie (Z_b) vs P_{in}

Figure 24 Paramètres du transistor MRF559 en fonction de la puissance à l'entrée

2.4.4.2 Étude en fonction de la fréquence

Dans cette simulation, nous avons fixé la puissance du signal d'entrée à -3 dBm, et la fréquence du signal est variée à l'aide du (PARAMETER SWEEP) de 100 MHz à 200 MHz, tel que représenté par la figure 25.

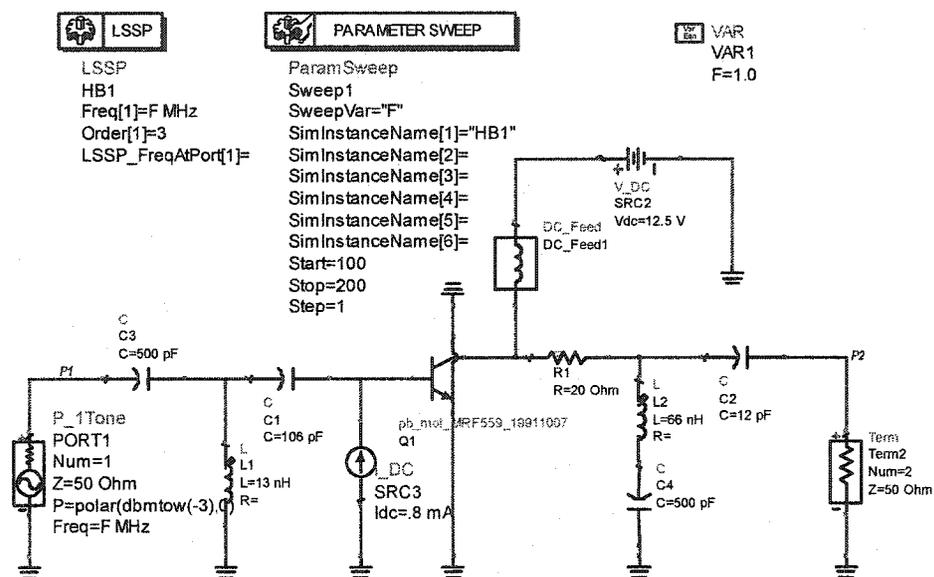


Figure 25 Simulation du préamplificateur avec F variable et Pin constante

Cinq graphiques sont obtenus à l'aide de cette simulation et sont présentés à la figure 26. En observant le graphe du gain G_p , nous remarquons que le gain maximum est 27 dB et qu'il est obtenu entre 150 MHz et 160 MHz. De plus, la bande passante de l'amplificateur est de l'ordre de 40 MHz. Nous constatons une fois de plus à l'aide des graphiques de Γ et de Z , que l'adaptation simultanément conjuguée est acceptable entre 150 MHz et 160 MHz, où la valeur de chaque impédance dans cette région de fréquence est de l'ordre de $50 \pm 5 \Omega$.

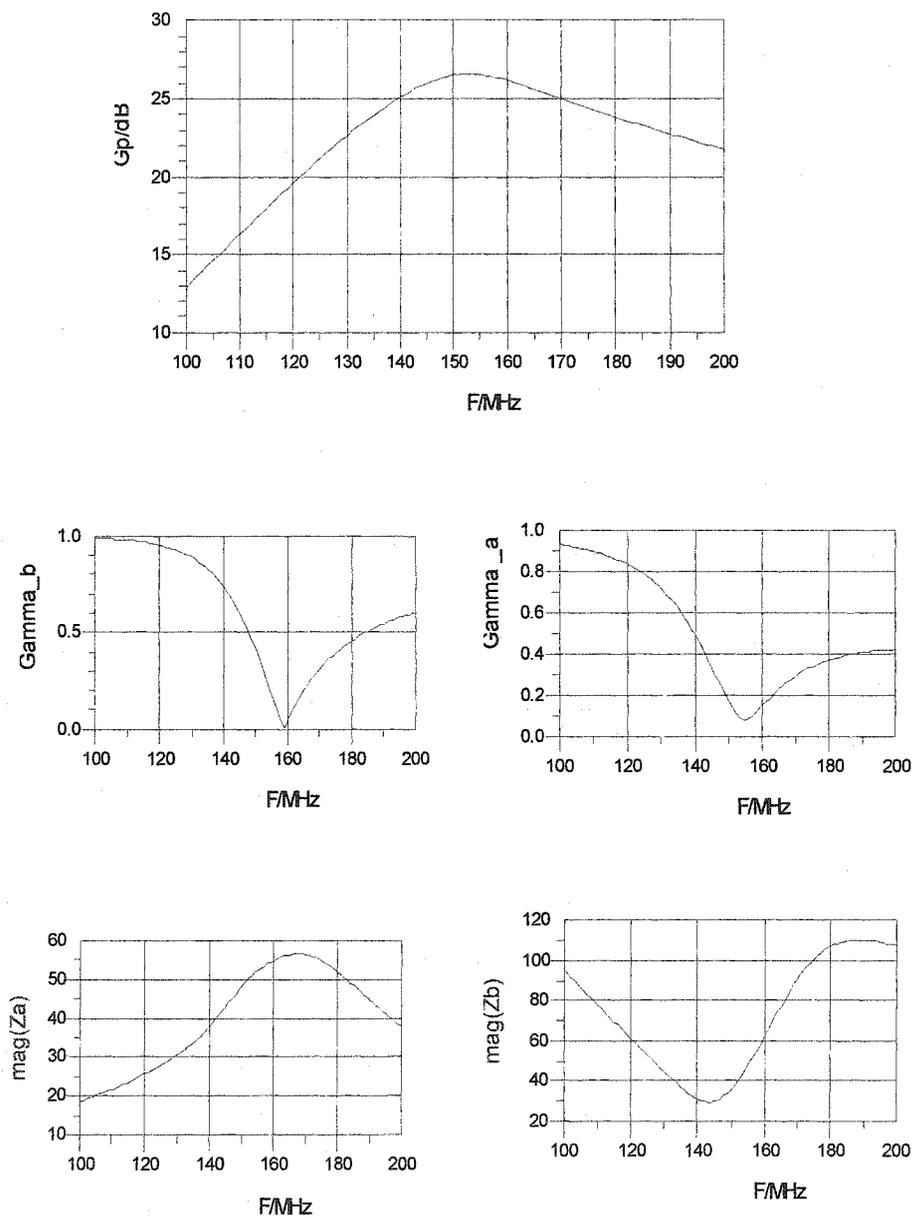


Figure 26 Représentation du gain et de l'adaptation d'impédance en fonction de la fréquence

2.4.5 Circuit final du préamplificateur

Pour compléter la conception de ce préamplificateur, nous devons remplacer la source de courant I_b par un circuit de polarisation DC pouvant créer le même courant collecteur I_c , et remplacer l'élément (DC_Feed) par des composantes qui devront jouer la même fonction que cet élément, c'est-à-dire de laisser passer la composante DC et de bloquer la composante AC du signal.

2.4.5.1 Circuit de polarisation DC

La figure 27 montre la méthode de simulation en DC pour trouver la valeur de la résistance R_2 qui produit le même point de polarisation qu'avec une source de courant I_b et à partir d'une source de tension DC de 12.5V. Le graphique obtenu à la figure 28 est une courbe de I_c en fonction d'une variable (r) qui représente la valeur de la résistance R_2 . L'étude sur cette courbe montre qu'une résistance de valeur $14.4\text{ K}\Omega$ produit un courant I_c de 100 mA, qui est le point de fonctionnement désiré.

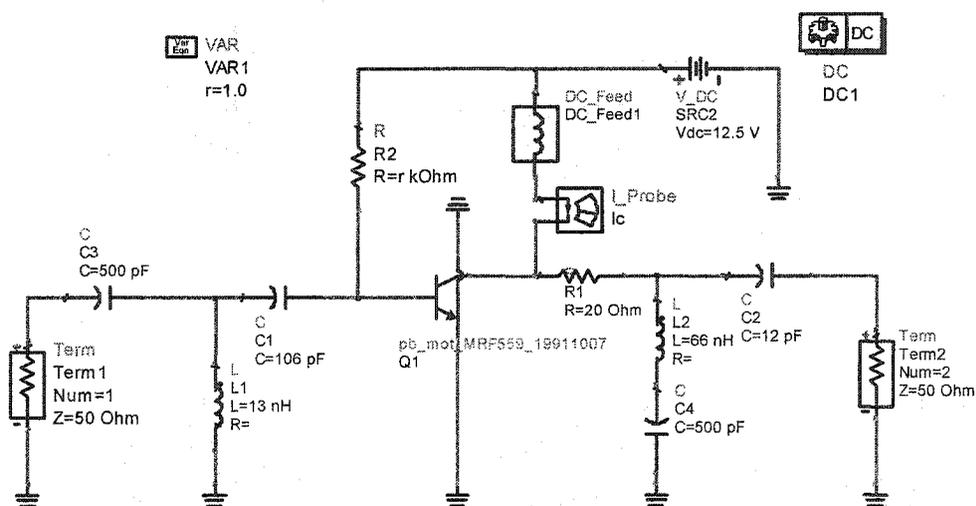


Figure 27 Polarisation du transistor MRF559

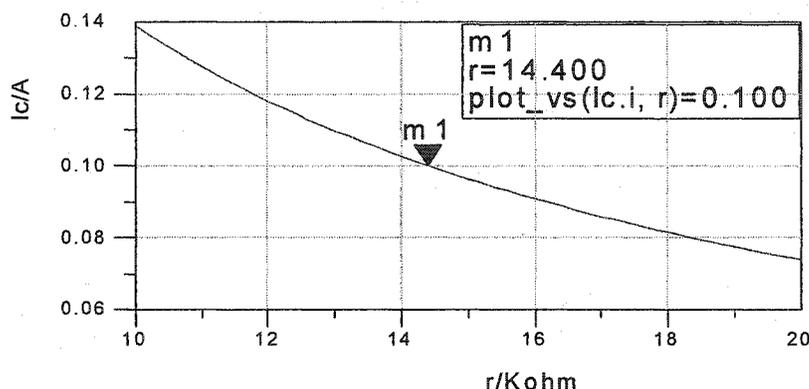


Figure 28 Graphe de I_c en fonction de la résistance de polarisation

2.4.5.2 Cellule d'alimentation DC

La cellule d'alimentation est un filtre qui joue deux rôles; le premier est de présenter une faible résistance pour l'alimentation DC, et le deuxième est de présenter une très grande résistance pour le signal RF. Afin d'éviter le risque d'instabilité et d'auto-oscillation dans l'amplificateur, cette cellule bloque le passage du signal RF vers le circuit d'alimentation où il trouverait une direction de retour à l'entrée de l'amplificateur.

Une cellule passive LC peut jouer ce rôle (voir figure 29). La valeur de chaque élément de la cellule dépend de la fréquence du signal. La bobine L (choke) présente une réactance de ωL au signal RF. Avec $\omega = 2\pi f$ et $L = 1 \mu H$; cette réactance a une valeur de l'ordre de $1 K\Omega$ pour le signal RF, alors qu'elle présente un court-circuit en DC. Le condensateur a une réactance $\frac{1}{\omega C}$ qui doit être faible pour court-circuiter la fuite RF à travers la bobine L. La figure 30 montre le circuit final du préamplificateur dans lequel nous avons conçu deux cellules d'alimentation en série afin de garantir la bonne stabilité et le bon fonctionnement de l'amplificateur. Deux autres condensateurs sont

ajoutés en parallèles pour bien filtrer l'alimentation DC. Une autre bobine (choke) est ajoutée dans le circuit de polarisation de la base du transistor pour bloquer le passage du signal RF dans cette direction.

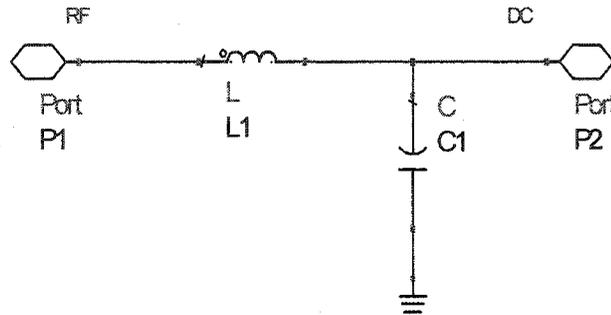


Figure 29 Cellule d'alimentation

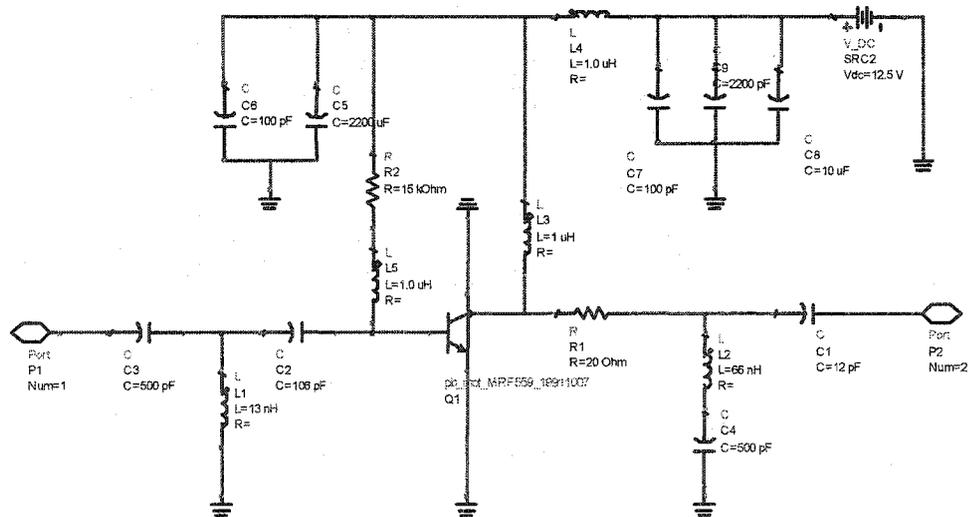


Figure 30 Circuit final du préamplificateur

2.5 Conception de l'amplificateur de puissance 2 W

L'amplificateur de puissance de 2 W représente l'étage de sortie dans le mode « basse puissance » de l'AIS. Cet amplificateur doit fournir à l'antenne un signal d'une puissance de 33 dBm avec un signal à l'entrée de 23 dBm provenant du préamplificateur. Un gain de 10 dB est donc nécessaire à la fréquence VHF marine avec une bande passante de l'ordre de 25 MHz. De plus, cet amplificateur doit présenter une impédance de 50Ω à son entrée et à la sortie.

Nous avons trouvé un transistor de la même famille que le préamplificateur, qui est le transistor MRF555 fabriqué par la même compagnie MOTOROLA (RF Parts Company), ayant aussi un modèle dans la logiciel ADS. Voir la brochure de spécifications techniques de ce transistor sont données en annexe.

Avant de discuter du design de cet amplificateur, nous allons présenter d'abord la technique, et les précautions à prendre lors de la conception d'un amplificateur de puissance. Il faut savoir d'abord que les paramètres S du transistor à faible signal, ne sont pas utilisables ici, puisque les amplificateurs de puissance fonctionnent généralement dans des régions non-linéaires. Cependant, s'ils fonctionnent en classe A avec un niveau de signal d'entrée raisonnable, dans ce cas nous pouvons concevoir l'amplificateur en utilisant les paramètres S à faible signal(SP), comme par exemple le cas de l'amplificateur en classe A conçu précédemment. Dans ce cas nous avons vu que cet amplificateur passe d'une région linéaire à une région non-linéaire quand le signal à l'entrée devient plus grand que -2 dBm.

Afin d'augmenter l'efficacité, nous allons concevoir l'amplificateur en classe C qui ne consomme pas d'énergie au repos, tandis que la consommation d'énergie est élevée en classe A pour une puissance de 2 watts. Dans les transistors de puissance fabriqués pour fonctionner en classe C, les spécifications données par les manufacturiers sont en

générale Γ_{IN} et Γ_{OUT} du transistor en fonction de la fréquence pour une puissance donnée, et sur plusieurs niveaux de V_{cc} , voir la brochure technique du transistor MRF555 en annexe 2.

Une précaution à prendre lors de la conception de l'amplificateur de puissance en classe C, c'est de concevoir le circuit d'adaptation de sortie avec un facteur de qualité qui est capable d'éliminer les harmoniques ($2f, 3f, 4f, \dots$) pouvant se produire à cause de la non-linéarité. D'autre part, il faut appliquer à l'entrée un niveau de signal bien déterminé produisant un point de compression de-1db sur le gain (G_{1dB}). G_{1dB} étant défini comme le gain en puissance où la non-linéarité du transistor réduit le gain de 1 dB par rapport à un gain de puissance linéaire en petit signal (voir Figure 31). A ce point l'efficacité du transistor est proche du maximum.

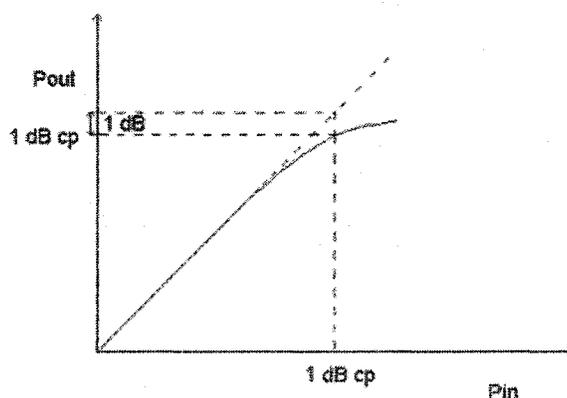


Figure 31 Point de compression 1 dB dans un amplificateur de puissance

Un autre phénomène indésirable se produit dans les amplificateurs, c'est l'effet de l'intermodulations d'ordre 3. Ce phénomène se produit entre deux composantes voisines de fréquences f_1 et f_2 d'un signal à large bande. ceci est dû au battement entre le premier ordre et le deuxième ordre de ces deux composantes. Ces signaux intermodulés

tombent dans la bande passante du signal sous formes $2f_1-f_2$ et $2f_2-f_1$, et peuvent causer une déformation dans cette bande, voir figure 32.

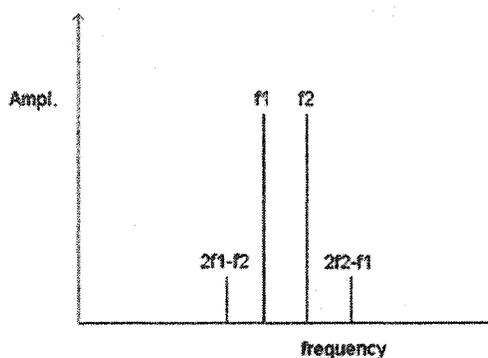


Figure 32 Intermodulation entre deux fréquences

La figure 33 démontre que la pente d'amplification de signaux inter-modulés est trois fois plus grande que la pente du signal fondamental, de plus à un niveau d'entrée donné, les deux pentes se coupent en un point qui s'appelle **point d'interception du troisième ordre IP3**, ou (INTERCEPT POINT) en anglais.

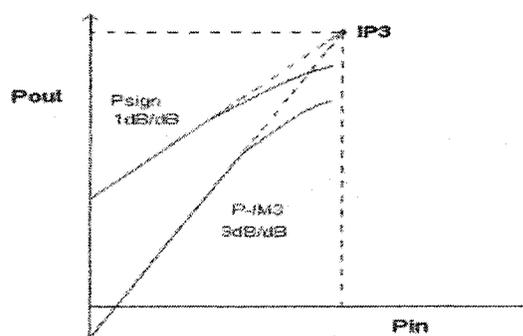


Figure 33 Point d'intersection troisième ordre IP3

2.5.1 Point de fonctionnement

Dans cette étude nous avons utilisé la simulation en large signal (LSSP) identifiée à la figure 34. Dans ce montage, nous avons appliqué une source de puissance variable à l'entrée du transistor, et à l'aide de l'outil (PARAMETER SWEEP), on a balayé la puissance de cette source entre 15 dBm et 25 dBm pour choisir le meilleur point de fonctionnement du transistor dans cette marge. Une bobine de 1 mH est ajoutée entre la base du transistor et la masse. L'intérêt de cette bobine est de remettre à zéro le voltage de seuil V_{be} entre la base et l'émetteur, puisqu'en class C le transistor ne conduit pas avec un signal étant plus petit que ce seuil qui est de l'ordre de 0.7V dans les transistors en silicium.

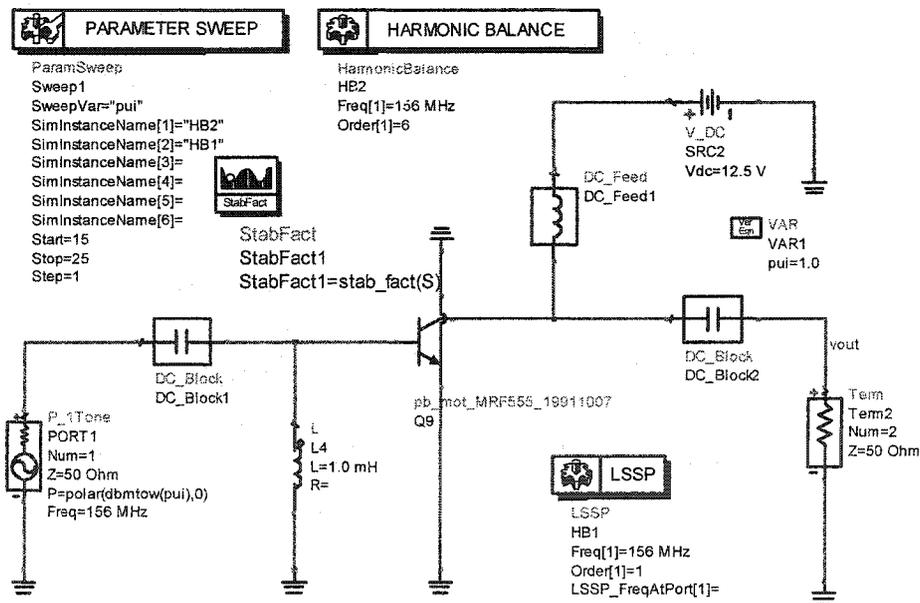


Figure 34 Simulation pour trouver le point de fonctionnement du transistor MRF555

La figure 35 illustre quatre graphiques qui sont le résultat de la simulation en large signal du transistor MRF555 à une fréquence fixe de 156 MHz. Nous constatons du graphique A que le transistor est instable au-dessous d'une puissance d'entrée de 20.5 dBm. Le graphique B montre la variation de Pout en fonction de Pin, nous avons choisi sur ce graphe un point de fonctionnement Pin = 23 dBm qui produit un Pout = 33.64 dBm. Le graphique C montre les signaux Pout en fonction de Pin dans le temps; ces signaux sont déformés à cause de la non-linéarité du transistor. Finalement le graphique D représente les courbes de gain du signal à la fréquence fondamentale f, à la deuxième harmonique 2f, et à la troisième harmonique 3f.

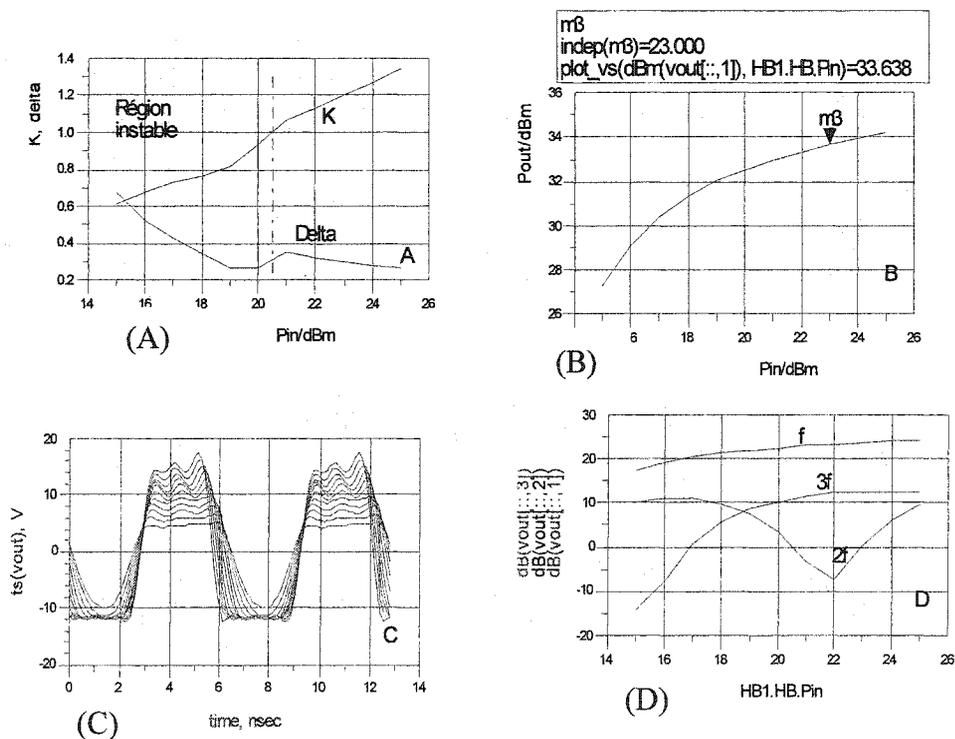


Figure 35 Point de fonctionnement du transistor MRF555

2.5.2 Stabilité du transistor MRF555

Nous avons vu à la figure 35 au graphique A, que le transistor est stable pour un signal plus grand que 20.5 dBm à une fréquence de 156 MHz, c'est à dire qu'au point de fonctionnement 23 dBm, le transistor est sûrement stable. D'autre part, nous remarquons à la figure 36 que ce transistor est encore stable sur toute la bande de fréquence à ce point de fonctionnement. La question qui se pose ici est : devons nous forcer le transistor à être stable en dessous du niveau 20.5 dBm? La réponse est oui, à condition de ne pas perdre beaucoup de gain de puissance pouvant rendre impossible d'atteindre une puissance de 2 Watts à la sortie de cet amplificateur. Si tel est le cas, nous devons trouver un autre transistor.

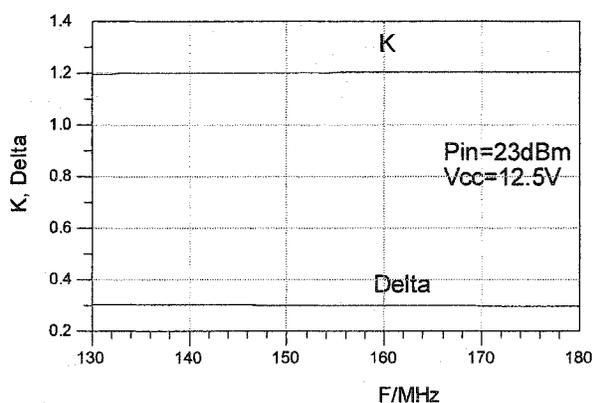


Figure 36 Facteurs de stabilité du MRF555 en fonction de F

À l'aide d'une résistance shunt entre le collecteur du transistor et la masse, et avec l'outil (TUNE PARAMATRES), nous avons simulé le circuit montré dans la Figure 37 pour différentes valeurs de R1. Après plusieurs opérations, nous avons pu stabiliser le transistor dans toute la gamme de puissance d'entrée avec une résistance R1=100 Ω, voir le graphe de la figure38.

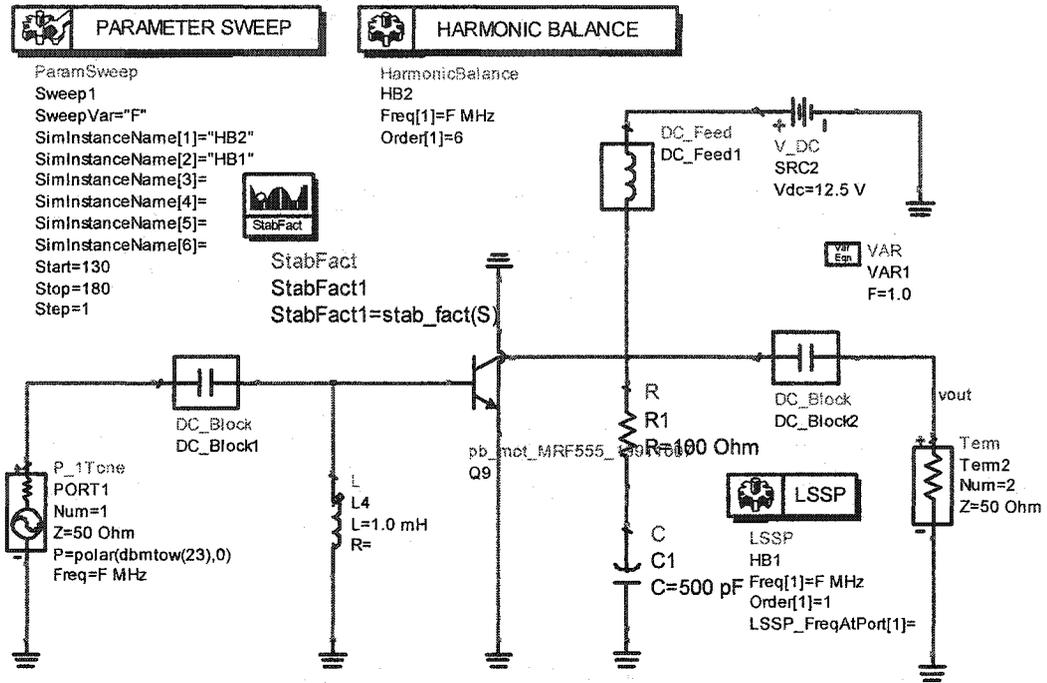


Figure 37 Une résistance R1=100 Ω pour stabiliser le transistor MRF555

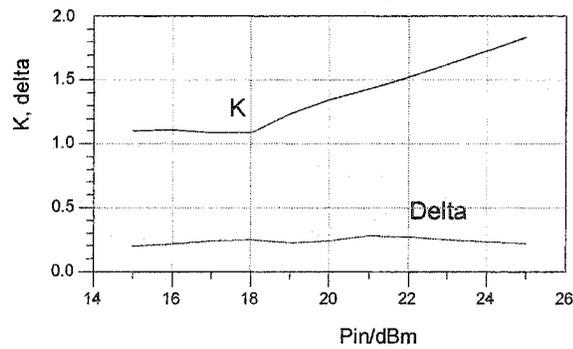


Figure 38 Stabilisation du transistor dans toute la gamme de puissance Pin

La figure 39 montre les facteurs de stabilité et la puissance de sortie en fonction de la fréquence avec $R_1=100 \Omega$ et $P_{in}=23 \text{ dBm}$. Nous constatons qu'à 156 MHz, le signal perd 0.6 dBm de sa puissance, et cette puissance devient 33 dBm qui est l'objectif de ce design.

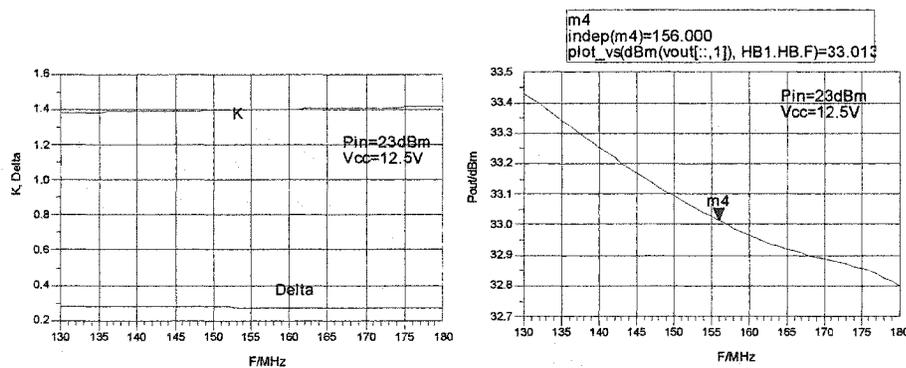


Figure 39 Résultat de la stabilité avec $R_1=100 \Omega$

2.5.3 Adaptation des impédances

Afin de ne pas perdre de puissance, une adaptation simultanément conjuguée est nécessaire pour adapter en impédance les deux ports d'entrée et de sortie du transistor. La figure 40 montre les positions de Γ_{IN} et Γ_{OUT} du transistor sur l'abaque de Smith (S_{11} et S_{22}) sur une bande de fréquence entre 130 MHz et 180 MHz. Afin d'obtenir une adaptation simultanément conjuguée, les deux points de Γ doivent se rencontrer au centre de l'abaque, ce qui signifie que chacune des impédances devient 50Ω . Par la suite, des topologies (L, C) ont été utilisées avec des valeurs initiales : 50 nH et 50 pF. Après plusieurs opérations d'ajustement sur l'ADS avec l'outil (TUNE PARAMETRE),

nous avons pu arriver aux valeurs des composants de ces deux circuits d'adaptation d'entrée et de sortie (voir figure 41).

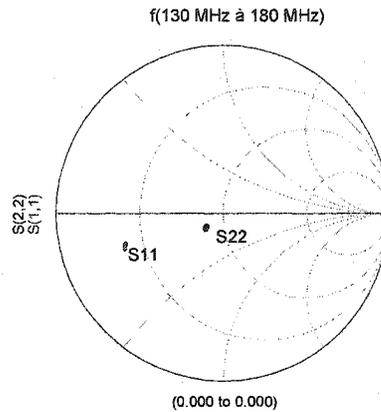


Figure 40 S11 et S22 intrinsèque du transistor MRF555

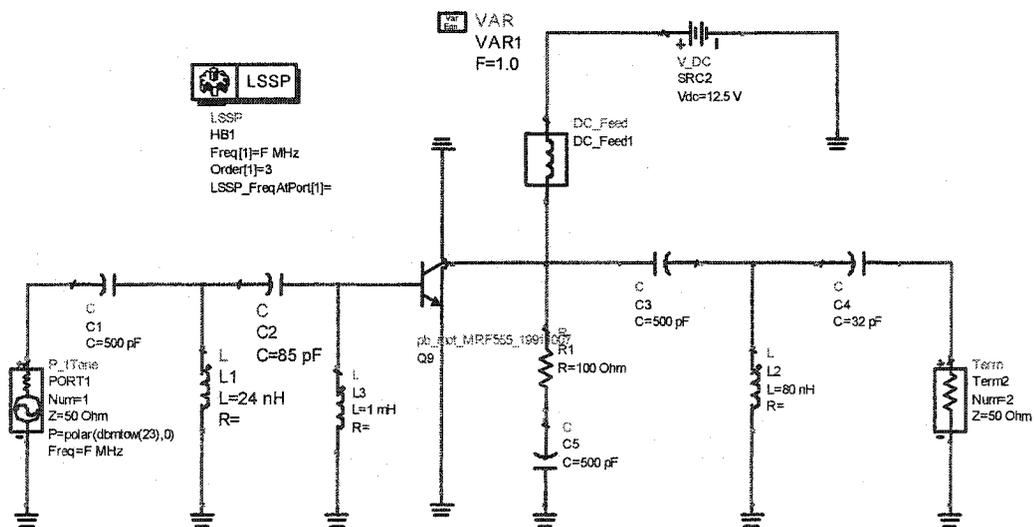


Figure 41 MRF555 adapté en impédance à 50Ω

La figure 42 montre le résultat de cette adaptation sur l'amplificateur de puissance. Nous remarquons que les deux points de coefficient de réflexion d'entrée et de sortie se rencontrent au centre de l'abaque, ce qui génère une adaptation simultanément conjuguée de 50Ω . Toujours dans cette figure, le petit tableau montre que nous avons réussi à atteindre notre objectif de puissance avec $P_{in}=23$ dBm, et $P_{out}=33.050$ dBm.

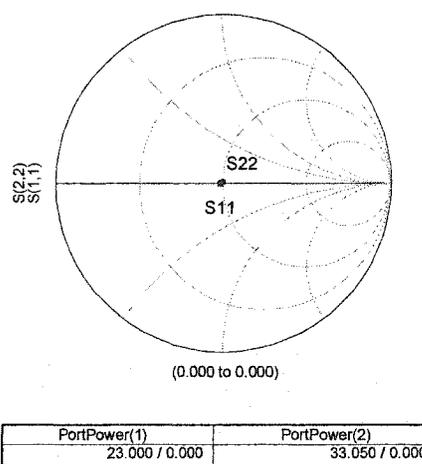


Figure 42 Résultat de l'adaptation d'impédance

2.5.4 Réponse en fréquence

La simulation de l'amplificateur avec une fréquence variable nous a permis d'étudier le fonctionnement de cet amplificateur sur une large bande de fréquence. La figure 43 montre que l'amplificateur a une bande passante très large qui s'étend de 100 MHz jusqu'à 360 MHz, et contient la deuxième harmonique $2f$. Il faudrait donc recourir à un filtre passe bande afin de remédier à ce problème. La figure 44 illustre la topologie d'un filtre passe bande de deuxième ordre qui peut être ajouté à la sortie de l'amplificateur afin de réduire sa bande passante. La figure 45 montre la réponse fréquentielle du filtre, il a une bande passante de l'ordre de 25 MHz, avec une fréquence centrale de 156 MHz avec des pertes d'insertion négligeables, et la figure 46 montre sa qualité d'adaptation.

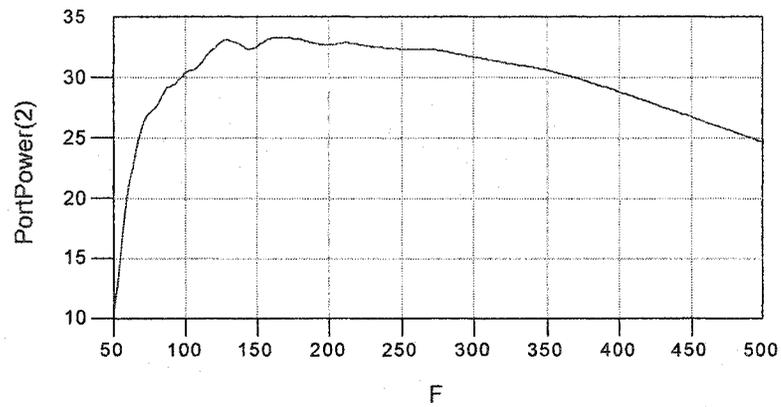


Figure 43 Bande passante de l'amplificateur de 2W après adaptation

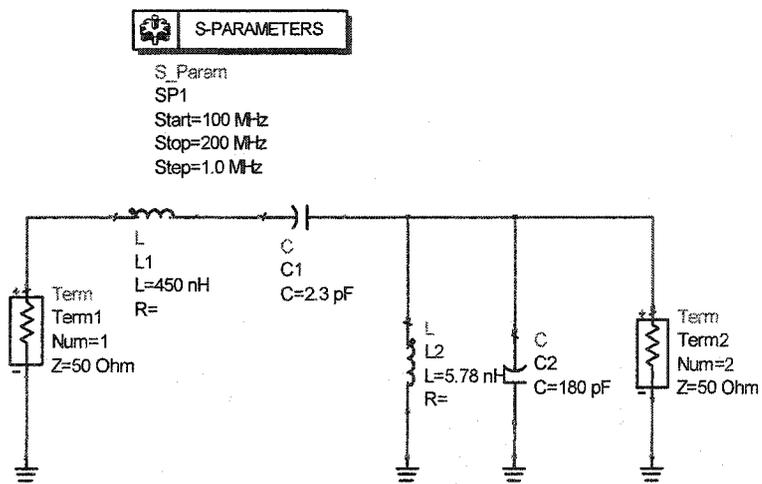


Figure 44 Filtre passe bande de deuxième ordre

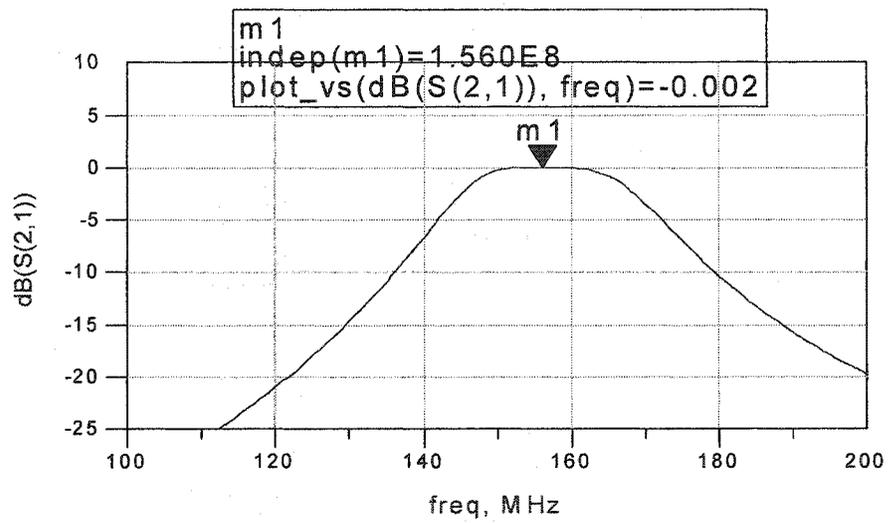


Figure 45 Réponse en fréquence du filtre passe bande

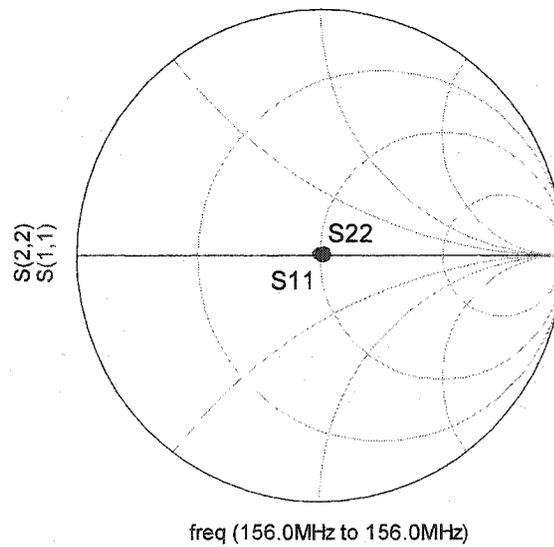


Figure 46 Situation de S11 et S22 du filtre

Finalement, la figure 47 présente l'amplificateur de puissance de 2 Watts (33 dBm) avec le filtre passe bande. Un ajustement des valeurs finales composantes étaient nécessaires après l'addition du filtre à l'amplificateur afin de conserver un bon niveau d'adaptation globale à l'entrée et à la sortie.

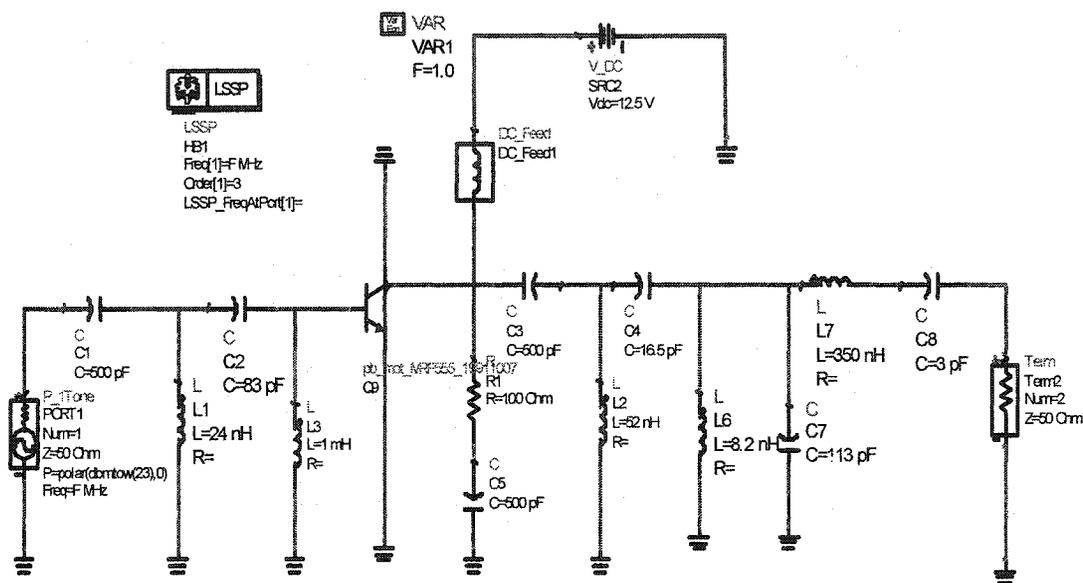


Figure 47 Amplificateur de puissance 2W avec filtre passe bande

La figure 48 montre le graphique de la puissance de sortie de l'amplificateur en fonction de la fréquence. Nous pouvons conclure d'après ce graphique que la bande passante de l'amplificateur est de l'ordre de 30 MHz. De plus la figure 49 montre le niveau d'adaptation d'impédance d'entrée et de sortie en présence du filtre passe bande, et en fonction de la fréquence. on observe que l'adaptation simultanément conjuguée se produit parfaitement à la fréquence centrale 156 MHz seulement et reste acceptable sur une bande de 10 MHz autour de ce point.

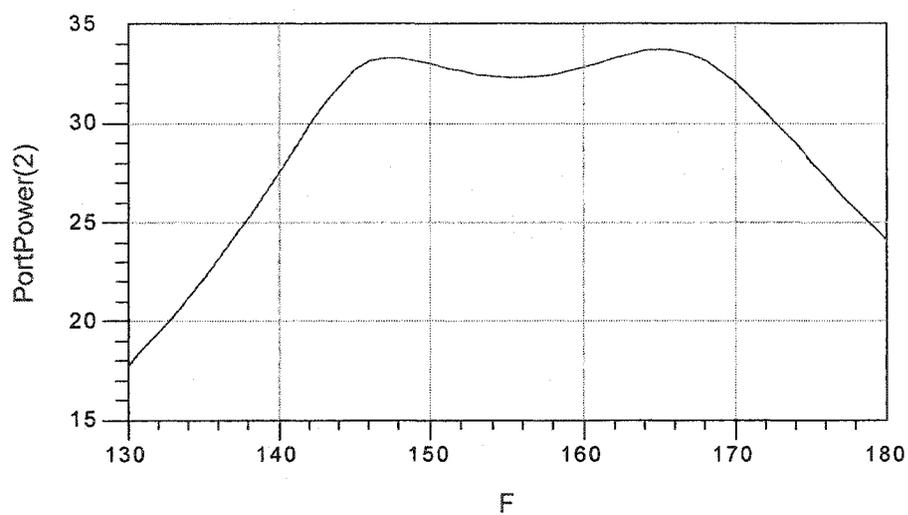


Figure 48 Bande passante de l'amplificateur 2W

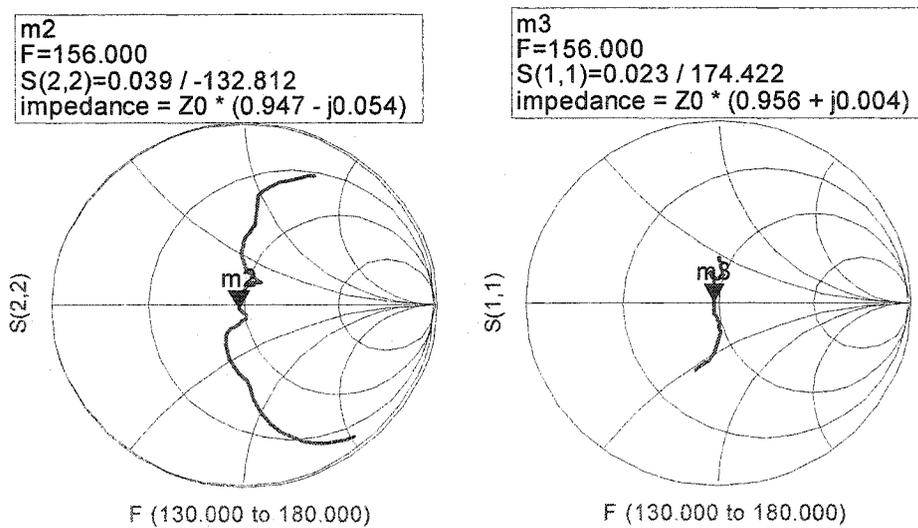


Figure 49 Adaptation entrée-sortie en fonction de F

2.6 Les amplificateurs en cascades

Dans cette partie, nous allons étudier et simuler la connexion en cascade du préamplificateur présenté dans la section 2.4, avec l'amplificateur de puissance présenté dans la section précédente, pour former la chaîne d'amplificateur de puissance à deux étages. Cette chaîne aura les performances visées au chapitre 1, c'est-à-dire, un amplificateur d'un gain de 33 dB, avec une puissance d'entrée de 0dBm, à la fréquence marine de 156 MHz et sur une bande de l'ordre de 20 MHz.

Pour connecter les deux étages en cascade, l'ADS fourni un moyen qui facilite le travail : c'est la possibilité de transformer chacun de deux étages mentionnés en figures 50 et 51, en un sous-circuit à deux ports. La figure 52 montre la connexion en cascade de ces deux étages avec les outils de simulation ADS qui permettent d'étudier en large signal les comportements de cette cascade.

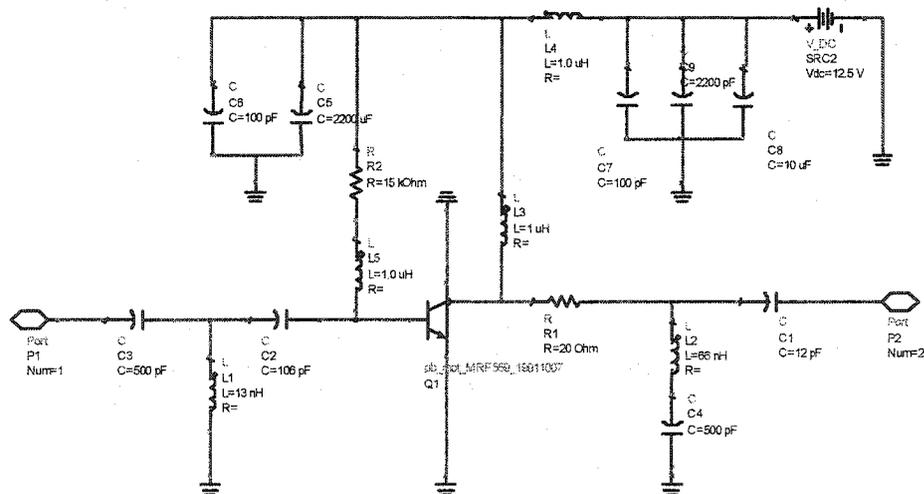


Figure 50 Sous-circuit du préamplificateur en mode 2 ports

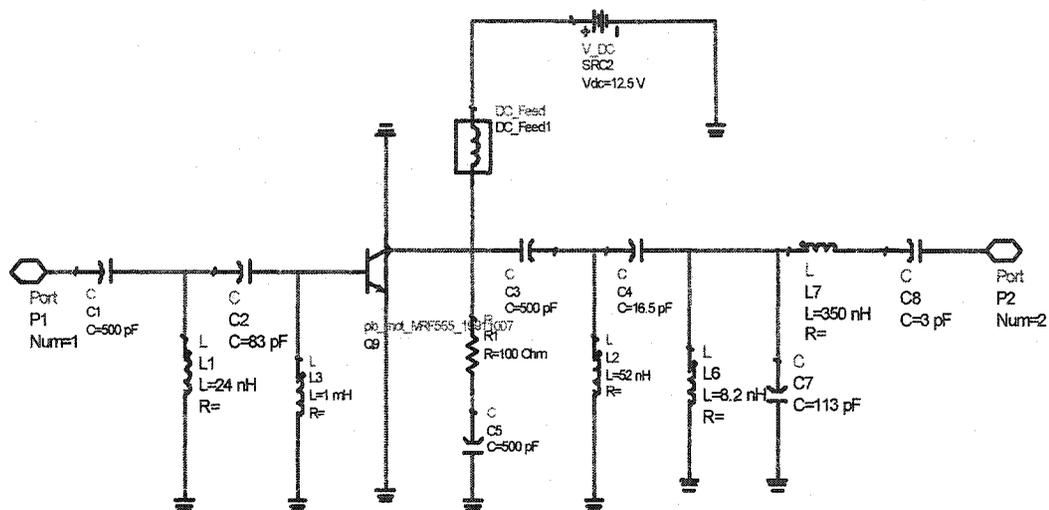


Figure 51 Sous-circuit de l'amplificateur de puissance de 2 W en mode 2 ports

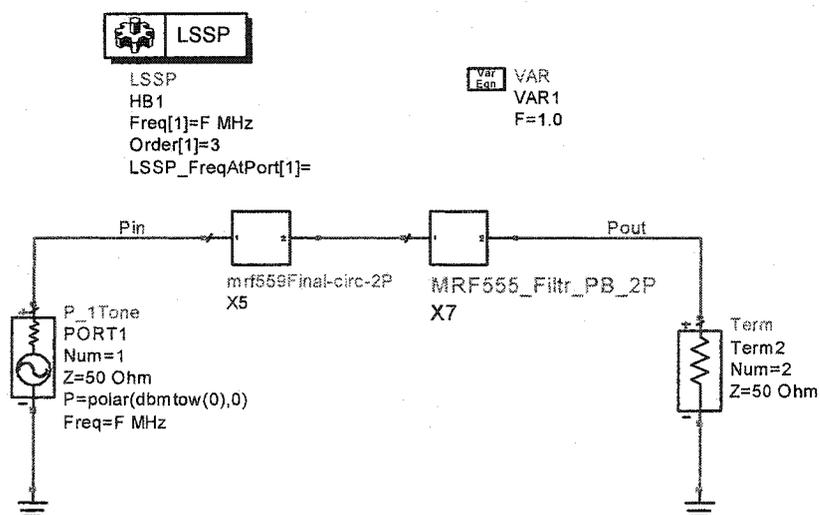


Figure 52 Simulation en LSSP de deux étages en cascade

Les résultats de la simulation avec P_{in} variable et une fréquence fixe de 156 MHz, sont donnés dans la figure 53. Le graphe de P_{out} en fonction de P_{in} , et l'abaque de Smith représentant les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie de cette cascade, nous remarquons que la puissance de sortie de 33 dBm est atteinte avec $P_{in} = -3$ dBm, et une légère désadaptation s'est produite à l'entrée de la cascade. Donc, afin d'atteindre notre objectif, un réajustement des composants est nécessaire dans un ou les deux étages.

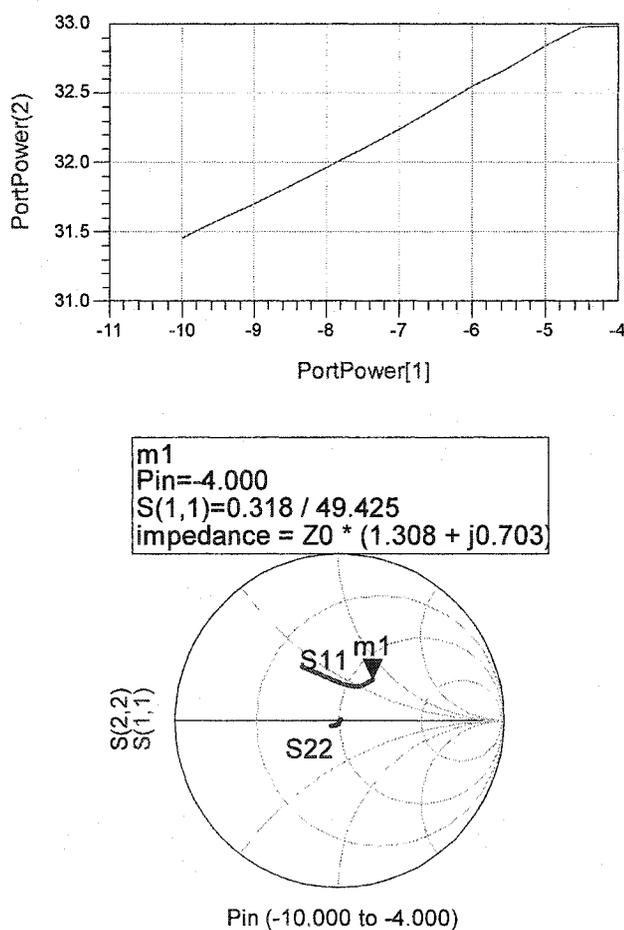


Figure 53 Résultat de simulation avant correction

Nous avons fait quelques ajustements aux composantes des circuits d'adaptation du premier étage, et nous avons ainsi obtenu les performances visées de cette cascade. La figure 54, montre que $P_{out} = 33 \text{ dBm}$ avec $P_{in} = 0 \text{ dBm}$, et l'adaptation est quasi-parfaite à l'entrée et à la sortie de la cascade.

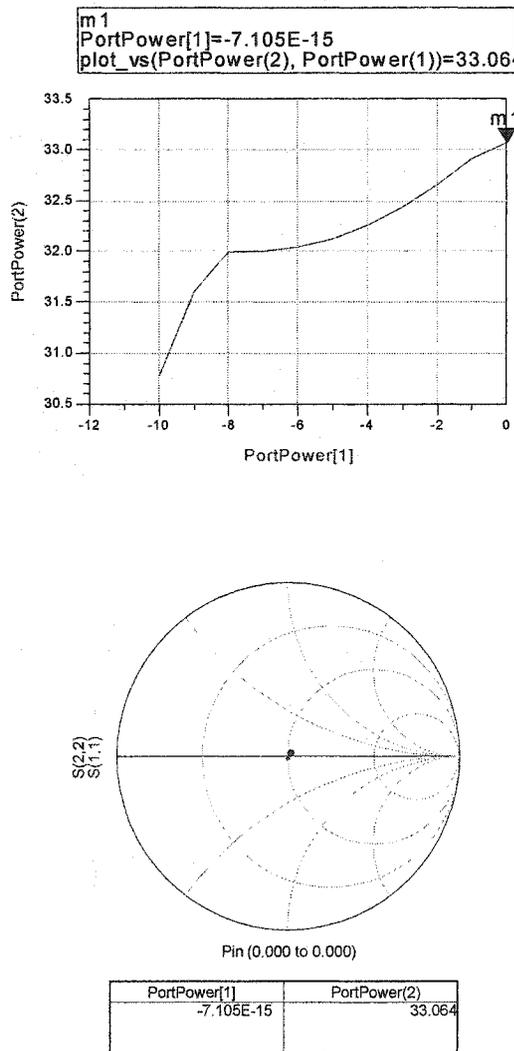


Figure 54 Résultat de simulation après correction

2.6.1 Niveau des harmoniques

Nous avons appliqué à l'entrée de l'amplificateur une source de tension sinusoïdale à plusieurs fréquences afin d'étudier le niveau des harmoniques à la sortie de cet amplificateur à deux étages. La figure 57 présente les résultats de la simulation pour un signal sinusoïdal de 156 MHz, avec un niveau de 0 dBm. Nous remarquons que la deuxième et la troisième harmonique sont négligeables par rapport à la fondamentale du signal, ce qui produit une forme sinusoïdale sans déformation remarquable à la sortie, voir le graphe de Pout.

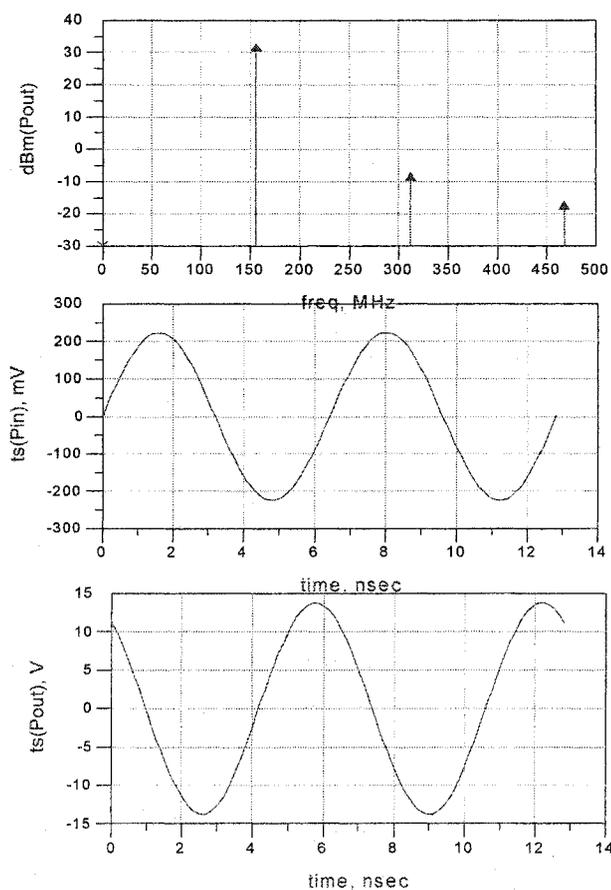


Figure 57 Niveau des harmoniques pour une excitation sinusoïdale

L'application des deux fréquences $f_1=155\text{MHz}$, et $f_2=160\text{MHz}$ à l'entrée, nous permet d'étudier le phénomène d'intermodulation qui se produit dans cet amplificateur. La figure 58 montre les deux signaux d'intermodulation se trouvant à 150MHz par l'effet de $(2f_1-f_2)$, et 165MHz par l'effet de $(2f_2-f_1)$. Ce niveaux sont normales et acceptables dans les amplificateurs qui fonctionnent en classe C.

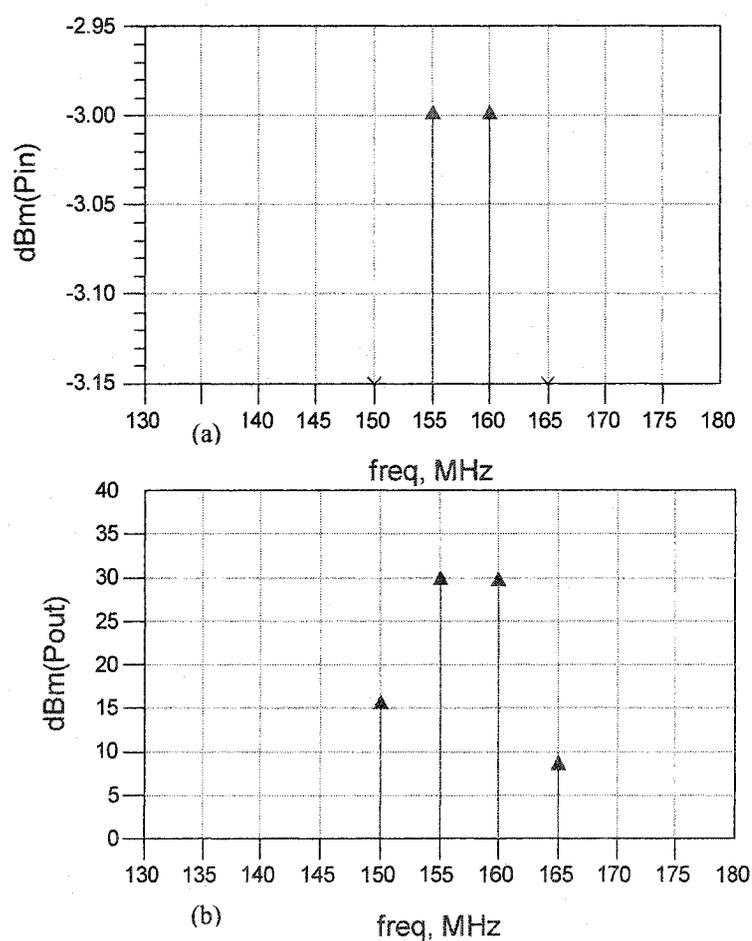


Figure 58 Niveaux d'intermodulation à la sortie de l'amplificateur

2.7 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre les différentes étapes pour arriver à la conception de l'amplificateur de puissance à deux niveaux, soit 41 dBm et 33 dBm. Nous avons conçu en première étape, l'amplificateur de 41 dBm en utilisant un module de puissance préfabriqué M57719N, et le préamplificateur 23dBm en classe A à base d'un transistor bi-jonction MRF559. En deuxième étape, nous avons conçu l'amplificateur de 33 dBm en classe C en utilisant le transistor MRF555. Nous n'avons pas rencontré de difficulté pendant la conception des circuits d'adaptation du préamplificateur qui fonctionne dans une région linéaire où nous avons utilisé la simulation en petit signal (SP). Cependant la difficulté rencontrée était pendant la conception de l'amplificateur de 33 dBm fonctionnant dans une région non linéaire en classe C. Dans ce cas nous avons utilisé la simulation en large signal LSSP, et la simulation d'équilibrage harmonique (HB) afin de concevoir les circuits d'adaptation, et le filtre passe bande qui élimine les harmoniques. En troisième étape nous avons étudié et simulé les deux amplificateurs qui, mis en cascade, forment une chaîne d'amplificateur de 33 dB de gain pour un niveau de signal de 0 dBm à l'entrée fournissant à la sortie le niveau bas de 2 W du système. Le résultat de l'étude et de la simulation de cette cascade était excellente car nous avons pu concevoir ce système comme il en était prévu au premier chapitre. Nous n'avons pas étudié ou simulé la cascade du niveau haut de 12.5 W à cause de l'absence d'un modèle dans l'ADS du module de puissance M57719N. Or cela ne dérange en aucun cas la conception puisque ce module est déjà préfabriqué avec des circuits d'adaptation d'entrée et de sortie de 50Ω convenablement à notre besoin. Cette cascade, i.e, niveau haut de 12.5 W sera examiné expérimentalement.

CHAPITRE 3

CHAINE DE RECEPTION RF

3.1 Introduction

Au chapitre 2, nous avons présenté en détail la conception d'une chaîne d'amplificateur de puissance, en utilisant la simulation en petit signal (SP) pour concevoir le préamplificateur en classe A, et la simulation en large signal LSSP pour concevoir l'amplificateur de puissance en classe C. Dans ce chapitre, nous présentons la conception de l'amplificateur à faible bruit LNA en classe A de la chaîne de réception RF.

Nous avons vu au chapitre 1 que la chaîne de réception RF montrée dans le schéma bloc de la figure 9 contient un filtre passe bande suivi d'un amplificateur LNA et un démodulateur. D'après l'étude faite dans ce chapitre, nous avons constaté que le gain de l'amplificateur LNA doit être au moins 20 dB afin de fournir un niveau de signal acceptable au démodulateur GMSK.

Dans plusieurs applications, l'objectif d'un design est d'avoir un minimum de figure de bruit dans un LNA, pour cela l'obtention d'un gain maximum en même temps n'est pas réalisable. Un compromis entre les cercles de figure de bruit constante, et les cercles de gain disponible constant sera effectué afin de choisir les coefficients de réflexion d'entrée qui provoque un bruit faible et un gain acceptable.

Afin de concevoir un amplificateur LNA, les fabricants des transistors à faible bruit, distribuent dans les brochures de spécifications techniques, des informations sur Γ_{opt} , qui représente la valeur de Γ_s du circuit d'adaptation d'entrée qui produit le minimum de figure de bruit F_{min} , et R_n , la résistance équivalente de bruit dans le transistor.

F_{\min} , R_n , et Γ_{opt} sont des quantités qui s'appellent paramètres de bruit (noise parameters). celle-ci sont reliées ensemble dans une équation qui donne la valeur de la figure de bruit F d'un transistor (Gonzalez, 1997) :

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (3.1)$$

où $r_n = R_n / Z_0$, est la résistance équivalente de bruit normalisée.

En d'autres termes, F peut être définie comme étant le rapport entre le signal/bruit à l'entrée, sur le signal/bruit à la sortie d'un amplificateur

$$F = \frac{P_{S_i} / P_{N_i}}{P_{S_o} / P_{N_o}} \quad (3.2)$$

et avec $G_A = P_{S_o} / P_{S_i}$, on peut écrire :

$$F = \frac{P_{N_o}}{P_{N_i} G_A} \quad (3.3)$$

où P_{N_o} est la puissance totale de bruit disponible à la sortie de l'amplificateur, et $P_{N_i} = KT_0 B$ est la puissance de bruit disponible produite par une résistance pure équivalente à l'entrée R , à une température $T = T_0 = 290^0 K$; et dans une largeur de bande B (Hz).

3.2 Conception de l'amplificateur LNA

Pendant la recherche, nous avons trouvé beaucoup de transistors à faible bruit qui peuvent être utilisés pour concevoir un tel LNA avec les spécifications suggérés précédemment. Parmi ces transistors, nous avons choisi un transistor fabriqué par Motorola, soit le BFR90, qui peut satisfaire les spécifications demandées, voir sa brochure technique en annexe 2. Ce transistor a un modèle de fonctionnement dans le logiciel de conception utilisé ADS. À l'aide de ce modèle nous pouvons entreprendre sans difficulté, les différentes étapes de conception du LNA.

3.2.1 Point de fonctionnement

Dans un LNA, le choix du point de fonctionnement dépend de la combinaison du niveau de bruit et du gain de l'amplificateur désiré. Généralement, c'est le minimum de bruit avec le plus grand gain de puissance qui sont visées.

La figure 59 montre le schématique du circuit utilisé pour étudier les performances du BFR90 en bruit et en gain en fonction du point d'opération. Le point d'opération est défini par les valeurs du courant du collecteur I_c et celui de la base I_b , Une simulation des paramètres été réalisé pour différent point de polarisation de I_b .

Les résultats de cette simulation sont donnés dans la figure 60. Cette figure présente quatre graphiques qui sont le courant I_c , la figure de bruit $nf(2)$, le gain de puissance, et le rapport du gain sur la figure de bruit R , en fonction de I_b . Dans le graphique de R , nous avons choisi ce rapport de sorte à obtenir un gain de puissance près de 25 dB, une figure de bruit de l'ordre de 0.8 dB, et un courant $I_b = 100 \mu A$.

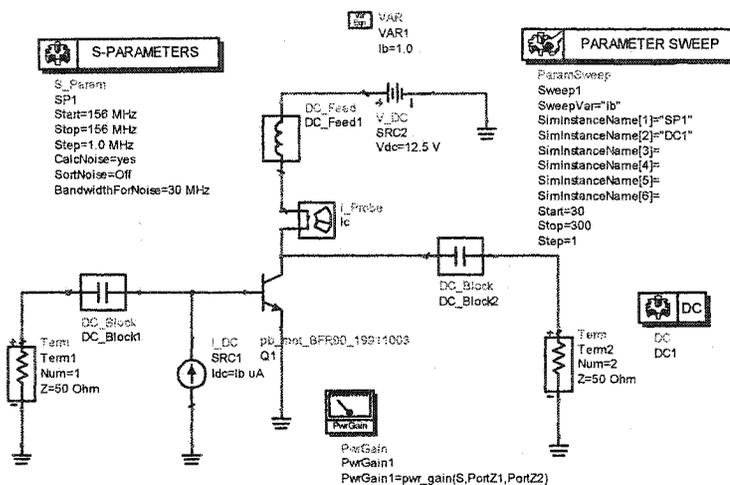


Figure 59 Étude du point de fonctionnement d'un LNA

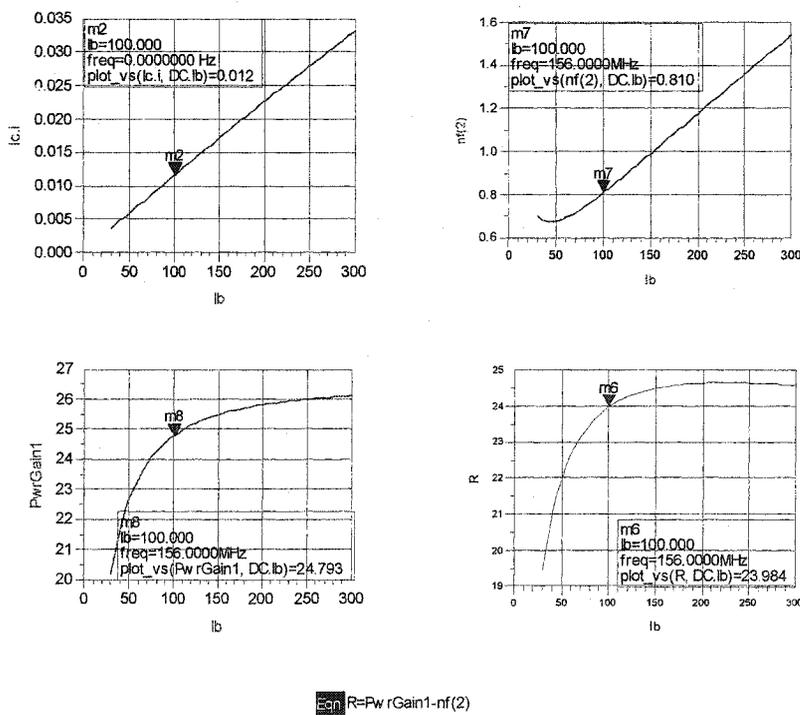


Figure 60 Résultat graphique pour choisir le point de fonctionnement

Ce choix du point de fonctionnement en classe A ne correspond pas à une figure de bruit minimum de 0.7 dB car dans ce cas nous aurions obtenu un gain de puissance de l'ordre de 23 dB. Une détérioration de la figure de bruit de 0.1 dB pour un amélioration de 2dB sur le gain de puissance a été jugé comme un meilleur choix. À ce point d'opération, le courant de polarisation I_c est égal à 12 mA.

3.2.2 Stabilité

Pour étudier la stabilité du transistor BFR90, nous avons utilisé le circuit dont le schématique est donné à la figure 61 au point de fonctionnement déjà choisi.

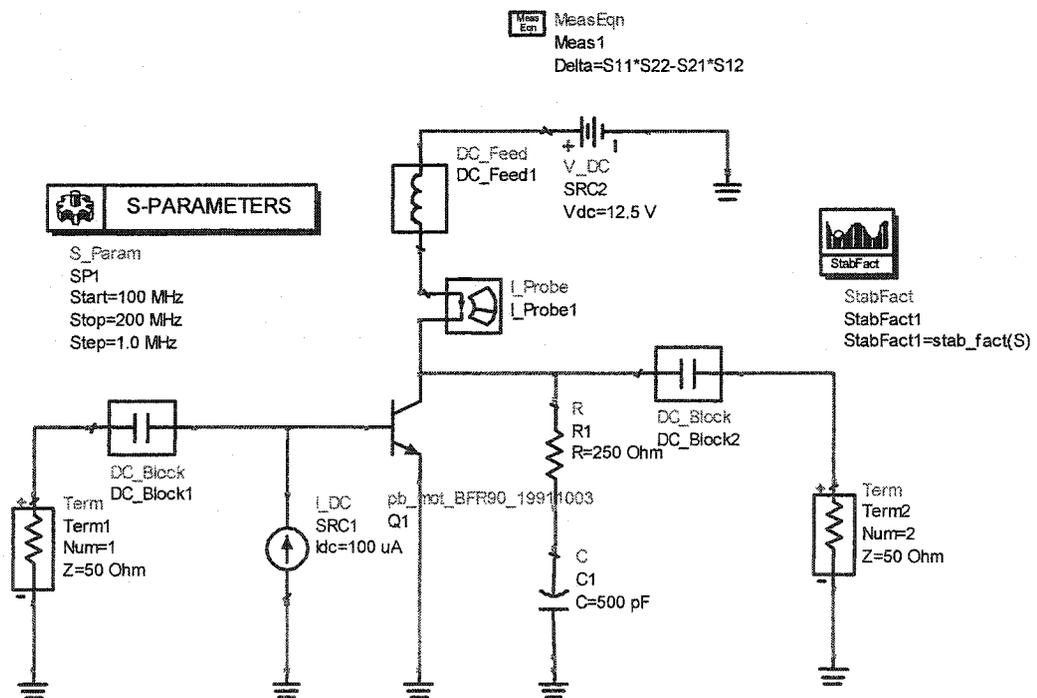


Figure 61 Stabilité avec $R_1=250 \Omega$

Nous avons visualisé les deux facteurs de stabilité, K et Δ en fonction de la fréquence, et nous avons obtenu deux graphiques. Le premier présenté à la Figure 62 est obtenu avant de stabiliser le transistor. Nous observons que le transistor est potentiellement instable sur toute la bande de fréquence considérée. Une résistance de 250Ω a été alors ajoutée entre la collecteur et la masse. Ceci a mené à une stabilisation inconditionnelle du transistor pour les fréquence supérieures à 125 MHz sans trop réduire le gain. Le tableau IV montre les spécifications du transistor LNA après sa stabilité. A l'aide de ces paramètres, nous allons concevoir l'amplificateur à faible bruit.

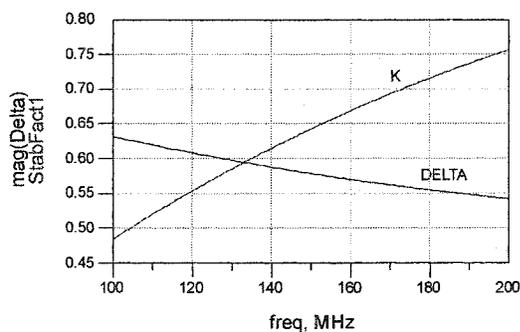


Figure 62 Graphe avant stabilisation

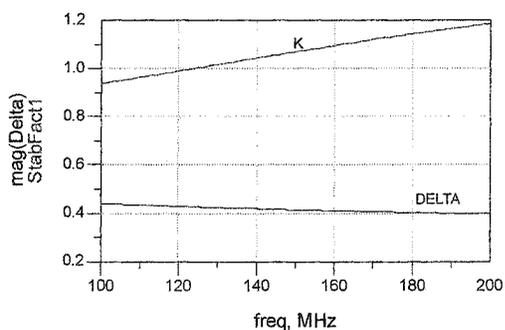


Figure 63 Graphe après stabilisation

Tableau IV
Paramètres du transistor BFR90 stabilisé

freq	NFmin	Sopt	Rn
156.0MHz	0.807	0.086 / 164.3...	3.884

freq	lc.i	freq	PwrGain1	nf(2)
0.0000 Hz	11.64mA	156.0MHz	23.437	0.817

3.2.3 Conception des circuits d'adaptation

Afin de concevoir les circuits d'adaptation d'impédance dans un LNA, nous allons commencer par le circuit d'adaptation d'entrée qui a un grand impact sur le niveau de la figure de bruit de l'amplificateur. Cependant, comme nous avons choisi une figure de bruit plus grande que F_{\min} , alors on aura besoin de présenter une impédance vers la source tel que $\Gamma_s \neq \Gamma_{opt}$. Ce choix était nécessaire afin de gagner plus de gain sans affecter énormément le niveau de bruit. Pour trouver l'impédance qui correspond au compromis choisi entre figure de bruit et gain, il faut étudier les cercles qui correspondent à des niveaux constants de figure de bruit et de gain. L'intersection de ces cercles donnerait l'impédance optimale pour notre choix. La figure 64 montre le schéma du circuit utilisé pour simuler et étudier les cercles des gains disponibles constants, et le cercle de la figure de bruit déjà choisi.

Le résultat de cette simulation est obtenu à la figure 65. Nous obtenons sur cette figure quatre cercles des gains disponibles constants, avec G_a entre 22 dB, et 25 dB, et le cercle de la figure de bruit constante étant notre limite de bruit maximum suggérée. Sur le cercle de la figure de bruit constante F , nous avons choisi un coefficient de réflexion Γ_s en point (m1) qui donne le gain maximum dans cette situation. Ce point correspond à un coefficient de réflexion $\Gamma_s = 0.108 \angle 114^\circ$, avec un gain de puissance près de 25 dB.

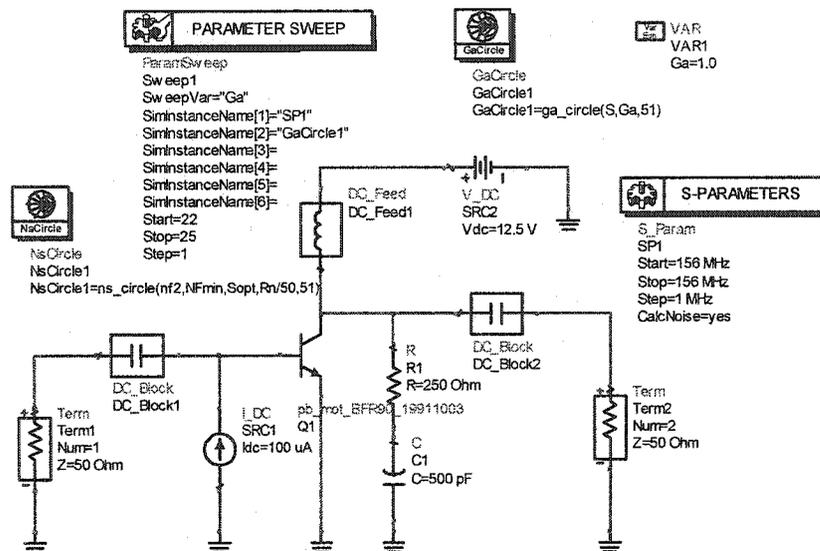


Figure 64 Simulation d'un LNA pour obtenir les cercles de gain et de bruit

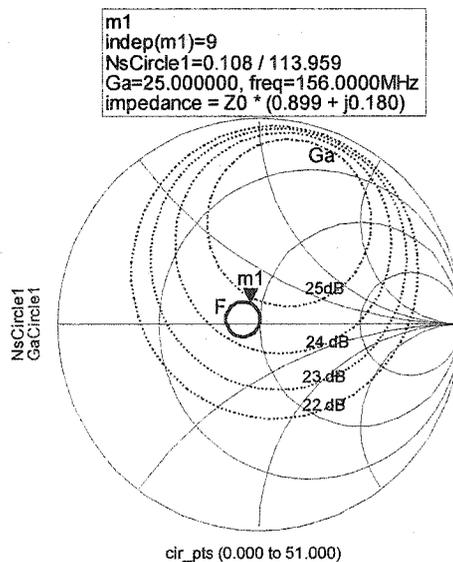


Figure 65 Cercles des gains avec le cercle de bruit

Avec la valeur de Γ_s déjà obtenue, nous sommes maintenant capables de concevoir le circuit d'adaptation d'impédance d'entrée. À la figure 66, nous avons effectué la simulation et l'ajustement d'un circuit de type CLC pour trouver la même valeur de $\Gamma_s = 0.108 \angle 114^\circ$. Ce circuit sera ajouté à l'entrée du transistor pour jouer le rôle d'adaptation d'impédance à l'entrée du LNA.

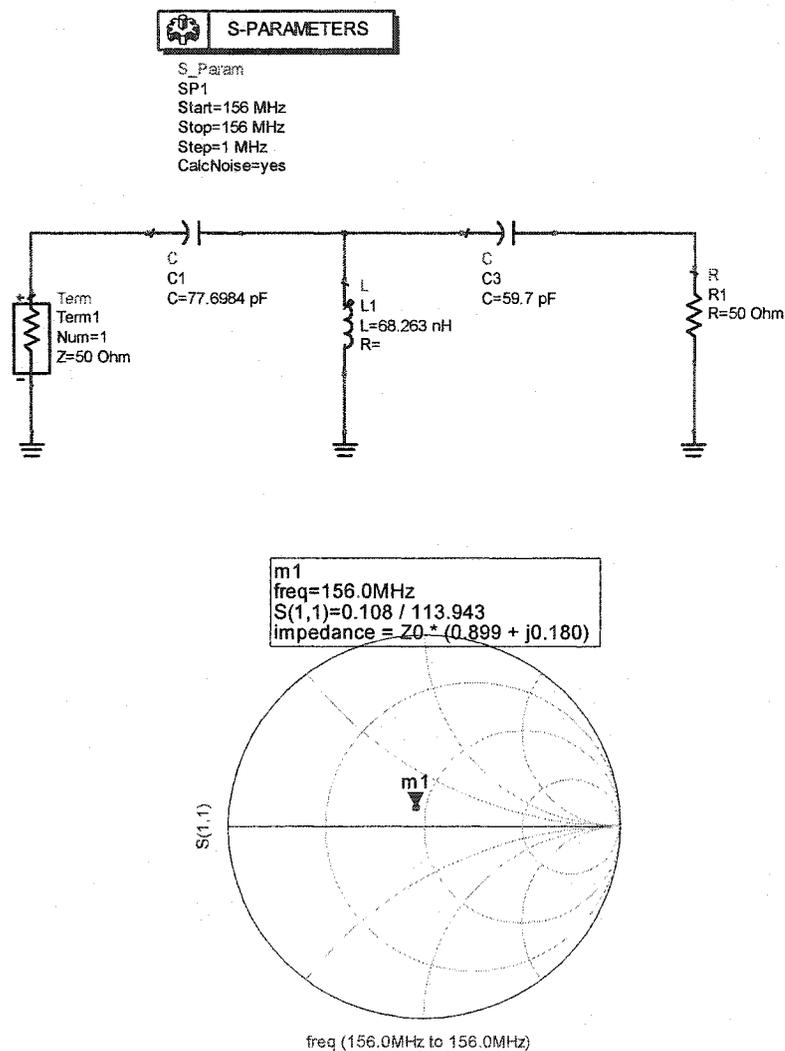


Figure 66 Simulation pour construire le circuit d'adaptation d'entrée

La figure 67 présente le circuit complet de l'amplificateur à faible bruit avec les deux circuits d'adaptation d'entrée et de sortie, et le circuit de polarisation et de filtrage DC. Ce circuit servira à déterminer le circuit d'adaptation de sortie en présence du circuit d'adaptation à l'entrée construit à la figure 66. En plus, on se servira de ce circuit pour calculer les taux de réflexion d'entrée et de sortie, avec le gain G_a et la figure de bruit F .

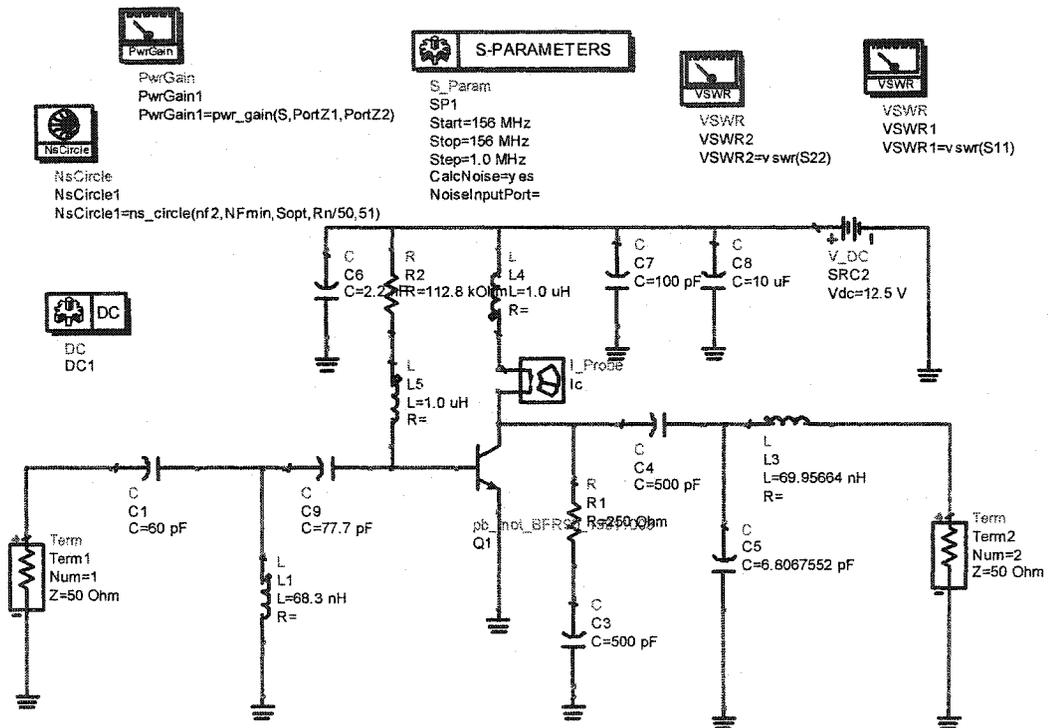


Figure 67 Circuit complet d'un LNA avec les circuits d'adaptation

La figure 68 représente les résultats de la simulation du LNA à une fréquence fixe de 156 MHz. Ceci est un abaque de Smith sur lequel le coefficient de réflexion de sortie S_{22} est situé au centre afin de provoquer une adaptation d'impédance conjuguée de 50Ω à la sortie de l'amplificateur, et où le coefficient de réflexion d'entrée est situé dans

un endroit provoquant le minimum de bruit possible avec le meilleur gain de puissance acceptable. Sur le petit tableau au-dessus de l'abaque, nous avons visualisé le gain de puissance $G_a=25$ dB, la figure de bruit $F=0.83$ dB, et les taux de réflexion d'entrée et de sortie. La valeur du $VSWR_1=2.5$ démontre que l'amplificateur est mal-adapté à l'entrée, mais d'autre part, nous avons garanti un faible niveau de bruit, et un gain de puissance raisonnable.

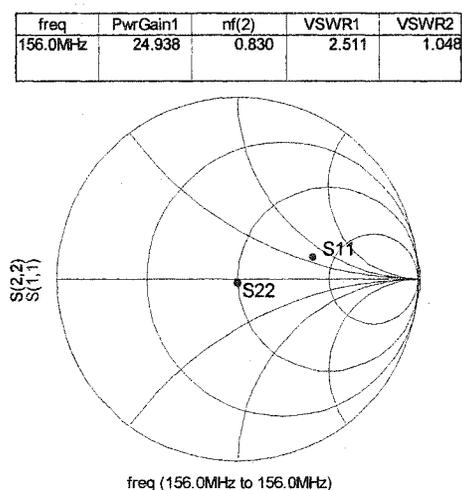


Figure 68 Paramètres du LNA avec le minimum de bruit

À la figure 69, nous avons ajusté et simulé l'amplificateur de manière à obtenir une adaptation d'impédance simultanément conjuguée. Nous remarquons dans ce cas que la figure de bruit augmente à 1.76 dB et le gain aussi augmente à 26.3 dB. Quelle est la meilleure situation entre ces deux résultats? Ou peut être y a-t-il un compromis entre les deux résultats donnant le meilleur fonctionnement du LNA? La réponse à ces questions dépend de l'endroit où le LNA sera utilisé et les spécifications du circuit du démodulateur qui suit le LNA.

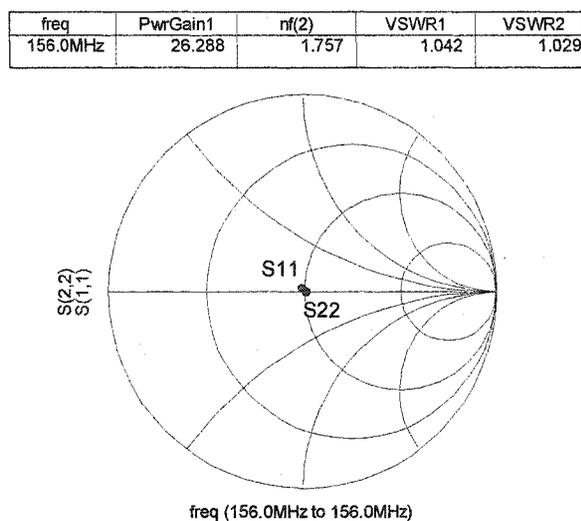


Figure 69 Paramètres du LNA avec adaptation simultanément conjuguée

3.2.4 Conception du filtre passe bande

Nous avons simulé l'amplificateur LNA avec les circuits d'adaptation sur une large bande de fréquence et nous avons obtenu le graphique de la réponse en fréquence montré dans la figure 70. Nous constatons de ce graphique, que l'amplificateur a une large bande passante qui s'étend du dessous de 100 MHz, jusqu'à 200 MHz. Ceci risque d'augmenter beaucoup le niveau de bruit accompagnant le signal et diminuer le rapport signal/bruit à la sortie du LNA.

Afin de remédier à ce problème, nous avons construit un filtre passe bande, qui est le même filtre conçu pendant la conception de l'amplificateur de puissance de 2 W. La figure 71 montre de nouveau le filtre passe bande du deuxième ordre qui doit être ajouté à l'entrée du LNA.

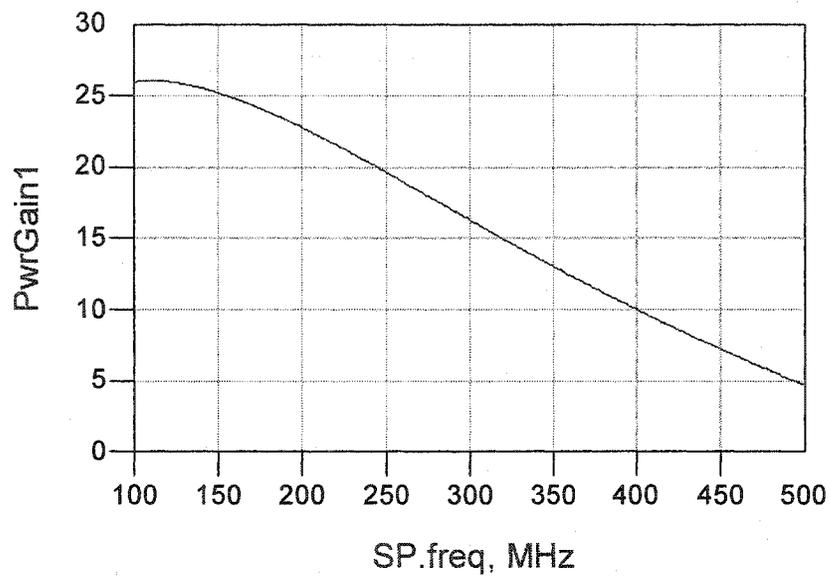


Figure 70 Bande passante du LNA sans filtre PB

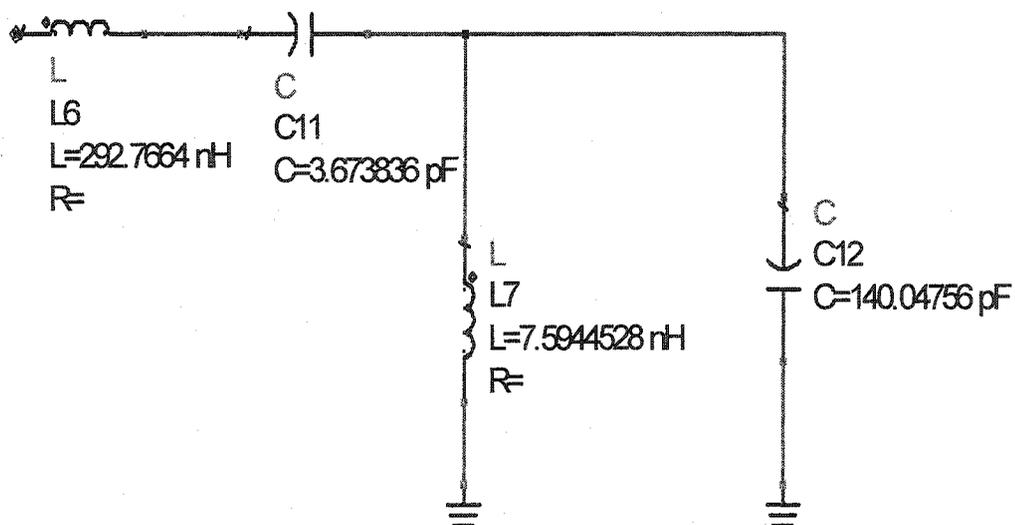


Figure 71 Filtre passe bande

À la figure 72, nous obtenons le nouveau graphique de la réponse en fréquence du LNA en ajoutant le filtre passe bande à l'entrée. Nous remarquons que la bande passante de l'amplificateur est de 30 MHz ; qui soit entre 140 MHz et 170 MHz. Finalement, la figure 73 représente le schéma complet du circuit LNA, avec le filtre passe bande qui est ajouté à l'entrée de l'amplificateur, et la figure 74 montre les nouveaux paramètres du LNA obtenus en présence du filtre passe bande.

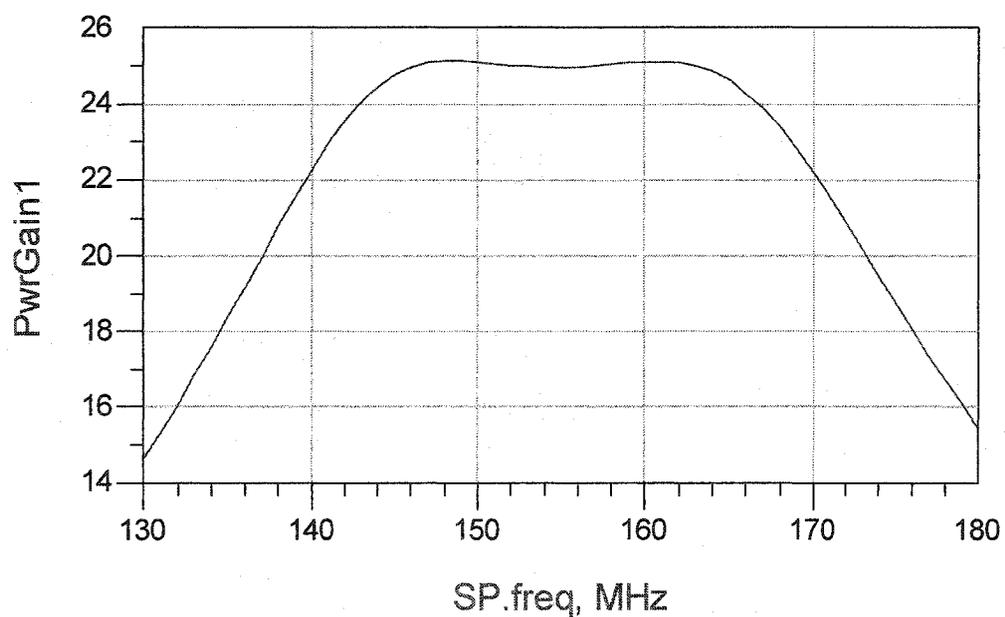


Figure 72 Bande passante du LNA avec filtre

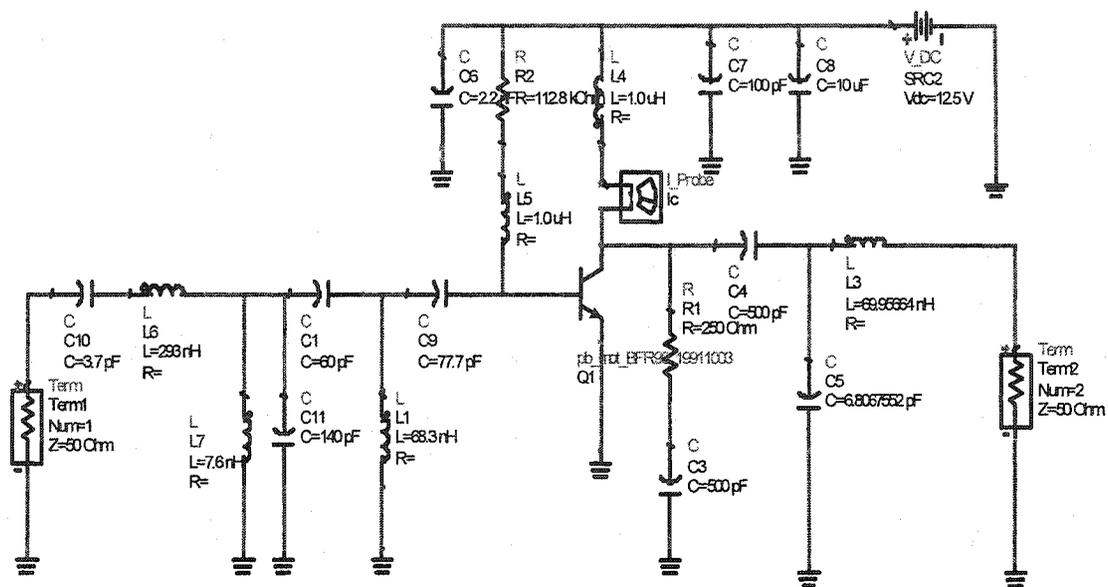


Figure 73 Schéma du LNA avec filtre

freq	PwrGain1	nf(2)	VSWR1	VSWR2
156.0MHz	24.979	0.833	2.456	1.066

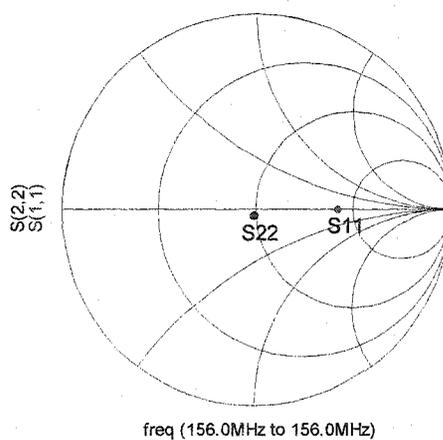


Figure 74 Paramètres du LNA avec filtre PB

3.3 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre, les étapes successives afin de concevoir un amplificateur à faible bruit LNA ayant les spécifications demandées répondant au besoin de la chaîne de réception du système d'identification automatique AIS. De plus, nous avons conçu ce LNA pour être utilisé dans des systèmes qui ont une bande adjacente à la bande marine de l'AIS. Celui-ci peut fonctionner de 140 MHz jusqu'à 170 MHz, tandis que la bande marine s'étend de 156 MHz jusqu'à 162 MHz. Nous avons effectué encore la même procédure lorsque nous avons conçu l'amplificateur de puissance dans la chaîne de transmission. Enfin, nous avons ajouté un filtre passe-bande au LNA de sorte à limiter la bande passante en réception à 30 MHz.

CHAPITRE 4

REALISATION ET CARACTÉRISATION

4.1 Introduction

Nous avons présenté dans les chapitres 2 et 3, la conception assistée par ordinateur à l'aide du logiciel ADS des deux parties RF analogiques du système AIS. Celles-ci sont, la chaîne de transmission à deux niveaux, (bas et haut) de puissance présentée au chapitre 2, et la chaîne de réception incluant un amplificateur à faible bruit (LNA), présentée au chapitre 3. Nous avons obtenu des résultats de simulation satisfaisants, et les différents étages conçus sont maintenant prêts pour nous permettre de passer à la dernière étape du travail qui est la construction physique des amplificateurs, et les tests et mesures pratiques par des instruments de mesures RF.

Ce chapitre présente les aspects pratique du travail en trois phases. La première phase porte sur la construction physique des amplificateurs. La deuxième phase traite les aspects de mesures et essais des circuits fabriqués. La dernière phase porte sur la comparaison et la discussion des résultats des mesures et des simulations, ainsi que les recommandations suggérées pour améliorer ces résultats. Ces résultats et discussions sont la base des conclusions générales présentées au dernier chapitre.

4.2 Fabrication des amplificateurs

Dans cette phase, nous allons d'abord dessiner le circuit imprimé (masque) pour chaque amplificateur à l'aide de l'ADS en utilisant les dimensions physiques réelles de chaque composante faisant partie du circuit de l'amplificateur. Ensuite, nous allons fabriquer les circuits imprimés, installer les composantes, et préparer chacun de ces amplificateurs pour la phase de mesures et essais.

4.2.1 Conception des circuits imprimés (LAYOUT)

Tous les circuits conçus sont réalisés sur un substrat micro-onde de la compagnie Rogers, soit le RT/duroid 5870. Ce substrat a une constante de diélectrique de 2.33 et une épaisseur de 31 mils avec une tangente de perte de 0.0005. Les détails techniques de substrat sont présentés en annexe. Avec ce substrat, une ligne d'impédance caractéristique de 50Ω à 156 MHz a une largeur de 91 mils. Les quatre figures suivantes représentent les différents masques des circuits imprimés de ce projet. À la figure 75 nous présentons le circuit imprimé de l'étage du module de puissance dans lequel nous avons planifié d'installer les deux relais qui assurent l'échange entre les deux amplificateurs de puissance. Le masque du préamplificateur est présenté dans la Figure 76, alors que ceux l'amplificateur de 2 W et le LNA sont présentés dans les Figures 77 et 78, respectivement.

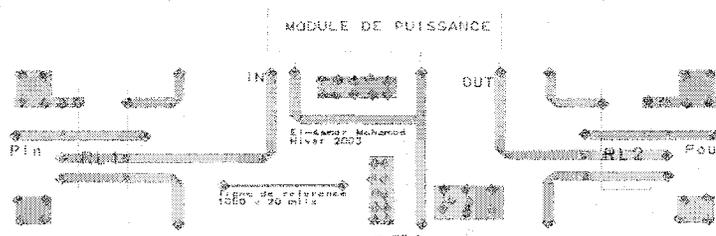


Figure 75 Circuit imprimé de l'amplificateur de puissance 12.5W

Les deux relais utilisés dans ce circuit ont le numéro RMM-130, ils ont les spécifications suivantes (Abra, electronics) :

- Micro-miniature à petit profile
- Bobine à faible dissipation de puissance
- Alimentation de 12 VDC
- DPDT avec un contact de 1 A

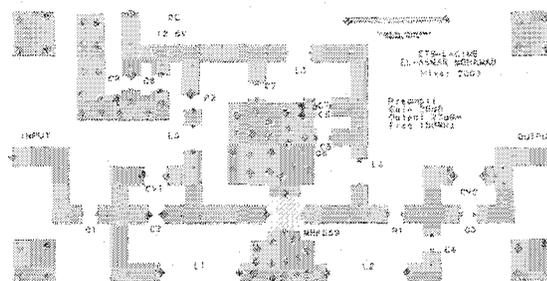


Figure 76 Circuit imprimé du préamplificateur

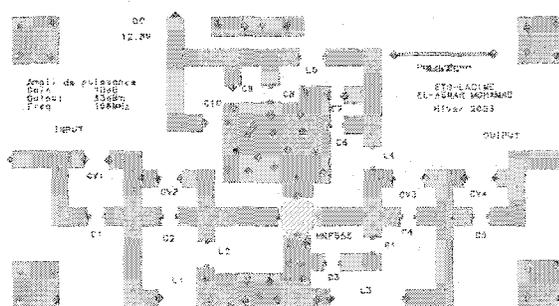


Figure 77 Circuit imprimé de l'amplificateur de puissance 2W

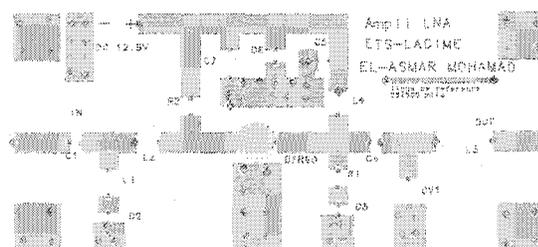


Figure 78 Circuit imprimé du LNA

4.2.2 Construction des amplificateurs

Après la préparation des circuits imprimés, nous avons monté les composantes passives et les dispositifs actifs RF sur ces circuits pour obtenir les différents amplificateurs. La figure 79 est une photo du préamplificateur construit. on remarque sur cette photo l'utilisation de deux condensateurs et une bobine ajustables dans les deux circuits d'adaptations. Ces éléments peuvent être ajustés pour compenser les erreurs de fabrication du circuit imprimé, et les tolérances des composantes pouvant influencer les valeurs de l'impédance 50Ω à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur.

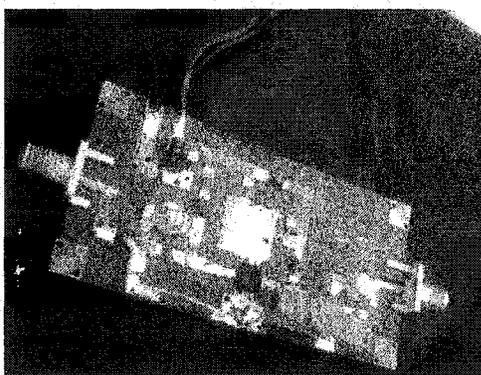


Figure 79 Photo du préamplificateur

À la figure 80, nous présentons la photo d'un système qui comporte les deux amplificateurs de puissance assurant les deux niveaux bas et haut. Ceux-ci sont placés en contact avec la surface d'un radiateur thermique en aluminium afin d'absorber la chaleur qui peut être dégagée par les dispositifs actifs de puissance. Par ailleurs, la figure 81 représente la photo de l'amplificateur à faible bruit LNA, et pour bien adapter l'impédance de sortie, nous remarquons la présence d'une cellule LC ajustable dans le circuit d'adaptation de sortie. Enfin, la figure 82 montre la photo du filtre passe bande, que nous avons fabriqué séparément afin de pouvoir examiner les amplificateurs avec et sans filtre.

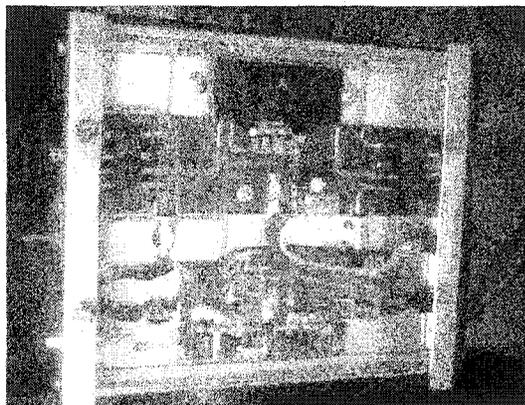


Figure 80 Photo de deux amplificateurs de puissance

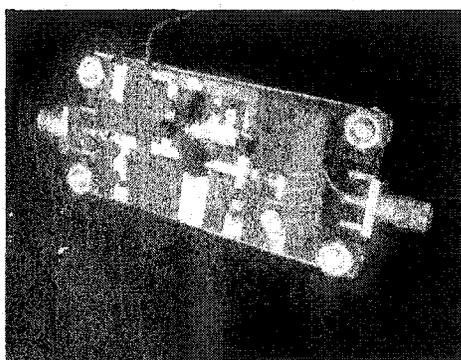


Figure 81 Photo de l'amplificateur LNA

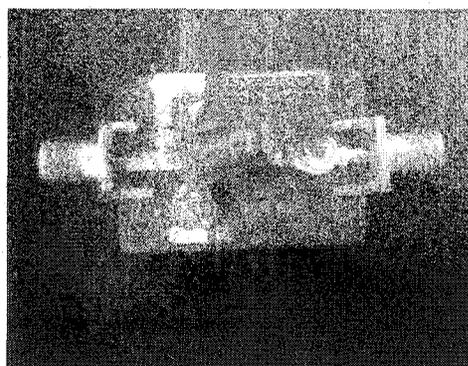


Figure 82 Filtre passe bande

4.3 Essais et mesures

4.3.1 Le préamplificateur

À l'aide de l'analyseur vectoriel de réseaux *HP8753*, nous avons commencé par faire les mesures sur le préamplificateur. Puisque cet analyseur n'est pas capable de mesurer des signaux ayant une puissance de plus de 15 dBm, nous avons donc inséré un atténuateur de 10 dB à la sortie du préamplificateur. La figure 83 présente le résultat de cette mesure dans une bande de fréquence variant entre 140 MHz et 170 MHz, avec une puissance à l'entrée de -5dBm. Nous remarquons que le gain du préamplificateur est 23.7 dB sur la fréquence marine, et l'abaque de Smith indique que l'adaptation est acceptable à cette fréquence.

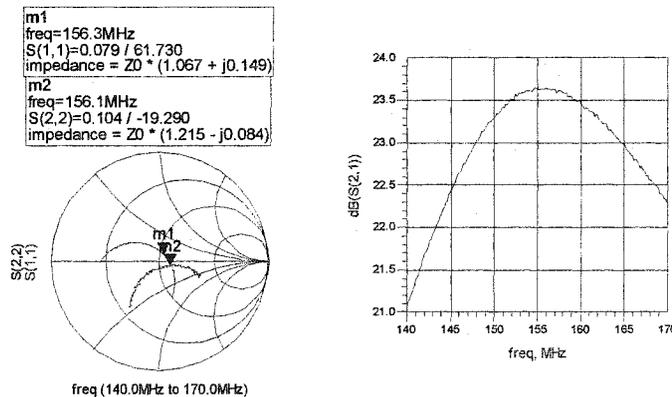


Figure 83 Mesure du gain et de l'adaptation du préamplificateur

À la figure 84, nous présentons le résultat de la mesure du gain en fonction de la puissance d'entrée. Nous avons balayé la puissance d'entrée P_{in} entre -15 dBm et 10 dBm, et nous avons obtenu un gain linéaire jusqu'à environ $P_{in} = -3$ dBm. A noter que le résultat inclus l'effet de l'atténuateur de 10 dB.

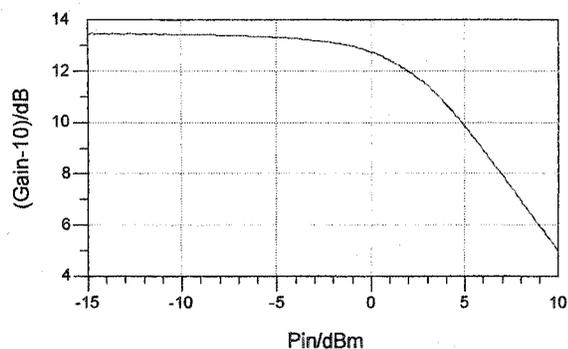


Figure 84 Mesure du gain en fonction de Pin du préamplificateur

4.3.2 Le filtre passe bande

La Figure 85 présente le résultat des mesures effectuées sur le filtre passe bande tout seul. Après un ajustement effectué sur des composants variables. Nous remarquons dans le graphique (A) que la bande passante obtenue est de 22 MHz centrée à 156 MHz. Cependant nous remarquons que le filtre occasionne une atténuation de 3,5 dB dû aux composants commerciales utilisées. Le graphique (B) montre les coefficients de réflexion S11 et S22 du filtre en fonction de la fréquence.

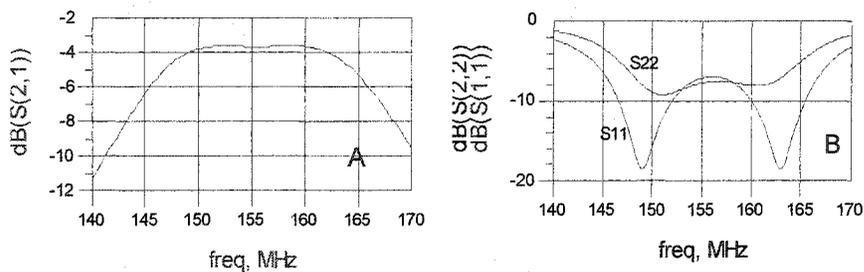


Figure 85 Réponse en fréquence du filtre passe bande

4.3.3 La cascade de niveau bas

Dans cette mesure, nous avons monté l'étage préamplificateur et l'étage amplificateur de puissance de 2 watts en cascade avec un atténuateur de 20 dB inséré à la sortie. Après l'ajustement pour améliorer les performances de cette cascade en présence du filtre passe bande, nous avons obtenu les résultats des mesures dans les figures 86, graphiques A et B. Le graphique A montre que la bande passante de l'amplificateur est ajustée à une largeur de 25 MHz en présence du filtre passe bande. Le gain maximum obtenu est de 31 dB à cause de l'atténuation indésirable produite par le filtre. Le graphique B présente les coefficients de réflexion sur la bande de mesure. D'après ces résultats, nous constatons que l'adaptation simultanément conjuguée à l'entrée et à la sortie de la cascade est acceptable sur la bande d'intérêt et peut être améliorée d'avantage à la fréquence centrale de 156 MHz.

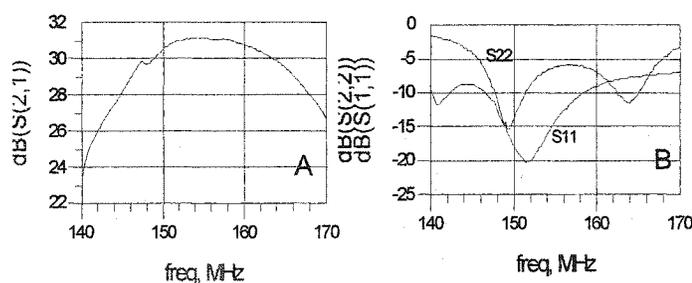


Figure 86 Mesures sur la cascade de 2 W avec filtre PB

À la figure 87, on présente la mesure sur la cascade en absence du filtre. Nous constatons par cette figure que l'amplificateur en cascade est capable de produire un gain pouvant atteindre 33.5 dB sur notre bande. Il faut donc reconstruire un autre filtre avec des composantes plus fiables pour arriver à l'objectif demandé de 33 dB avec une puissance $P_{in}=0$ dBm.

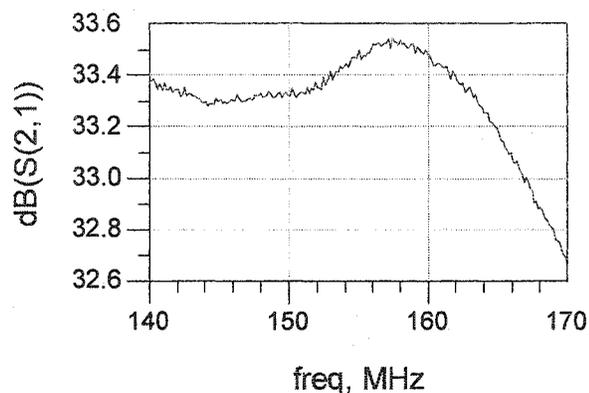


Figure 87 Mesure du gain de la cascade 2W sans filtre

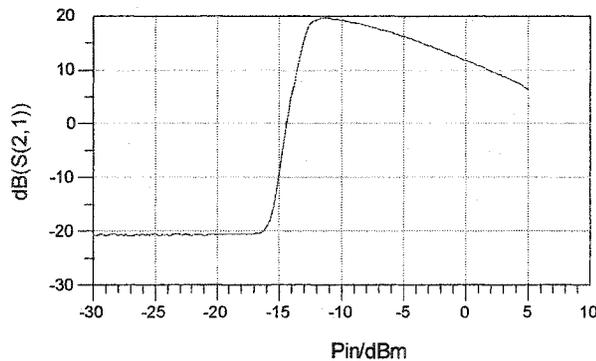


Figure 88 Mesure du gain de l'amplificateur en fonction de Pin

La figure 88 montre une mesure de la réponse en puissance de la cascade de 2W avec le filtre et l'atténuateur de 20 dB à la sortie. Nous remarquons ici que, dû à la non linéarité de l'amplificateur de puissance en classe C, la cascade commence à conduire avec $P_{in} = -15$ dBm. A partir de -10 dBm, le gain diminue avec P_{in} de manière à atteindre la puissance de sortie de 33.5 dBm pour $P_{in} = 0$ dBm, en absence du filtre

4.3.4 La cascade de 12.5W

Dans cette mesure nous avons monté le préamplificateur en cascade avec le module de puissance de 12.5 W et avec un atténuateur de 30 dB inséré à la sortie du montage afin de protéger l'analyseur de réseau. Avec un signal de 0 dBm appliqué à l'entrée de cette cascade, nous avons effectué les mesures nécessaires pour caractériser les performances de la cascade en gain et en adaptation.. La figure 89 représente un graphique de la puissance de sortie en fonction de la fréquence. Nous remarquons ici que la puissance maximale de cette cascade est centrée à la fréquence marine ayant une valeur de 41.56 dBm (14.3 W), et d'après ce graphe, la bande passante de cette cascade est de l'ordre de 45 MHz.

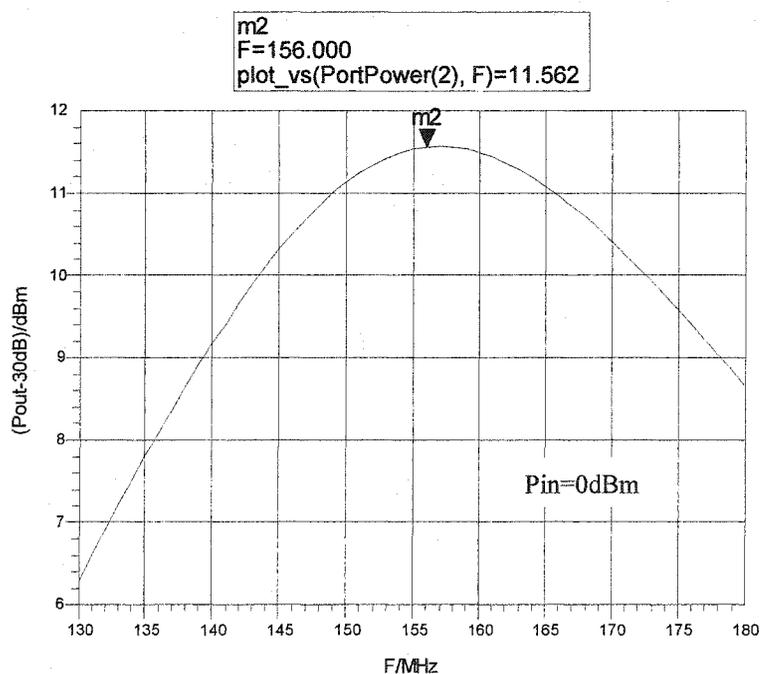


Figure 89 Réponse en fréquence de la cascade 12.5W

La figure 90 présente la puissance à la sortie et le gain en fonction de la puissance à l'entrée dans la cascade de 12.5 W, et à la fréquence de 156 MHz. Et la figure 91 montre que l'efficacité est meilleur à la puissance d'entrée de 0 dBm.

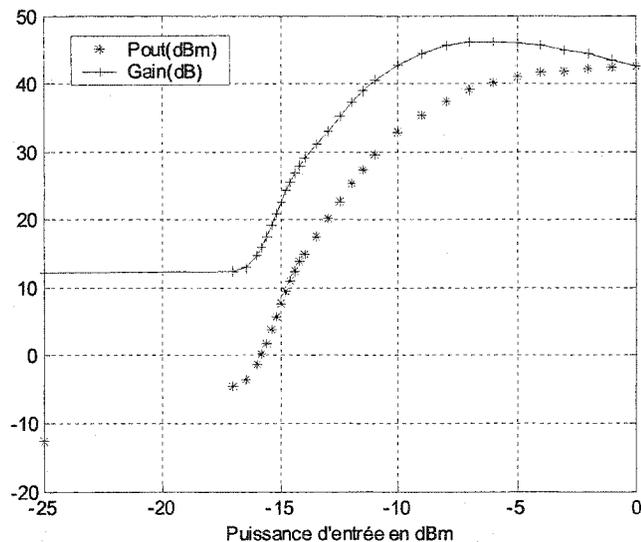


Figure 90 Pout et gain vs Pin de la cascade de 12.5 W à F=156 MHz

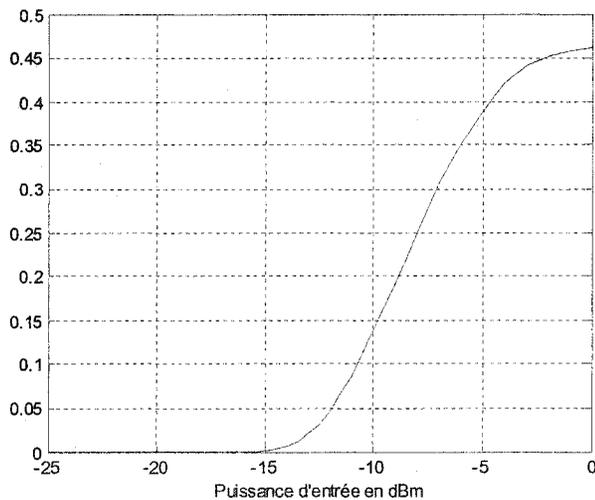


Figure 91 Efficacité de la cascade de 12.5 W

4.3.5 L'amplificateur LNA

Toujours avec le même analyseur de réseau, nous avons effectué les mesures de l'amplificateur LNA. Nous avons obtenu plusieurs graphiques qui sont présentés dans les figures 92, 93, et 94. Dans la figure 92 nous présentons le résultat de mesure effectué en absence du filtre passe bande. Nous constatons d'après ces graphes que le gain de l'amplificateur est plus que 23 dB dans la bande marine, et la réponse en fréquence confirme le besoin d'un filtre passe bande afin de limiter la figure de bruit. Nous percevons encore que l'adaptation d'impédance à la sortie de l'amplificateur est parfaite à la bande marine alors qu'elle est optimisée à l'entrée de manière à produire la plus petite figure de bruit possible.

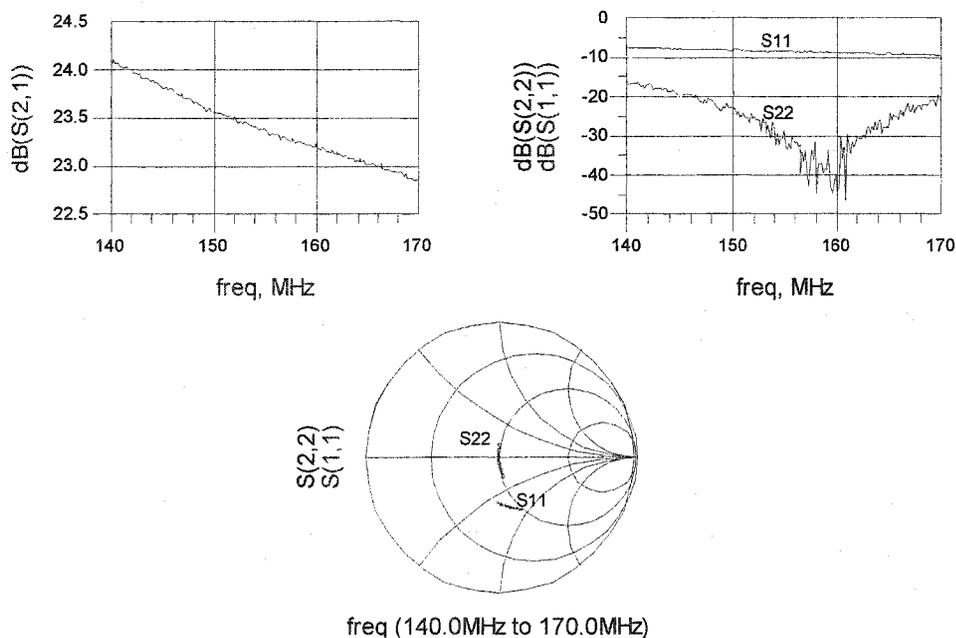


Figure 92 Mesures sur le LNA sans filtre PB

La figure 93 présente le résultat de mesure obtenu avec le filtre passe bande qui est ajouté à l'entrée de l'amplificateur LNA. Nous avons ajusté les composantes du filtre d'une manière à obtenir la bande passante de 22 MHz montrée par le graphique de cette figure. Nous avons de plus remarqué pendant l'ajustement que nous sommes capables d'arriver, selon le besoin, à une bande passante plus étroite qui peut aller jusqu'à 8 MHz.

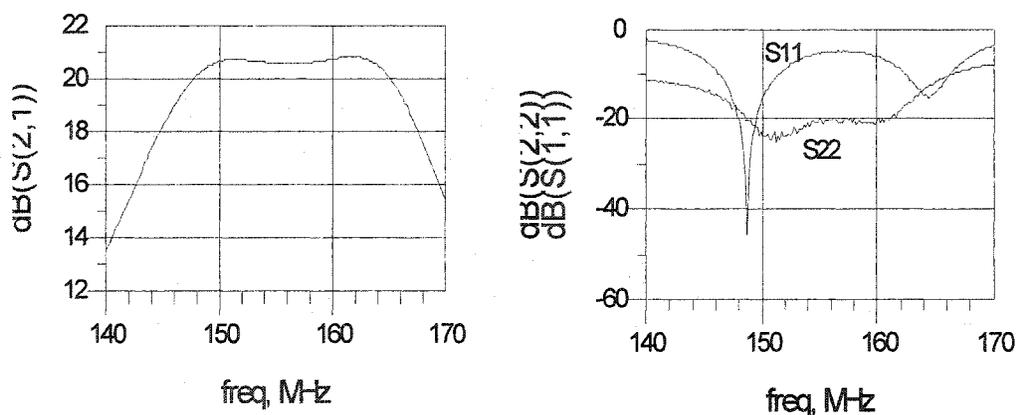


Figure 93 Mesure sur le LNA avec filtre PB

La caractérisation en puissance du LNA a été effectuée en mesurant de S_{11} , S_{22} , et le gain du LNA en fonction de P_{in} variant entre -50 dBm et 0 dBm en maintenant une fréquence constante de 156 MHz. La Figure 94 montre les résultats de ces mesures. Nous discernons d'après les deux graphiques dans cette figure que l'amplificateur LNA entre dans une région non linéaire à partir d'une puissance $P_{in} = -25$ dBm, et que le gain reste stable de l'ordre de 23 dB dans la région linéaire. Nous constatons de nouveau que les coefficients de réflexion restent constants dans toute la région linéaire de l'amplificateur.

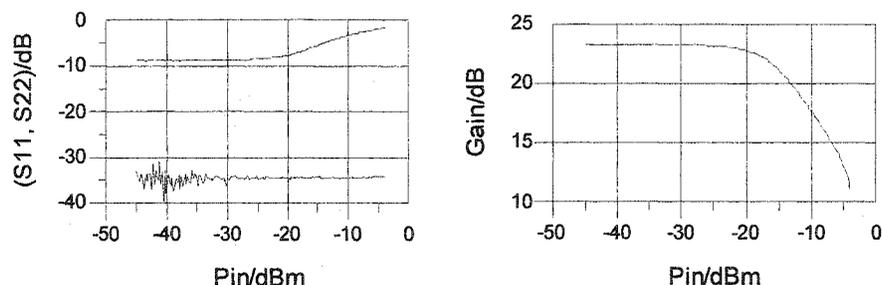


Figure 94 S11, S22, et gain en fonction de Pin dans le LNA

4.3.6 Réponse à un signal GMSK/FM

À l'aide du générateur des signaux E4437B, fabriqué par la compagnie Agilent Technologies, nous avons préparé un signal digital d'un débit de 9600 bits/s, codé en GMSK, et module en fréquence un signal de 156 MHz. Nous avons appliqué ce signal à l'entrée de chacune des deux cascades de transmission, et à l'aide de l'analyseur de spectre 8564EC, nous avons visualisé les spectres d'entrée et de sortie pour étudier la réponse spectrale des amplificateurs à un vrai signal GMSK/FM.

Dans les figures 95 et 96, on présente les résultats de mesure obtenus par l'analyseur de spectre pour les deux amplificateurs de puissance pour un spectre à l'entrée de 0 dBm. En observant chacun de ces deux graphiques, nous constatons que les deux cascades de 2 W, et de 12.5 W sont des amplificateurs fiables pour ces signaux. Nous obtenons à la sortie de chacun un spectre conforme avec celle du spectre à l'entrée, avec une amplification qui dépend du gain de chaque cascade.

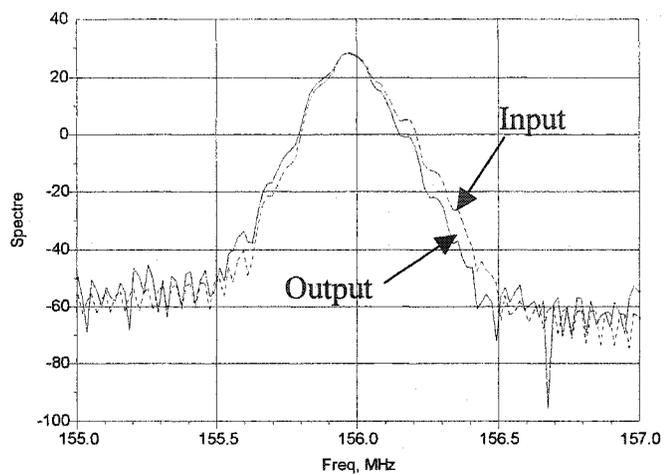
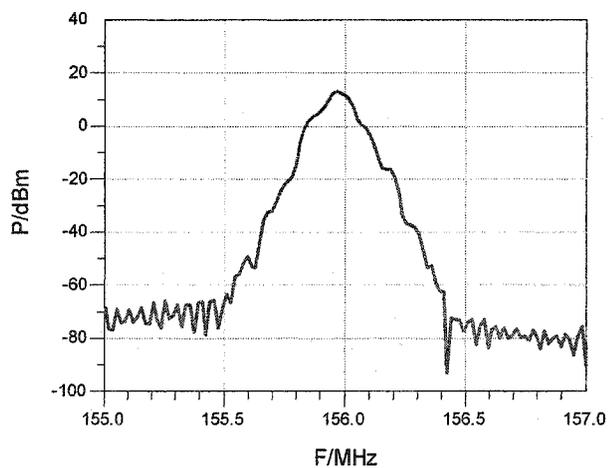


Figure 95 Spectre d'un signal GSM/FM dans la cascade 2W



Le mesure à la sortie inclus un atténuateur de 30 dB

Figure 96 Spectre d'un signal GSM/FM dans la cascade 12.5W

4.3.7 Mesure des puissances

En plus des mesures des spectres à l'entrée et sortie des amplificateurs,, nous avons également mesuré la puissance efficace totale du signal GMSK/FM à la sortie de chacun des amplificateurs à l'aide d'un wattmètre. Le capteur de puissance HP 8481A, utilisé comme moyen de connexion avec le wattmètre Agilent E4419B, est limité à une puissance maximale de 20 dBm. À cette fin, nous avons utilisé un atténuateur convenable à la sortie de chaque amplificateur. Le tableau V montre le résultat de mesure à la sortie de chacune des cascades en appliquant à l'entrée un signal GMSK/FM d'une fréquence de 156 MHz, et d'une puissance 0 dBm. On remarque qu'on rencontre les spécifications du spectre AIS dans les deux cas.

Tableau V

Résultat de mesure par un wattmètre

Puissance de niveau bas	33.2dBm
Puissance de niveau haut	41.5dBm

4.4 Discussion des résultats et conclusion

En observant les informations mentionnées au tableau II dans le chapitre 1, nous constatons que nous devons concevoir un amplificateur pouvant fournir un signal ayant deux niveaux de puissance, bas de 2 W, et haut de 12,5 W. De plus cet amplificateur doit fonctionner dans la bande marine de 156.025 MHz à 162.025 MHz, ainsi que le signal est codé en GMSK et modulé en FM. Au chapitre 2, nous avons conçu et simulé l'amplificateur de puissance, et au chapitre 4, nous avons fabriqué et testé

l'amplificateur, ensuite nous avons mesuré les performances de tous les circuits réalisés. Le tableau VI résume les résultats obtenus par la mesure des amplificateurs fabriqués, en comparaison avec l'objectif demandé.

Tableau VI
Tableau des résultats

Nom du paramètre	Résultat demandé	Résultat trouvé
Puissance (niveau bas)	33 dBm	33.2 dBm
Puissance (niveau haut)	41 dBm	41.5 dBm
Fréquence	156.025-162.025 MHz	140-170 MHz
Bande	6 MHz	30 MHz

Nous constatons à l'aide de ce tableau, que les deux niveaux de puissance bas et haut du résultat demandé et du résultat trouvé, sont à peu près équivalents, avec une différence qui est moins de 12%. Nous sommes donc dans la marge acceptable de tolérance maximum qui est de $\pm 20\%$. Du point de vue fréquence et bande passante, nous remarquons qu'il y a une différence entre les deux, et cela est dû à notre décision de concevoir notre système d'une manière à couvrir la bande amateur adjacente. En tout cas, nous avons conçu l'amplificateur avec un filtre passe bande ajustable pouvant fournir une bande passante plus étroite, pouvant aller jusqu'à 6 MHz, et où la fréquence centrale peut être glisser de ± 5 MHz. D'autre part, la réponse de notre amplificateur de puissance à un signal modulé en GMSK/FM était excellente. En observant les deux figures 95 et 96, nous remarquons que les deux spectres sont similaires à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur.

Nous avons suggéré aussi au chapitre 1 de concevoir un amplificateur LNA ayant un gain de plus de 20 dB avec un filtre passe bande afin de réduire le niveau de bruit à l'entrée de LNA. Au chapitre 3, nous avons conçu et simulé l'amplificateur LNA, et au

chapitre 4, nous avons fabriqué et ajusté cet amplificateur. Le résultat obtenu par la simulation montre l'obtention d'un gain de l'ordre de 25 dB, avec une figure de bruit le plus faible possible. Ainsi par la mesure sur le circuit fabriqué, nous avons trouvé un gain de l'ordre de 23 dB. Cependant, la valeur de la figure de bruit n'a pas été mesurée dû à l'absence d'un instrument capable de faire cette mesure au laboratoire. Pour cela, nous pouvons ajuster le circuit d'adaptation d'entrée de manière à obtenir la même position de S_{11} sur l'abaque de Smith, la même que celle en simulation qui est montrée à la figure 74. Ceci devrait nous rapporter du minimum de la figure de bruit dans l'amplificateur. Le filtre passe bande à l'entrée du LNA est encore ajustable, et nous pouvons varier la bande passante entre 6 et 30 MHz. Cependant un meilleur choix de composants est nécessaire pour minimiser les pertes d'insertion.

CONCLUSION GENERALE

Notre objectif dans ce projet de recherche était la conception de la partie analogique d'un système d'identification automatique pour la sécurité maritime fonctionnant sur la bande marine VHF codée en GMSK et modulée en FM. Nous avons procédé dans cette recherche à la conception de la partie analogique en deux sous projets. Le premier est l'amplificateur de puissance se trouvant à la fin de la chaîne de transmission, et qui doit fournir deux niveaux de puissance, un niveau bas de 2 W, et un niveau haut de 12.5 W. Le deuxième est l'amplificateur à faible bruit LNA qui se trouve au début de la chaîne de réception.

Pour concevoir ces amplificateurs, nous avons utilisé le logiciel ADS qui nous a facilité le travail. A l'aide de ce logiciel, nous avons simulé le fonctionnement de chaque amplificateur, et ajusté les valeurs des composantes passives afin d'arriver à notre objectif. Nous avons encore conçu et dessiné le circuit imprimé (layout) pour chaque amplificateur en utilisant le même logiciel.

Au chapitre 2, nous avons présenté la conception et la simulation de l'amplificateur de puissance, et nous avons remarqué que l'utilisation d'un module de puissance M57719N a simplifié le temps et le travail de la conception de l'amplificateur de puissance de haut niveau. De plus, ce module contient les circuits d'adaptation préfabriqués et ajustés à la bande marine. Dans l'étage de puissance à bas niveau, nous avons utilisé le transistor MRF555, et nous avons remarqué après la conception de l'amplificateur en classe C, qu'il faut ajouter un filtre passe bande pour bien filtrer le signal à la sortie de cet amplificateur non linéaire, et de sortir la composante fondamentale de ce signal déformé. Nous avons géré ces deux amplificateurs de puissance par un préamplificateur en classe A utilisant le transistor MRF559. À l'aide d'un contrôle manuel, le préamplificateur peut être mis en cascade soit avec l'étage du module pour générer le haut niveau de puissance, soit avec l'étage du transistor MRF555 pour générer le bas niveau.

La conception et la simulation de fonctionnement de l'amplificateur à faible bruit LNA ont été réalisées dans le chapitre 3. Le transistor utilisé dans cet amplificateur porte le numéro BFR90. Nous avons réussi dans cet étage de réception à atteindre un gain près de 25 dB, avec une figure de bruit de l'ordre de 0.8 dB. Un filtre passe bande est aussi ajouté à l'entrée du LNA afin de réduire le niveau de bruit qui est proportionnel à la largeur de la bande.

Au chapitre 4, nous avons présenté les étapes de construction et d'implantation des composantes sur les circuits imprimés. Ensuite, des essais et des mesures de chaque amplificateur ont été présentés. De plus, des ajustements étaient nécessaires sur les composantes des circuits d'adaptation et sur le filtre passe bande afin d'assurer une impédance de 50Ω à l'entrée et à la sortie de chaque amplificateur, et ce, afin d'obtenir une qualité d'amplification avec un gain et une largeur de bande adéquats à l'objectif de ce projet.

Les résultats des mesures et des ajustements des composantes montrent que nous avons atteint l'objectif demandé, et nous pouvons ainsi garantir le bon fonctionnement du système d'identification automatique avec ces différents amplificateurs afin d'émettre un signal dans la bande marine, modulé en GMSK/FM avec un multiplexage temporel (TDMA), et recevoir sur la même bande à l'aide du LNA, un signal à faible bruit.

Le plus grand défi dans ce projet était la conception et la réalisation de l'amplificateur de puissance de 2 W en classe C. Généralement, dans les systèmes de communication moderne, l'amplificateur de puissance est la partie la plus coûteuse et la plus difficile à optimiser, car le problème de linéarité touche directement la fiabilité du lien de communication, alors que le rendement énergétique a des conséquences directes sur le dégagement, et par suite la dissipation, de la chaleur et donc les coûts d'opération. La plus grande difficulté rencontrée pendant notre travail était le choix du transistor pour l'amplificateur de puissance en classe C ainsi que le choix de son point de

fonctionnement. Nous avons choisi le transistor et son point de fonctionnement en prenant en considération, la fiabilité et l'efficacité de l'amplificateur, le coût, et la simplicité du montage.

Les résultats des mesures et des ajustements des composantes montrent que nous avons atteint l'objectif demandé, et nous pouvons ainsi garantir le bon fonctionnement du système d'identification automatique avec ces différents amplificateurs afin d'émettre un signal dans la bande marine, modulé en GMSK/FM avec un multiplexage temporel (TDMA), et recevoir sur la même bande à l'aide du LNA, un signal à faible bruit.

D'après la figure 88, on remarque qu'une amélioration de l'efficacité est possible en ajoutant un atténuateur de 10 dB à l'entrée pour déplacer le point de fonctionnement vers G_{1dB} de l'amplificateur, en gardant le même niveau de puissance de 2 W à la sortie.

Grâce aux nouvelles technologies en micro-électronique, il est possible d'intégrer tous les étages de la chaîne de transmission dans une seule puce. Les avantages reliés à la miniaturisation de ce dispositif sont la fabrication de masse et la diminution des coûts et de complexité.

Une augmentation de la bande passante de la chaîne de transmission qui peut couvrir les deux bandes adjacentes de la bande marine, sera très utile afin de permettre une multitude d'applications, et un accroissement de la rentabilité économique.

ANNEXE 1

Les fréquences des canaux marines VHF

Tableau VII
Les canaux d'un radio VHF marine

Fréquences VHF Maritimes / MHz			
Canaux	Stations navire (émetteur)	Station côtière (récepteur)	Types d'émission fréquences
1	156,050	160,650	Duplex-(4,600)
2	156,100	160,700	Duplex-(4,600)
3	156,150	160,750	Duplex-(4,600)
4	156,200	160,800	Duplex-(4,600)
5	156,250	160,850	Duplex-(4,600)
6	156,300	156,300	Simplex
7	156,350	160,950	Duplex-(4,600)
8	156,400	156,400	Simplex
9	156,450	156,450	Simplex
10	156,500	156,500	Simplex
11	156,550	156,550	Simplex
12	156,600	156,600	Simplex
13	156,650	156,650	Simplex
14	156,700	156,700	Simplex
15	156,750	156,750	Simplex
16	156,800	156,800	Simplex
17	156,850	156,850	Simplex
18	156,900	161,500	Duplex-(4,600)
19	156,950	161,550	Duplex-(4,600)
20	157,000	161,600	Duplex-(4,600)
21	157,050	161,650	Duplex-(4,600)
22	157,100	161,700	Duplex-(4,600)
23	157,150	161,750	Duplex-(4,600)
24	157,200	161,800	Duplex-(4,600)
25	157,250	161,850	Duplex-(4,600)

26	157,300	161,900	Duplex-(4,600)
27	157,350	161,950	Duplex-(4,600)
28	157,400	162,000	Duplex-(4,600)
60	156,025	160,625	Duplex-(4,600)
61	156,075	160,675	Duplex-(4,600)
62	156,125	160,725	Duplex-(4,600)
63	156,175	160,775	Duplex-(4,600)
64	156,225	160,825	Duplex-(4,600)
65	156,275	160,875	Duplex-(4,600)
66	156,325	160,925	Duplex-(4,600)
67	156,375	156,375	Simplex
68	156,425	156,425	Simplex
69	156,475	156,475	Simplex
70	156,525	156,525	Simplex
71	156,575	156,575	Simplex
72	156,625	156,625	Simplex
73	156,675	156,675	Simplex
74	156,725	156,725	Simplex
75	156,775	156,775	Simplex
76	156,825	156,825	Simplex
77	156,875	156,875	Simplex
78	156,925	161,525	Duplex-(4,600)
79	156,975	161,575	Duplex-(4,600)
80	157,025	161,625	Duplex-(4,600)

81	157,075	161,675	Duplex-(4,600)
82	157,125	161,725	Duplex-(4,600)
83	157,175	161,775	Duplex-(4,600)
84	157,225	161,825	Duplex-(4,600)
85	157,275	161,875	Duplex-(4,600)
86	157,325	161,925	Duplex-(4,600)
87	157,375	161,975	Duplex-(4,600)
88	157,425	161,025	Duplex-(4,600)

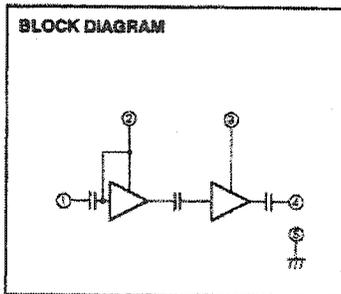
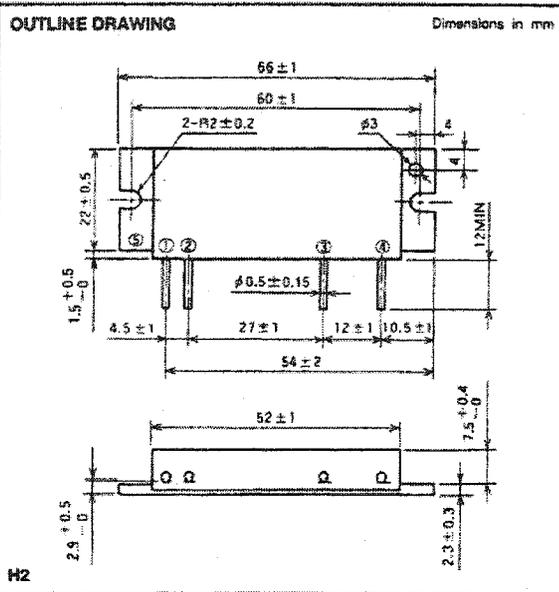
ANNEXE 2

Brochures des spécifications techniques

MITSUBISHI RF POWER MODULE

M57719N

142-163MHz, 12.5V, 14W, FM MOBILE RADIO



- Pin :
- ①Pin : RF INPUT
 - ②VCC1 : 1st. DC SUPPLY
 - ③VCC2 : 2nd. DC SUPPLY
 - ④Po : RF OUTPUT
 - ⑤GND : FIN

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Tc = 25°C unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Rating	Unit
Vcc	Supply voltage		17	V
Icc	Total current		6	A
P _{in(max)}	Input power	Z _G = Z _L = 50 Ω	0.4	W
P _{o(max)}	Output power	Z _G = Z _L = 50 Ω	20	W
T _{c(OP)}	Operation case temperature		- 30 to 110	°C
T _{stg}	Storage temperature		- 40 to 110	°C

Note. Above parameters are guaranteed independently.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Tc = 25°C unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits		Unit
			Min	Max	
f	Frequency range		142	163	MHz
P _o	Output power		14		W
η _T	Total efficiency	P _{in} = 0.2W Vcc = 12.5V Z _G = Z _L = 50 Ω	40		%
2f _o	2nd. harmonic			- 25	dBc
3f _o	3rd. harmonic			- 35	dBc
ρ _{in}	input VSWR			4	-
-	Load VSWR tolerance	Vcc = 15.2V, P _o = 14W (P _{in} : controlled) Load VSWR=20:1 (All phase), 2sec, Z _G = 50Ω	No degradation or destroy		-

Note. Above parameters, ratings, limits and conditions are subject to change.

NOV. '97



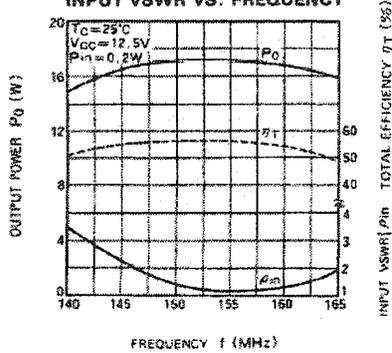
MITSUBISHI RF POWER MODULE

M57719N

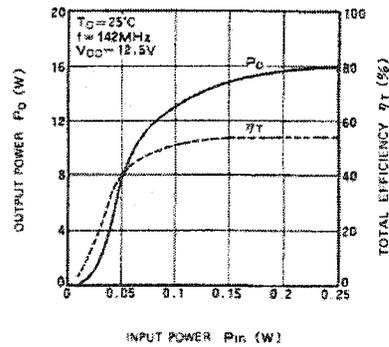
142-163MHz, 12.5V, 14W, FM MOBILE RADIO

TYPICAL PERFORMANCE DATA

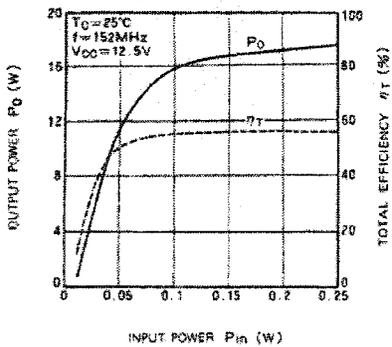
OUTPUT POWER, TOTAL EFFICIENCY, INPUT VSWR VS. FREQUENCY



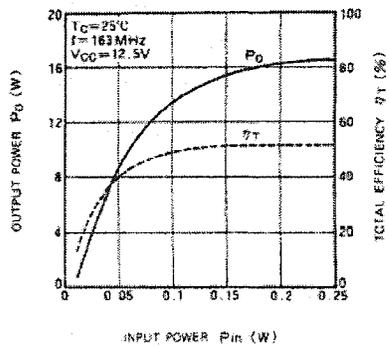
OUTPUT POWER, TOTAL EFFICIENCY VS. INPUT POWER



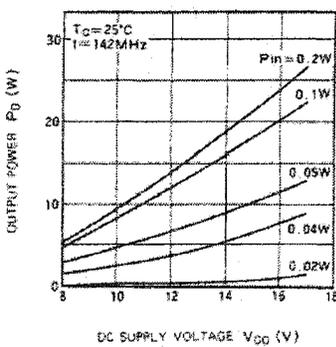
OUTPUT POWER, TOTAL EFFICIENCY, VS. INPUT POWER



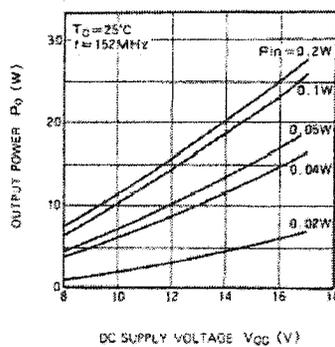
OUTPUT POWER, TOTAL EFFICIENCY, VS. INPUT POWER



OUTPUT POWER VS. DC SUPPLY VOLTAGE



OUTPUT POWER VS. DC SUPPLY VOLTAGE



NOV. '97

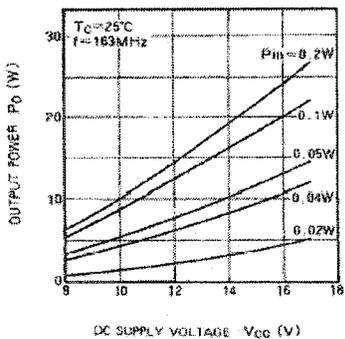


MITSUBISHI RF POWER MODULE

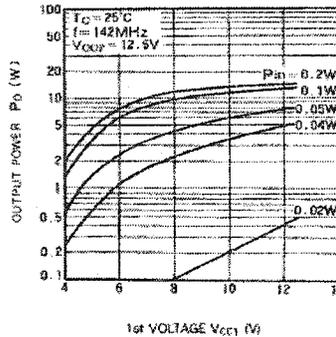
M57719N

142-163MHz, 12.5V, 14W, FM MOBILE RADIO

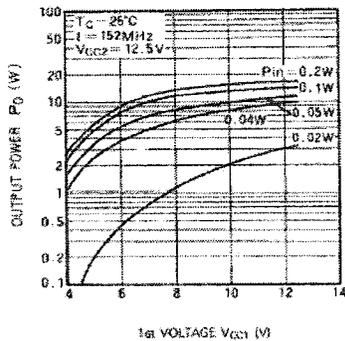
OUTPUT POWER VS. DC SUPPLY VOLTAGE



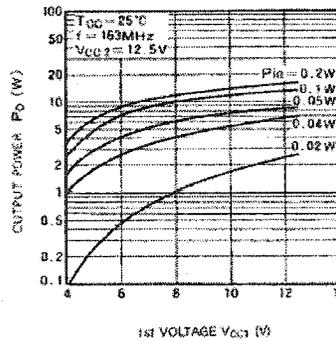
OUTPUT POWER VS. 1st VOLTAGE



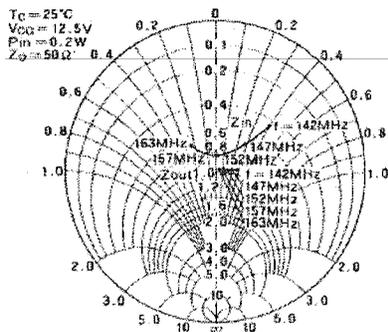
OUTPUT POWER VS. 1st VOLTAGE



OUTPUT POWER VS. 1st VOLTAGE



OUTPUT IMPEDANCE, INPUT IMPEDANCE VS. FREQUENCY



MITSUBISHI RF POWER MODULE

M57719N

142-163MHz, 12.5V, 14W, FM MOBILE RADIO

DESIGN CONSIDERATION OF HEAT RADIATION.

Please refer to following consideration when designing heat sink.

1. Junction temperature of incorporated transistors at standard operation.

(1) Thermal resistance between junction and package of incorporated transistors.

a) First stage transistor

$$R_{th(j-c)1} = 10^{\circ}\text{C/W (Typ.)}$$

b) Final stage transistor

$$R_{th(j-c)2} = 3^{\circ}\text{C/W (Typ.)}$$

(2) Junction temperature of incorporated transistors at standard operation.

• Conditions for standard operation.

$P_o = 14\text{W}$, $V_{CC} = 12.5\text{V}$, $P_{in} = 0.2\text{W}$, $\eta_T = 40\%$ (minimum rating), P_{O1} (Note 1) = 2.5W , $I_T = 2.8\text{A}$ (I_{T1} (2) = 0.5A , I_{T2} (3) = 2.3A)

Note 1: Output power of the first stage transistor

Note 2: Circuit current of the first stage transistor

Note 3: Circuit current of the final stage transistor

• Junction temperature of the first stage transistor

$$\begin{aligned} T_{j1} &= (V_{CC} \times I_{T1} - P_{O1} + P_{in}) \times R_{th(j-c)1} + T_c^{(4)} \\ &= (12.5 \times 0.5 - 2.5 + 0.2) \times 10 + T_c \\ &= 39.5 + T_c \text{ (}^{\circ}\text{C)} \end{aligned}$$

Note 4: Package temperature of device

• Junction temperature of the final stage transistor

$$\begin{aligned} T_{j2} &= (V_{CC} \times I_{T2} - P_o + P_{O1}) \times R_{th(j-c)2} + T_c \\ &= (12.5 \times 2.3 - 14 + 2.5) \times 3 + T_c \\ &= 51.8 + T_c \text{ (}^{\circ}\text{C)} \end{aligned}$$

2. Heat sink design

In thermal design of heat sink, try to keep the package temperature at the upper limit of the operating ambient temperature (normally $T_a = 60^{\circ}\text{C}$) and at the output power of 14W below 90°C .

The thermal resistance $R_{th(c-a)}$ (5) of the heat sink to realize this:

$$\begin{aligned} R_{th(c-a)} &= \frac{T_c - T_a}{(P_o/\eta_T) - P_o + P_{in}} = \frac{90 - 60}{(14/0.40) - 14 + 0.2} \\ &= 1.9 \text{ (}^{\circ}\text{C/W)} \end{aligned}$$

Note 5: inclusive of the contact thermal resistance between device and heat sink

Mounting the heat sink of the above thermal resistance on the device,

$$T_{j1} = 140^{\circ}\text{C}, T_{j2} = 152^{\circ}\text{C at } T_a = 60^{\circ}\text{C}, T_c = 90^{\circ}\text{C.}$$

In the annual average of ambient temperature is 30°C ,

$$T_{j1} = 110^{\circ}\text{C}, T_{j2} = 122^{\circ}\text{C}$$

As the maximum junction temperature of these incorporated transistors T_{jmax} are 175°C , application under fully derated condition is ensured.

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

 Order this document
 by MRF559/D

The RF Line
NPN Silicon
High-Frequency Transistor

- ... designed for UHF linear and large-signal amplifier applications.
- Specified 12.5 Volt, 870 MHz Characteristics —
 Output Power = 0.5 Watts
 Minimum Gain = 8.0 dB
 Efficiency 50%
 - S Parameter Data From 250 MHz to 1.5 GHz
 - 1.0 dB Compression > +20 dBm Typ
 - Ideally Suited for Broadband, Class A, Low-Noise Applications
 - Circuit board photomaster available upon request by
 contacting RF Tactical Marketing in Phoenix, AZ

MRF559
0.5 W, 870 MHz
HIGH-FREQUENCY
TRANSISTOR
NPN SILICON


CASE 317-01, STYLE 2

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	16	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	36	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	3.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	150	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_C = 50^\circ\text{C}$ Derate above 50°C	P_D	2.0 20	Watts mW/°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 5.0$ mAdc, $I_B = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	16	—	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 100$ μ A, $I_E = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	36	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 100$ μ A, $I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	3.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 15$ Vdc, $V_{BE} = 0$)	I_{CES}	—	—	1.0	mAdc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 50$ mAdc, $V_{CE} = 10$ Vdc)	h_{FE}	30	90	200	—
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain — Bandwidth Product ($I_C = 100$ mAdc, $V_{CE} = 10$ Vdc, $f = 200$ MHz)	f_T	—	3000	—	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 12.5$ Vdc, $I_E = 0$, $f = 1.0$ MHz)	C_{ob}	—	2.0	2.5	pF

(continued)

REV 6

© Motorola, Inc. 1994


MOTOROLA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS — continued ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
FUNCTIONAL TESTS						
Common-Emitter Amplifier Power Gain ($V_{CC} = 12.5\text{ Vdc}$, $P_{out} = 0.5\text{ W}$)	$f = 870\text{ MHz}$	G_{PE}	8.0	9.5	—	dB
	$f = 512\text{ MHz}$		—	13	—	
Collector Efficiency ($V_{CC} = 12.5\text{ Vdc}$, $P_{out} = 0.5\text{ W}$)	$f = 870\text{ MHz}$	η	50	65	—	%
	$f = 512\text{ MHz}$		—	60	—	
TYPICAL PERFORMANCE @ $V_{CC} = 7.5\text{ V}$						
Common-Emitter Amplifier Power Gain ($V_{CC} = 7.5\text{ Vdc}$, $P_{out} = 0.5\text{ W}$)	$f = 870\text{ MHz}$	G_{PE}	—	6.5	—	dB
	$f = 512\text{ MHz}$		—	10	—	
Collector Efficiency ($V_{CC} = 7.5\text{ Vdc}$, $P_{out} = 0.5\text{ W}$)	$f = 870\text{ MHz}$	η	—	70	—	%
	$f = 512\text{ MHz}$		—	65	—	

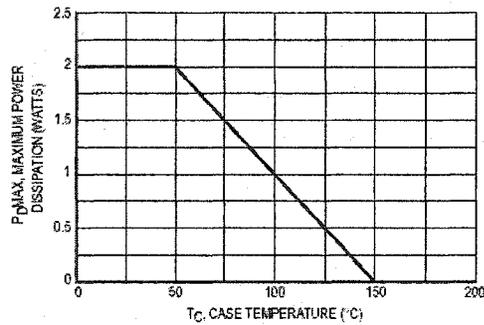


Figure 1. Power Dissipation

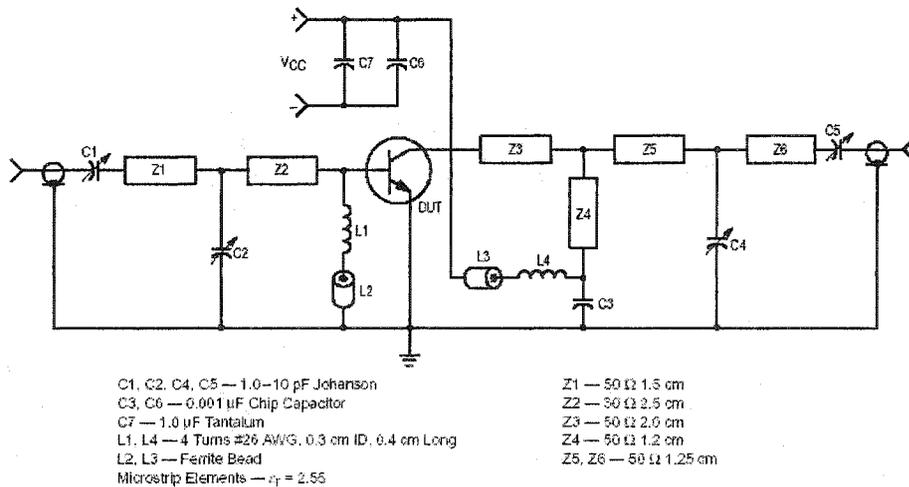


Figure 2. 870 MHz Test Fixture

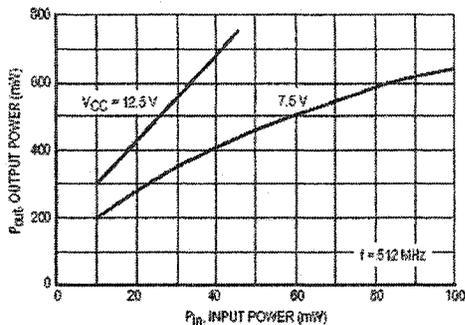


Figure 3. Output Power versus Input Power

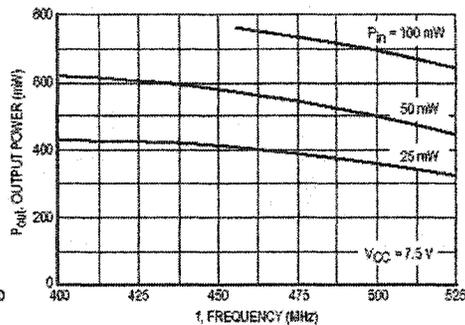


Figure 4. Output Power versus Frequency

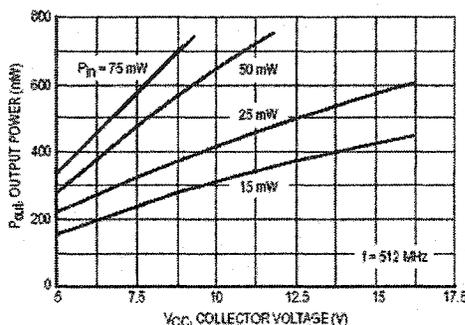


Figure 5. Output Power versus Collector Voltage

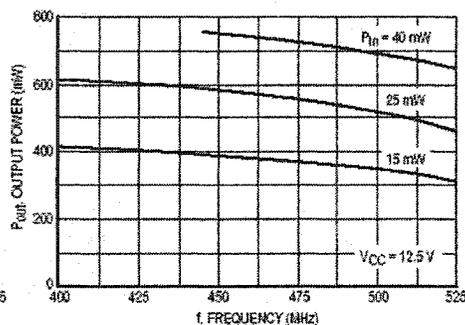


Figure 6. Output Power versus Frequency

f Frequency MHz	Z _{in} Ohms			Z _{OL} [*] Ohms					
	V _{CC} = 7.5-12.5 V			V _{CC} = 7.5 V			V _{CC} = 12.5 V		
	15 mW	25 mW	50 mW	0.25 W	0.5 W	0.75 W	0.25 W	0.5 W	0.75 W
490	4.3-j13.3	4.9-j11.0	5.7-j8.7	31-j40	44-j34	42-j4.9	20-j59	42-j60	52-j54
440	3.9-j8.8	4.5-j8.7	5.4-j6.9	27-j42	39-j30	40-j6.9	19-j62	37-j54	49-j56
480	3.5-j4.4	4.1-j6.5	5.0-j4.3	24-j36	38-j25	39-j9.0	18-j56	33-j48	47-j46
520	3.2-j2.2	3.8-j3.3	4.7-j1.7	22-j20	34-j20	37-j12	17-j52	31-j44	47-j42

Z_{OL}^{*} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.

Table 1. Z_{in} and Z_{OL} versus Collector Voltage, Input Power, and Output Power

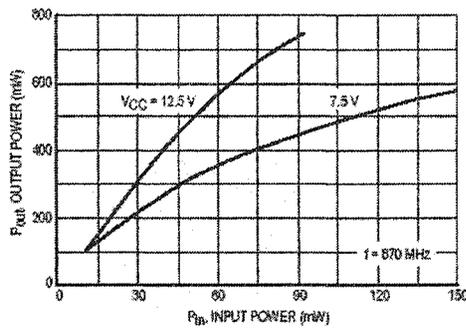


Figure 7. Output Power versus Input Power

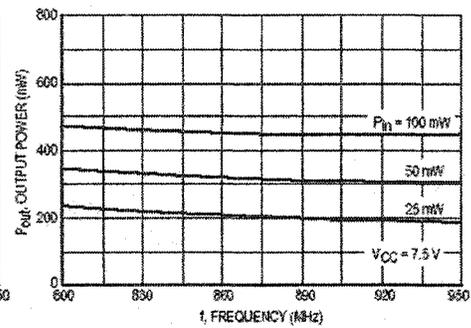


Figure 8. Output Power versus Frequency

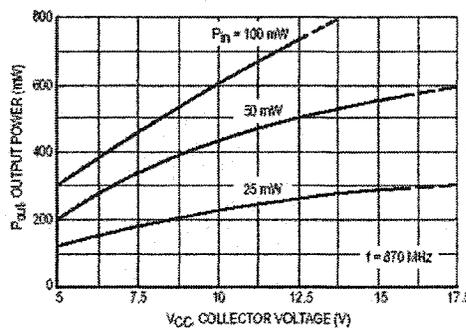


Figure 9. Output Power versus Collector Voltage

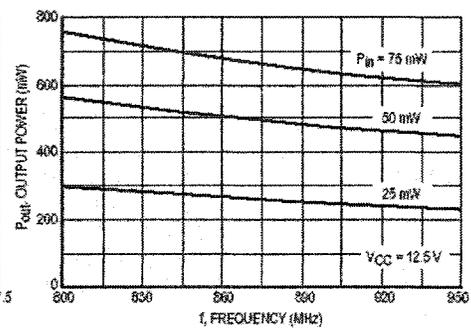


Figure 10. Output Power versus Frequency

f Frequency MHz	Z_{in} Ohms			Z_{OL}^* Ohms					
	$V_{CC} = 7.5-12.5\text{ V}$			$V_{CC} = 7.5\text{ V}$			$V_{CC} = 12.5\text{ V}$		
	25 mW	50 mW	100 mW	0.25 W	0.5 W	0.75 W	0.25 W	0.5 W	0.75 W
800	2.9 + j2.2	3.8 + j4.4	4.7 + j6.5	15.0 - j30.8	22.7 - j30.6	27.1 - j22.6	14.6 - j43.6	17.2 - j39.7	23.4 - j37.7
850	3.2 + j3.5	3.8 + j5.2	4.6 + j7.4	15.7 - j35.3	23.0 - j26.7	27.3 - j21.5	16.3 - j40.8	17.8 - j39.5	23.7 - j36.8
900	3.8 + j5.7	4.4 + j7.9	5.4 + j8.7	16.4 - j33.7	23.1 - j27.0	27.5 - j20.5	17.3 - j36.2	18.3 - j39.3	23.9 - j36.0
950	4.1 + j7.4	4.5 + j8.8	5.5 + j10.1	17.0 - j22.2	26.3 - j25.2	27.6 - j19.4	17.2 - j38.1	20.1 - j26.5	24.5 - j35.6

Z_{OL}^* = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.

Table 2. Z_{in} and Z_{OL} versus Collector Voltage, Input Power, and Output Power

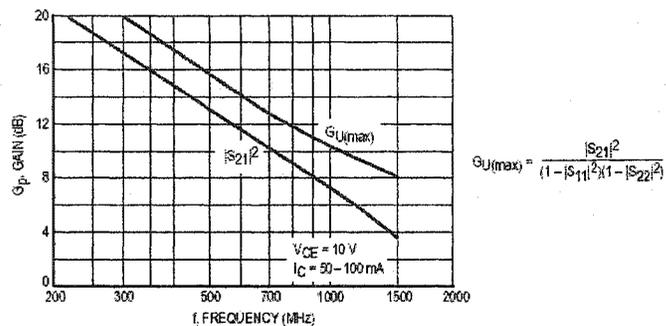


Figure 11. Gain versus Frequency

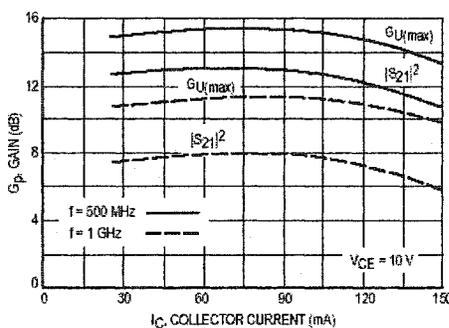


Figure 12. Gain versus Collector Current

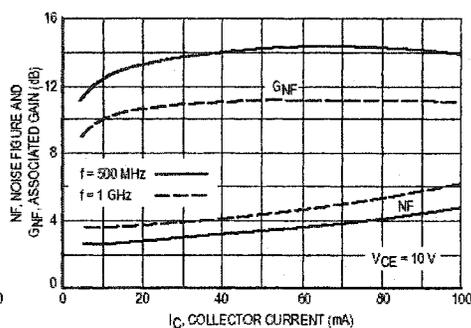


Figure 13. Noise Figure and Associated Gain versus Collector Current

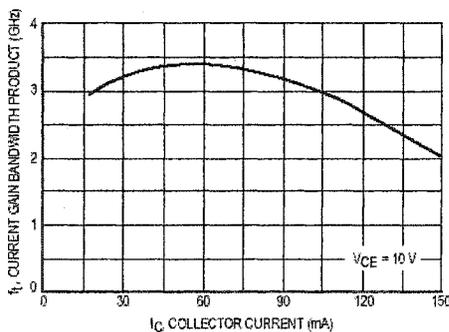


Figure 14. Current Gain Bandwidth Product versus Collector Current

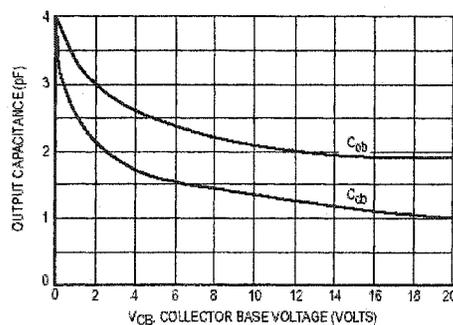
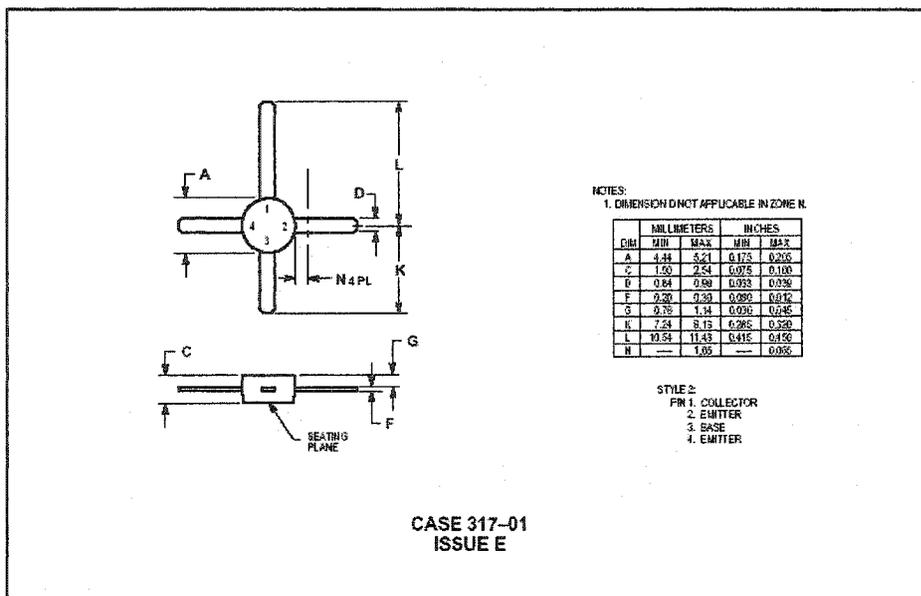


Figure 15. Output Capacitance versus Collector Base Voltage

V _{CE} (Volts)	I _C (mA)	f (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
			S ₁₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₂₂	∠φ
5.0	10	250	0.72	-161	6.20	93	0.057	50	0.30	-81
		500	0.75	173	3.16	76	0.069	43	0.27	-94
		1000	0.76	158	1.62	55	0.105	63	0.27	-119
		1500	0.82	142	1.08	41	0.155	70	0.41	-137
	25	250	0.70	-173	7.17	89	0.045	47	0.28	-123
		500	0.70	172	3.63	75	0.073	60	0.20	-128
		1000	0.74	152	1.90	54	0.134	67	0.21	-157
		1500	0.79	136	1.32	39	0.196	68	0.32	-167
	50	250	0.72	-176	7.63	89	0.038	56	0.27	-139
		500	0.72	170	3.85	77	0.068	67	0.23	-141
		1000	0.75	153	2.01	59	0.129	72	0.23	-162
		1500	0.81	137	1.40	46	0.188	70	0.32	-164
	100	250	0.73	170	7.34	86	0.036	61	0.26	-143
		500	0.74	169	3.70	77	0.067	71	0.22	-144
		1000	0.76	153	1.94	59	0.130	74	0.24	-166
		1500	0.81	136	1.36	46	0.191	71	0.32	-167
	150	250	0.76	176	5.19	92	0.033	64	0.22	-131
		500	0.76	167	2.76	76	0.065	74	0.21	-131
		1000	0.80	151	1.49	58	0.129	77	0.24	-155
		1500	0.85	135	1.05	45	0.191	73	0.35	-161
10	10	250	0.69	-157	7.03	94	0.050	33	0.34	-67
		500	0.70	-178	3.59	77	0.060	46	0.32	-69
		1000	0.74	160	1.64	55	0.094	67	0.29	-94
		1500	0.81	142	1.20	41	0.148	76	0.42	-121
	25	250	0.67	-166	8.30	91	0.039	46	0.24	-83
		500	0.68	176	4.25	77	0.060	60	0.21	-83
		1000	0.72	156	2.19	57	0.109	71	0.19	-114
		1500	0.78	142	1.47	44	0.165	74	0.31	-134
	50	250	0.68	-174	8.66	90	0.035	55	0.21	-110
		500	0.68	172	4.49	77	0.060	67	0.18	-104
		1000	0.72	155	2.31	59	0.113	74	0.17	-126
		1500	0.77	139	1.58	46	0.169	74	0.26	-140
	100	250	0.68	-176	8.49	89	0.030	61	0.19	-104
		500	0.69	170	4.32	76	0.060	71	0.17	-97
		1000	0.72	153	2.25	56	0.120	76	0.17	-123
		1500	0.78	137	1.53	44	0.180	75	0.26	-137
	150	250	0.72	176	5.53	91	0.029	64	0.22	-71
		500	0.73	169	3.37	77	0.056	75	0.24	-75
		1000	0.76	152	1.79	57	0.112	80	0.22	-105
		1500	0.83	137	1.22	43	0.175	79	0.34	-129

Table 3. Common Emitter Scattering Parameters

PACKAGE DIMENSIONS



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution,
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217, 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 141,
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shagawa-ku, Tokyo, Japan. 03-5497-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHSTONE 1-602-244-6609
Motorola Fax Back System - US & Canada ONLY 1-800-774-1848
- http://sps.motorola.com/mfax/

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd., 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629288

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>



MOTOROLA

MRF559/D

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

 Order this document
 by MRF555/D

The RF Line
NPN Silicon
RF Low Power Transistor

Designed primarily for wideband large signal predriver stages in the UHF frequency range.

- Specified @ 12.5 V, 470 MHz Characteristics @ $P_{out} = 1.5$ W
Common Emitter Power Gain = 12.5 dB (Typ)
Efficiency 60% (Typ)
- Cost Effective PowerMacro Package
- Electroless Tin Plated Leads for Improved Solderability
- Circuit board photomaster available upon request by contacting RF Tactical Marketing in Phoenix, AZ.

MRF555

 1.5 W, 470 MHz
 RF LOW POWER
 TRANSISTOR
 NPN SILICON


CASE 317D-02, STYLE 2

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	16	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	36	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB0}	4.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	400	mAdc
Operating Junction Temperature	T_J	150	°C
Total Device Dissipation @ $T_C = 75^\circ\text{C}$ (1, 2) Derate above 75°C	P_D	3.0 40	Watts mW/°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	25	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 5.0$ mAdc, $I_B = 0$)	$V_{(BR)CE0}$	16	—	—	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 5.0$ mAdc, $V_{BE} = 0$)	$V_{(BR)CES}$	36	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0.1$ mAdc, $I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	4.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 15$ Vdc, $V_{BE} = 0$, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_{CES}	—	—	0.1	mAdc

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = 100$ mAdc, $V_{CE} = 5.0$ Vdc)	h_{FE}	60	90	200	—
--	----------	----	----	-----	---

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Output Capacitance ($V_{CB} = 15$ Vdc, $I_E = 0$, $f = 1.0$ MHz)	C_{ob}	—	3.5	5.0	pF
---	----------	---	-----	-----	----

NOTES:

- T_C : Case temperature measured on collector lead immediately adjacent to body of package.
- The MRF555 PowerMacro must be properly mounted for reliable operation. AN938, "Mounting Techniques in PowerMacro Transistor," discusses methods of mounting and heatsinking.

(continued)

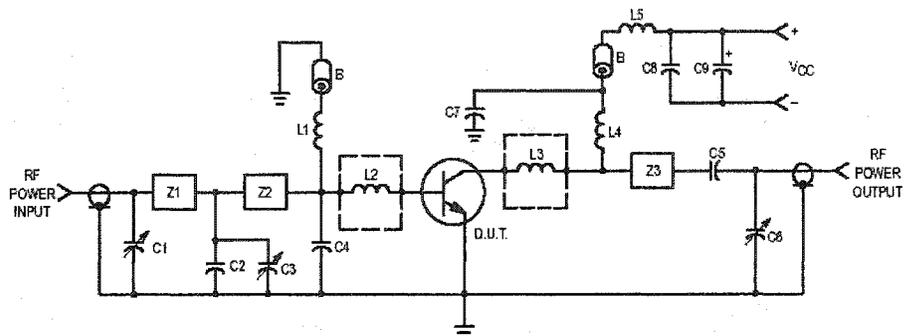
REV 7

© Motorola, Inc. 1995



ELECTRICAL CHARACTERISTICS — continued ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
FUNCTIONAL TESTS ($f = 470\text{ MHz}$)					
Common-Emitter Power Gain ($V_{CC} = 12.5\text{ Vdc}$, $P_{out} = 1.5\text{ W}$)	G_{pe}	11	12.5	—	dB
Collector Efficiency ($V_{CC} = 12.5\text{ Vdc}$, $P_{out} = 1.5\text{ W}$)	η_c	50	60	—	%
Load Mismatch Stress ($V_{CC} = 15.5\text{ Vdc}$, $P_{in} = 125\text{ mW}$, $V_{SWR} \geq 10:1$ all phase angles)	Ψ	No Degradation in Output Power			



- *C1, C3, C6 — 0.6–11 pF Johanson
- C2 — 15 pF Clamped Mica, Mini-Underwood
- C4 — 36 pF Clamped Mica, Mini-Underwood
- C5 — 470 pF Ceramic Chip Capacitor
- C7 — 91 pF Clamped Mica, Mini-Underwood
- C8 — 68 pF Clamped Mica, Mini-Underwood
- C9 — 1.0 μF , 25 V Tantalum
- B — Bead, Ferroxcube 96-590-65/3B

*Fixed tuned for broadband response

- L1 — 5 Turns #21 AWG, 5/32" I.D.
- L2, L3 — 60 x 125 x 250 Mils Copper Pad on 27 Mil Thick Alumina Substrate
- L4, L5 — 7 Turns #21 AWG 5/32" I.D.
- Z1 — 1.29" x 0.16" Microstrip
- Z2 — 0.70" x 0.16" Microstrip
- Z3 — 2.18" x 0.16" Microstrip
- PCB — 1/16" Glass Teflon, 1 oz. cu. clad, double sided, $\epsilon_r = 2.5$

Figure 1. 400–512 MHz Broadband Circuit

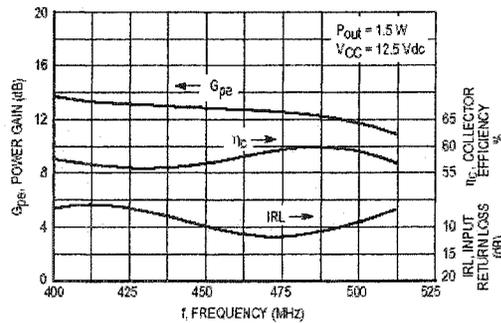


Figure 2. Performance in Broadband Circuit

f Frequency MHz	Z _{in} Ohms		Z _{OL} [*] Ohms	
	V _{CC} = 7.5 V	V _{CC} = 12.5 V	V _{CC} = 7.5 V	V _{CC} = 12.5 V
	P _{in} = 100 mW	P _{in} = 50 mW	P _{out} 400 MHz = 1.5 W P _{out} 450 MHz = 1.35 W P _{out} 512 MHz = 1.05 W	P _{out} 400 MHz = 1.9 W P _{out} 450 MHz = 1.45 W P _{out} 512 MHz = 0.9 W
400	2.9 - j2.7	1.9 - j3.1	18.0 - j13.4	12.2 - j19.7
450	2.2 - j3.8	2.6 - j4.0	21.6 - j9.9	20.2 - j18.6
512	3.5 - j1.2	2.6 - j2.6	20.1 - j1.0	23.4 - j23.0

Z_{OL}^{*} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.

Table 1. Z_{in} and Z_{OL} versus Collector Voltage, Input Power and Output Power

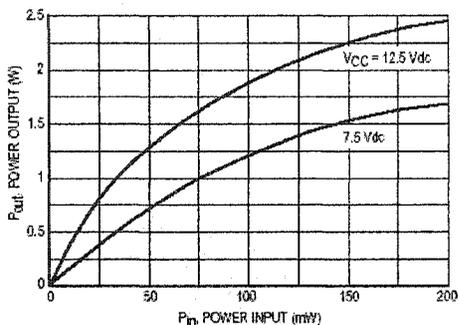


Figure 3. Power Output versus Power Input

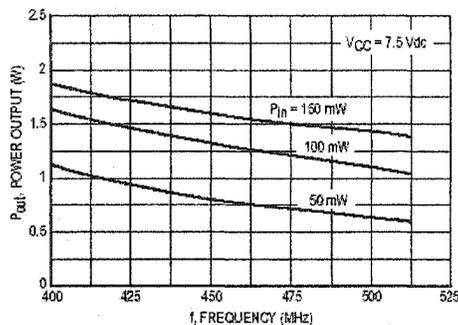


Figure 4. Power Output versus Frequency

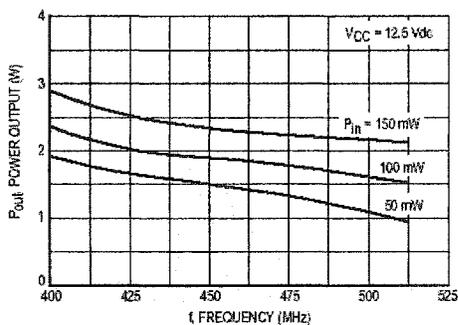


Figure 5. Power Output versus Frequency

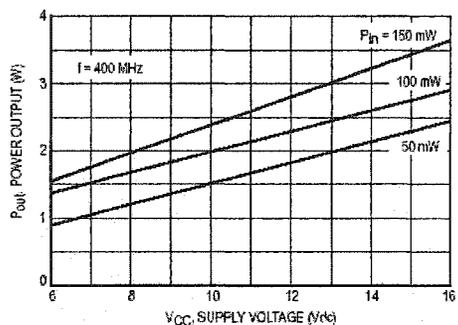


Figure 6. Power Output versus Supply Voltage

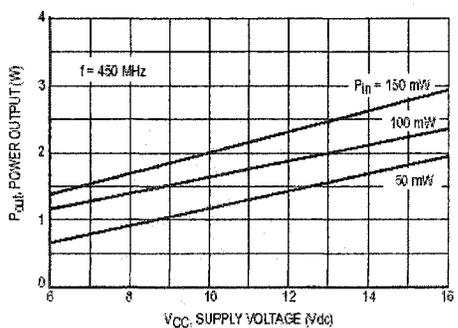


Figure 7. Power Output versus Supply Voltage

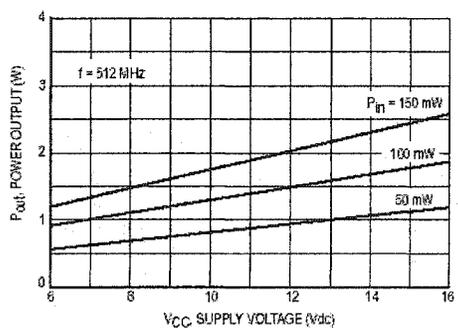
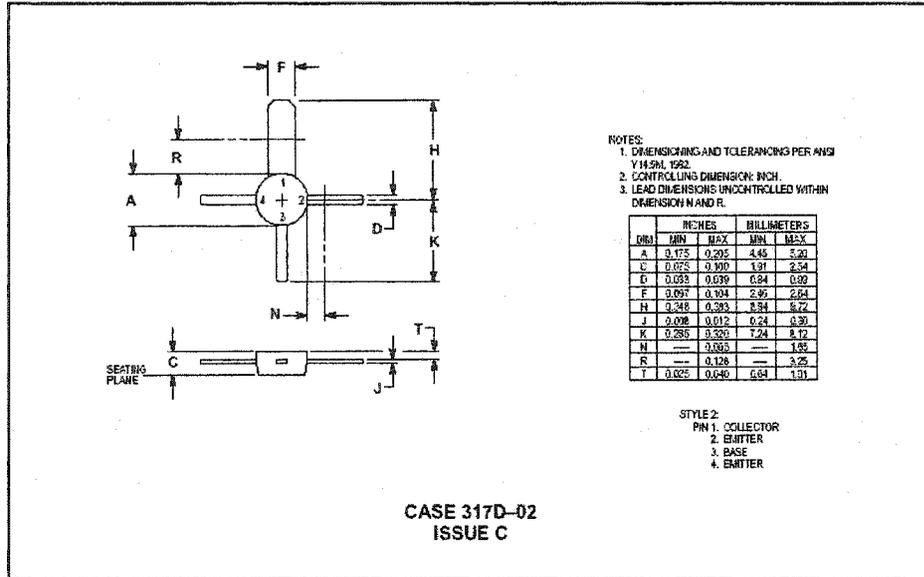


Figure 8. Power Output versus Supply Voltage

PACKAGE DIMENSIONS



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters can and do vary in different applications. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and **M** are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA / EUROPE: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20812, Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, Toshikazu Otsuki,
8F Seibu-Butsunyu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-3621-8315

MFAX: RMFAXG@email.sps.mot.com - TOUCHSTONE (602) 244-4609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

HONG KONG: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26529298



MOTOROLA

MRF555/D

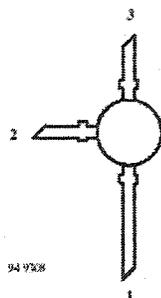


Silicon NPN Planar RF Transistor
Applications

RF-amplifier up to GHz range specially for wide band antenna amplifier.

Features

- High power gain
- Low noise figure
- High transition frequency



BFR90 Marking: BFR90
 Plastic case (TO 50)
 1= Collector; 2= Emitter; 3= Base

Absolute Maximum Ratings

Parameters	Symbol	Value	Unit
Collector-base voltage	V_{CB0}	20	V
Collector-emitter voltage	V_{CE0}	15	V
Emitter-base voltage	V_{EB0}	2	V
Collector current	I_C	30	mA
Total power dissipation $T_{amb} \leq 60^\circ\text{C}$	P_{tot}	300	mW
Junction temperature	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Storage temperature range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

Maximum Thermal Resistance

Parameters	Symbol	Value	Unit
Junction ambient on glass fibre printed board (40 x 25 x 1.5) mm ³ plated with 35 μm Cu	R_{thJA}	300	K/W

BFR90**TEMIC**
Semiconductors**Electrical DC Characteristics** $T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameters / Test Conditions	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Collector-emitter cut-off current $V_{CE} = 20\text{ V}, V_{BE} = 0$	I_{CES}			100	μA
Collector-base cut-off current $V_{CB} = 20\text{ V}, I_E = 0$	I_{CBO}			100	nA
Emitter-base cut-off current $V_{EB} = 2\text{ V}, I_C = 0$	I_{EBO}			10	μA
Collector-emitter breakdown voltage $I_C = 1\text{ mA}, I_B = 0$	$V_{(BR)CEO}$	15			V
DC forward current transfer ratio $V_{CE} = 10\text{ V}, I_C = 14\text{ mA}$	h_{FE}	25	50	150	

Electrical AC Characteristics $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

Parameters / Test Conditions	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Transition frequency $V_{CE} = 10\text{ V}, I_C = 14\text{ mA}, f = 500\text{ MHz}$	f_T		5		GHz
Collector-emitter capacitance $V_{CE} = 10\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	C_{ce}		0.3		pF
Collector-base capacitance $V_{CB} = 10\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	C_{cb}		0.35		pF
Emitter-base capacitance $V_{EB} = 0.5\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	C_{eb}		1.3		pF
Noise figure $V_{CE} = 10\text{ V}, I_C = 2\text{ mA}, f = 500\text{ MHz}, Z_S = 50\ \Omega$	F		2.2		dB
Power gain $V_{CE} = 10\text{ V}, I_C = 14\text{ mA}, Z_L = Z_{Lept}$ $f = 500\text{ MHz}$ $f = 800\text{ MHz}$	G_{pe} G_{pe}		19.5 14		dB dB
Linear output voltage -- two tone intermodulation test $V_{CE} = 10\text{ V}, I_C = 14\text{ mA}, d_{IM} = 60\text{ dB}$ $Z_S = Z_L = 50\ \Omega, f_1 = 806\text{ MHz}, f_2 = 810\text{ MHz}$	$V_1 = V_2$		100		mV
Third order intercept point $V_{CE} = 10\text{ V}, I_C = 14\text{ mA}, f = 800\text{ MHz}$	IP_3		23		dBm

Common Emitter S-Parameters
Z₀ = 50 Ω

V _{CE} -V	I _C -mA	f-MHz	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
			LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG
				deg		deg		deg		deg
5	2	100	0.82	-27.8	6.31	155.8	0.03	73.8	0.95	-10.2
		300	0.59	-72.7	4.66	121.6	0.06	54.0	0.80	-22.1
		500	0.41	-107.7	3.49	99.9	0.08	46.7	0.70	-27.0
		800	0.30	-154.9	2.474	78.0	0.10	44.9	0.63	-32.3
		1000	0.29	176.7	2.08	66.9	0.11	46.2	0.60	-36.3
		1200	0.30	153.2	1.80	56.4	0.12	47.6	0.57	-40.6
		1500	0.35	126.8	1.50	43.1	0.15	48.9	0.54	-47.6
		1800	0.41	108.7	1.32	31.2	0.18	49.2	0.50	-55.5
	2000	0.45	99.1	1.22	24.4	0.20	48.0	0.48	-61.1	
	5	100	0.65	-39.9	12.44	145.2	0.02	70.3	0.88	-16.2
		300	0.35	-91.8	7.26	108.3	0.05	58.7	0.65	-25.4
		500	0.22	-130.4	4.85	90.2	0.07	58.5	0.57	-26.9
		800	0.16	177.4	3.22	72.6	0.10	58.2	0.52	-30.6
		1000	0.18	150.9	2.66	63.4	0.12	57.3	0.50	-34.5
		1200	0.21	131.6	2.28	54.4	0.14	55.5	0.47	-38.6
		1500	0.27	112.7	1.89	42.8	0.18	51.9	0.44	-45.2
		1800	0.33	100.1	1.65	31.8	0.21	48.2	0.40	-52.1
	2000	0.37	92.8	1.53	25.2	0.24	45.0	0.38	-56.9	
	10	100	0.45	-54.6	18.55	133.7	0.02	70.4	0.79	-21.5
		300	0.19	-112.5	8.73	99.4	0.04	66.6	0.55	-24.7
		500	0.12	-156.4	5.54	84.5	0.07	66.8	0.49	-24.9
		800	0.12	148.7	3.60	69.5	0.11	64.0	0.46	-28.7
		1000	0.15	129.3	2.96	61.3	0.13	61.4	0.44	-32.8
		1200	0.18	117.0	2.51	53.0	0.16	58.0	0.42	-37.1
		1500	0.24	104.4	2.08	42.1	0.19	52.8	0.38	-43.5
		1800	0.30	94.9	1.82	31.8	0.23	47.7	0.35	-49.9
	2000	0.34	89.5	1.67	25.4	0.25	43.7	0.32	-54.5	
	14	100	0.35	-62.6	20.95	128.4	0.02	71.4	0.73	-23.2
300		0.14	-124.4	9.11	96.3	0.04	70.1	0.51	-23.7	
500		0.10	-173.0	5.71	82.7	0.07	69.3	0.47	-23.7	
800		0.12	138.3	3.70	68.2	0.11	65.5	0.44	-27.7	
1000		0.15	123.3	3.03	60.4	0.13	62.5	0.42	-32.1	
1200		0.18	113.2	2.58	52.3	0.16	58.7	0.40	-36.5	
1500		0.24	101.6	2.13	41.7	0.20	52.8	0.36	-42.9	
1800		0.30	93.2	1.85	31.4	0.23	47.4	0.33	-49.2	
2000	0.33	88.4	1.72	25.0	0.26	43.3	0.30	-53.6		
20	100	0.26	-71.1	22.95	123.4	0.01	72.4	0.68	-23.9	
	300	0.11	-140.3	9.39	93.8	0.04	73.2	0.49	-22.0	
	500	0.09	169.9	5.84	81.1	0.07	71.5	0.46	-22.0	
	800	0.13	131.1	3.75	67.3	0.11	66.9	0.43	-26.7	
	1000	0.15	117.8	3.07	59.7	0.14	63.3	0.42	-31.0	
	1200	0.18	109.5	2.62	51.7	0.16	59.3	0.39	-35.4	
	1500	0.24	99.5	2.16	41.1	0.20	53.3	0.36	-41.8	
	1800	0.30	93.1	1.87	30.9	0.24	47.7	0.32	-48.1	
2000	0.33	87.9	1.73	24.8	0.26	43.4	0.30	-52.4		

BFR90



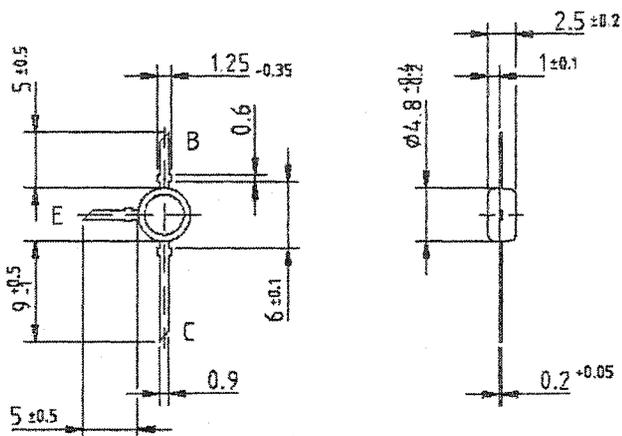
Common Emitter S-Parameters
 $Z_0 = 50 \Omega$

V _{CE} /V	I _C /mA	f/MHz	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
			LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG
				deg		deg		deg		deg
10	2	100	0.84	-25.7	6.21	157.1	0.02	74.8	0.96	-8.3
		300	0.61	-68.0	4.69	123.8	0.05	56.2	0.84	-18.4
		500	0.42	-101.2	3.57	102.1	0.07	49.3	0.75	-22.7
		800	0.28	-147.9	2.53	80.4	0.08	48.1	0.69	-27.8
		1000	0.26	-177.6	2.14	69.5	0.09	50.0	0.67	-31.6
		1200	0.27	-156.2	1.84	59.0	0.11	51.9	0.65	-35.6
		1500	0.32	-127.9	1.54	46.0	0.13	54.1	0.62	-41.9
		1800	0.39	-109.1	1.34	34.2	0.15	55.0	0.59	-48.8
	2000	0.43	-98.7	1.24	27.3	0.18	54.2	0.57	-53.8	
	5	100	0.67	-36.6	12.62	146.6	0.02	71.9	0.91	-13.0
		300	0.36	-83.1	7.54	110.1	0.04	60.7	0.72	-20.7
		500	0.21	-116.9	5.07	91.8	0.06	60.6	0.65	-22.2
		800	0.13	-173.7	3.37	74.5	0.08	61.0	0.61	-26.3
		1000	0.14	-153.1	2.78	65.5	0.10	60.5	0.59	-29.8
		1200	0.17	-130.1	2.37	56.7	0.12	59.0	0.57	-33.6
		1500	0.23	-110.4	1.97	45.3	0.15	56.1	0.54	-39.7
		1800	0.29	-97.7	1.71	34.6	0.18	53.1	0.51	-45.7
	2000	0.33	-91.2	1.58	28.0	0.20	50.3	0.49	-50.0	
	10	100	0.49	-47.6	18.87	135.7	0.02	71.4	0.83	-16.8
		300	0.19	-93.8	9.12	101.1	0.04	68.0	0.63	-19.6
		500	0.09	-133.4	5.82	86.1	0.06	68.4	0.58	-20.2
		800	0.07	-151.2	3.77	71.2	0.09	66.5	0.56	-24.4
		1000	0.10	-124.5	3.09	63.3	0.11	64.3	0.54	-28.2
		1200	0.14	-109.4	2.63	55.2	0.13	61.4	0.52	-32.2
1500		0.19	-98.6	2.17	44.7	0.16	56.9	0.49	-38.0	
1800		0.26	-90.8	1.89	34.6	0.20	52.4	0.46	-44.1	
2000	0.29	-86.0	1.75	28.3	0.22	48.9	0.44	-48.0		
14	100	0.39	-53.4	21.53	130.3	0.01	72.2	0.79	-17.8	
	300	0.13	-98.6	9.58	97.8	0.04	71.0	0.60	-18.5	
	500	0.06	-146.3	6.02	84.0	0.06	70.7	0.57	-19.2	
	800	0.07	-131.1	3.89	70.0	0.09	67.8	0.55	-23.7	
	1000	0.10	-113.4	3.18	62.4	0.11	65.3	0.53	-27.4	
	1200	0.13	-103.2	2.70	54.7	0.14	62.0	0.51	-31.5	
	1500	0.19	-94.2	2.23	44.3	0.17	57.0	0.48	-37.4	
	1800	0.24	-89.1	1.93	34.2	0.20	52.3	0.45	-43.3	
2000	0.29	-85.3	1.79	28.13	0.22	48.6	0.43	-47.3		

TEMIC
Semiconductors

BFR90

Dimensions in mm



96 12284

technical drawings
according to DIN
specifications

BFR90**TEMIC**
Semiconductors**Ozone Depleting Substances Policy Statement**

It is the policy of **TEMIC TELEFUNKEN microelectronic GmbH** to

1. Meet all present and future national and international statutory requirements.
2. Regularly and continuously improve the performance of our products, processes, distribution and operating systems with respect to their impact on the health and safety of our employees and the public, as well as their impact on the environment.

It is particular concern to control or eliminate releases of those substances into the atmosphere which are known as ozone depleting substances (ODS).

The Montreal Protocol (1987) and its London Amendments (1990) intend to severely restrict the use of ODSs and forbid their use within the next ten years. Various national and international initiatives are pressing for an earlier ban on these substances.

TEMIC TELEFUNKEN microelectronic GmbH semiconductor division has been able to use its policy of continuous improvements to eliminate the use of ODSs listed in the following documents.

1. Annex A, B and list of transitional substances of the Montreal Protocol and the London Amendments respectively
2. Class I and II ozone depleting substances in the Clean Air Act Amendments of 1990 by the Environmental Protection Agency (EPA) in the USA
3. Council Decision 88/540/EEC and 91/690/EEC Annex A, B and C (transitional substances) respectively.

TEMIC can certify that our semiconductors are not manufactured with ozone depleting substances and do not contain such substances.

We reserve the right to make changes to improve technical design and may do so without further notice.

Parameters can vary in different applications. All operating parameters must be validated for each customer application by the customer. Should the buyer use TEMIC products for any unintended or unauthorized application, the buyer shall indemnify TEMIC against all claims, costs, damages, and expenses, arising out of, directly or indirectly, any claim of personal damage, injury or death associated with such unintended or unauthorized use.

TEMIC TELEFUNKEN microelectronic GmbH, P.O.B. 3535, D-74025 Heilbronn, Germany
Telephone: 49 (0)7131 67 2831, Fax number: 49 (0)7131 67 2423



Advanced Circuit Materials
1501, Roosevelt Avenue
Chandler, AZ 85224
Tel: 480-941-1882, Fax: 480-941-4538
www.rogerscorporation.com

Data Sheet
1.5089

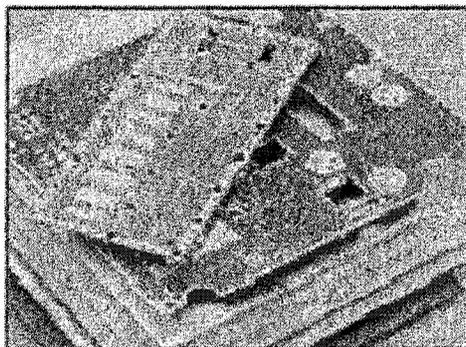
RT/duroid®5870 /5880 High Frequency Laminates

Features:

- Lowest electrical loss for reinforced PTFE material.
- Low moisture absorption.
- Isotropic
- Uniform electrical properties over frequency.
- Excellent chemical resistance.

Some Typical Applications:

- Commercial Airline Telephones
- Microstrip and Stripline Circuits
- Millimeter Wave Applications
- Military Radar Systems
- Missile Guidance Systems
- Point to Point Digital Radio Antennas



RT/duroid® 5870 and 5880 glass microfiber reinforced PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

Glass reinforcing microfibers are randomly oriented to maximize benefits of fiber reinforcement in the directions most valuable to circuit producers and in the final circuit application.

The dielectric constant of RT/duroid 5870 and 5880 laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range. Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5870 and 5880 to Ku-band and above.

RT/duroid 5870 and 5880 laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electrodeposited copper of $\frac{1}{4}$ to 2 ounces/ ft^2 (8 to 70 μm) on both sides, RT/duroid® 5870 and 5880 composites can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum, copper or brass plate may also be specified.

When ordering RT/duroid 5870 and 5880 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled or electrodeposited copper foil, and weight of copper foil required.

PROPERTY	TYPICAL VALUES				UNITS	CONDITION	TEST METHOD
	FR-4000™ (40%)		FR-4000™ (60%)				
Dielectric Constant, ϵ_r	4.60		4.60		—	—	—
Dispersion Factor, $\tan \delta$	0.0020		0.0020		—	—	—
Thermal Coefficient of ϵ_r	-1.0		-1.0		ppm/°C	-40 to +125°C	IPC-2570
Volume Resistivity	2.0×10^{12}		2.0×10^{12}		Ω-cm	—	—
Surface Resistivity	1.0×10^{11}		1.0×10^{11}		Ω-sq	—	—
Tensile Modulus	1600 (11)	1700 (12)	1600 (11)	1700 (12)	MPa (ksi)	A	ASTM D3045
	12.0 (1.7)	12.0 (1.7)	12.0 (1.7)	12.0 (1.7)	%		
	34 (1.2)	34 (1.2)	34 (1.2)	34 (1.2)	%		
	30 (1.1)	30 (1.1)	30 (1.1)	30 (1.1)	%		
	9.0	9.0	9.0	9.0	°C		
	9.0	9.0	9.0	9.0	°F		
Compressive Modulus	2200 (11)	2200 (11)	2200 (11)	2200 (11)	MPa (ksi)	A	ASTM D3045
	1500 (1.7)	1500 (1.7)	1500 (1.7)	1500 (1.7)	%		
	30 (1.2)	30 (1.2)	30 (1.2)	30 (1.2)	%		
	30 (1.2)	30 (1.2)	30 (1.2)	30 (1.2)	%		
	37 (1.3)	37 (1.3)	37 (1.3)	37 (1.3)	%		
	30 (1.1)	30 (1.1)	30 (1.1)	30 (1.1)	%		
Delamination Under Heat	0.0		0.0		—	—	—
	1000 (1.0)		1000 (1.0)		°C	—	—
	1000 (1.0)		1000 (1.0)		°F	—	—
Heat Sealing Temperature	260 (5.0)		260 (5.0)		°C	—	—
Specific Heat	1.50 (0.35)		1.50 (0.35)		J/g°C	—	—
Moisture Absorption (Thickness = 0.8 mm [0.031"])	0.0		0.0		%	—	—
	10 (0.001)		10 (0.001)		%	—	—
Thermal Conductivity	0.20		0.20		W/mK	—	—
	0.20		0.20		W/mK	—	—
Thermal Expansion	X	Y	Z	X	Y	Z	—
	-0.5	-0.5	-1.0	-0.5	-0.5	-1.0	
	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	
	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	
	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	
	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	
	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	
	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	
Roaming	0.0		0.0		—	—	—
Copper Foil	35 (0.8)		35 (0.8)		μm (mil)	—	—
Flammability	FR-4000		FR-4000		—	—	—

1) Values shown here are typical values and may vary from lot to lot.
 2) Reference: reference to the IEC 60216-2:2005 test method for thermal stability.
 3) Values are based on the test method for specific test methods.

STANDARD THICKNESS:	STANDARD PANEL SIZE:	STANDARD COPPER CLADDING:
0.005" (0.127mm)	18" X 12" (457 X 305mm)	1/2 oz. (10 μm) electroplated copper foil
0.010" (0.254mm)	18" X 24" (457 X 610mm)	1/2 oz. (17 μm), 1 oz. (35 μm) electroplated and sanded copper foil.
0.015" (0.381mm)	18" X 36" (457 X 915mm)	
0.020" (0.508mm)	18" X 48" (457 X 1,224mm)	
0.031" (0.787mm)		
0.062" (1.575mm)		
0.125" (3.175mm)		

CONTACT INFORMATION:			
USA:	Rogers Advanced Circuit Materials, ISO 9002 Certified	Tel: 480-961-1282	Fax: 480-961-4533
Belgium:	Rogers NV	Tel: +32-9-2386611	Fax: +32-9-2386658
Japan:	Rogers Japan Inc.	Tel: 81-3-5305-2700	Fax: 81-3-5280-0571
Taiwan:	Rogers Taiwan Inc.	Tel: 886-2-8669958	Fax: 886-2-8669957
Korea:	Rogers Korea Inc.	Tel: 82-31-716-4112	Fax: 82-31-716-4209
Singapore:	Rogers Technologies Singapore Inc.	Tel: 65-747-3521	Fax: 65-747-7425

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular application. The user should determine the suitability of Rogers laminates for each application.

These communications, technology or software are exported from the United States in accordance with the Export Administration Regulations.

ANNEXE 3

Estimation de coût de projet

Tableau VIII
Estimation du coût en dollars canadien

Composante	Type	Nombre	Prix/unité	Totale
M57719N	Module RF	1	68.00	68.00
MRF555	Transistor RF	1	5.30	5.30
MRF559	Transistor RF	1	4.40	4.40
BFR90	Transistor RF	1	1.70	1.70
Condensateur	SMD0805	24	.48	11.52
Condensateur	Variable	9	2.45	22.05
Condensateur	Electrolytique	6	1.25	7.50
Inductance	SMD1208	15	1.15	17.25
Inductance	Variable	4	3.40	13.60
Réloi	12v/DPDT	2	3.49	6.98
Radiateur	13.5cm x 15cm	1	21.08	21.08
Connecteur	F	10	7.85	78.5
Connecteur	M	6	7.85	47.10
Circuit imprimé	RT/duroid 5870	22inch ²	0.72/inch ²	15.84
Totale				320.82 \$

BIBLIOGRAPHIE

Abra Electronics Corp, 5787 Paré, Montréal, Quebec, H4P-1S1. www.abra-electronics.com. 1-800-361-5237, (514) 731-0117, Fax (514) 731-0154.

Agilent Technologie. Advanced Design System 2003.

Concord Marine Electronics, MX420 Navigation System, complete guide to AIS, 2233 South Federal Hwy. Fort Lauderdale FL USA 33316

Cripps, Steve C, RF power amplifiers for wireless communications, Boston: Artech House, C1999.

David Parsons, The Mobile Radio Propagation Channel, published in USA and Canada by Halsted Press, Division of John Wiley & Sons, Inc. New York, 1992.

Guillermo Gonzales, Microwave Transistor Amplifiers, second edition, Prentice-Hall, 1997.

Hakan Lans, STDMA 1991, Global Positioning and Communication, GP&C Systems International AB, Ringvagen 56E Sweden.

Infoscan, Les ondes Radio, http://db.infoscan.urgence.qc.ca/ondes_rad.asp

International Telecommunication Union. Radiocommunication Study Groups, document 8/BL/5-E (19 avril 2001), source: Document 8/17(Rev.1).

Jean-yves pontailleur, La VHF marine, <http://p.pellot.free.fr/croisiere/vhffr.htm>

MOTOROLA, Inc. RF Device Data, 1996.

RF & Microwave Engineering, Spring 2001, University of San Diego, <http://home.sandiego.edu/~ekim/e194rfs01/>

RF Parts Company, 435 So. Pacific Street. Saint Marcos, CA 92069. USA. 1 (800) 737-2787, (800) 744-0700, Fax (888) 744-1943, (760) 744-1943. <http://www.rfparts.com/>