

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



DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Thème :

**Conception et réalisation d'un récepteur pour
l'acquisition numérique de signaux
radiofréquences**

Encadré par :

Pr. BELOUHRANI Adel

Dr. ADNANE Mourad

Réalisé par :

Mr Terchi Mohamed Nadjib

M^{lle} Touati Nadjeh

Promotion: Juin 2011

Dédicace

A la mémoire de ma grand- mère

Je dédie ce modeste travail à mes parents, qui m'ont soutenu sans relâche, dans toutes les circonstances, tout au long de mon parcours d'études.

A ma très chère sœur Hanane

A mes chers frères Hamza et Kamel

A mes oncles et mes tantes pour leur soutien.

A ma meilleure amie Faiza

A tous mes amis : Hanene, Amina, Amine, Assia, Nadjib, Athman, Dalila, Wassim, Yakoub...

Enfin je dédie ce travail à ma chère et très spéciale promotion.

Nadjeh

Je tiens tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant pour m'avoir donné le courage, la volonté et la patience pour aboutir à la réalisation de ce travail.

Je dédie ce modeste travail à mes chers Parents qui ont été tout le temps, les plus proches, qui n'ont jamais ménagé leurs efforts, leurs encouragements et leur soutien avec abnégation et patience.

A mes Grands Parents et mes adorables sœurs Mahdia et Imene.

A Mes tantes et mes oncles ainsi qu'à leurs enfants, maris et femmes.

Spécialement à mes cousins Mohamed Nadir, Mahrez, Raouf, Amina , Hmida et Maissa.

A l'ensemble des amis que j'ai connus pendant mes études Nadjeh, Mourad, Mikhail, Oussama, Athman, Wassim, Abdelhak, Amina, Zinou, Assia, Linda et Lylia.

Sans oublier mon très cher ami Sidali.

Ma profonde reconnaissance et mes sincères remerciements s'adressent à toute personne ayant contribué à la réalisation de ce travail, particulièrement mes enseignants du Département d'Electronique qui nous ont soutenus et donné toute l'aide afin de mener à bien ce projet.

Mohamed Nadjib

بسم الله الرحمن الرحيم

ملخص :

من أجل استخدام الموجات الهertzية بهدف القيام بتطبيقات الرادار الخامل, يستلزم ذلك استقبالها على مركب يسمح بالمعالجة الرقمية لها. تهدف هذه المذكرة إلى دراسة و تصميم جهاز استقبال الموجات و التقاطها على معالج رقمي و ذلك بأفضل فعالية ممكنة مع احترام جدول المواصفات المطلوبة.

كلمات مفتاحية: موجات راديو, التردد المتوسط, مخطط, هزاز محلي, بنية ضوضاء.

Résumé :

Les ondes hertziennes peuvent être exploitées pour des applications de radar passif. Pour ce faire, l'acquisition vers PC des signaux véhiculés par ces ondes doit être réalisée pour que des traitements numériques du signal leur soient appliqués. Notre travail consiste en l'étude et la conception d'une architecture permettant la réception et la réalisation d'un circuit d'acquisition de ces signaux avec les meilleures performances possible tout en s'adaptant aux critères fixés par le cahier de charges.

Mots clés: radiofréquence, fréquence intermédiaire, mélangeur, oscillateur local, figure de bruit.

Abstract:

Electromagnetic waves can be used for passive radar applications. This can be done by the acquisition of these signals into computer and the application of proper signal processing techniques to deduce information (position, speed ...). The aim of this work is to design and realize architecture capable of receiving and acquiring these signals with the best performance possible and according to the scope statements.

Keywords: radiofrequency, intermediate frequency, mixer, local oscillator, noise figure.

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1 : Généralités sur les systèmes de réception radiofréquences

Introduction	4
I.1. Transmission radiofréquence	4
I.2. Récepteur radiofréquence	6
I.3.Éléments de base d'un récepteur radiofréquence	8
I.3.1. Les antennes	8
I.3.2. L'amplificateur faible bruit.....	9
I.3.3. Le mélangeur	15
I.3.4. Filtres RF et filtres IF	20
I.3.5. L'oscillateur local	22
Conclusion.....	26

Chapitre 2 : Architectures et caractéristiques des systèmes de réception

Introduction	29
II.1. Architectures des récepteurs radiofréquences	29
II.1.1. Récepteur superhétérodyne (SHR)	29
II.1.2. Récepteur a conversion directe ou Zéro-IF (DCR)	34
II.1.3. Récepteur à faible IF (VLIF)	37
II.2. Caractéristiques des systèmes de réception	38
II.2.1. La Sensibilité	38
II.2.2. Réjection des signaux en sortie	41
II.2.3. La Dynamique	46
Conclusion.....	46

Chapitre 3 : Dimensionnement et conception de la chaîne de réception

Introduction	49
III.1 Choix de l'architecture de réception	49
III.2. Définition du cahier des charges:	50
III.2.1.La fréquence opérationnelle	50
III.2.1.1. Matériels utilisés	50
III.2.1.2. Résultats	52
III.2.1.3. Choix de la fréquence de travail	54
III.2.2. Figure de bruit optimale	54
III.2.2.1. Détermination de la sensibilité	54
III.2.2.2. Calcul de la figure de bruit optimale	56
III.2.3. Choix de la fréquence intermédiaire	57
III.3. Dimensionnement de la chaîne de réception	58
III.3.1. L'antenne	58
III.3.2. Filtre d'entrée	59
III.3.3. L'amplificateur faible bruit	60
III.3.4. Le mélangeur	61
III.3.5. Etage d'adaptation LNA-mélangeur	62
III.3.6. Filtre IF	63
III.3.7. Etages d'adaptations du Filtre IF	64
III.4. Validation du dimensionnement par simulation ADS.....	66
III.4.1. Résultats des simulations de la chaîne de réception	67
III.4.1.1 Évolution des signaux le long de la chaîne de réception	67
III.4.1.2 Performances globales du récepteur.....	71
Conclusion.....	75

Chapitre 4 : Réalisation du récepteur, tests et résultats

Introduction	77
IV.1 Réalisation des différents étages du récepteur	77
IV.1.1 Filtre RF	77

IV.1.2 l'amplificateur faible bruit	79
IV.1.3 Le mélangeur	83
IV.1.3.1 Alimentation du circuit	84
IV.1.3.2 Configuration en entrée.....	85
IV.1.3.3 Réglage de la fréquence de l'oscillateur local.....	86
IV.1.3.4 Configuration en sortie	87
IV.1.4. Etages d'adaptation	88
IV.2 Tests et résultats	89
IV.3 Application dans le traitement d'antenne.....	96
IV.3.1 Structure du récepteur double	96
IV.3.2 Performances du récepteur double	97
IV.3.3 Réalisation du circuit.....	99
IV.3.4 Acquisition des signaux	100
Conclusion.....	102
Conclusion générale	103
Bibliographie.....	106
Annexes	108

Liste des figures

Figure I.1: Schéma synoptique d'un émetteur	4
Figure I.2 : Schéma synoptique d'un récepteur idéal	6
Figure I.3 : Schéma de principe d'un récepteur RF.	7
Figure I.4 : Modélisation de l'amplificateur	10
Figure I.5 : Point de compression à 1 dB.	10
Figure I.6 : Figure de bruit de n étages en cascade.	12
Figure I.7 : Spectre d'un signal à deux tons en sortie du LNA.	13
Figure I.8 : Point d'interception d'ordre 3.	14
Figure I.9 : Mélangeur idéal.	16
Figure I.10 : Mélangeur réel.	16
Figure I.11: Exemple d'un spectre après mélange.	17
Figure I.12 : Principales isolations dans un mélangeur.	18
Figure I.13 : Effet de la fréquence image.	20
Figure I.14 : Gabarits des filtres RF et IF.	21
Figure I.15 : Schéma de principe d'un oscillateur.	23
Figure I.16 : Configurations d'oscillateurs.	24
Figure I.17 : Pureté spectrale des oscillateurs	24
Figure I.18 : Bruit de phase d'un oscillateur.	25
Figure I.19 : Le mélange réciproque.	26
Figure II.1 : Architecture superhétérodyne.	30
Figure II.2 : Effet du choix de la fréquence IF sur la selection du canal et la réjection d'image	31
Figure II.3 : Architecture de Hartley.	32
Figure II.4 : Analyse graphique de l'architecture de Hartley.	32
Figure II.5 : Architecture de Weaver.	32
Figure II.6 : Analyse graphique de l'architecture de Weaver.	32
Figure II.7 : Architecture à conversion directe DCR.	34
Figure II.8 : DC Offset due aux fuites du signal de l'OL vers l'accès RF du mélangeur.	35
Figure II.9 : DC Offset due aux fuites du signal RF vers l'accès OL du mélangeur.	36
Figure II.10: Architecture à faible IF.	37

Figure II.11: Calcul de la sensibilité d'un SHR.	40
Figure II.12: Evolution de la sensibilité et de la figure de bruit dans une SHR.....	40
Figure II.13 : Calcul de la sélectivité d'un SHR.	43
Figure II.14 : Point d'interception d'ordre 3 équivalent a n étages successifs.....	44
Figure III.1: Architecture du récepteur.	50
Figure III.2 : Antenne Yagi UHF/VHF.....	51
Figure III.3: Analyseur de spectre.....	51
Figure III.4 : Câble coaxial RG59/BU.	52
Figure III.5 : Spectre capté sur une bande de 1GHz	52
Figure III.6 : Canaux de radiodiffusion FM de 88 MHz à 108 MHz.....	53
Figure III.7 : Canaux de télédiffusion 10 et 11	53
Figure III.8 : Principe de détection des échos	54
Figure III.9 : Réponse fréquentielle du filtre anti-repliement de la carte d'acquisition.....	57
Figure III.10 : Impact des fréquences images sur le choix de la fréquence intermédiaire.....	58
Figure III.11 : Structure du filtre d'entrée centrée sur 98 Mhz.....	60
Figure III.12 : Réponse fréquentielle du filtre d'entrée.....	60
Figure III.13 : Structure interne du LNA ERA5SM.....	61
Figure III.14 : Structure interne du mélangeur NE602.	61
Figure III.15 : Structure d'étage d'adaptation LNA-mélangeur.....	62
Figure III.16 : Réponse fréquentiel de l'étage d'adaptation (LNA-mélangeur).	63
Figure III.17 : Réponse fréquentiel du modèle de filtre IF utilisé	64
Figure III.18 : Etages d'adaptations : (a) en amont du filtre IF (b) en aval du filtre IF.	65
Figure III.19 : Réponse fréquentielle des étages d'adaptations avant et après filtre.....	65
Figure III.20 : Schéma de la chaîne de réception simulée sous ADS	66
Figure III.21 : Signaux à l'entrée du filtre RF.....	67
Figure III.22 : Signaux en sortie du filtre RF.....	68
Figure III.23 : Signaux à la sortie de l'amplificateur.	68
Figure III.24 : Signaux en sortie du mélangeur.....	69
Figure III.25 : Produits d'intermodulation issus du mélange.....	70
Figure III.26 : Signal après filtrage IF.....	70

Figure III.27 : Évolution de la figure de bruit pour la fréquence centrale	71
Figure III.28 : Évolution de la figure de bruit pour fréquences limites.....	71
Figure III.29 : Évolution de la sensibilité du récepteur à la fréquence centrale.....	72
Figure III.30 : Évolution de la sensibilité du récepteur aux fréquences limites.....	72
Figure III.31 : Gain globale du récepteur	73
Figure III.32: Point de compression a 1dB.	73
Figure III.33: Point d'interception d'ordre 3.....	74
Figure IV.1 : Structure du filtre RF avec les valeurs normalisées	77
Figure IV.2 : Réponse fréquentielle du filtre RF normalisé.....	78
Figure IV.3 : Réalisation du filtre RF	79
Figure IV.4 : Évolution du signal en amont et en aval du filtre RF	79
Figure IV.5: Circuit d'amplification	80
Figure IV.6 : Réalisation du circuit d'amplification	81
Figure IV.7 : Circuit d'amplification alimenté en source de courant.....	82
Figure IV.8 : Réalisation du circuit d'amplification	83
Figure IV.9 : Évolution du signal en amont et en aval de l'amplificateur	83
Figure IV.10 : Mélangeur NE602	84
Figure IV.11 : Alimentation du NE602	85
Figure IV.12 : Configuration en entrée du NE602 en mode asymétrique	86
Figure IV.13 : Configuration de l'oscillateur local	87
Figure IV.14 : Réalisation et test du circuit du mélangeur	88
Figure IV.15 : Structure normalisée et réponse fréquentielle du circuit d'adaptation LNA-mélangeur	88
Figure IV.16 : Structure normalisée et réponse fréquentielle du circuit d'adaptation mélangeur- filtre IF	89
Figure IV.17 : Structure normalisée et réponse fréquentielle du circuit d'adaptation filtre IF-carte d'acquisition.....	89
Figure IV.18 : Structure globale du récepteur.....	90
Figure IV.19 : Évolution du signal en amont et en aval du filtre RF.....	90
Figure IV.20 : Signal en sortie de l'amplificateur.....	91

Figure IV.21 : Signaux en sortie du mélaneur a) signal OL b) signal original transposé	92
Figure IV.22 : Signal en sortie du filtre IF	92
Figure IV.23 : Sélection de la bande FM par le filtre RF.....	93
Figure IV.24 : Évolution du signal de fréquence 98MHz	94
Figure IV.25 : Spectre après mélange	94
Figure IV.26 : Produits d'intermodulations d'ordre 2 et d'ordre 3	95
Figure IV.27 : Sélection du canal utile à la fréquence IF	95
Figure IV.28 : Synoptique du récepteur double	96
Figure IV.29 : réponse fréquentielle de l'étage d'entrée du récepteur.....	97
Figure IV.30 : Figure de bruit et sensibilité du récepteur double	97
Figure IV.31 : Gain global et point de compression à 1dB du récepteur double	98
Figure IV.32 : Point d'interception d'ordre 3 du récepteur double	98
Figure IV.33 : Circuit global du récepteur double	100
Figure IV.34 : Acquisition des signaux des 2 antennes via le récepteur double	100
Figure IV.35 : Acquisition du spectre FM transposé de 2 antennes différentes	101
Figure IV.36 : Acquisition d'un canal FM à la fréquence intermédiaire de 2 antennes différentes.....	101
Figure IV.37 : Synchronisation des deux signaux provenant des deux antennes	102
Figure IV.38 : Réception et acquisition d'un signal FM de 8 sources différentes.....	105

Liste des tableaux

Tableau VI.1 : tableau comparatif des performances des deux structures réalisées.....	99
---------------------------------------------------------------------------------------	----

Acronymes:

ADS: Advanced Design System

SAW: Surface acoustic wave

BB: Bande de base

CAN: Convertisseur analogique numérique

CCR: Co-channel rejection

DC: Direct current

DCR: Direct conversion receiver

DR : Dynamique rang

DSP : Digital signal processor

F: Noise factor

FET : Transistor à effet de champ

GaAs : Arséniure de Gallium

IF: Intermediary frequency

IM3: Third order intermodulation products

IP3: Third order intercept point

IR : Image rejection

L: Phase noise

LNA : Low Noise Amplifier

Nd : Thermal noise

NF: Noise figure

RF : Radiofrequency

SBN : Side Band Noise

SPRS: Synthesizer Spurs

SiGe : Silicium Germanium

SHR: Superheterodyne receiver

SNR : rapport signal sur bruit

SNRd: SNR detector

SNRi: SNR input

Sel : Sélectivité

Sens : Sensibilité

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale:

Le traitement d'antenne est la discipline qui utilise un réseau de capteurs répartis dans l'espace pour recevoir les signaux provenant des différentes sources radiofréquences. Son principe est d'exploiter les caractéristiques spatiales des signaux reçus afin d'en extraire de l'information. Les principaux domaines d'utilisation sont les systèmes de radars, sonar, les télécommunications ...etc. Parmi les principaux objectifs du traitement d'antenne figurent l'estimation et la détection des signaux provenant d'une direction donnée ainsi que l'estimation de la direction d'arrivée d'un signal reçu. Pour réaliser ces objectifs, il est nécessaire d'acquérir ces signaux sur un support numérique (DSP, PC...etc).

Notre travail s'inscrit totalement dans cette démarche. Il consiste à la mise en œuvre d'un module de réception et d'acquisition des signaux radiofréquences. Pour ce faire nous avons, tout d'abord, étudié les différents composants d'une chaîne de réception. Cette étape nous a permis d'explicitier la contribution de chacun de ces composants dans une chaîne de réception ainsi que leurs impacts sur ses performances. Nous nous sommes, ensuite, intéressés aux différentes architectures de réception qui existent et nous avons établi un comparatif où sont exposés les avantages et les inconvénients de chaque architecture. Par la suite, on a introduit les caractéristiques des récepteurs et les différentes méthodes de mesure, et de calculs permettant de les évaluer. D'ailleurs, des tests pratiques, où un balayage du spectre hertzien a été effectué, ont permis de choisir la bande spectrale à utiliser dans ce travail. Arrivés à ce stade, nous entamerons la conception de la chaîne de réception selon un cahier des charges qui nous sera établi. Cette tâche est validée par des simulations sous le logiciel ADS qui permet d'évaluer ses performances.

La concrétisation de notre travail est la réalisation de récepteurs radiofréquences dont un qui comporte deux récepteurs FM synchronisés. Ce dernier nous a permis de faire l'acquisition de deux signaux FM issus du même émetteur d'une façon synchrone. C'est un résultat important qui nous permettra de traiter ces signaux et utiliser leurs caractéristiques spatiales afin d'en extraire de l'information.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE RÉCEPTION RADIOFRÉQUENCES

Introduction :

L'évolution des radiocommunications est directement liée à l'évolution des équipements électroniques et par conséquent un rôle clé est dévolu, tant en émission qu'en réception, aux dispositifs intervenants au traitement du signal radiofréquence. Ces derniers doivent répondre à des spécifications précises notamment en ce qui concerne le gain ou les pertes, le facteur de bruit et la linéarité.

Dans ce chapitre, on se propose de donner un aperçu général sur les transmissions radiofréquences tout en s'appuyant sur la chaîne de réception. Une description du fonctionnement et de l'utilité de chaque composant intervenant dans la réalisation des récepteurs est détaillée. L'objectif de cette description est de mettre l'accent sur l'importance relative de chaque sous-ensemble de la chaîne de réception, et son impact sur les performances globales du récepteur.

I.1 Transmission radiofréquence:

Pendant une transmission radiofréquence l'évolution du signal contenant l'information utile passe par trois étapes principales: l'émission, le passage par le canal de transmission et la réception.

A l'émission, L'information, ayant subi le traitement adéquat en bande de base, est modulée par une porteuse et transposée en haute fréquence (up-conversion), amplifiée, puis émise par une antenne.

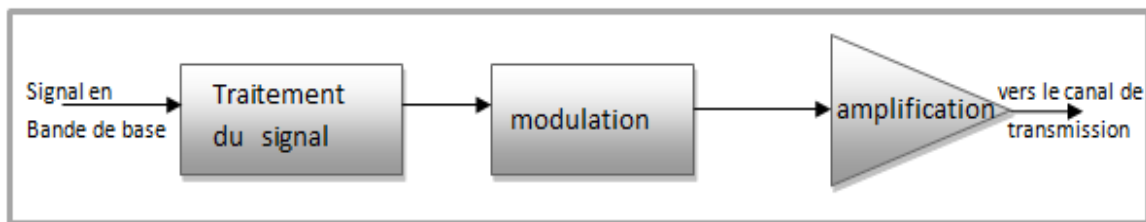


Figure I.1 : Schéma synoptique d'un émetteur [4]

Dans les transmissions radiofréquences, on a souvent recours à des liaisons hertziennes pour véhiculer l'information de l'émetteur vers le récepteur. Le spectre hertzien est divisé en plusieurs bandes de fréquences, chaque bande dispose de plusieurs canaux dont

la largeur dépend du domaine d'utilisation (radiodiffusion, télédiffusion ...). Le signal provenant de l'émetteur occupera donc un de ses canaux lors de son passage par le canal hertzien. Cependant, il sera soumis à différents phénomènes physiques telle que : l'atténuation, le fading et les perturbations dues à des signaux parasites [4].

- ✓ L'atténuation correspond à un affaiblissement de la puissance du signal électromagnétique lorsqu'il parcourt une distance. Elle dépend des propriétés du milieu de propagation, et de la distance de communication.
- ✓ Le « *fading* » est un phénomène d'évanouissement du signal radiofréquence. Il est principalement dû aux interférences destructrices entre trajets arrivant simultanément au récepteur avec des phases opposées.
- ✓ Les interférences correspondent à toutes les perturbations externes provoquées par des dispositifs fonctionnant dans la même gamme de fréquence et pouvant perturber le signal utile. On distingue deux types :
 - Interférences des canaux adjacents.
 - Interférences du même canal.

Les interférences des canaux adjacents sont normalement filtrées au niveau du récepteur, Cependant, les interférences dans le même canal ne sont pas filtrées. Leurs impacts sur la qualité de l'information peuvent être réduits lors du traitement du signal reçu en bande de base.

A la réception, le récepteur a pour rôle fondamental de démoduler la porteuse et de restituer le signal modulant original. Il reçoit une fraction de la porteuse modulée émise en présence de bruit et de multiples autres signaux de puissance et de fréquences diverses. L'émetteur étant distant du récepteur, le signal à la fréquence porteuse devra préalablement être amplifié. Le synoptique du récepteur serait donc celui de la *figure I.2*, et se limiterait à une chaîne d'amplification, de démodulation et de filtrage [4].

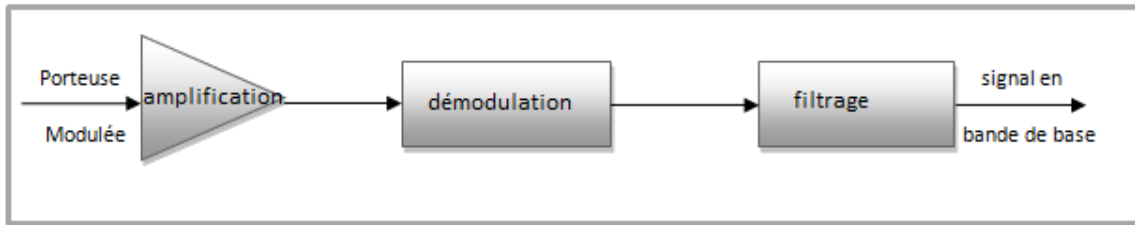


Figure I.2 : Schéma synoptique d'un récepteur « idéal » [4]

Cependant, le synoptique de la *figure I.2* est difficilement applicable :

- L'amplificateur d'entrée reçoit à la fois le signal utile et les signaux parasites. Cette structure simplifiée n'est donc pas envisageable sans la présence de filtres de bande à l'entrée du récepteur.
- La démodulation est d'autant plus difficile que la fréquence porteuse est élevée. De plus, pour des raisons de stabilité des performances, le démodulateur doit opérer à une fréquence constante. On préférera donc travailler à une fréquence plus basse et fixe [4].

Les concepteurs ont opté donc pour un modèle plus performant de récepteurs qui introduisent des blocs de filtrage et de transposition de fréquence distribuée tout au long la chaîne de réception.

I.2 Récepteur radiofréquence :

Dans les architectures de réception, le signal RF passe par plusieurs étages de filtrages et d'amplification afin de permettre une meilleure rejection des signaux parasites et une bonne sélection du canal utile.

Dans la plupart des cas de figures, Le mécanisme est le suivant : le signal RF capté par l'antenne de réception qui ne contient pas uniquement l'information utile, il est dans la plupart du temps noyé dans un mélange de bruit et d'autres signaux inutiles à l'application considérée. Il est donc filtré pour extraire la composante utile. Compte tenu du faible niveau du signal à la réception, la chaîne de réception intègre un amplificateur RF qui introduit très peu de bruit ; d'où son nom d'amplificateur à faible bruit .Le signal RF est ensuite transposé vers une fréquence intermédiaire IF plus faible afin de faciliter

le traitement devant aboutir à l'extraction de l'information. Cette opération est accomplie à l'aide d'un mélangeur et d'un oscillateur local délivrant le signal nécessaire pour effectuer l'opération de mélange. Un deuxième filtrage est nécessaire afin de permettre la sélection de la composante utile à la fréquence « IF » en sortie du mélangeur. Une deuxième transposition est ensuite effectuée permettant ainsi d'obtenir une composante en bande de base qui subira les traitements nécessaires (analogique ou numérique) selon l'application voulue.

Ainsi toute architecture de récepteur peut être réduite en trois principaux blocs :

- Front-end : contient tous les circuits effectuant des opérations sur le signal RF reçu tel que les filtres RF, les amplificateurs faibles bruits, les mélangeursetc.
- la chaîne de fréquence intermédiaire : contient les circuits fonctionnant à la fréquence IF : filtre IF, amplificateur IF Cependant, il existe des récepteurs à fréquence IF nulle, qui permet la conversion directe RF –BB.
- Back-end : contient tous les circuits fonctionnant au-dessous de la fréquence intermédiaire (en BB) tels que les démodulateurs, les CAN ...etc[1].

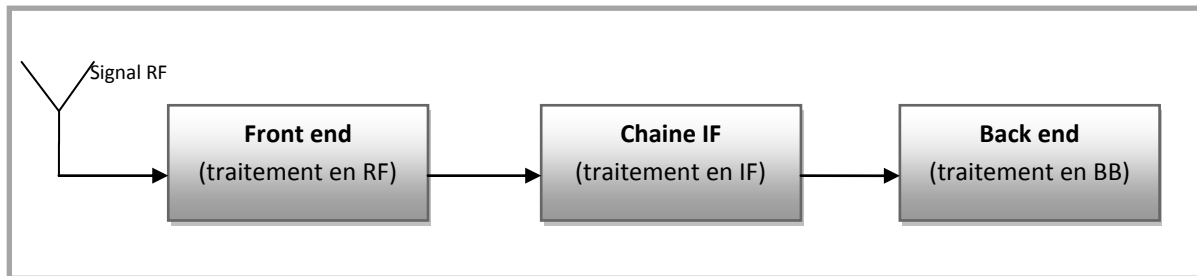


Figure I.3 : Schéma de principe d'un récepteur RF [1]

I.3 Éléments de base d'un récepteur radiofréquence :

I.3.1 Les antennes :

Le rôle d'une antenne dans une chaîne de réception est de capter l'onde électromagnétique provenant de l'émetteur, et de la convertir en un signal électrique injecté à l'entrée du récepteur. D'un point de vue systèmes, l'antenne réalise une opération d'adaptation d'impédance entre l'espace libre et l'entrée du récepteur.

Dans un système de réception, deux paramètres essentiels interviennent lors du choix d'un type d'antenne donné : la gamme de fréquences opérationnelle et la nature de l'application (gain nécessaire pour cette application ...etc). D'autres métriques interviennent lors du dimensionnement de la chaîne de réception : la température équivalente de bruit et l'impédance d'antenne.

Comme tous les composants électroniques, l'antenne est caractérisée par sa température équivalente de bruit. Cette métrique permet d'évaluer la contribution en termes de niveau de bruit dans l'évaluation globale du système de réception. Le niveau du bruit thermique P_{na} à la sortie de l'antenne est ainsi défini par :

$$P_{na} = KT_a B \quad [7] \quad (I.1)$$

K : la constante de Boltzmann

T_a : la température équivalente de bruit

B : la largeur de bande de fréquence utile.

On définit aussi l'impédance d'antenne comme étant le rapport observé entre la tension et le courant au niveau de l'antenne. L'utilité de cette notion est importante pour assurer les meilleurs transferts d'énergie entre les antennes et les dispositifs qui y sont connectés grâce aux techniques d'adaptation.

I.3.2 L'amplificateur à faible bruit :

Les amplificateurs faible bruit (LNA) sont des dispositifs électroniques situés en tête des récepteurs RF. Ils sont chargés de réaliser une première amplification du signal utile, ayant une très faible puissance à la réception, tout en ajoutant le minimum de bruit possible. Le choix de la technologie doit se baser sur des éléments actifs introduisant le minimum de bruit. Cet élément varie suivant les fréquences : le transistor à effet de champ est le moins bruyant et peut opérer jusqu'à quelques dizaines de mégahertz, suivi par le transistor bipolaire particulièrement en SiGe, et enfin le FET en GaAs qui peut opérer au-delà de quelques gigahertz [8].

Caractéristiques de l'LNA :

➤ Le gain :

Le gain d'un composant est défini par le rapport de la puissance du signal à sa sortie et celle du signal à son entrée. Le LNA, ayant pour rôle l'amplification du signal RF, doit fournir un gain suffisamment grand pour permettre l'exploitation de ce signal afin d'extraire l'information utile [3,7].

Cependant, Un amplificateur est un circuit non linéaire. Il est typiquement constitué d'éléments actifs fonctionnant dans leur zone linéaire, mais l'évolution du signal de sortie n'est linéaire que pour de faibles puissances en entrée. Pour des puissances relativement grandes le système subit une compression du gain. La métrique caractérisant ce phénomène est le point de compression à 1 dB.

Afin de pouvoir expliquer la notion de compression du gain, nous devons considérer un signal $x(t) = A \cos(\omega t)$ à l'entrée d'un circuit non linéaire. En se limitant à une non linéarité d'ordre 3 : $y(t) = a_1x + a_2x^2 + a_3x^3$, on aura en sortie :

$$y(t) = \underbrace{\frac{a_2 A^2}{2}}_{\text{DC}} + \underbrace{\left(a_1 A + 3 \frac{a_3 A^3}{4} \right)}_{\text{fondamentale}} \cos(\omega t) + \underbrace{\frac{a_2 A^2}{2}}_{\text{harmonique d'ordre 2}} \cos(2\omega t) + \underbrace{\frac{a_3 A^3}{4}}_{\text{harmonique d'ordre 3}} \cos(3\omega t) \quad (I.2)$$

DC fondamentale harmonique d'ordre 2 harmonique d'ordre 3



Figure 1.4 : Modélisation de l'amplificateur

D'après la relation précédente, Le gain du fondamentale est : $G = a_1 + 3 \frac{a_3 A^2}{4}$. En régime petits signaux il est égal à a_1 . Cependant, si l'amplitude A augmente, on sort de la zone linéaire et les effets non linéaires se font sentir, en particulier le terme « $\frac{3a_3 A^3}{4}$ » pour le fondamental.

Nous constatons que dans la plupart des cas, le gain tend à diminuer ($a_3 < 0$) et l'évolution de la composante utile en sortie ne va plus alors suivre une augmentation linéaire. Ceci est dû au fait que la dynamique d'un amplificateur n'est pas infinie et la puissance de sortie est limitée lorsque l'amplificateur arrive à saturation.

On définit donc le point de compression à 1 dB, P_{1dB} comme étant le point de fonctionnement du système pour lequel le gain petit signaux est diminué de 1 dB par rapport à un système idéal parfaitement linéaire. Le point de compression à 1dB caractérise donc la limite du fonctionnement linéaire du circuit. Les graphiques de la Figure 1.5 illustrent l'évolution de la fonction gain dans les cas d'un amplificateur idéal et d'un amplificateur réel.

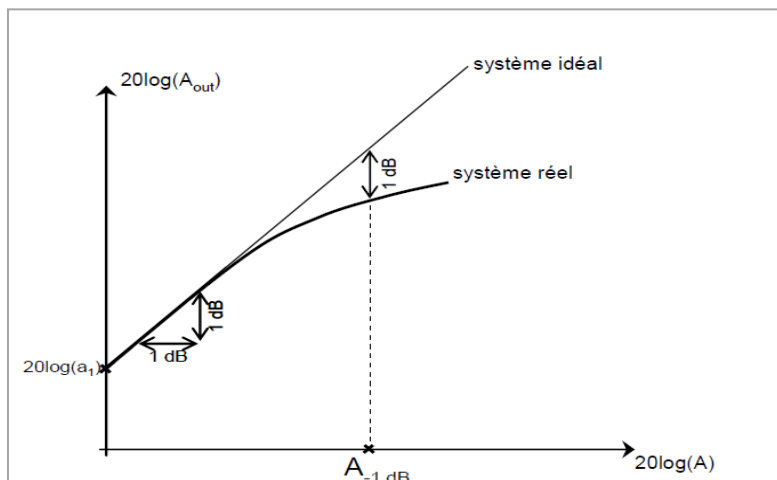


Figure 1.5 : Point de compression à 1 dB[3]

Pour un système idéal, l'amplitude du signal en sortie A_{out} est: $A_{out}=a_1A$ ce qui correspond bien au tracé d'une droite de pente unitaire dans une représentation log - log. Le comportement du système réel, au fur et à mesure que « A » augmente, s'éloigne du cas idéal du fait de l'apparition du phénomène de compression de gain, l'amplitude du signal en sortie devient alors : $A_{out}=a_1A + \frac{3a_3}{4}A^3$

Le point de compression se situe alors à une amplitude du signal en entrée A_{-1dB} tel que: $20\log/a_1 + \frac{3a_3}{4}A_{-1dB}^2/+1 dB=20\log/a_1/$.

$$A_{-1dB} = \sqrt{0.145 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \quad (I.3)$$

Dans certaines applications, le gain de cet étage d'amplification peut varier, le LNA joue ainsi un rôle important dans la fonction «contrôle du gain ». Cette fonction mesure le niveau de puissance du signal utile afin de pouvoir contrôler le niveau du gain total de la chaîne à l'aide d'une boucle de retour. Le contrôle de gain permet de réduire la dynamique des signaux qui doivent être traités par les blocs électroniques en aval de la position de l'amplificateur à gain variable [8].

➤ **La figure de bruit :**

Globalement, aucun des composants actifs qui composent un amplificateur n'est parfaitement «silencieux»; quelque soit la technologie employée, les composants ajoutent un bruit supplémentaire à celui présent à l'entrée de l'amplificateur. La figure de bruit mesure la quantité du bruit ajouté au signal amplifié à travers le circuit de l'amplificateur [2,7].

On définit tout d'abord le SNR, en un point donné comme étant le rapport entre la puissance du signal désiré et l'effet cumulative de tous les phénomènes indésirables en ce point.

D'une manière générale le facteur de bruit F quantifie la dégradation du rapport signal sur bruit. Il est défini comme le rapport entre les SNR à l'entrée et à la sortie du LNA.

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (I.4)$$

En radio communication où il est commun d'utiliser comme unité le décibel (dB), on parle alors de figure de bruit :

$$NF = 10 \log \left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right) [dB] \quad (I.5)$$

Dans une chaîne de réception radiofréquence montée en cascade, chaque élément est caractérisé par deux paramètres : son gain G_i et son facteur de bruit F_i . Si l'élément est passif (filtres passifs...), il sera caractérisé par ses pertes de puissances L . On démontre que son facteur de bruit correspondant à son atténuation : $F=L$.

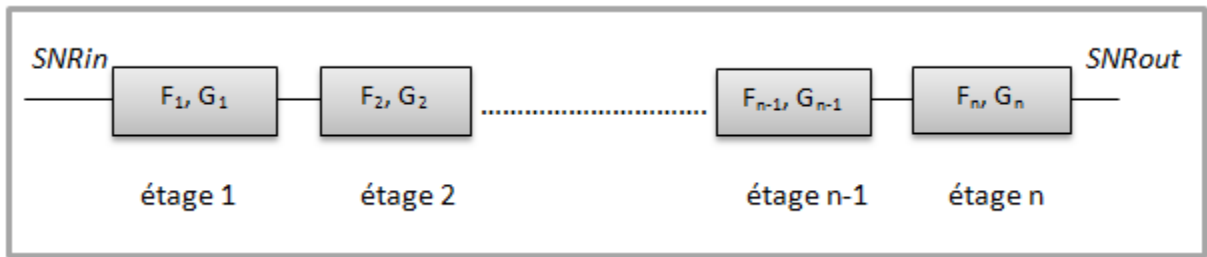


Figure I.6 : Figure de bruit de n étages en cascade

La formule de FRIIS permet de déterminer le facteur de bruit global du circuit :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_2} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}} \quad (I.6)$$

On peut remarquer, à partir de cette formule, la prédominance des métriques des premiers étages sur le facteur de bruit global. Par conséquent, une attention particulière sera donnée aux figures de bruit des composants proches de l'entrée de la chaîne; le LNA étant situé juste derrière le premier filtre de bande. De plus, l'utilisation en entrée d'une chaîne de composants électroniques offrant un fort niveau de gain va améliorer la figure de bruit globale suite à la diminution de l'impact des figures de bruit des composants qui sont en aval.

➤ **Les distorsions d'intermodulation :**

Comme tout circuit non linéaire, le LNA produit en sortie des distorsions dues aux produits d'intermodulations en présence de deux ou plusieurs signaux à son entrée. Cependant, si les fréquences de ces signaux sont relativement proches, Les produits d'intermodulations se rapprocheront du spectre utile et impacteront sur sa qualité.

Afin de pouvoir expliquer cette notion, on considère un signal à deux tons à l'entrée d'un dispositif non linéaire dont les fréquences f_1 et f_2 sont séparées par un écart fréquentiel Δf faible [1,3,8].

$$\text{Soit : } x(t) = A_1 \cdot \cos(\omega_1 t) + A_2 \cdot \cos(\omega_2 t) \quad (\text{I.7})$$

En se limitant au 3^{ème} ordre, On aura à la sortie :

$$y(t) = a_1 [A_1 \cdot \cos(\omega_1 t) + A_2 \cdot \cos(\omega_2 t)] + a_2 [A_1 \cdot \cos(\omega_1 t) + A_2 \cdot \cos(\omega_2 t)]^2 + a_3 [A_1 \cdot \cos(\omega_1 t) + A_2 \cdot \cos(\omega_2 t)]^3 \quad (\text{I.8})$$

En développant les termes de cette expression on obtient des produits aux fréquences :

- fondamentales : f_1, f_2
- harmoniques d'ordre 2 et 3 : $2f_1, 2f_2, 3f_1, 3f_2$
- d'intermodulations d'ordre 2 et 3 : $f_1 \pm f_2 ; 2f_1 \pm f_2 ; 2f_2 \pm f_1$.

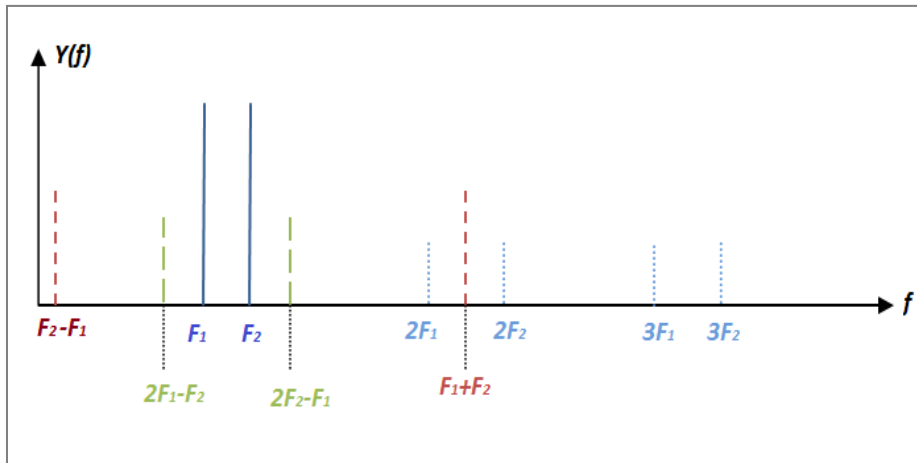


Figure I.7 : Spectre d'un signal à deux tons en sortie du LNA

On remarque que les IM3 sont les produits en général les plus gênants car ils se retrouvent très proches des signaux utiles et ne peuvent donc pas être filtrés facilement. Le point d'interception d'ordre 3 « IP3 » permet de quantifier les distorsions dues à ces produits, indépendamment de l'amplitude du signal.

En effet, sachant que l'amplitude du signal aux fréquences fondamentales :

$$f_1 : \left(a_1 + \frac{3}{4} a_3 A_1^2 + \frac{3}{2} a_3 A_2^2 \right) \cdot A_2 \cos(\omega_1 t) \text{ et } f_2 : \left(a_1 + \frac{3}{4} a_3 A_2^2 + \frac{3}{2} a_3 A_1^2 \right) \cdot A_2 \cos(\omega_1 t) \quad (\text{I.9})$$

Et ceux aux fréquences d'intermodulations d'ordre 3 :

$$2f_1 - f_2 : \frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2 \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t] \text{ et } 2f_2 - f_1 : \frac{3}{4} a_3 A_2^2 A_2 \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t] \quad (\text{I.10})$$

En considérant les amplitudes du signal d'entrée à deux tons égales $A_1 = A_2 = A$ et que A est suffisamment faible pour que le gain du fondamental soit à peu près égal à a_1 ($a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 + \frac{3}{2} a_3 A^3 = a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3 \approx a_1 A$), on aura une amplitude $a_1 A$ à la fréquence f_1 et $\frac{3}{4} a_3 A^3$ à la fréquence $2f_1 - f_2$. Ainsi, la croissance des fondamentaux est proportionnelle à A et celles des IM3 est proportionnelle au cube de A , c'est-à-dire trois fois plus rapide en échelle log. Cette observation a amené à utiliser une méthode graphique permettant d'apprécier la linéarité du composant.

Dans cette méthode graphique, une droite de pente 1 représentant la réponse linéaire du circuit, vient intercepter une droite de pente 3 (droite caractérisant l'évolution de la puissance des produits d'IM3) en un point symbolique, qui est l'IP3.

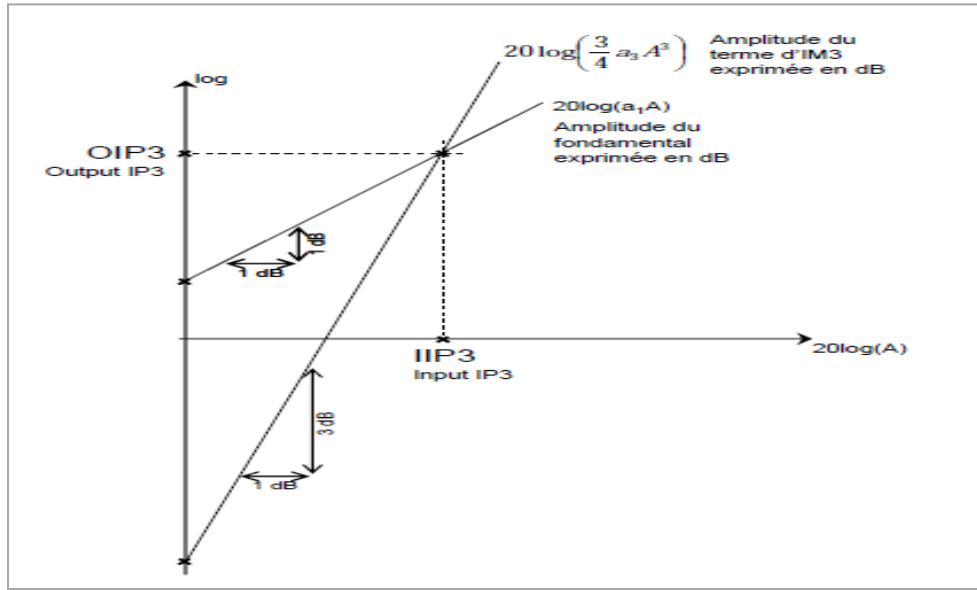


Figure I.8 : Point d'interception d'ordre 3[3]

L'IP3 correspond à une amplitude en entrée A_{IP3} tel que :

$$|a_1|A_{IP3} = \frac{3}{4}|a_3|A_{IP3}^3 \quad \text{d'où} \quad A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{|a_1|}{|a_3|}} \quad (\text{I.11})$$

Le phénomène d'intermodulation peut se révéler très gênant en RF. Dans le cas du LNA, il est dû à sa non linéarité d'ordre 3. En effet, la présence des signaux des canaux adjacents aux fréquences : $f_{RF1} = f_{RF} + n\Delta f$, $f_{RF2} = f_{RF} + 2n\Delta f$, produit, à cause de la non linéarité d'ordre 3 $\{A \cos[2\pi(f_{RF1})t] + B \cos[2\pi(f_{RF2})t]\}^3$, un signal à la fréquence $|2f_1 - f_2| = 2(f_{RF} + n\Delta f) - (f_{RF} + 2n\Delta f) = f_{RF}$ qui se trouvera dans le canal utile et qui est proportionnel à $A^2 B \times \cos(2\pi f_{RF} t)$. Si les signaux A et B sont d'amplitude égales, le signal brouillant sera proportionnel à A^3 d'où l'ordre 3.

Pour limiter l'effet des produits d'IM3, leur puissance en sortie doit être faible (IP3 grand). Donc, plus l'IP3 est éloigné de l'origine, meilleure sera la linéarité du composant. L'IP3 constitue donc une autre métrique, en plus du P1dB, permettant d'apprécier la linéarité d'un composant.

I.3.3 Le mélangeur :

Le mélangeur assure la fonction de transposition de fréquence, permettant le transfert d'énergie d'une fréquence d'entrée f_{RF} vers une fréquence intermédiaire f_{IF} à l'aide d'un signal de pompe de fréquence f_{OL} provenant d'un oscillateur local. Il possède donc trois accès, deux pour les signaux utiles (IF et RF) et un autre pour le signal de pompe OL.

En principe, un mélangeur idéal a comme rôle la multiplication analogique. Il multiplie les deux signaux provenant du port RF et du port OL, pour produire à sa sortie les fréquences «somme» et «différence»,

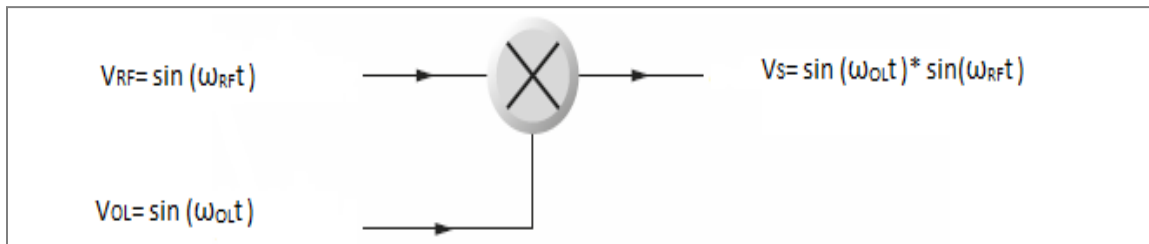


Figure I.9 : Mélangeur idéal [4]

$$\text{A la sortie du mélangeur on aura : } V_S(t) = V_{RF}(t).V_{OL}(t) \quad (\text{I.12})$$

$$\text{D'où : } V_S(t) = \frac{1}{2} [\cos(\omega_{RF}-\omega_{OL})t - \cos(\omega_{RF}+\omega_{OL})t] \quad (\text{I.13})$$

Le spectre du signal de sortie du mélangeur comprend deux composantes aux fréquences $f_{RF} + f_{OL}$ et $f_{RF} - f_{OL}$. Dans le cas d'une chaîne de réception, c'est la fréquence résultant de la soustraction $f_{IF} = f_{RF} - f_{OL}$ qui est la fréquence utile. Elle est obtenue par filtrage passe bande.

En pratique, l'opération de mélange exploite la non linéarité des composants; l'accès OL est excité par un signal d'amplitude très supérieure à celle des signaux utiles afin de conduire à la non linéarité. Le mélangeur est donc un dispositif non linéaire excité par la somme les 2 signaux RF et OL

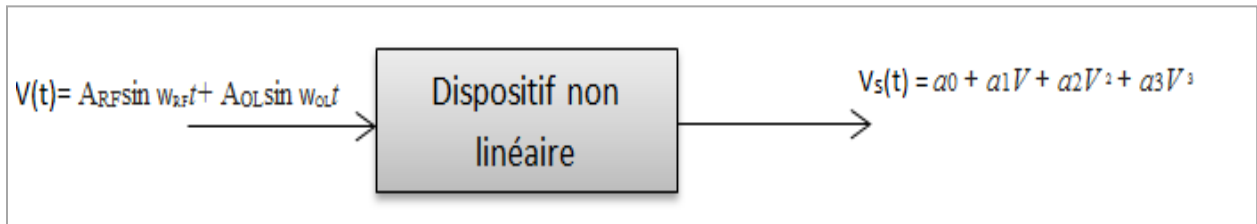


Figure I.10 : Mélangeur réel

Le développement de la réponse du dispositif non-linéaire en fonction des fréquences f_{RF} et f_{OL} montre que l'on obtient en sortie : les fréquences fondamentales, les harmoniques de ces fréquences ainsi que d'autres produits d'intermodulation, dont les fréquences sont définies par: $\pm n f_{OL} \pm m f_{RF}$, tel que n et m étant des entiers relatifs pouvant prendre théoriquement une infinité de valeurs, positives ou négatives. En pratique, au-delà de quelques unités, l'énergie contenue dans le signal de fréquence correspondante est suffisamment faible pour être négligée.

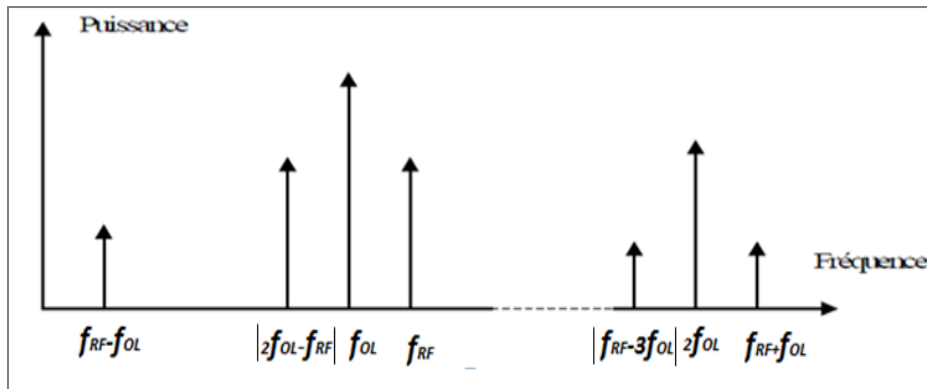


Figure I.11: Exemple d'un spectre après mélange

Parmi l'ensemble des raies spectrales disponibles en sortie du mélangeur quelques unes ont un intérêt particulier, les autres apparaissant plutôt comme des fréquences indésirables. Dans le cas des récepteurs, le signal utile sera produit par la combinaison :

$$[m=1, n=-1]; f_{IF} = f_{RF} - f_{OL} \text{ si } f_{OL} < f_{RF}.$$

$$[m=-1, n=1]; f_{IF} = f_{OL} - f_{RF} \text{ si } f_{OL} > f_{RF}.$$

Afin de supprimer les raies parasites, on procède par filtrage passe bande (filtre IF).

Caractéristiques des mélangeurs:

➤ Gain de conversion :

Dans les cas des mélangeurs, la conversion de puissance se fait d'une fréquence vers une autre fréquence d'où le nom gain de conversion. Il est défini comme le rapport entre la puissance du signal à l'accès IF et celle à l'accès RF :

$$G_C = \frac{P_{FI}}{P_{RF}} \quad (I.14)$$

Dans le cas des mélangeurs passifs tels que les mélangeurs à diodes, le processus de mélange entraîne des pertes de conversions : $L_c = 1/G_c$ ou $L_c[dB] = -G_c[dB]$ tandis que les mélangeurs à transistors présentent quant à eux un gain de conversion positif [3,7].

Comme pour les amplificateurs faibles bruits, la courbe de puissance du mélangeur $P_s = f(P_e)$ présente une zone de saturation de la puissance de sortie pour de fortes puissances d'entrée. Le point de compression à 1dB caractérise la limite de son fonctionnement linéaire.

➤ Isolations entre les accès :

L'isolation caractérise la « fuite » du signal présent à l'un des accès du mélangeur vers les autres accès (les transferts de puissance non désirés entre deux accès à une fréquence donnée). Des isolations conséquentes garantissent qu'il ne pourra y avoir de perturbations liées aux signaux issus des autres accès [3].

L'isolation OL-RF, à titre d'exemple, traduit la capacité du dispositif à éviter la fuite du signal OL sur l'accès RF. Elle est égale au rapport entre la puissance d'oscillateur local présente sur la voie RF et celle injectée dans le mélangeur.

$$I_{OL-RF} = \frac{P_{OL-RF}}{P_{OL-OL}} \quad (I.15)$$

On définit de même les autres isolations : I_{OL-IF} , I_{IF-RF} et I_{RF-IF} . Cependant, I_{OL-RF} est généralement l'isolation la plus critique dans la mesure où le signal de pompe a une forte amplitude et qu'il peut se trouver à une fréquence proche de celle du signal RF.

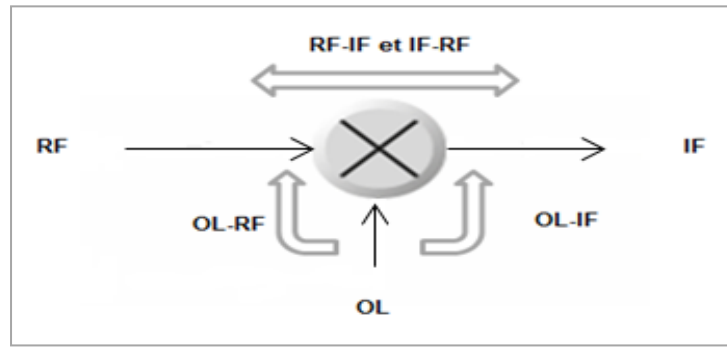


Figure I.12 : Principales isolations dans un mélangeur

➤ **Distorsions d’intermodulation :**

Dans les systèmes de télécommunication, les mélangeurs sont généralement soumis non pas à un, mais à tout un ensemble de signaux RF proches en fréquence et d’amplitudes voisines. Le mélangeur doit donc traiter simultanément et distinctement ces signaux utiles sans les distordre. Comme dans le cas du LNA, les distorsions d’ordre 3 sont les plus critiques [8].

Cependant, dans le cas des mélangeurs, les distorsions d’intermodulation d’ordre 3 sont dues à la non linéarité d’ordre 4. En effet, ceci est dû à la présence en l’entrée du mélangeur, d’un couple de signaux RF aux fréquences respectives :

$$f_{RF1} = f_{RF} + n\Delta f \text{ et } f_{RF2} = f_{RF} + 2n\Delta f$$

Le terme non linéaire de quatrième ordre du mélangeur :

$$\{A \cos[2\pi(f_{RF1})t] + B \cos[2\pi(f_{RF2})t] + C \cos(2\pi f_{OL}t)\}^4$$

produit, entre autres, des termes aux fréquences : $|2f_{RF1} - f_{RF2}| + f_{OL}$, $|2f_{RF2} - f_{RF1}| + f_{OL}$.

le terme à la fréquence : $2f_{RF1} - f_{RF2} + f_{OL} = f_{IF}$ produit un signal à la fréquence IF proportionnel à $A^2BC \times \cos(2\pi f_{IF}t)$ et qui se superpose au signal voulu après mélange. Si les signaux A et B sont d’amplitude égales et C est fixé, le signal brouillant sera proportionnel à A^3 d’où l’ordre 3.

Le point d’interception d’ordre 3 permet de quantifier le niveau de ces produits et d’évaluer ainsi la linéarité du mélangeur.

➤ **Fréquence image :**

Pour illustrer ce concept , nous adoptons l'exemple suivant :

Soit un mélangeur auquel on applique une fréquence d'entrée RF de 400 MHz et un oscillateur local de 300 MHz. Si on utilise le mélangeur en transposition basse, le signal utile se trouve donc à 100MHz ($f_{IF}=f_{RF}-f_{OL}=400-300=100\text{MHz}$).

La présence simultanée à l'entrée du mélangeur d'une fréquence symétrique à la fréquence RF par rapport à celle de l'oscillateur local produira en sortie du mélangeur un signal de même fréquence que le signal utile : c'est la fréquence image. Ici, elle se situe à 200 MHz. De façon générale : $f_{IM}=2f_{OL}-f_{RF}$ (I.16)

Autrement dit , tout signal symétrique au signal utile par rapport à la fréquence de l'oscillateur local, se retrouve alors après mélange autour de la fréquence intermédiaire,pouvant ainsi nuire a la détection du signal désiré. Ce signal symétrique est appelé «signal image»[8].

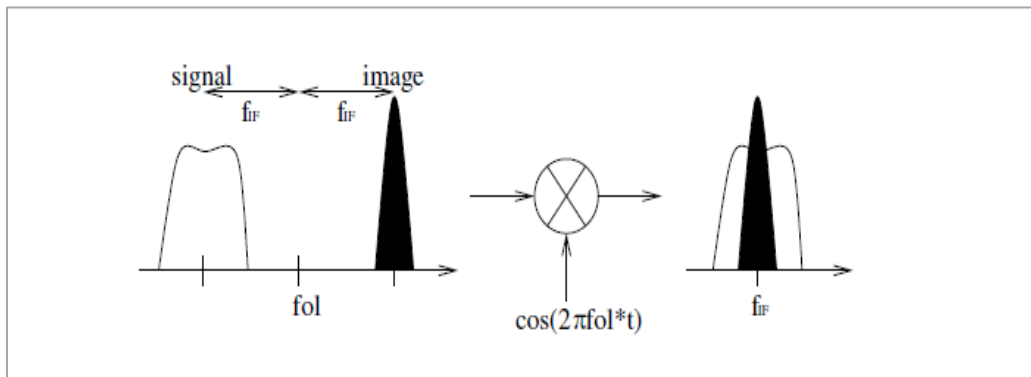


Figure 1.13 : Effet de la fréquence image[3]

La fréquence image , étant source de bruit ,est extrêmement gênante dans les récepteurs et provoque une dégradation de leur performances en terme de SNR en sortie . Si le filtre d'entrée est parfait, on peut considérer que les problèmes de la fréquence image sont réduits . Dans le cas contraire , elle doit être éliminée soit par filtrage en amont du mélangeur soit en utilisant des structures particulières à réjection de fréquence image.

➤ **La facteur de bruit :**

Le mélangeur comme tout circuit électronique génère du bruit. Comme dans le cas du LNA, La figure de bruit définit la dégradation du SNR à travers le circuit du mélangeur.

I.3.4 Filtres RF et IF:

À chaque niveau de la chaîne de réception, l'information utile peut être dissimulée au sein d'un signal complexe; l'information utile est extraite par filtrage [7].

Au niveau du récepteur, les signaux hors bande sont filtrés en entrée de la chaîne de réception par les filtres RF afin d'éviter une saturation des composants électroniques. En ce qui concerne le filtrage du canal utile, il est effectué au niveau de l'étage IF.

La précision du gabarit du filtre RF d'entrée n'est pas cruciale. Il s'agit uniquement de sélectionner une bande de fréquences comprenant le canal utile. Le spectre sélectionné à l'entrée est intégralement transposé en sortie du mélangeur. Il reste alors des signaux indésirables autour de la porteuse centrée sur la fréquence f_I . Le filtre IF sélectionne le canal et rejette les bandes latérales indésirables [2].

La transposition vers une fréquence intermédiaire plus basse, simplifie la réalisation du filtre. En effet, le coefficient de surtension du filtre IF, qui est le rapport entre la fréquence centrale du filtre et sa bande passante, est Q_{IF} est fixe :

$$Q_{IF} = \frac{f_{IF}}{BW_{IF}} \quad (I.17)$$

Si l'on voulait obtenir les mêmes performances dans l'étage RF, le coefficient de surtension nécessaire à l'entrée serait :

$$Q_{RF} = \frac{f_{RF}}{BW_{RF}} = \frac{f_{RF}}{f_I} Q_{IF} \quad (I.18)$$

A titre d'exemple : Pour $f_{RF} = 100$ MHz , $f_{IF} = 10$ MHz, $BW_{IF} = 200$ kHz on aura :

$Q_{IF} = 50, Q_{RF} = 500$. Un filtre ayant la valeur $Q_{RF} = 500$, pour une fréquence de 100 MHz est difficilement réalisable. On voit ici tout l'intérêt de la transposition de fréquence.

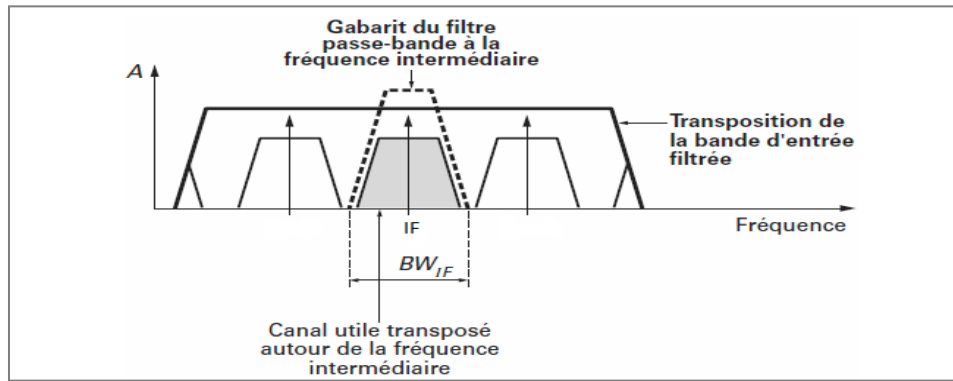


Figure I.14 : Gabarits des filtres RF et IF [4]

Les filtres RF, IF peuvent être de type différents :

Les composants à base d'ondes acoustiques de surface (SAW) utilisent le principe de la propagation des ondes acoustiques de surface sur des structures inter-digitées pour réaliser des résonateurs.

Les composants à base d'ondes acoustiques de volume (BAW) constituent une alternative aux SAW. Les ondes acoustiques se déplacent en volume à travers des couches de matériaux piézoélectriques qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique et vice versa.

Les filtres céramique font partie des filtres diélectriques. Le principe de fonctionnement de ces filtres est basé sur la résonance mécanique de matériaux piézoélectriques excités par des signaux électriques.

I.3.5 L'oscillateur local :

Le rôle d'un oscillateur local dans une chaîne de réception est de délivrer le signal de pompe nécessaire pour effectuer le mélange de fréquences.

D'un point de vue technique, Un oscillateur est un circuit non linéaire qui a pour fonction de générer un signal périodique à une fréquence constante [1,3,4].

Tous les circuits d'oscillateurs consiste essentiellement en :

- Un circuit actif qui constitue une source non linéaire de courant contrôlée par une tension à l'entrée : $V_i(t) = V \cos(\omega_i t)$ (I.19)

Le courant en sortie est: $I_0(\omega) = G(V) \cdot V_i(\omega)$ (I.20)

Tel que $G(V)$ est une fonction linéaire de l'amplitude V .

- un circuit passif résonant qui constitue une trans-impédance monté en contre réaction ayant une fonction de transfert :

$$Z(\omega) = R / (1 + j2Q\Delta\omega/\omega_0) \quad (\text{I.21})$$

ω_0 : la fréquence de résonance et Q : facteur de qualité (pertes résistive dans le circuit).

On a donc :

$$V_0(\omega) = Z(\omega) \cdot I_0(\omega) = Z(\omega) \cdot G(V) \cdot V_i(\omega) \quad (\text{I.22})$$

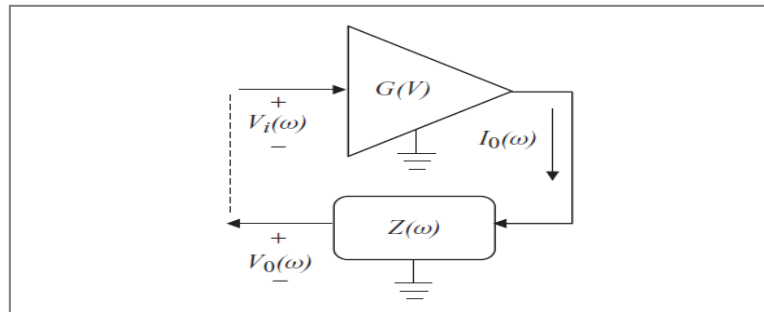


Figure I.15 : Schéma de principe d'un oscillateur [1]

Les oscillations se produisent pour une amplitude en entrée de la partie active permettant d'avoir $V_0(\omega) = V_i(\omega)$. En d'autres termes, cette condition indique que la fréquence et l'amplitude des oscillations s'auto-stabilisent de sorte que le gain en boucle fermé $Z(\omega) \cdot G(V)$ soit égale à l'unité (critère de *Barkhausen*).

- La condition $Im [Z(\omega) \cdot G(V)] = 0$ détermine la fréquence d'oscillation,
- La condition $Re [Z(\omega) \cdot G(V)] = 1$ détermine l'amplitude des oscillations.

Le fonctionnement des oscillateurs correspond à deux phases distinctes :

- Le démarrage, où l'on peut faire l'hypothèse d'un fonctionnement en petits signaux (système linéaire), mais ce régime est transitoire. Les oscillations ne démarrent jamais spontanément, mais sur un signal bruit du circuit actif.

- le régime permanent, où l'entretien des oscillations est assuré par les non linéarités de la boucle. L'élément actif doit périodiquement fournir l'énergie consommée par le résonateur en quantité suffisante pour entretenir les oscillations.

Type d'oscillateurs :

Les oscillateurs peuvent être classés en fonction de la nature du réseau de réaction utilisé. En général, celui-ci est constitué d'une cellule en Π . Trois catégories se distinguent selon la nature des impédances de cette cellule : les oscillateurs du type « Colpitts » ou « Clapp » et les oscillateurs du type « Hartley » sont les plus appropriés à la fabrication de signaux HF [3].

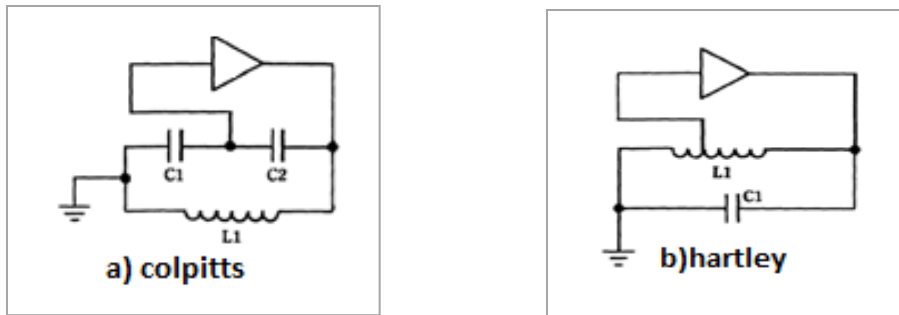


Figure I.16: Configurations d'oscillateurs a)Colpitts b)Hartley [1]

Le réseau déterminant la fréquence peut être aussi un résonateur piézo-électrique à cristal de quartz. Ces derniers ne produisent qu'une seule fréquence ou quelques fréquences harmoniques de la fréquence fondamentale du cristal mais présentent l'avantage d'être infiniment plus stables que les oscillateurs à circuits LC .

Caractéristiques des oscillateurs :

- **la pureté spectrale :**

La pureté spectrale d'un oscillateur se traduit par la prépondérance de la raie fondamentale sur les raies harmoniques.

La pureté d'un oscillateur est qualifiée de bonne si l'amplitude du second harmonique est au moins inférieure de 30 dB à celle de la raie fondamentale.

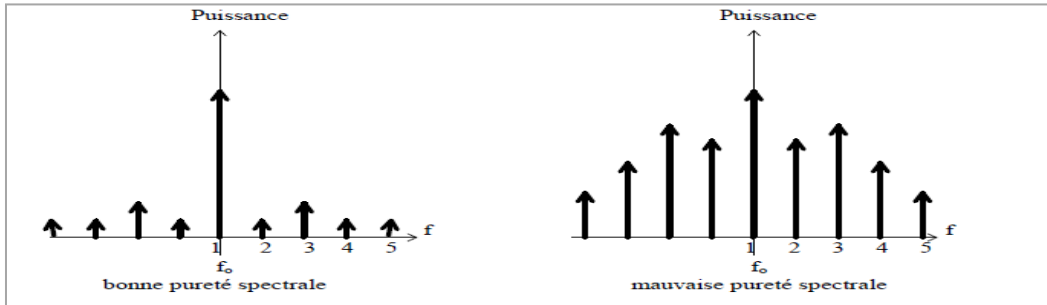


Figure I.17 : Pureté spectrale des oscillateurs

➤ **Bruit de phase d'un oscillateur :**

Comme tout circuit analogique, les oscillateurs sont susceptibles au bruit. Le bruit de phase représente les fluctuations aléatoires du signal issu de l'oscillateur. En effet, dans le cas d'un oscillateur idéal, le signal issu de l'oscillateur est constitué d'une seule raie (porteuse) situé à la fréquence opérationnelle, mais dans le cas réel, le spectre du signal ne sera plus une seule raie, mais il sera proche de la forme de la Figure I.18.

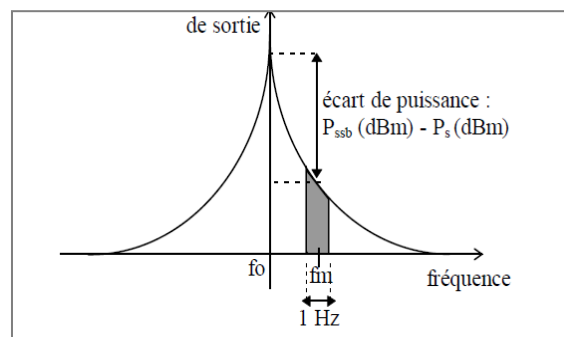


Figure I.18 : Bruit de phase d'un oscillateur[7]

Le bruit de phase caractérise dans le domaine fréquentiel les variations de la puissance de sortie autour de la fréquence fondamentale d'oscillation f_0 , à une certaine distance f_m de f_0 , dans une bande de fréquence de largeur 1 Hz. C'est le rapport entre la puissance

contenue dans une bande de 1 Hz autour de f_m et la puissance à la fréquence centrale [2,1].

$$L(f_m) = 10 \log(P_{SSB} / P_s) = P_{SSB}(dBm) - P_s(dBm) [dBc/Hz] \quad (I.23)$$

Il s'exprime en dBc/Hz ou c signifie «carrier» puisqu'il est défini par rapport à la puissance de la porteuse. Ce bruit peut provenir des fluctuations parasites dans les tensions DC d'alimentation, ou bien des bruits dans les composants actifs et passifs de l'oscillateur.

Le bruit de phase a une importance critique en pratique, car il peut sévèrement dégrader les performances du système de réception ; il entraîne une transposition basse des signaux des canaux adjacents vers le canal désiré limitant ainsi la sélectivité du récepteur.

De plus, il peut induire à des phénomènes tel que le mélange réciproque. Ce phénomène se manifeste quand le bruit des bandes latérales de l'oscillateur local se mélange avec un signal indésirable de forte puissance et proche du signal utile. On récupère en sortie du mélangeur, un spectre de sortie composé de deux signaux contaminés par le bruit de phase de l'oscillateur. Le signal utile est alors masqué par le bruit du signal parasite [5].

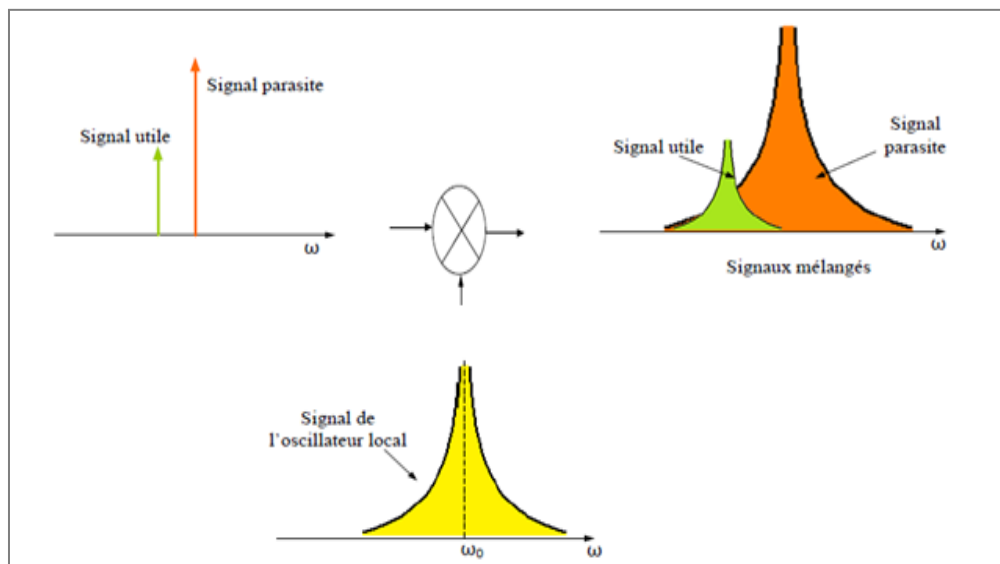


Figure 1.19 : Le mélange réciproque [5]

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a abordé les principaux constituants d'une chaîne de réception. Leurs rôles dans la chaîne de réception ainsi que leurs caractéristiques y ont été décrits. On a vu, entre autre, le LNA qui doit assurer une première amplification du signal en introduisant le minimum de bruit possible et un niveau de non linéarité acceptable. Le mélangeur quant à lui doit englober les meilleures performances, en termes d'isolation, de gain de conversion, et d'IP3, afin d'assurer la fonction de transposition de fréquences la plus convenable. L'oscillateur local, présentant un rôle primordial dans l'opération de mélange, doit délivrer une raie la plus parfaite possible. Les blocs de filtrage permettent de sélectionner la composante utile et d'éliminer les signaux indésirables évitant ainsi une saturation des différents étages.

Ces étages sont donc complémentaires et leur combinaison doit permettre d'atteindre les meilleures performances en réception. Ceci sera l'objet du chapitre suivant où l'on abordera les différentes architectures de réception ainsi que les caractéristiques permettant d'évaluer les performances d'une chaîne de réception.

CHAPITRE II

ARCHITECTURES ET CARACTERISTIQUES DES SYSTEMES DE RECEPTION

Introduction :

Dans ce chapitre, on introduit les principales architectures de réceptions utilisées dans les récepteurs actuels en précisant leurs avantages et inconvénients. Ces architectures se distinguent par la façon dont la transposition de fréquence est réalisée; si la fréquence intermédiaire résultante n'est pas nulle, on parle de récepteur hétérodyne, dans le cas contraire, on parle de conversion directe. Une alternative de récepteurs qui combine à la fois ces deux architectures, est l'architecture à faible IF.

Par la suite, nous aborderons les différentes caractéristiques des récepteurs et les méthodes de mesures et calculs permettant de les évaluer.

II.1 Architectures des récepteurs radiofréquences :

II.1.1 Récepteur superhétérodyne :

Inventé au milieu des années 1910, ce récepteur est le plus utilisé grâce à ses performances en termes de sensibilité et de sélectivité. Son principe de fonctionnement consiste en une première transposition du signal radiofréquence en une fréquence plus faible mais restant supérieure à la dizaine de MHz puis en une deuxième transposition en bande de base. Les principales étapes de cette transposition de fréquence dont la structure est présentée sur la *Figure II.1* sont les suivantes :

- Une présélection de la bande utile à l'aide d'un filtre RF passe bande.
- Amplification du signal par l'LNA.
- Filtrage de la fréquence image pour éviter, en sortie du mélangeur, la superposition des signaux provenant de cette fréquence avec le signal utile.
- Premier mélange, pour transposer à la fréquence intermédiaire IF.

Le terme d'architecture superhétérodyne est employé lorsque le premier oscillateur local n'est pas à fréquence fixe et permet ainsi un balayage de plusieurs canaux.

- Filtrage de canal : il permet de sélectionner le canal utile parmi les canaux transposés vers la fréquence IF. Une amplification à la fréquence IF est parfois nécessaire.

- Le signal provenant de la chaîne IF est ensuite délivré à un démodulateur (IQ dans ce cas), où un second mélange est envisagé pour permettre le passage en bande de base [1].

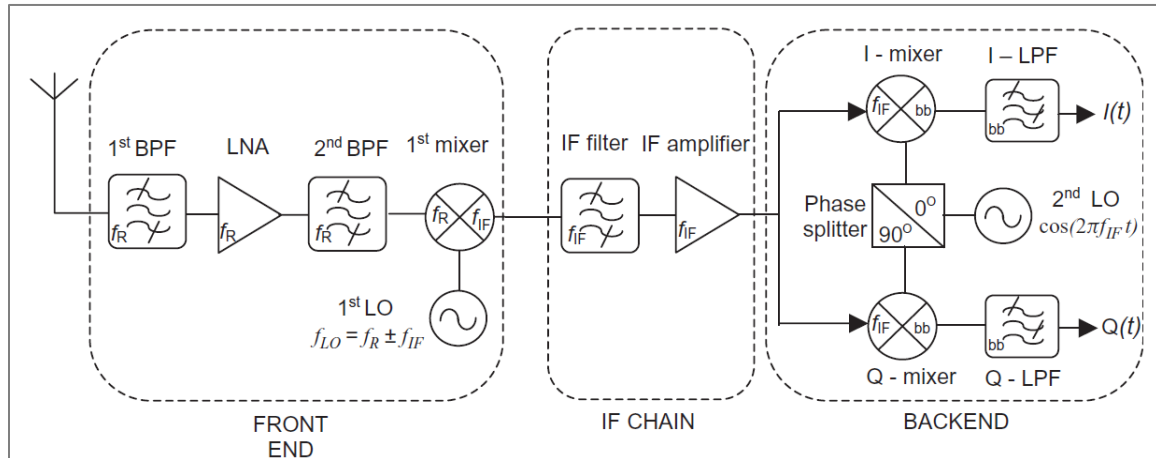


Figure II.1 : Architecture superhétérodyne [1]

- **Avantages :**

- ✓ Cette architecture a le mérite d'être connue depuis très longtemps, elle permet d'atteindre une bonne sélectivité ainsi qu'une forte sensibilité. En effet, puisqu'elle n'est pas sensible aux bruits basses fréquences comme le bruit en $1/f$, elle est naturellement très performante au niveau du rapport signal sur bruit.
- ✓ le filtrage progressif des signaux interférents de forts niveaux permet de mieux gérer les contraintes de linéarité du récepteur.
- ✓ Grâce à l'utilisation des filtres (RF, IF), et le fait que la conversion en quadrature se fait à une fréquence fixe FI, les performances globales attendues peuvent être atteints avec moins de contraintes sur les composants du back end.
- ✓ Le traitement du signal peut être fait à la fréquence la mieux adaptée pour une tâche particulière (RF, IF ou en bande base).

- **Inconvénients :**

- ✓ La fréquence intermédiaire élevée entraîne une consommation de courant importante. Cette structure, n'est donc pas optimale pour des standards à faible consommation.

- ✓ Un autre problème qui se pose est celui du grand nombre de composants électroniques associés avec la non-intégration sur puce des filtres RF qui rend cette structure très lourde en termes de complexité.
- ✓ Cette architecture nécessite de nombreux éléments externes (filtres, oscillateurs locaux), ce qui la rend également coûteuse.
- ✓ Pour ce type de récepteurs l'inconvénient majeur est celui de la fréquence image. La présence des filtres de réjection d'image est impérative pour ce genre de structures.

Cette solution n'est cependant pas pleinement satisfaisante. En effet, l'efficacité du filtre à réjection d'image décroît lorsque les fréquences f_{RF} et f_{image} sont proches c'est-à-dire lorsque f_{IF} est faible. A l'inverse, le filtre de canal IF a une efficacité accrue pour de faibles f_{IF} . Le choix de la fréquence intermédiaire découle donc d'un compromis : une grande valeur IF permet une bonne rejection du signal image au niveau du filtre à rejection d'image au détriment de la sélectivité du filtre de canal IF.

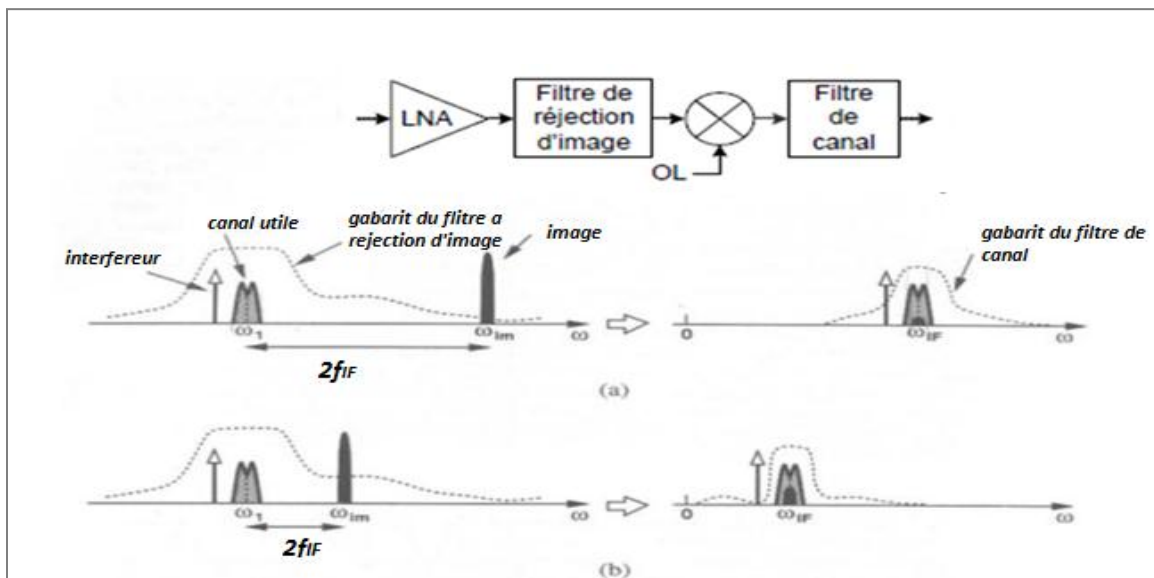


Figure II.2 : Effet du choix de la fréquence intermédiaire sur la sélection du canal et la réjection d'image[3]

L'approche alternative pour réaliser la réjection de la fréquence image est l'utilisation d'une structure de récepteur capable d'annuler la composante image telle que les architectures de Hartley et Weaver.

- **Architecture de Hartley :**

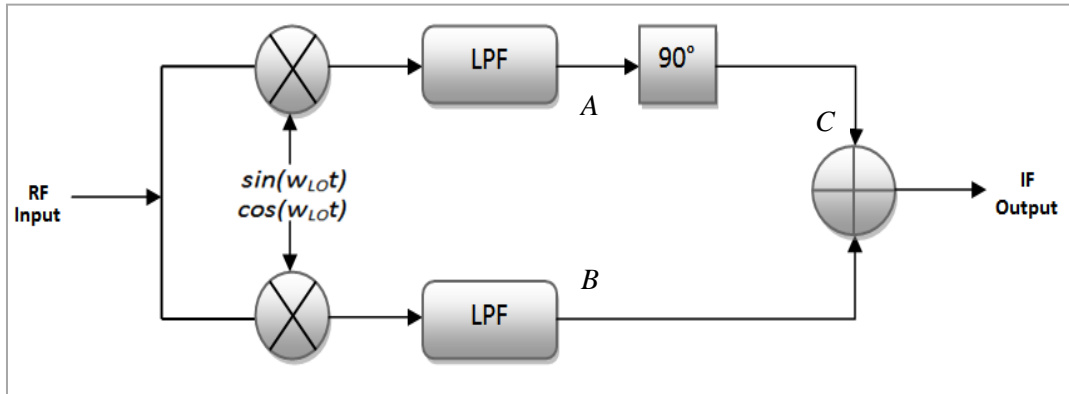


Figure II.3 : Architecture de Hartley[3]

On peut analyser le fonctionnement du circuit de Hartley graphiquement comme le montre la figure suivante :

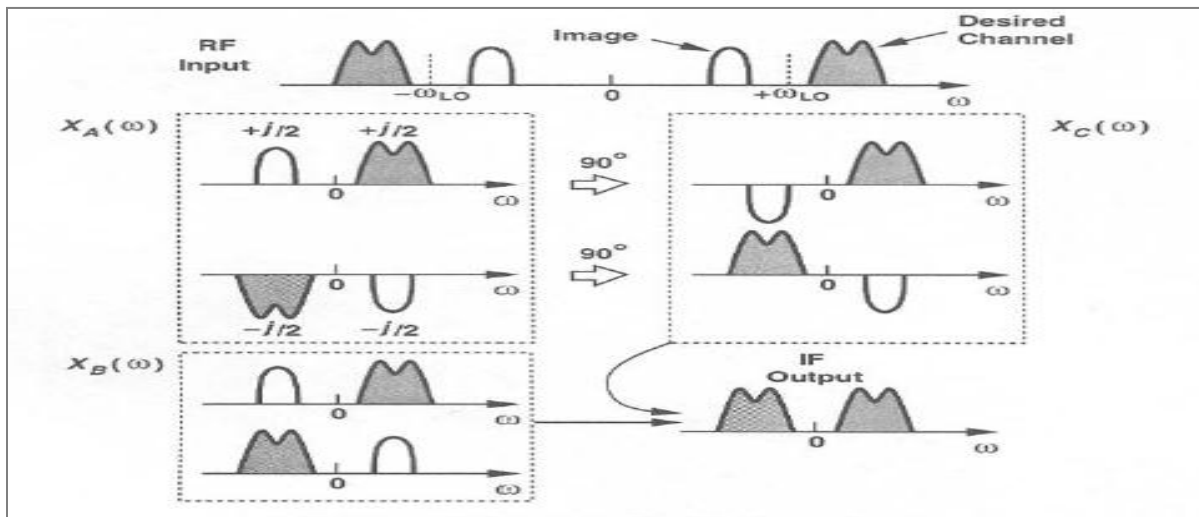


Figure II.4 : Analyse graphique de l'architecture de Hartley [3]

- **Architecture de Weaver :**

L'approche de Weaver utilise deux étapes de translation en fréquence comme on peut le voir dans le synoptique de cette architecture présentée dans la *Figure II.5* :

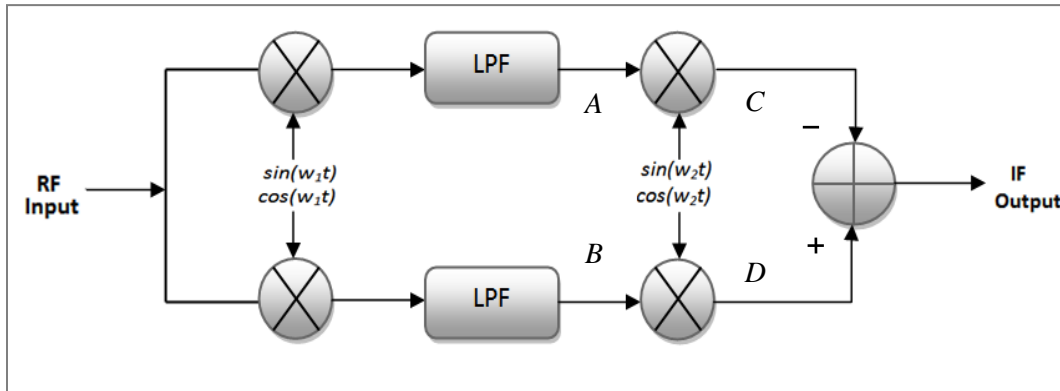


Figure II.5 : Architecture de Weaver[3]

On peut analyser le fonctionnement du circuit de Weaver graphiquement comme le montre la figure suivante :

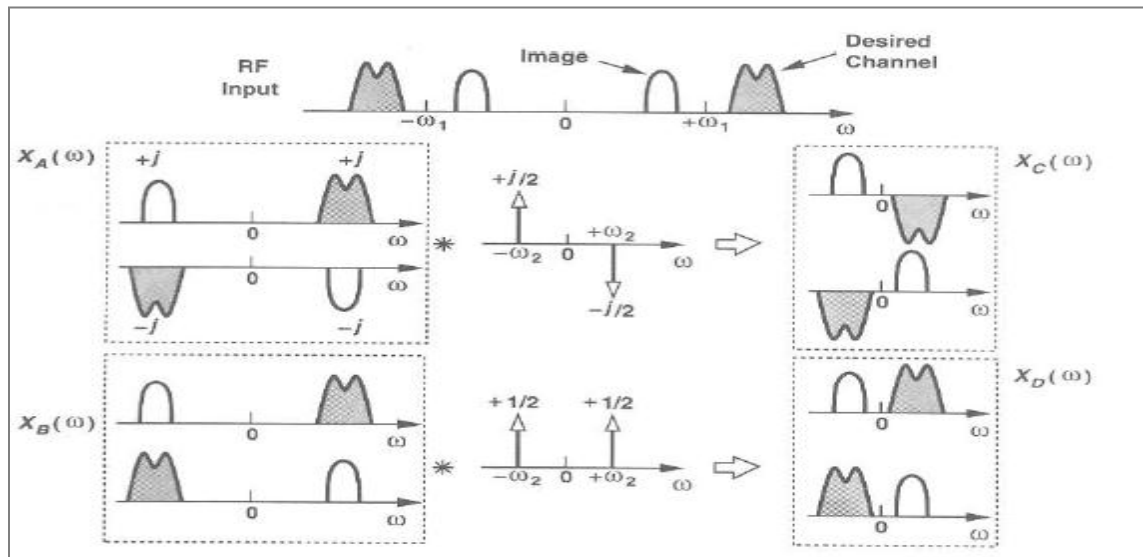


Figure II.6 : Analyse graphique de l'architecture de Weaver[3]

II.1.2 Récepteur à conversion directe ou « zéro IF »:

Le principe de cette architecture consiste à transposer la bande de réception directement en bande de base. Le signal à l'entrée de l'antenne est filtré puis amplifié par le LNA. Ce dernier est généralement obligatoire dans un DCR, du fait que les mélangeurs intégrés du back-end ne peuvent pas facilement fournir la figure de bruit requise pour la sensibilité. Le nouveau signal est converti ensuite en un signal en bande de base dans les voies I et Q à l'aide du signal fourni par l'oscillateur local du back-end dont la fréquence est égale à celle de réception $f_{OL}=f_{RF}$ (d'où $f_{IF}=0$).

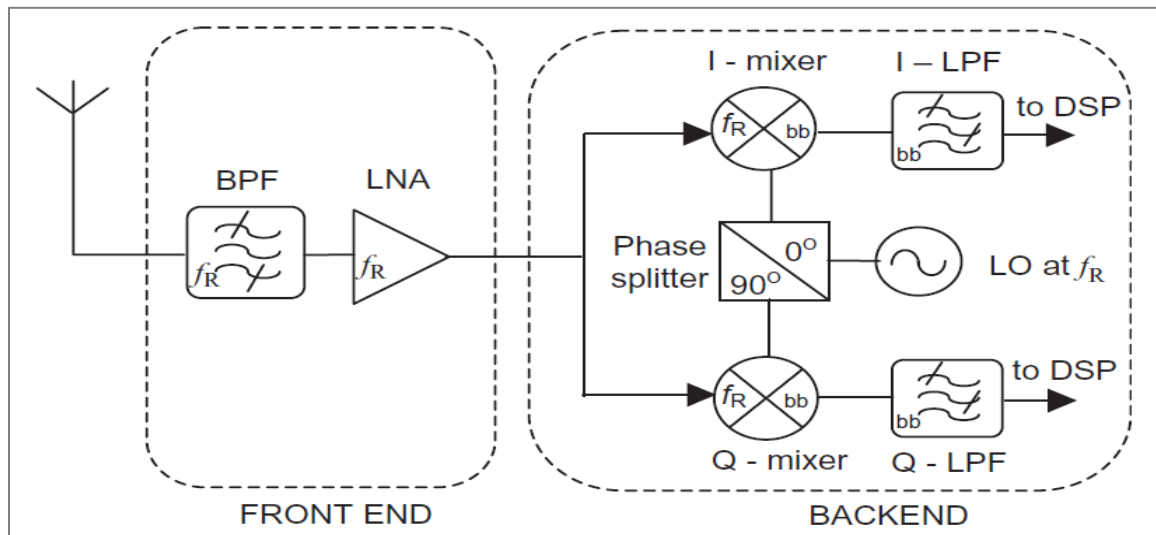


Figure II.7 : Architecture à conversion directe[1]

- **Avantages :**

- ✓ Cette architecture permet une réduction importante de taille et de coût.
- ✓ L'oscillateur local ayant la même fréquence que la porteuse du signal, le signal image est le signal utile lui-même. Nous pouvons ainsi éviter l'utilisation du filtre de réjection d'image.
- ✓ La translation du signal aux basses fréquences permet d'éliminer les étages intermédiaires et l'adaptation d'impédance nécessaire après le LNA. La simplicité de la structure facilite l'intégration monolithique.

- **Inconvénients :**

- ✓ Le filtrage et l'amplification du signal ne sont pas distribués le long de la chaîne de réception ce qui ne permet pas le contrôle de la qualité du signal.
- ✓ Vu l'absence d'un filtre IF, la protection des interféreurs doit être assurée par les filtres passe bas dans les voies I et Q, ceci conduit à imposer plus de contraintes de linéarité sur le back-end que dans le cas du SHR.
- ✓ Cette architecture est sensible au bruit en $1/f$ et aux composantes parasites «DC offset ». Le bruit en $1/f$ est lié aux défauts cristallins et aux contaminations du semi-conducteur. Il tient son nom du fait qu'il est inversement proportionnel à la fréquence, c'est donc un bruit bas fréquences. le «DC offset » est lié aux fuites entre les différents accès du mélangeur.

On peut distinguer deux causes de DC offset qu'on retrouve dans la bande de base du signal utile :

- La première est liée aux fuites entre l'entrée RF et l'entrée de l'oscillateur local du mélangeur comme présenté sur la *Figure II.8*. Le signal RF qui se trouve, suite à cette fuite, sur l'entrée de l'oscillateur local, va se mélanger avec le même signal sur l'entrée RF. Le signal résultant est un signal en bande de base qui va dégrader le SNR en sortie du mélangeur.

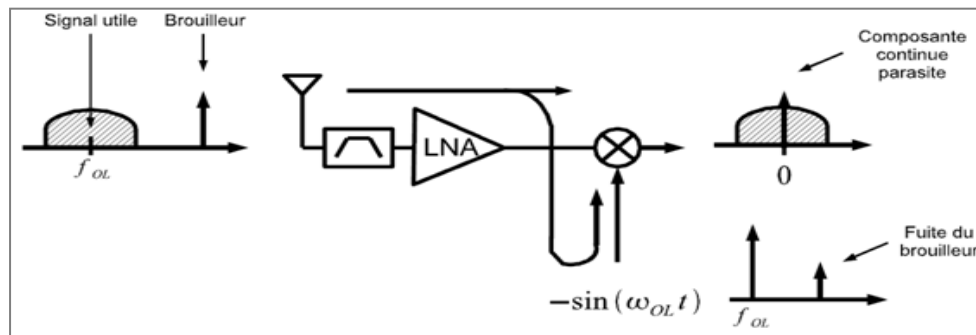


Figure II.8 : DC Offset due aux fuites du signal RF vers l'accès OL du mélangeur[7]

- La deuxième cause du DC Offset est due à la fuite du signal de l'OL vers l'entrée RF du mélangeur. Cette fuite produit ainsi un signal continu qui dégrade la qualité du signal utile en bande de base.

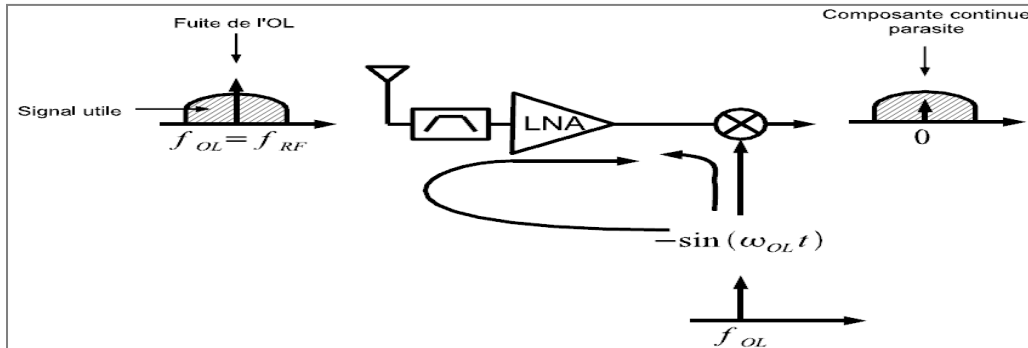


Figure II.9 : DC Offset due aux fuites du signal de l'OL vers l'accès RF du mélangeur[7]

- ✓ L'appariement des voies en quadrature peut perturber la qualité du signal en bande de base en termes de SNR. La fréquence de l'oscillateur local étant en général une fréquence élevée, il est difficile d'obtenir une quadrature parfaite entre les voies I et Q d'où l'apparition d'un déséquilibre entre ces deux voies.

Le déséquilibre entre les voies I et Q peut être dû à deux phénomènes:

- Un défaut de longueur des lignes reliant l'OL et les deux mélangeurs qui conduisent à un désaccord de phase entre les voies I et Q, ce désaccord est d'autant plus grand que la fréquence de l'OL est grande. À ceci s'ajoute la difficulté d'obtenir deux oscillateurs locaux parfaitement en quadrature à des fréquences élevées. Contrairement à l'architecture hétérodyne, qui n'utilise le démodulateur IQ que pour réaliser une translation en fréquence relativement petite, l'architecture homodyne va subir donc les influences de ces défauts IQ.
- les gains de conversion des deux mélangeurs composant le bloc IQ sont différents, il apparaît un désaccord de gain entre les voies I et Q.

II.1. 3 Récepteur à faible IF:

Cette architecture combine à la fois les avantages de l'architecture hétérodyne et ceux de l'architecture à conversion directe. Dans ce cas, la fréquence intermédiaire n'est plus supérieure à la centaine de MHz comme pour la structure hétérodyne, mais suivant le type de modulation et l'écart entre les canaux, elle peut être de quelques kHz jusqu'à seulement quelques MHz. La fréquence intermédiaire étant non nulle, le problème du signal d'image reste présent. Le filtre réalisant la sélection de canal en sortie du mélangeur ne peut plus être donc un simple filtre passe bas comme dans le cas de la structure à conversion directe, on le remplace par un filtre complexe appelé «filtre polyphase». Ce dernier possède la capacité de faire la distinction entre les fréquences positives et les fréquences négatives. La fréquence image peut ainsi être réduite avant le passage du signal en réel.

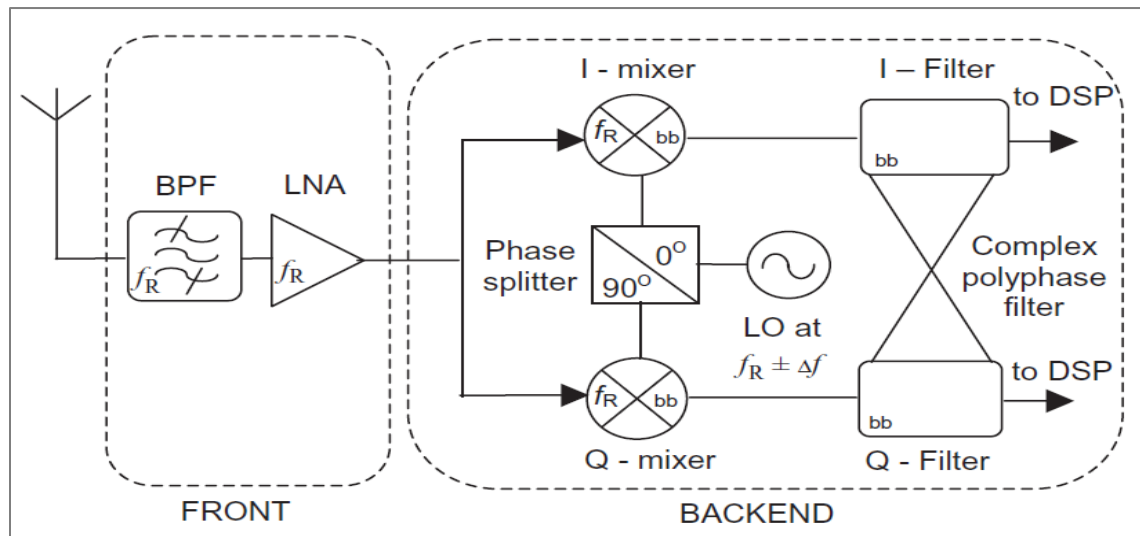


Figure II.10: Architecture a faible IF[1]

- **Avantages:**

- ✓ Cette architecture permet de réduire le nombre d'éléments fonctionnant dans le domaine RF et ainsi une meilleure intégration.
- ✓ Le canal traité ne se situant plus aux alentours de la fréquence nulle, il n'y a plus de problème de DC offset. De même, l'influence du bruit en $1/f$ est réduite de façon plus

ou moins importante suivant la valeur de la fréquence intermédiaire utilisée (relativement à la fréquence de coupure du bruit en $1/f$ liée à la technologie) et la valeur de la bande passante du canal.

- ✓ Dans les application ayant moins de contrainte de cout et de complexité , le filtre polyphasé peut être mis en œuvre par des DSP, ce qui permet d'améliorer les performances ,en raison de l'équilibre parfait des branche du filtre.

- **Inconvénients :**

- ✓ Tout comme dans la conversion directe, les difficultés sont repoussées vers la bande de base qui doit traiter toute la bande de réception, avec des contraintes sévères pour ses composants, en termes de dynamique et de linéarité.
- ✓ La difficulté avec ce type de récepteur réside dans le fait que la suppression de la fréquence image par le filtre polyphasé ne peut être parfaite que si, à son entrée, les voies I et Q sont parfaitement équilibrées en phase et en amplitude. ce problème réside surtout, dans les implémentations faible cout, ou ce filtre n'est plus réalisé en «SOFT».

II.2 Caractéristiques des systèmes de réception :

Le paramètre critique, pour déterminer les performances d'un récepteur, est le rapport signal sur bruit « SNR » à l'entrée du détecteur. On traduit donc toute perturbation (bruit, interférence...) et toute limitation du récepteur (non linéarité, figure de bruit ...) en un SNR équivalent à l'entrée du détecteur SNR_d et le design de tous les blocks précédant le détecteur aura pour but d'obtenir une certaine valeur du SNR_d .

II.2 .1 La sensibilité :

La sensibilité d'un récepteur définit sa capacité à recevoir des signaux faibles. C'est la plus petite puissance RF à l'entrée du récepteur et à la fréquence de travail,

qui va produire un signal utile à l'entrée du détecteur en absence de tout Signal RF interférant. Par «utile», on entend un signal exploitable par le détecteur selon un SNR_d minimal prédéfini :

$$\text{SNR}_d = \frac{\text{Sens} \cdot G}{N_d} \quad (\text{II.1})$$

Sens : sensibilité du récepteur

G : gain en puissance global de l'antenne au détecteur

N_d : la puissance du bruit thermique généré dans tous les circuits précédant le détecteur.

le bruit thermique généré par l'antenne dans la bande de fréquence utile *B* est *KTB* [watt] le SNR_i à l'entrée du récepteur sera donc égale à SNR_i = *Sens*/*KTB*.

Ainsi la figure de bruit sera égale a :

$$\text{NF} = 10 \log ((\text{Sens}/\text{KTB})/\text{SNR}_d) \quad [\text{dB}] \quad (\text{II.2})$$

D'où la relation de la sensibilité en dBm est donné par :

$$\text{Sens}|_{\text{dBm}} = -174 + 10 \log (B) + \text{NF} + 10 \log (\text{SNR}_d) \quad [\text{dBm}] \quad (\text{II.3})$$

Un récepteur, est donc d'autant plus performant en termes de sensibilité, s'il introduit le minimum de bruit possible (NF la plus petite possible). On remarque aussi que les standards à bande étroite sont plus performants en terme de sensibilité.

Exemple :

Dans ce qui suit, on se propose de calculer la sensibilité de l'architecture hétérodyne de la *Figure II.11* pour une un signal RF a la fréquence $850.5\text{MHz} \leq f_{RF} \leq 869.5\text{MHz}$, une bande passante *B* de 18kHz et un SNR_d de 10.

Pour calculer la NF à l'entrée du récepteur, on applique l'équation de FRIIS pour les étages successifs en commençant par l'entrée du back end et en remontant vers l'entrée du premier filtre passe bande.

La sensibilité globale du récepteur (en dBm) et la figure de bruit globale ainsi que celles de chaque étage sont montrés sur la *Figure II.11*.

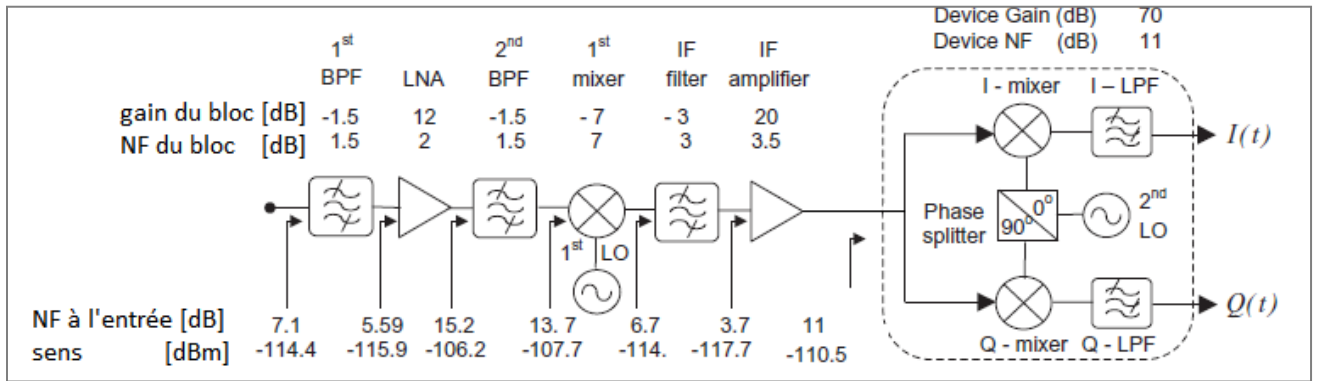


Figure II.11: Calcul de la sensibilité d'un SHR [1]

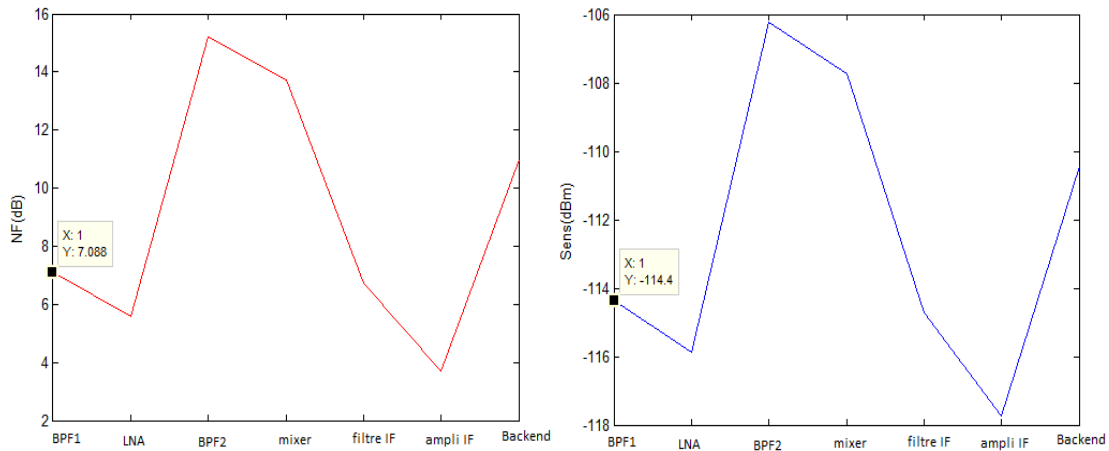


Figure II.12: Évolution de la sensibilité et de la figure de bruit dans un SHR

Ce récepteur a donc une figure de bruit de 7.1 dB, permettant d'avoir une sensibilité de -114.4 dBm pour un SNR_d de 10.

II.2 .2 Rejection des signaux en sortie :

Les réjections caractérisent la différence de niveau de puissance entre deux raies du spectre en sortie du récepteur. Les réjections vis à vis du signal utile en sortie sont particulièrement importantes car elles déterminent le gabarit du spectre de sortie. Les réjections les plus critiques concernent les signaux qui ont une amplitude significative et qui sont proches de la bande utile, car ces derniers ne peuvent être filtrés facilement. Le récepteur doit donc avoir des réjections importantes vis-à-vis de ces signaux afin garantir un bon fonctionnement et de bonnes performances en sortie.

- **Rejection du «Co-canal» :**

On définit la rejection de Co-canal comme étant la capacité du récepteur à démoduler correctement un signal en présence d'un autre signal dans le même canal.

La rejection de Co-canal, qu'on note CCR est le rapport, en dB, entre la plus petite puissance du signal RF interfèrent S_{cc} qui, appliqué à l'entrée de l'antenne simultanément avec un signal de puissance $S_i=2S_{sens}$, causera la dégradation des performances en sortie à ceux obtenus dans le cas de la sensibilité, et la sensibilité du récepteur S_{sens} :

$$CCR = 10 \log(S_{cc}/S_{sens})[\text{dB}] \quad (\text{II.4})$$

L'interférence générée double donc la puissance du bruit à l'entrée du détecteur, retournant ainsi le SNR_d à la même valeur que dans le cas de la sensibilité.

En réalité, le CCR est une mesure du SNR_d dans le cas de la sensibilité S_{sens} à l'entrée du récepteur. D'où la relation :

$$CCR = -10 \log(SNR_d) [\text{dB}] \quad (\text{II.5})$$

- **Rejection des canaux adjacents ou Sélectivité:**

La sélectivité d'un récepteur décrit son aptitude à séparer le signal désiré des signaux perturbateurs présent dans les canaux adjacents.

La sélectivité S_{el} , est le rapport en dB entre : la plus petite puissance d'un signal RF dans le canal adjacent à la fréquence $f_{RF \pm \Delta f}$ (Δf : espacement entre les canaux adjacents) qui, appliqué à l'entrée de l'antenne simultanément avec S_i causera une dégradation des performances a ceux obtenus dans le cas de la sensibilité, et la sensibilité du récepteur S_{ens} :

$$S_{el} = 10 \cdot \log(S_{adj}/S_{ens}) \quad [\text{dB}] \quad (\text{II.6})$$

Comme pour le CCR, l'interférence générée double la puissance du bruit à l'entrée du détecteur, retournant ainsi le SNRd a la même valeur que dans le cas de la sensibilité.

Contrairement au CCR, cette interférence est du à différents mécanismes qui s'ajoutent en même temps notamment ceux dus aux bruits de l'oscillateur local, et dégradent les performances du récepteur. La rejection des filtres (IF dans le cas du SHR ou en bande de base dans le cas du DCR) à la fréquence $f_{IF \pm \Delta f}$ quant à elle permet d'améliorer la sélectivité. L'effet cumulative de ces phénomènes régit par la présence d'un signal interférant dans le canal adjacent de puissance S_{adj} détermine la sélectivité comme suit :

$$S_{el} = -10 \cdot \log [10^{-IFR/10} + 10^{SPRS/10} + 10^{SBN/10}] + CCR \quad [\text{dB}] \quad (\text{II.7})$$

- ✓ **SBN** : C'est la valeur obtenue en dB en intégrant le bruit de phase de l'oscillateur à la fréquence $f_{LO \pm \Delta f}$, sur la bande passante utile B .

$$SBN \approx L(\Delta f) + 10 \log(B) \quad [\text{dBc}] \quad (\text{II.8})$$

Le bruit de phase entraine un étalement des spectres après transposition et conduit à un chevauchement entre les canaux adjacents.

- ✓ **SPRS** : Raies parasites de l'oscillateurs à la fréquence $f_{LO \pm \Delta f}$, Les raies parasites produites par l'oscillateur local modulent les signaux brouilleurs et étalent leurs

spectres vers le canal utile. On considérant S_p la puissance de la raie dominante dans le canal adjacent, le bruit produit à l'entrée du détecteur est alors :

$$SPRS = 10 \cdot \log(S_p / S_{adj}) [dBc] \quad (II.9)$$

- ✓ IFR : La rejection du filtre IF [dB]. C'est l'atténuation du filtre à la fréquence $f_{IF} + \Delta f$. Dans les architectures à fréquence intermédiaire nulle, c'est la réjection des filtres en bande de base qui détermine la sélectivité.

Exemple :

On se propose de calculer la sélectivité du SHR de la *Figure II.11* pour un $\Delta f = 25$ KHz :

Compte tenu de ce qui précède, dans la plupart des récepteurs à bande étroite, dans la mesure où la sélectivité est concernée, toutes les interférences, sauf le bruit de phase de l'OL, peuvent être négligés, et l'équation précédente peut être approchée comme suit :

$$Sel = -SBN + CCR [dB] \quad (II.10)$$

Le facteur limitant dans ce cas la sélectivité est le bruit de phase du premier.

En utilisant l'équation précédente spécifiquement, avec une bande passante IF de 18 KHz et un bruit de phase de -125 dBc/Hz @25 kHz canal adjacent.

On aura :

$$Sel = -(-125 + 10 \log(18 \times 10^3)) - 10 \approx 72 \text{ dB} @ \pm 25 \text{ kHz}$$

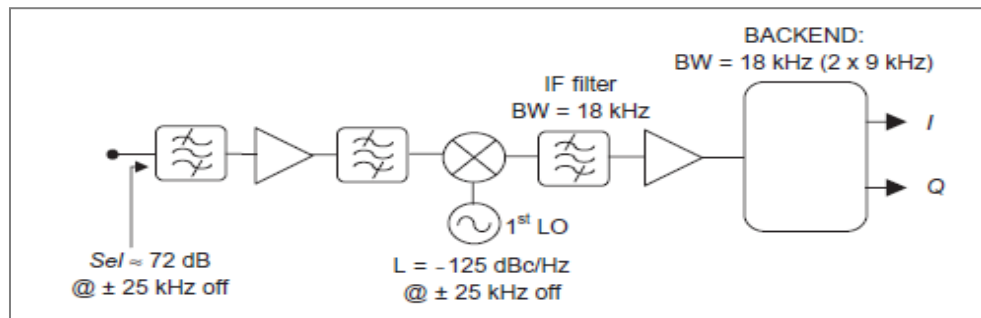


Figure II.13 : Calcul de la sélectivité d'un SHR[1]

- **Rejection d'intermodulation :**

La rejection d'intermodulation est définie comme étant la capacité du récepteur à recevoir le signal RF voulu, sans dépasser une dégradation donnée (celle de la sensibilité), en raison de la présence de deux ou plusieurs signaux susceptibles de produire des composantes d'intermodulations proche du spectre utile. Dans le contexte des récepteurs, on se réfère généralement à la rejection de l'intermodulation du troisième ordre.

IMR3, est le rapport, en dB, entre S_{im} la plus petite valeur de puissance appliquée aux fréquences $f_{RF} + 2\Delta f$ (ou $f_{RF}-2\Delta f$), et $f_{RF} + 4\Delta f$ (ou $f_{RF}-4\Delta f$) simultanément avec $S_i = 2Sens$, qui conduit à ce que les performances en sortie se dégradent à ceux obtenus dans le cas de la sensibilité, et la sensibilité du récepteur $Sens$:

$$IMR3 = 10 \log (S_{im} / Sens) \text{ [dB]} \quad (II.11)$$

Cette dégradation est due à la présence d'un produit d'intermodulation dans le canal utile issue des non linéarités dans l'LNA et du mélangeur.

On démontre que l'IMR3 est calculée en utilisant :

$$IMR3 = \frac{2}{3}(IP3_i - Sens) + \frac{1}{3}CCR \text{ [dB]} \quad (II.12)$$

$IP3_i$ est le point d'interception équivalent en entrée de la chaîne de réception. Il peut être déduit expérimentalement en mesurant S_{im} (et $IMR3$) ou en calculant le point d'interception globale en exploitant la relation suivante entre les étages successifs :

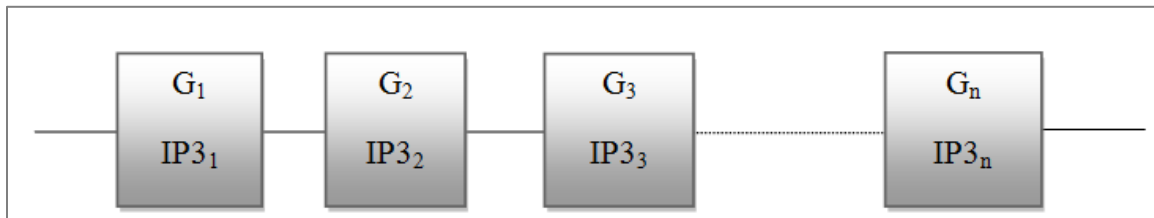


Figure II.14 : Point d'interception d'ordre 3 équivalent à n étages successifs[3]

L'IP3i total à l'entrée de la chaîne est donné par la relation suivante :

$$IP3i = -10 \log \left[\frac{1}{IP3_1} + \frac{G_1}{IP3_2} + \frac{G_1 G_2}{IP3_3} + \dots + \frac{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}{IP3_n} \right] \quad [\text{dBm}] \quad (\text{II.13})$$

Dans cette relation, il apparaît clairement que si l'on cherche à obtenir de bonnes performances en terme d'IP3, dans une cascade de n étages, plus le rang n de l'étage est élevé plus son point IP3 devra être important.

- **Rejection d'image :**

La rejection d'image ne concerne pas les récepteurs DCR ou le problème de la fréquence image ne réside pas. Elle traduit l'aptitude du récepteur à démoduler le signal utile en la présence d'un signal à la fréquence image.

Le IR est le rapport en dB, entre la valeur plus petite puissance S_{Image} à la fréquence image telle que, lorsqu'elle est appliquée à l'entrée de l'antenne en même temps que $S_i = 2S_{\text{Sens}}$, les performances à la sortie du récepteur se dégradent pour atteindre ceux obtenus dans le cas de la sensibilité, et la sensibilité du récepteur S_{Sens} :

$$IR = 10 \log(S_{\text{Image}}/S_{\text{Sens}}) \quad [\text{dB}] \quad (\text{II.14})$$

Le seul issue pour minimiser le bruit image est l'atténuation du filtre à rejection d'image qu'on note A_{image} . la rejection d'image IR est donc égale à :

$$IR = 10 \log(A_{\text{image}}) + \text{CCR} \quad [\text{dB}] \quad (\text{II.15})$$

- **Rejection des bloqueurs ou « Blocking »:**

Le blocking est un phénomène régi par la présence d'un interféreur puissant loin de la fréquence du canal. Ce problème ne peut pas être prédit et peut conduire à la paralysie totale du système.

Block, est le rapport en dB entre la valeur de la plus petite puissance S_{block} à la fréquence $f_{\text{block}} = f_{\text{RF}} + n\Delta f$, (n un entier grand pour lequel f_{block} reste toujours dans la bande passante

du front end), telle que, lorsqu'elle est appliquée à l'entrée de l'antenne en même temps que $S_i = 2S_{\text{Sens}}$, les performances en sortie du récepteur se dégradent pour atteindre celles obtenues dans le cas de la sensibilité, et la sensibilité du récepteur :

$$\text{Block} = 10 \log(S_{\text{block}}/S_{\text{Sens}}) \quad [\text{dB}] \quad (\text{II.16})$$

Le «Blocking» est dû au bruit de phase de l'oscillateur local et à ses raies parasites, qui interagissent avec un interféreur provenant d'une fréquence lointaine et produisant ainsi un signal bruit à l'entrée du démodulateur.

Pour un seul interféreur, on démontre que le Blocking est égale à :

$$\text{Block} = -10 \log[10^{S_{\text{PRS}}/10} + 10^{S_{\text{BN}}/10}] + \text{CCR} \quad [\text{dB}] \quad (\text{II.17})$$

II.2.3 Dynamique :

La dynamique d'un récepteur se définit comme la plage de puissance pour laquelle le fonctionnement est satisfaisant. Pour les bas niveaux, on est limité par le plancher de bruit et pour les forts niveaux, c'est la compression qui est le phénomène limitant. La dynamique d'un récepteur sera donc d'autant plus grande que son point d'interception d'ordre trois et son point à 1 dB de compression seront importants.

La dynamique est définie comme le rapport en dB entre la plus petite puissance RF à l'entrée de l'antenne S_{at} et à la fréquence centrale qui, appliquée à l'antenne sans autre signaux interféreurs, causera la dégradation des performances à la sortie du récepteur jusqu'à atteindre ceux de la sensibilité et la sensibilité S_{Sens} :

$$\text{DR} = 10 \log(S_{\text{at}}/S_{\text{Sens}}) \quad [\text{dB}] \quad (\text{II.18})$$

Conclusion :

Nous avons décrit dans ce chapitre les différentes architectures employées dans les systèmes de réception. Ceci a pour but d'orienter notre choix à une architecture convenable pour notre application, dans le chapitre qui suit.

L'étude s'est par la suite étendue à la description des différentes caractéristiques des systèmes de réceptions radiofréquences. Ceci nous a permis de conclure que la structure finale d'un récepteur découle d'une suite de compromis entre les différents paramètres influant sur les performances. Tous ces paramètres sont étroitement imbriqués, il n'y a ni solution idéale ni solution universelle.

CHAPITRE III

DIMENSIONNEMENT ET CONCEPTION DE LA CHAÎNE DE RECEPTION

Introduction:

Le récepteur à concevoir a pour but la transposition d'un signal haute fréquence vers une fréquence intermédiaire permettant d'effectuer son acquisition vers PC et son exploitation pour des applications de radar passif.

Nous sommes maintenant en mesure d'aborder la première partie de la réalisation de la chaîne de réception qui consiste en la détermination d'une architecture optimisée, parfaitement adaptée à notre application et de fixer un budget préliminaire sur chacun des blocs la composant.

Ce chapitre aura pour but donc le dimensionnement de la chaîne de réception en fonction des critères imposés par le cahier des charges. Une simulation de la chaîne de réception est par la suite proposée afin de valider le dimensionnement et évaluer les performances globales du récepteur à réaliser.

III.1 Choix de l'architecture de réception :

Le choix de l'architecture la plus adaptée pour notre application découle d'un compromis entre performances, simplicité et immunité au bruit. En effet, l'utilisation d'une architecture à zéro IF ou à faible IF n'est pas envisageable à cause du niveau de bruit en $1/f$ et des problèmes de DC offset qui les rendent difficile à mettre en œuvre. La structure hétérodyne est certes la plus complexe mais présente les meilleures performances, notre choix s'est donc porté sur cette dernière. Néanmoins, son utilisation nécessite une adaptation à notre application. En effet, notre but n'étant pas de démoduler le signal, nous permet de nous affranchir du démodulateur. De plus, La décomposition du signal en deux composantes en phase et en quadrature de phase se fera en numérique ce qui nous évitera la réalisation des deux voies I et Q en analogique.

La chaîne de réception comprend donc un étage de conversion RF-IF qui représente la partie traitement analogique du signal. Cette partie est constituée d'un filtre d'entrée, un amplificateur faible bruit et un mélangeur dont la fréquence de l'oscillateur local doit être réglé pour transposer le signal utile vers une fréquence intermédiaire adéquate. Par adéquate, on désigne une fréquence qui permet d'effectuer l'acquisition du signal par la

suite tout en s'affranchissant des bruits susceptibles de nuire au signal utile. Un filtrage à cette fréquence est par la suite effectué pour sélectionner le canal sur lequel le traitement numérique se fera. L'étage de conversion doit donc englober les meilleures performances pour garantir en sortie un signal exploitable par la carte d'acquisition.

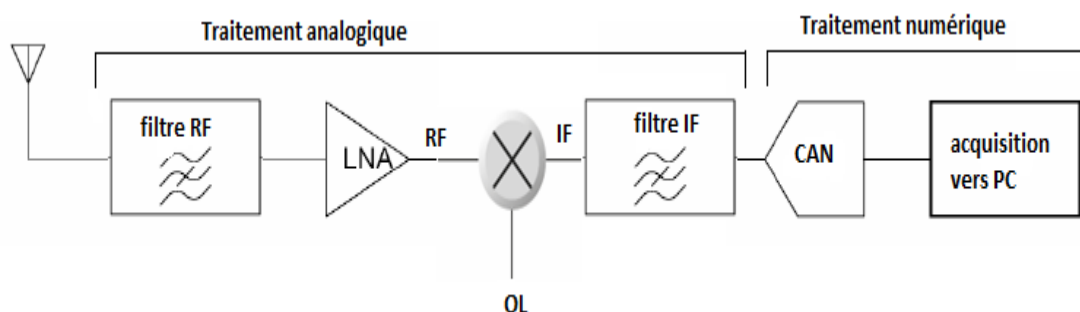


Figure III.1: Architecture du récepteur

III.2 Définition du cahier des charges:

III.2.1 La fréquence opérationnelle :

Pour définir la fréquence de travail, on procède par un balayage du spectre hertzien. Pour cela, on utilise une antenne Yagi large bande, un analyseur de spectre et un câble coaxiale pour établir la liaison entre les deux.

III.2.1.1 Matériels utilisés :

- **Antenne:**

L'antenne utilisée est de type Yagi VHF/UHF destinée à la réception des signaux de la télédiffusion. Cette antenne est à large bande à cause des fréquences de résonances propres des éléments la constituant : 5 directeurs, 4 réflecteurs et un pilote. Le pilote raisonne à une fréquence de 500MHz.

L'impédance d'antenne est de 300 ohms. Elle est excitée par un coaxial d'impédance 75Ω pourvu d'un balun 4:1 permettant à la fois la symétrisation et l'adaptation.

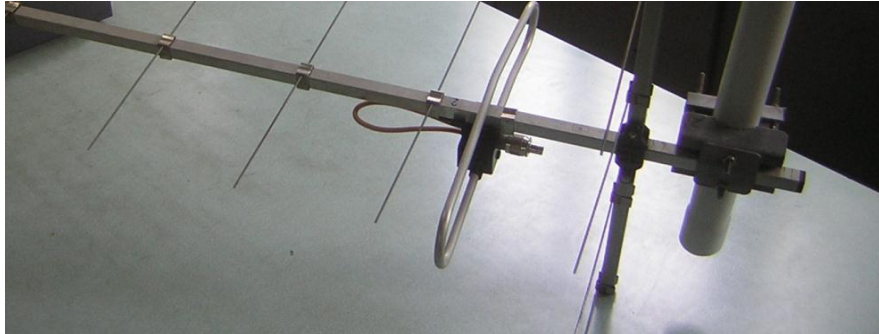


Figure III.2 : Antenne Yagi UHF/VHF

- **Analyseur de spectre :**

L'analyseur de spectre sert à visionner le spectre du signal provenant de l'antenne. L'analyseur utilisé est le HM5510 dont les caractéristiques principales sont :

- ✓ Gamme de fréquences 150 kHz a 1GHz.
- ✓ Gamme d'amplitude de -100dBm a +10 dBm.
- ✓ Représentation et traitement analogique des signaux.

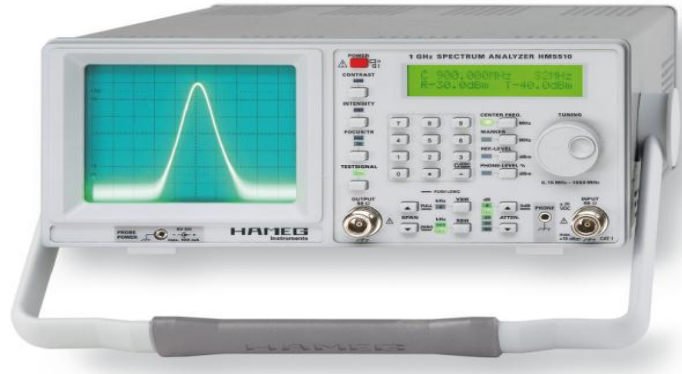


Figure III.3:Analyseur de spectre

- **Câble coaxial:**

Le câble coaxial permet de réaliser le lien entre l'antenne et l'analyseur de spectre, le câble utilisé est le *RG59/BU*. Les pertes dans le câble dépendent de sa longueur ainsi que de la fréquence de travail. La longueur du câble a été minimisée au maximum afin de limiter les pertes dans ce dernier. Il présente une impédance caractéristique de 75 Ω . L'entrée de l'analyseur présente, quant à elle, une impédance

d'entrée de 50Ω ; une légère désadaptation se traduit alors par des pertes de 0.177 dB de la puissance incidente.



Figure III.4 : Câble coaxiale RG59/BU

III.2.1.2 Résultats :

L'analyseur de spectre étant relié à l'antenne via le câble coaxiale, permet de visualiser le spectre de la figure suivante sur une largeur de bande de 1 GHz.

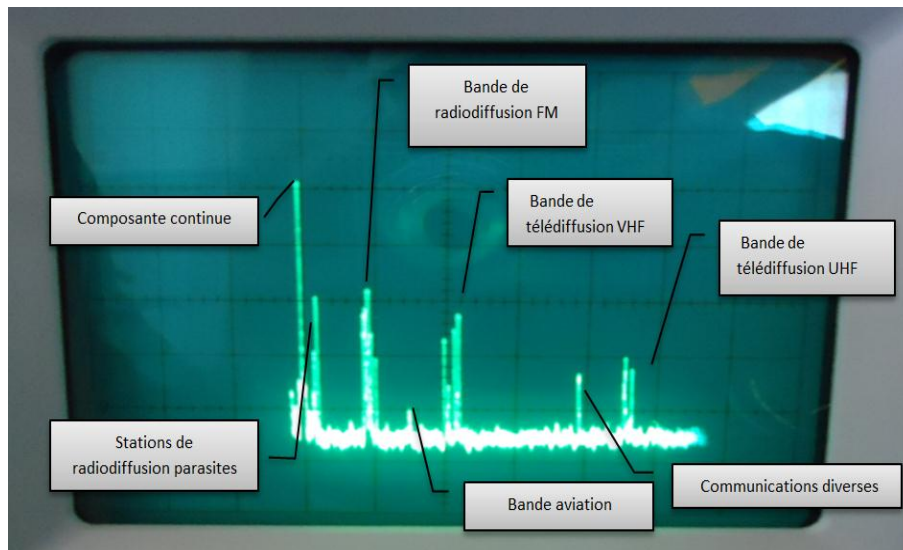


Figure III.5 : Spectre capté sur une bande de 1GHz

Le spectre capté est constitué de :

- Les canaux de radiodiffusion FM d'une largeur de 200 kHz chacun. Cette bande s'étend de 88 à 108 MHz. D'autres stations de radiodiffusion non identifiées sont

captées aux fréquences 17 et 20 MHz .Leur présence n'est pas permanente et dépend des conditions climatiques.



Figure III.6 : Canaux de radiodiffusion FM de 88 MHz à 108 MHz

- Les canaux de télédiffusion d'une largeur de 7 MHz chacun [14]:

VHF :

Canal hertzien 10 (porteuses image et son : 203.25 MHz et 208.25 MHz respectivement)

Canal hertzien 11 (porteuses image et son : 217.25 MHz et 222.25 MHz respectivement).

UHF :

Canal hertzien 49 (porteuses image et son : 675.2 MHz et 700.75 2 MHz respectivement).

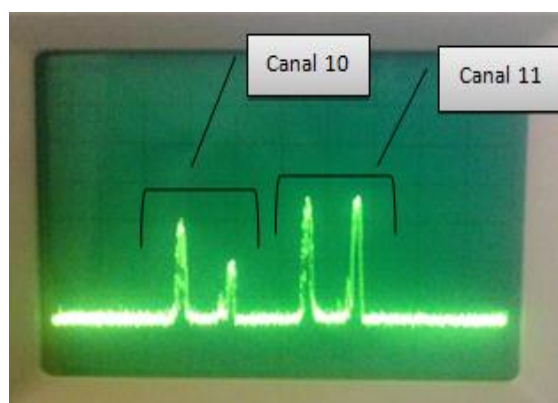


Figure III.7 : Canaux de télédiffusion 10 et 11

- Signaux de la bande aviation : un signal est capté à la fréquence 152 MHz. sa puissance est très faible (de l'ordre de -80 dBm).

- Autres signaux : ce sont les diverses communications hertziennes dans la bande UHF. La puissance de ces signaux n'est pas constante car c'est des canaux utilisés en "Half duplex" (émission puis réception dans le même canal).

III.2.1.3 Choix de la fréquence de travail :

Le choix de la fréquence la plus appropriée pour notre application est celui des canaux de la bande FM car ces derniers présentent moins de contraintes dans la réalisation (comportement des éléments passifs en hautes fréquences) et une meilleure disponibilité des circuits travaillant dans cette bande.

III.2.2 Figure de bruit optimale :

Le critère prédominant dans la conception d'un récepteur pour des applications de radar est sa sensibilité. Il doit offrir de bonnes performances en présence d'un signal très faible à son entrée et d'en produire un signal exploitable en sortie. Cette sensibilité traduira par la suite la figure de bruit optimale que le récepteur ne doit pas dépasser. On doit au préalable déterminer cette sensibilité.

III.2.2.1. Détermination de la sensibilité:

Dans notre cas, La sensibilité se traduit par la puissance des échos provenant des réflexions du signal à recevoir sur des cibles en mouvement. Le récepteur doit être apte à détecter ces échos et de permettre leur exploitation par la suite en introduisant le minimum de bruit possible. L'expérience ayant conduit à déterminer la puissance de ces échos est décrite dans ce qui suit.

Descriptif de l'expérience et résultats :

Le test se fait pour un canal donné de la bande FM. Dans notre cas, on utilise celui dont la fréquence centrale est de 94.2 MHz. L'expérience consiste en 2 étapes : une première visualisation du signal original provenant de l'émetteur (station d'émission de Bordj El Bahri). Une deuxième pour la visualisation des signaux réfléchis par les cibles

mobiles ; avions civiles dans notre cas (aéroport Houari Boumédiène direction de Dar el Beida).

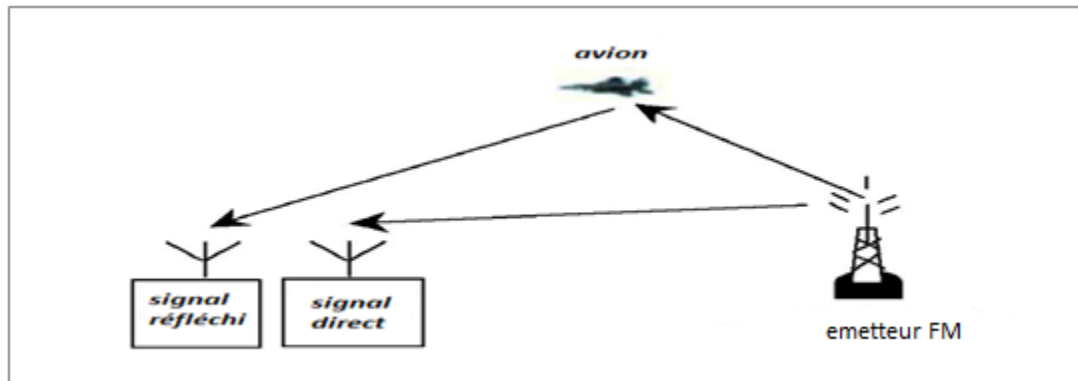


Figure III.8 : principe de détection des échos

Dans un premier lieu, on visualise le signal direct sur l'analyseur de spectre. Pour se faire, l'antenne est orientée vers l'émetteur. La puissance reçue est de -50dBm.

Par la suite, l'antenne est orientée vers l'aéroport, dans une direction pour laquelle on détecte le minimum de signal direct afin de s'assurer que les signaux captés proviennent essentiellement des réflexions. L'antenne doit être donc très directive et ne doit capter que dans la direction de l'aéroport. La puissance minimale captée est de -90dBm.

Une fois la direction optimisée, on attend qu'un avion passe afin de détecter les réflexions provenant de ce dernier. En principe, on visualise des raies très proches de la fréquence porteuse du signal original, lors du passage de l'avion. Ces raies ont un Doppler qui sera par la suite exploité pour la détermination de la vitesse et la position de la cible en mouvement.

L'antenne utilisée dans cette expérience n'a pas la directivité nécessaire pour capter dans une seule direction (celle de l'aéroport) et capte toujours une portion du signal direct à cause de son lobe arrière. Des solutions sont envisageables afin d'augmenter le gain et consistent en l'utilisation d'un réseau d'antennes Yagi, ou l'augmentation du nombre de réflecteurs et de directeurs qui permet en plus d'éliminer le lobe arrière de l'antenne.

La puissance minimale détectée étant de -90 dBm, on définit cette valeur comme étant la sensibilité du récepteur.

III.2.2.2 Calcul de la figure de bruit optimale :

Pour le calcul de la figure de bruit optimale du système, on doit définir en plus de la sensibilité, le SNR nécessaire pour les performances de la sensibilité et la bande passante utile pour laquelle la puissance du bruit est calculée.

Dans la plupart des récepteurs commerciaux, la sensibilité est définie pour produire un SNR de 10. On définit donc la sensibilité pour cette valeur du SNR.

La bande utile est définie par la largeur des canaux de la bande FM : $B=200\text{KHz}$

La figure de bruit est déduite de la relation (II.3) telle que la sensibilité est celle déterminée auparavant (Sens = -90dBm). On trouve : $NF = 21\text{ dB}$

L'étage de conversion doit donc avoir une figure de bruit inférieure ou égale à cette valeur pour permettre d'atteindre la valeur requise pour la sensibilité.

On Remarque que si notre choix de la fréquence était celui des canaux de télédiffusion, la largeur B serait de 7MHz et la figure de bruit optimale serait $NF = 5.55\text{ dB}$

Ceci renforce notre choix pour la bande de radiodiffusion FM qui permet d'atteindre de bons niveaux de sensibilités avec moins de contraintes sur la figure de bruit que dans le cas de celle de la télédiffusion.

III.2.3 Choix de la fréquence intermédiaire :

Le choix de la fréquence intermédiaire découle d'un compromis entre la bande passante de la carte d'acquisition et la position des fréquences images.

En effet, la limite supérieure est définie par la bande passante du filtre anti-repliement de la carte d'acquisition NI-PXI 5105 qui est de 24 MHz, la fréquence intermédiaire doit être donc inférieure à cette valeur.

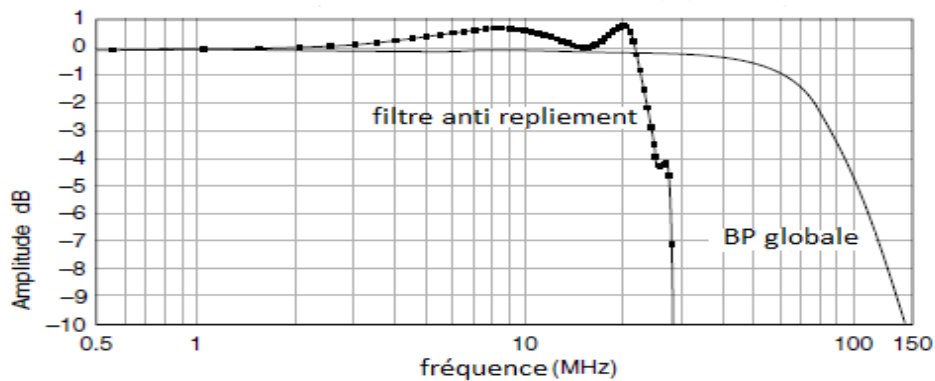


Figure III.9 : réponse fréquentielle du filtre anti-repliement de la carte d'acquisition

La limite inférieure, quant à elle, est définie par la position des fréquences images qui sont susceptibles de perturber la bande utile. En effet, en considérant les fréquences limites de la bande FM comme étant f_{RFmin} et f_{RFmax} , la bande image se trouvera donc dans la bande $f_{RFmin} - 2f_{IF}$, $f_{RFmax} - 2f_{IF}$. La fréquence intermédiaire doit être choisie de la sorte que les deux bandes ne se chevauchent pas.

La condition est : $f_{RFmax} - 2f_{IF} < f_{RFmin}$, sachant : $f_{RFmin} = 88$ MHz , $f_{RFmax} = 108$ MHz , on aura : $f_{IF} > 10$ MHz [1].

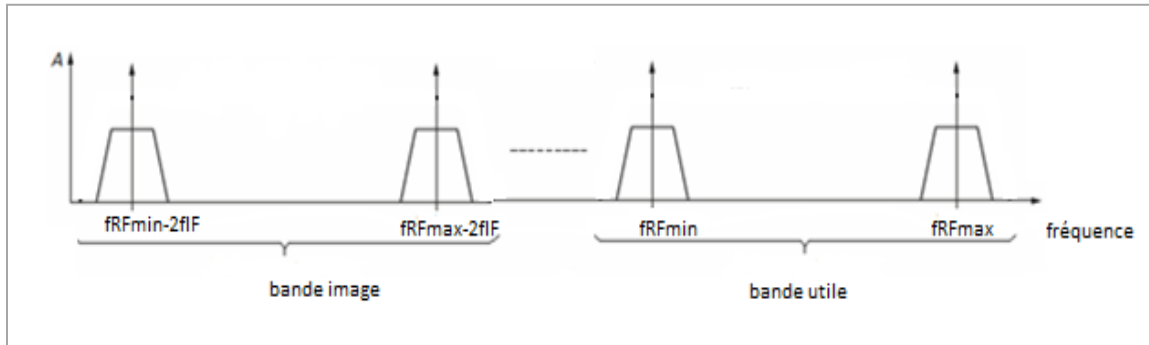


Figure III.10 : Impact des fréquences images sur le choix de la fréquence intermédiaire

La fréquence intermédiaire doit donc être comprise dans la gamme 10MHz-24MHz : $10\text{MHz} < f_{IF} < 24\text{MHz}$. On opte, pour des raisons de simplicité, pour la fréquence intermédiaire standard pour les récepteurs radio qui est de 10.7 MHz.

III.3. Dimensionnement de la chaîne de réception :

La chaîne de réception doit permettre de surmonter les contraintes imposées par le cahier des charges en terme de figure de bruit globale, tout en respectant le plan de fréquence déjà défini ($88\text{MHz} < f_{RF} < 108\text{MHz}$, $f_{IF} = 10.7\text{MHz}$).

III.3.1 L'antenne :

L'antenne utilisée est l'antenne Yagi déjà opérationnelle durant les expériences précédentes. Cependant, cette antenne est à large bande et impose l'utilisation d'un filtre pour éviter une saturation du système de réception et une augmentation des effets non linéaire de ses étages.

On peut envisager d'utiliser une antenne spécifique pour la bande FM de type dipôle replié fonctionnant à une fréquence centrale, $f_c = 98\text{MHz}$.

Ce dipôle est d'une longueur de $\lambda / 2$. La longueur d'onde étant de $\lambda = 3.06\text{m}$ ce qui donne une longueur de dipôle $l = 1.53\text{m}$. La taille de l'antenne est certes grande mais on a plus besoin de directeurs dans ce cas. Faute de temps, cette solution n'a pas été adoptée.

III.3.2 Filtre d'entrée :

Le filtre *RF* doit être centré sur la bande FM, 88 à 108 MHz. L'atténuation fournie en bande atténuée doit réduire les bloqueurs hors bande. Dans notre cas, les signaux indésirables les plus proches du spectre utile sont ceux de la télédiffusion pour lesquelles le filtre doit apporter une atténuation importante.

Une simulation du filtre sous le logiciel ADS, avec l'outil «design filter» nous permet d'avoir le schéma décrit dans la figure III.11 avec les caractéristiques suivantes :

- Fréquence centrale : 98 MHz
- Bande passante à 3 dB : 20 MHz (88 à 108 MHz)
- Bande passante à 20 dB : 90 MHz
- Type de filtre : Gaussien, le choix de ce type est du fait que la réponse fréquentielle du filtre est plate sur une large bande autour de la fréquence centrale ce qui évite une grande distorsion d'amplitude des signaux de la bande utile.
- Ordre du filtre : on opte pour un filtre d'ordre 2. Les filtres d'ordre supérieur permettent d'atteindre une meilleure sélectivité. Cependant, la sélectivité du filtre dans notre cas n'est pas cruciale ; il doit atténuer les signaux indésirables sans pour autant introduire des pertes d'insertion très grandes.

La structure est la suivante :

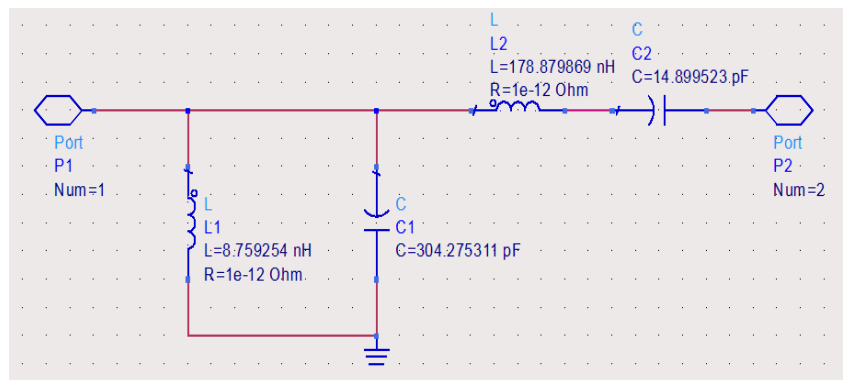


Figure III.11 : Structure du filtre d'entrée centrée sur 98 MHz.

La simulation des paramètres S se fait pour une impédance de source de 75Ω et de charge de 50Ω , car ceci reflète le cas réel ou le filtre est alimenté par le câble coaxiale d'impédance 75Ω et chargé par l'impédance d'entrée de l'amplificateur faible bruit qui est de 50Ω :

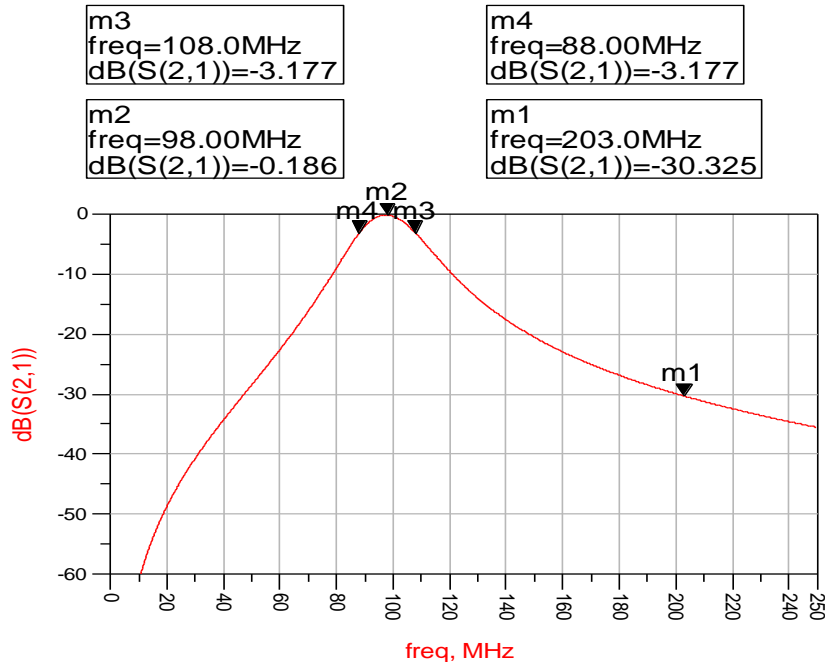


Figure III.12 : réponse fréquentielle du filtre d'entrée

Les pertes d'insertion sont faibles de l'ordre de 0.186 dB. L'atténuation dans les bandes de télédiffusion est de l'ordre de 30 dB.

III.3.3. L'amplificateur faible bruit :

L'amplificateur utilisé est un amplificateur MMIC : ERA-5SM. C'est un amplificateur à large bande ; sa bande de travail s'étend jusqu'à 4 GHz.

Ce circuit est adapté intrinsèquement à 50Ω à l'entrée et à la sortie sans circuits d'adaptation externe. Le circuit interne est une configuration d'amplificateur à deux transistors bipolaires en montage Darlington. Cet amplificateur permet d'avoir un gain considérable (20 dB) et une figure de bruit relativement faible (3.5 dB).

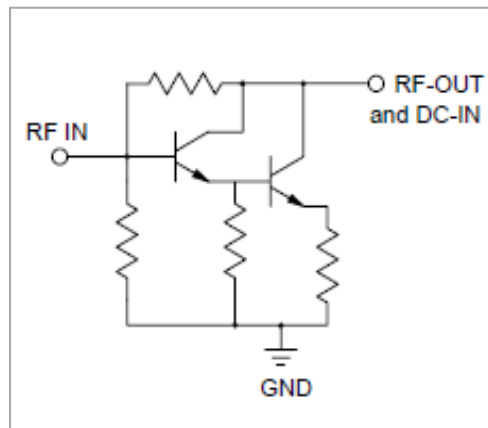


Figure III.13 : Structure interne du LNA ERA5SM

III.3.4. Le mélangeur :

Le mélangeur utilisé est le NE602. C'est un circuit intégré monolithique qui réunit à la fois un mélangeur, un oscillateur et un régulateur de tension. C'est un mélangeur actif dont la structure interne est une cellule de Gilbert à base de transistors bipolaires. Son gain typique est de 15 dB et présente une figure de bruit de 5dB.

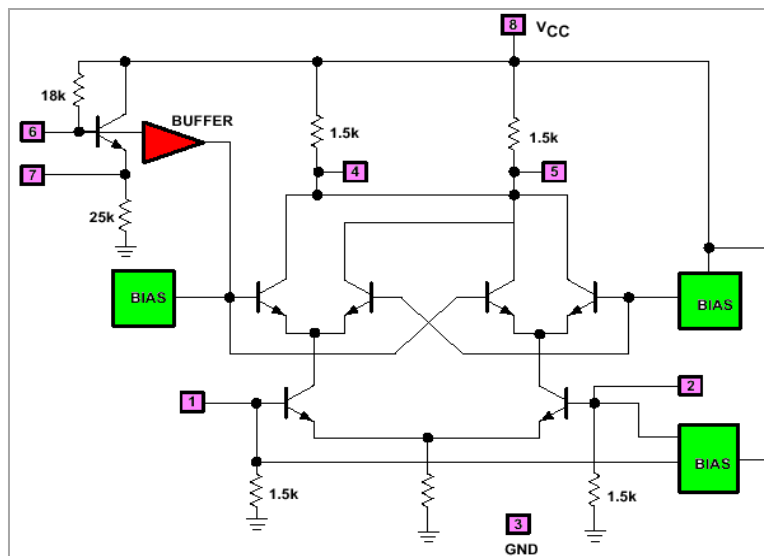


Figure III.14 : Structure interne du mélangeur NE602

Le point d'interception du troisième ordre du NE602 se situe à -13dBm. L'impédance d'entrée du NE602 est de $1.5k\Omega$ parallèle à $3pF$ alors que son impédance de sortie est de $1.5k\Omega$.

Une étude plus approfondie de ce circuit ainsi que son fonctionnement seront détaillé dans la partie réalisation du circuit global.

III.3.5. Etage d'adaptation LNA-mélangeur:

Pour assurer le transfert maximum de puissance entre l'amplificateur faible bruit et le mélangeur, un circuit d'adaptation est nécessaire. Celui-ci a pour rôle d'adapter l'impédance de sortie du LNA de 50Ω à l'impédance d'entrée du mélangeur constitué d'une résistance de $1.5k\Omega$ en parallèle avec une capacité de $3pF$.

L'outil «impédance matching» d'ADS permet le design de cet étage d'adaptation à l'aide de circuits LC non dissipatifs en «L». La structure choisie est celle ayant un élément «shunt» capacitif pour éviter toute possibilité de court-circuit en continu. La structure trouvée est la suivante :

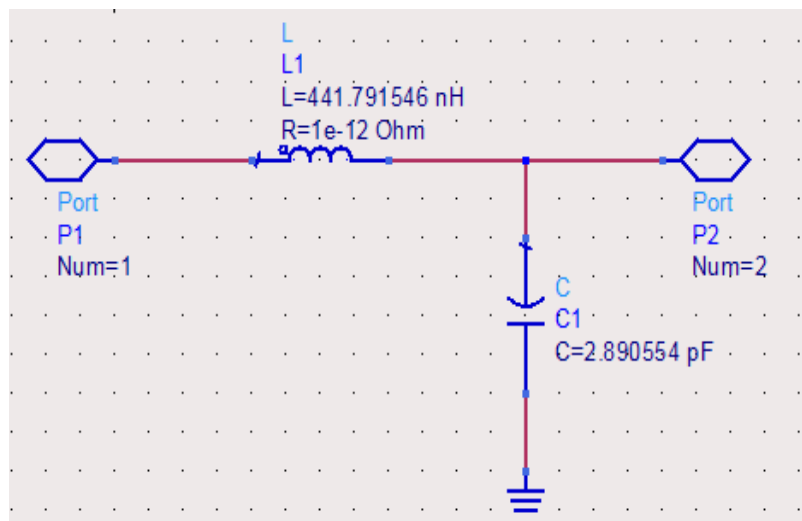


Figure III.15 : Structure de l'étage d'adaptation LNA-mélangeur

Ce circuit permet d'effectuer l'adaptation pour la fréquence centrale de 98MHz. Cependant, les signaux de la bande utile subissent une atténuation dont la valeur maximale est de 1.5 dB aux fréquences limites.

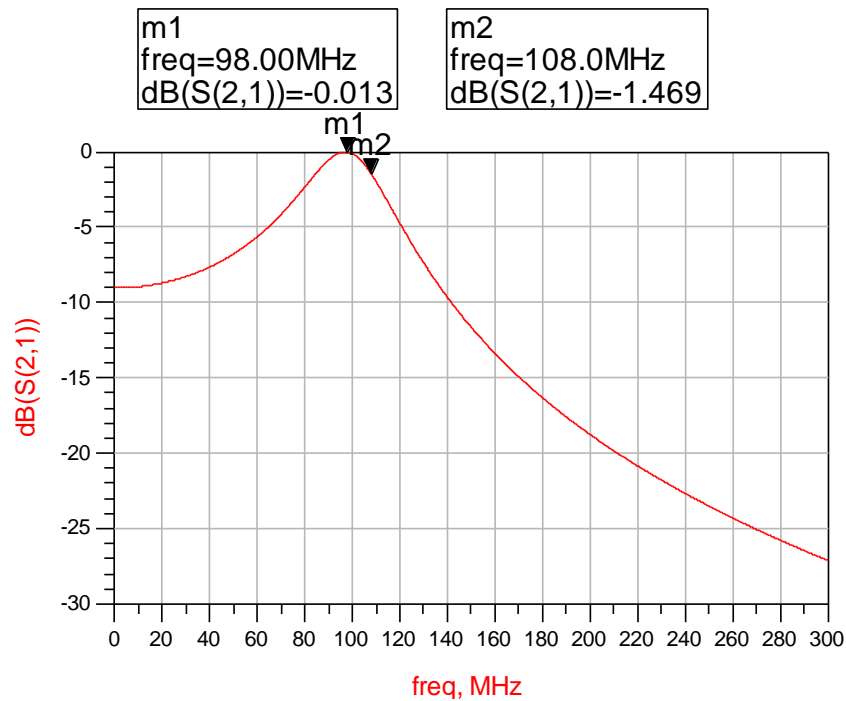


Figure III.16 : Réponse fréquentielle de l'étage d'adaptation (LNA-mélangeur)

III.3.6. Filtre IF :

Afin de sélectionner le canal utile et éliminer les signaux indésirables après mélange, on utilise un filtre céramique typique utilisé en radio FM : L10.7MS2. Les principales caractéristiques de ce filtre sont :

- la fréquence centrale : 10.7 MHz
- la bande passante à-3 dB : 230kHz
- la bande passante à-20 dB : 600kHz
- les pertes d'insertion ≤ 6 dB.

Les pertes d'insertion sont relativement grandes mais leur impact sur la figure de bruit globale du récepteur est minimal vu que l'étage de filtrage constitue le dernier étage de la partie analogique.

Pour la simulation du filtre on utilise un modèle équivalent qui est celui du filtre SAW car ce dernier a les mêmes propriétés spectrales que le filtre céramique.

La réponse fréquentielle du filtre est dans ce cas :

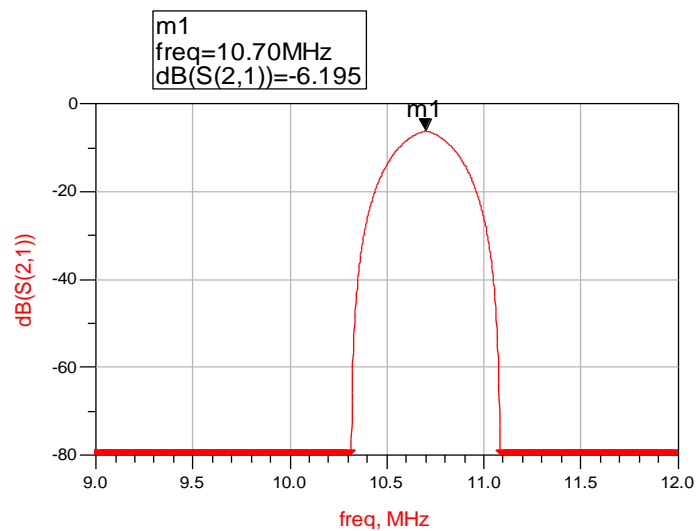
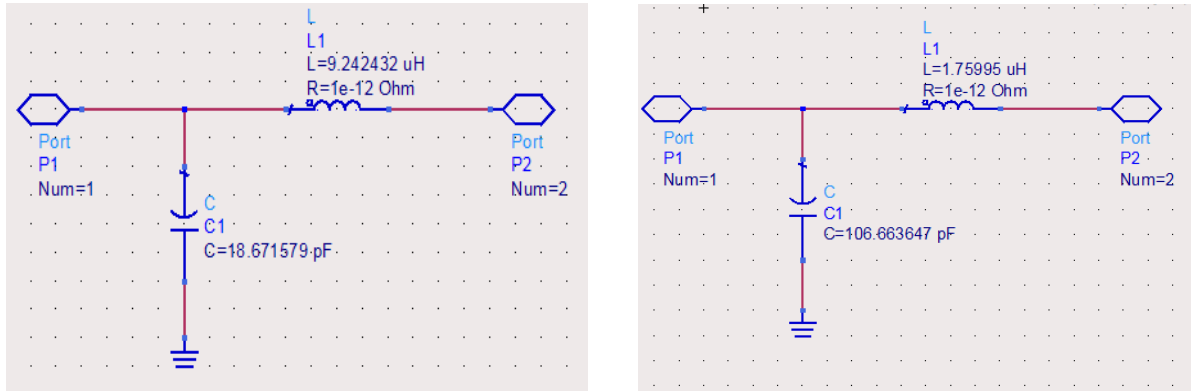


Figure III.17: Réponse fréquentiel du modèle de filtre IF utilisé

III.3.7. Etages d'adaptations du Filtre IF :

Le bon fonctionnement du filtre est optimisé pour une impédance en entrée et en sortie de 330 Ω . Des circuits d'adaptation en amont et en aval du filtre sont donc nécessaires pour assurer un transfert maximum de puissance. Le premier circuit d'adaptation a pour rôle de transformer l'impédance de sortie du mélangeur de 1500 Ω en 330 Ω à l'entrée du filtre. Le deuxième a pour rôle de transformer l'impédance d'entrée de la carte d'acquisition de 50 Ω en 330 Ω en sortie du filtre.

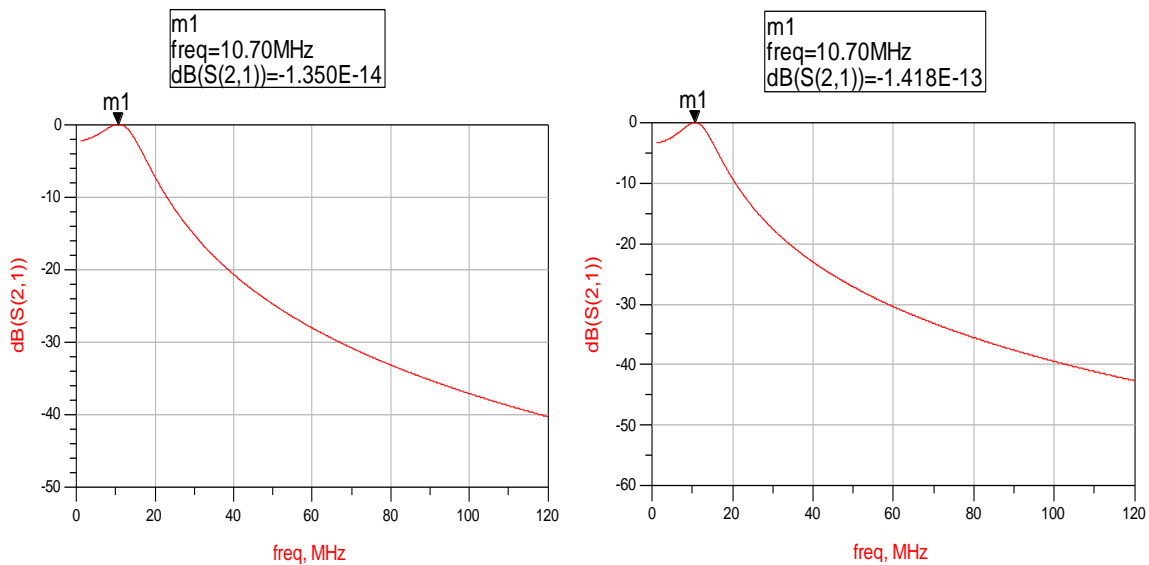
L'adaptation est effectuée pour la fréquence intermédiaire de 10.7 MHz. Les structures trouvées sont données par la figure III.18.



(a)

(b)

Figure III.18 : Etages d'adaptations : (a) en amont du filtre IF (b) en aval du filtre IF



(a)

(b)

Figure III.19 : Réponse fréquentielle des étages d'adaptations (a) en amont du filtre IF (b) en aval du filtre IF

III.4 Validation du dimensionnement par simulation ADS:

Afin d'évaluer les performances de l'architecture proposée et valider les résultats du dimensionnement, on effectue une simulation de la chaîne de réception sous ADS.

Le bloc de filtrage RF, IF et les blocs d'adaptations sont utilisés tel que précédemment définis. En ce qui concerne l'amplificateur faible bruit et le mélangeur, on utilise des blocs pour lesquels on introduit les caractéristiques des composants utilisés en termes de gain, NF, IP3, paramètres S, impédance d'entrée et de sortie.

Afin d'approcher le cas réel, on prend comme entrée de la chaîne le spectre constitué des signaux suivant : 3 Canaux FM dont les fréquences porteuses sont 88, 98, 108 MHz et 2 Canaux TV dont les fréquences porteuses sont 203 et 217 MHz .La puissance de ces raies est fixée à -60 dBm.

Le schéma du récepteur est le suivant :

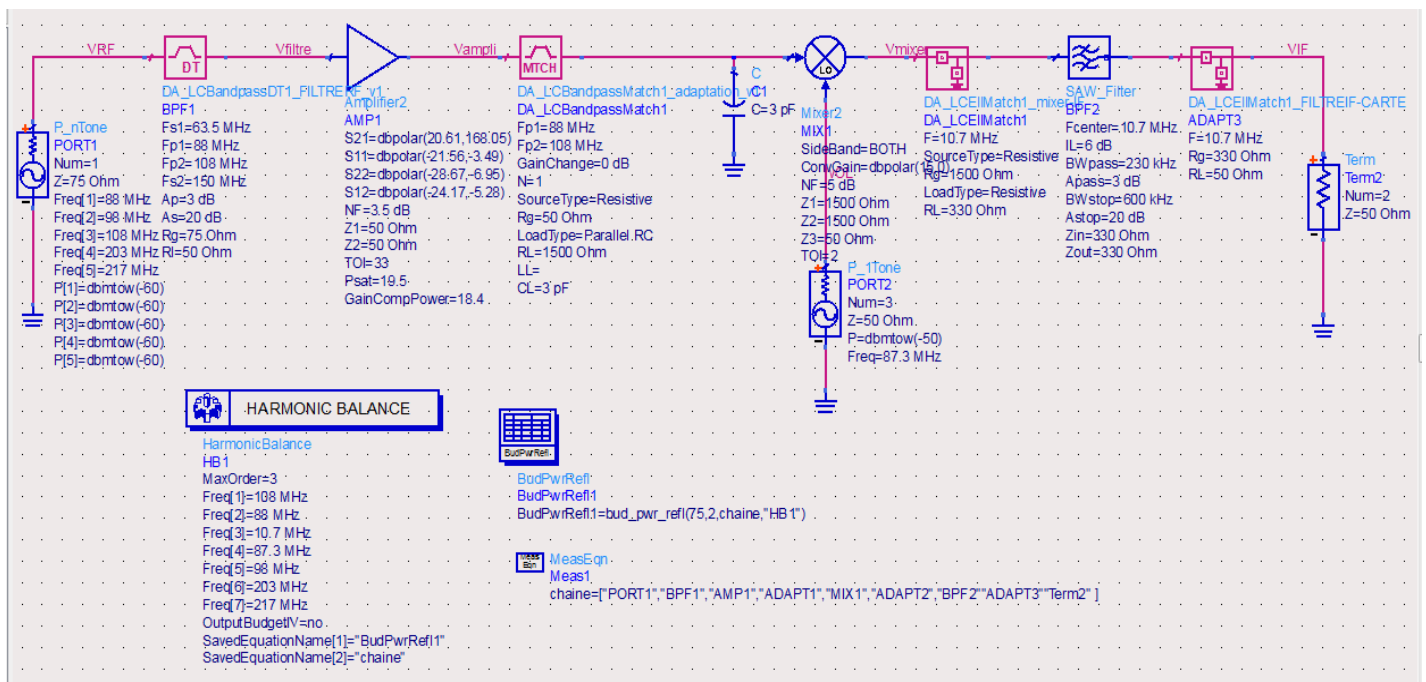


Figure III.20 : Schéma de la chaîne de réception simulé sous ADS

III.4.1 .Résultats des simulations de la chaîne de réception :

III.4.1.1 Évolution des signaux le long de la chaîne de réception :

La visualisation des signaux au niveau de chaque point de la chaîne permet de vérifier le fonctionnement des différents étages.

La figure III.21 décrit le signal en amont du filtre. On remarque, que même si les puissances délivrées par la source sont égales, la puissance en amont du filtre diffère à cause des pertes par désadaptation. En effet, l'adaptation étant effectuée pour la fréquence centrale de 98MHz, les pertes par désadaptation du filtre atteignent 3 dB pour les fréquences limites de la bande utile. Ces pertes sont d'autant plus grandes en s'éloignant de la fréquence centrale. Elles atteignent 20 dB pour les canaux de télédiffusion.

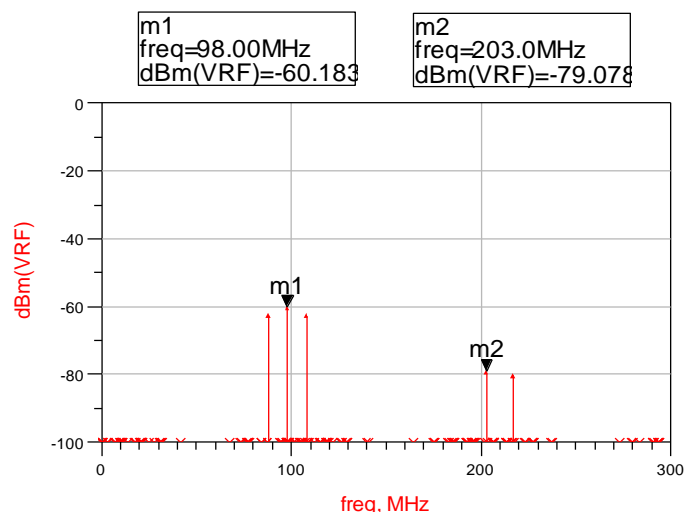


Figure III.21 : Signaux à l'entrée du filtre RF

Le filtre a permis d'atténuer les canaux TV sans affecter les canaux FM . l'atténuation globale apportée est de 30 dB permettant de réduire leur niveau à -90dBm .

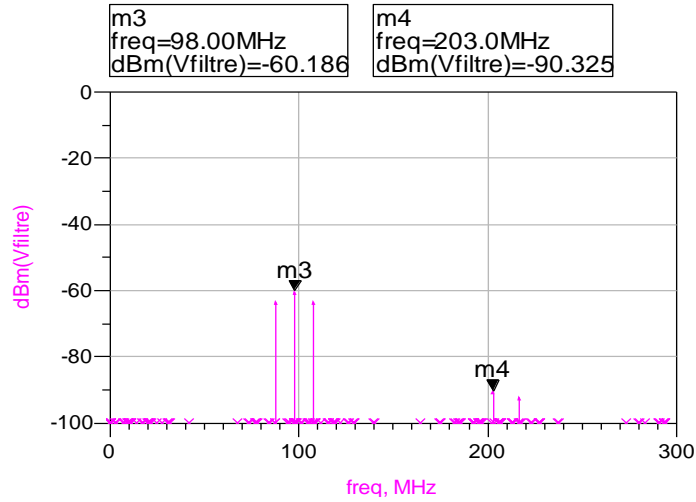


Figure III.22 : Signaux en sortie du filtre RF

Le signal amplifié est décrit dans la *figure III.22*. L'amplificateur, étant à large bande, il fournit un gain de 20 dB pour tout le spectre à son entrée. En effet, ceci constitue un inconvénient car ce dernier renforce les signaux indésirables. En contrepartie, il présente une grande valeur du IP3 ce qui permet d'avoir un niveau des produits d'intermodulations très faibles (< -150 dBm) d'autant plus que les signaux a son entrée sont relativement faible.

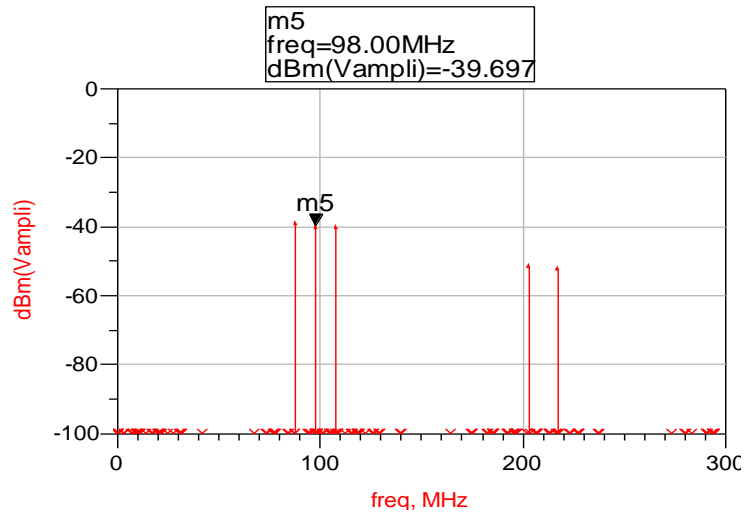


Figure III.23 : Signaux en sortie de l'amplificateur

Le mélange est effectué à l'aide d'un signal de pompe OL de fréquence 87.3 MHz d'une puissance de -50 dBm. Le choix de cette fréquence permet la sélection du canal dont la fréquence centrale est de 98 MHz en le positionnant sur la fréquence intermédiaire de 10.7 MHz. Le spectre après mélange est constitué de la transposition des signaux vers les fréquences sommes et différences pour chaque raie du spectre.

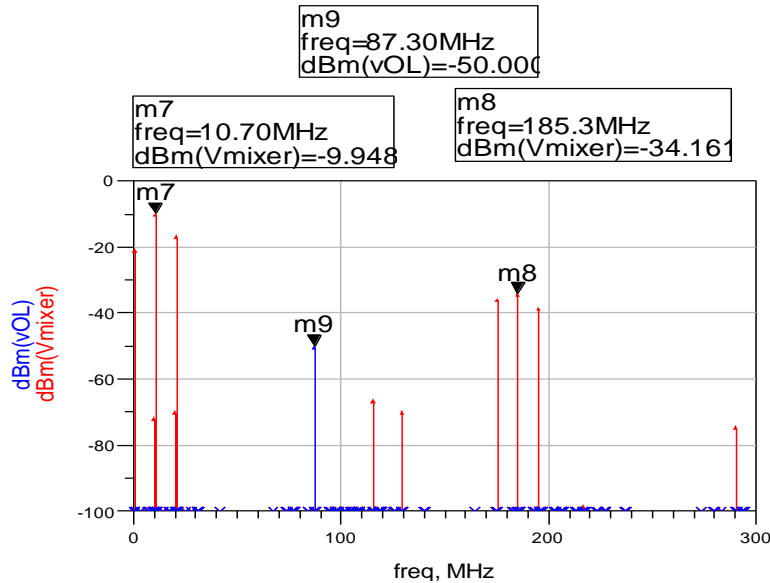


Figure III.24: Signaux en sortie du mélangeur

Les signaux après mélange sont impactés par l'étage d'adaptation entre le mélangeur et le filtre IF. En effet, l'adaptation étant effectuée pour la fréquence $f_{IF} = 10.7\text{MHz}$, les signaux en dehors de cette fréquence présente des pertes par désadaptation qui croit en s'éloignant de cette fréquence.

L'ordre du mélange étant fixé à 3, des produits d'intermodulation sont susceptibles d'apparaître. Les produits d'intermodulation d'ordre 2, apparaissent aux fréquences 10, 20, 206 MHz.

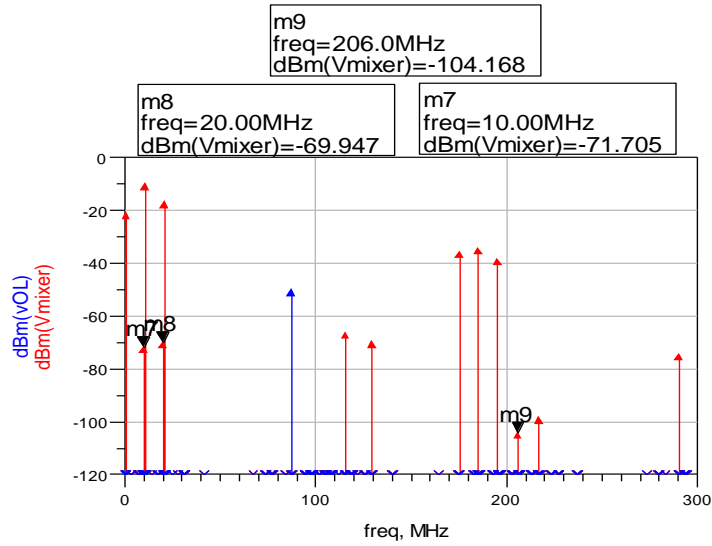


Figure III.25 : Produits d'intermodulation d'ordre 2 issue du mélange

Le niveau du signal après filtrage subit une atténuation. Ceci est dû aux pertes d'insertion du filtre IF qui sont évalués à 6dB dans notre cas. La puissance de cette raie est de -30dB. Le récepteur a permis donc de transposer le canal de fréquence 98MHz vers la fréquence intermédiaire de 10.7 MHz en lui procurant un gain de 30 dB.

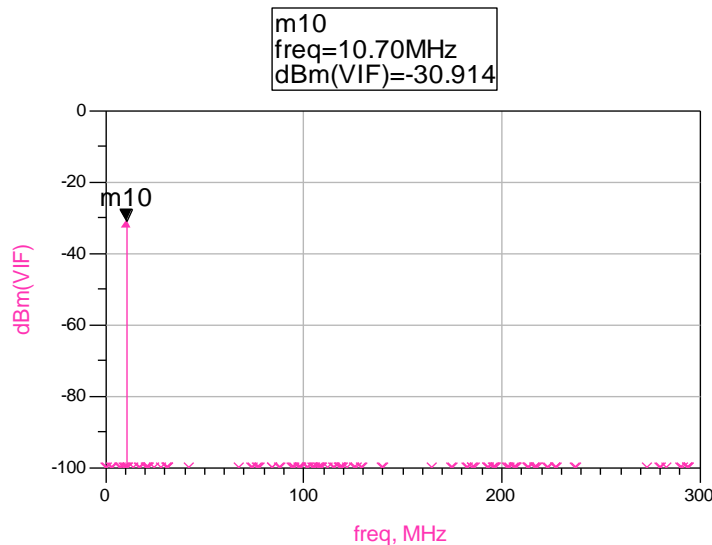


Figure III.26 : Signal après filtrage IF

III.4.1.2 Performances globales du récepteur

- **La figure de bruit globale du circuit :**

Le graphique de la *Figure III.27* traduit les performances en termes de figure de bruit pour la fréquence centrale de 98MHz. Elle est de 3.54 dB .Cependant, Le filtre d'entrée dégrade la figure de bruit globale de la chaîne pour les fréquences limites jusqu'à atteindre 6,54dB. Le filtre de sortie, lui aussi, présente un gain différent pour les fréquences limites mais son impact sur la figure de bruit est négligeable du fait qu'il se trouve en sortie de la chaîne de réception.

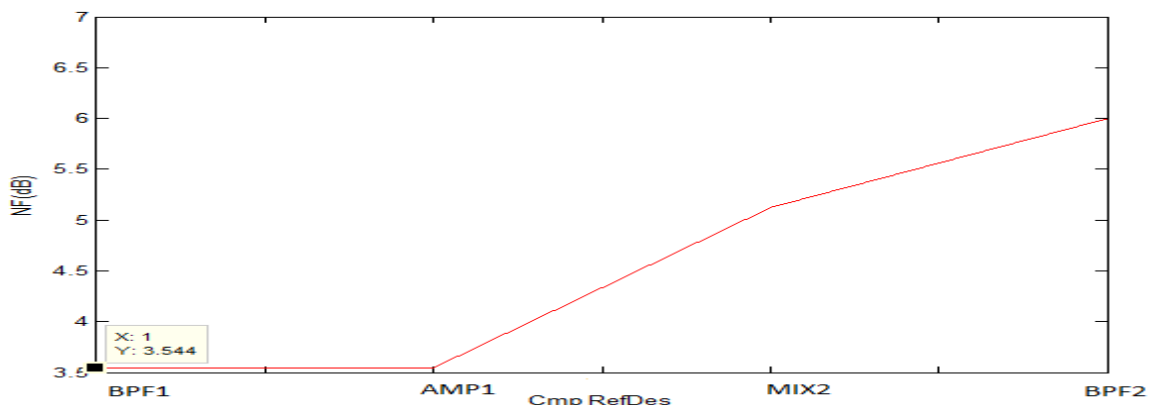


Figure III.27 : Evolution de la figure de bruit pour la fréquence centrale

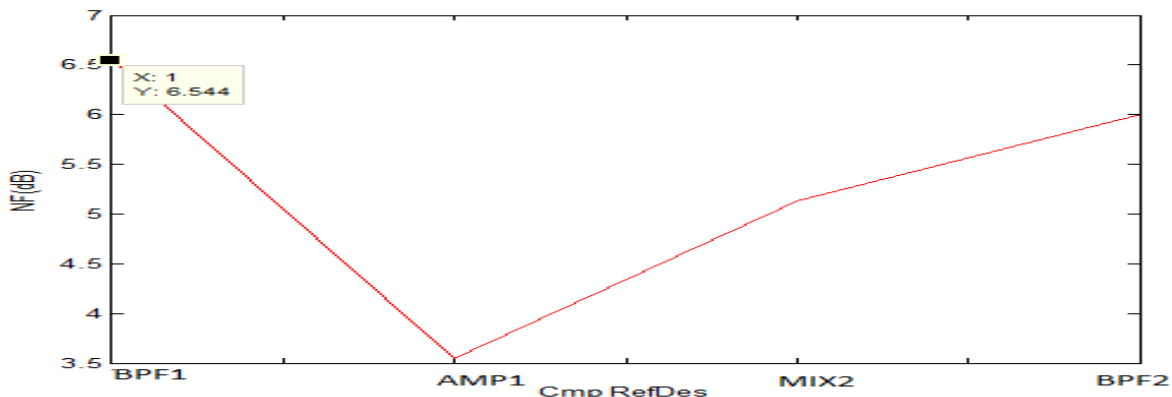


Figure III.28 : Evolution de la figure de bruit pour fréquences limites

Les valeurs des figures de bruit sont conformes aux contraintes du cahier des charges. Elles permettent, en plus, d'atteindre une meilleure sensibilité que celle fixée par le cahier des charges, la valeur de la sensibilité varie dans ce cas de -104 dBm à -107 dBm.

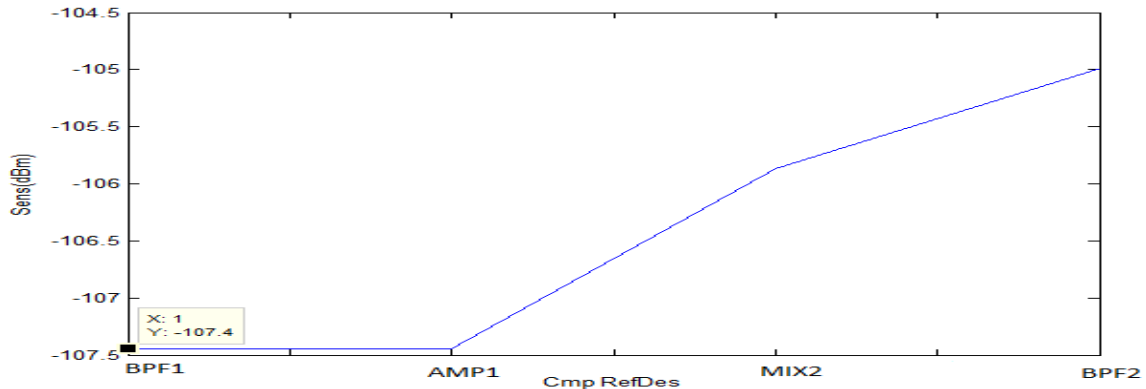


Figure III.29 : Evolution de la sensibilité du récepteur à la fréquence centrale

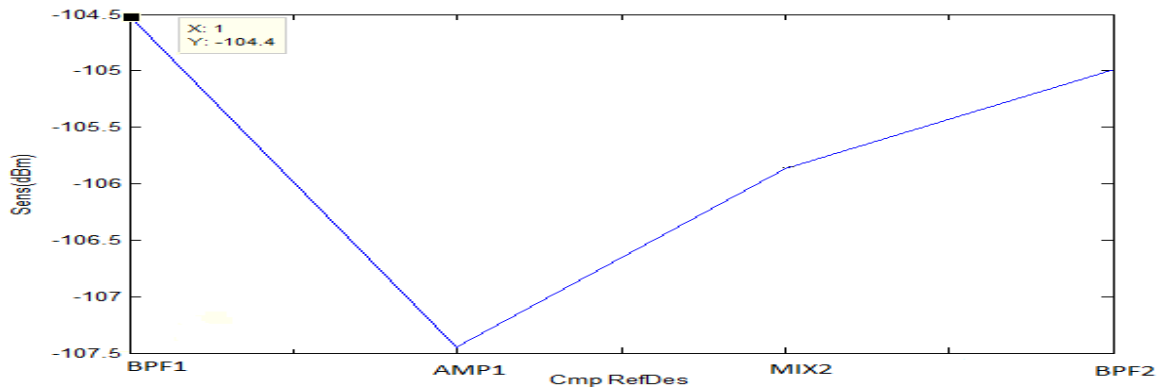


Figure III.30: Evolution de la sensibilité du récepteur aux fréquences limites

- **Gain global :**

Le gain global en puissance de la chaîne de réception est évalué à 29 dB. Comme dans la théorie, ce dernier constitue la somme des gains des différents étages à la fréquence centrale. Ce gain peut atteindre 25 dB pour les fréquences limites qui sont atténuées par le filtre d'entrée.

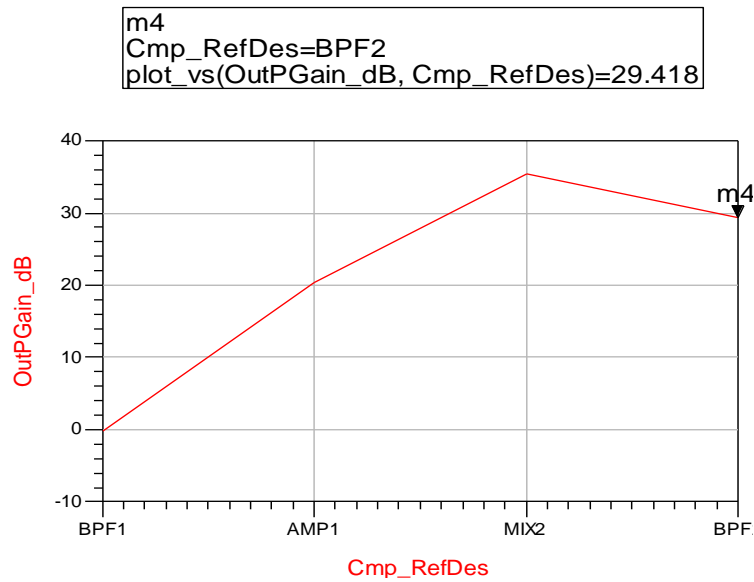


Figure III.31 : Gain globale du récepteur

Le point de compression à 1dB se situe quant à lui à une puissance en entrée de -43 dBm.

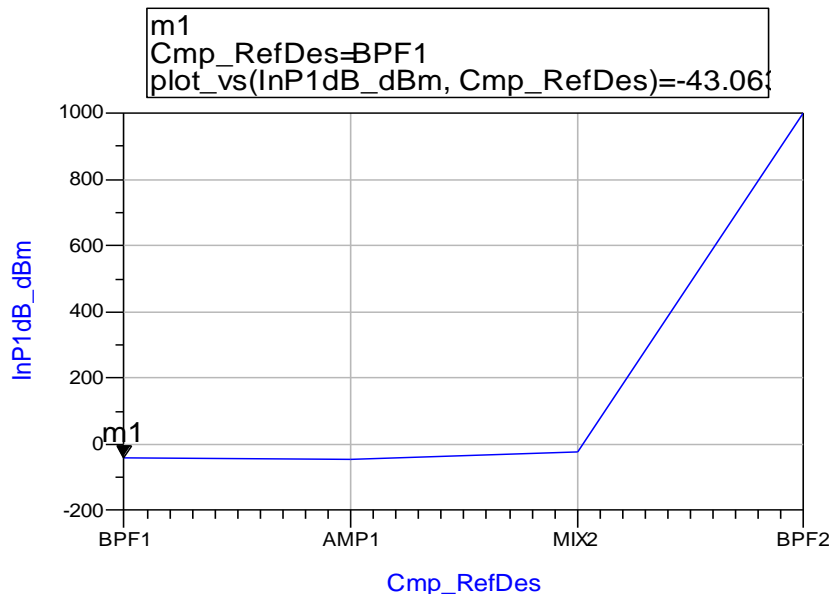


Figure III.32 : Point de compression à 1 dB

- **Point d'interception d'ordre 3 et réjection d'intermodulation:**

Le point d'interception équivalent à toute la chaîne de réception ne dépend que des éléments non linéaires de la chaîne (LNA, mélangeur). Le point d'interception globale ramené à l'entrée est de -33.4 dBm ce qui représente un IP3 en sortie de -4dBm. Ceci est conforme avec les résultats obtenus en calculant le point d'interception équivalent à toute la chaîne de réception en exploitant la relation (II.13).

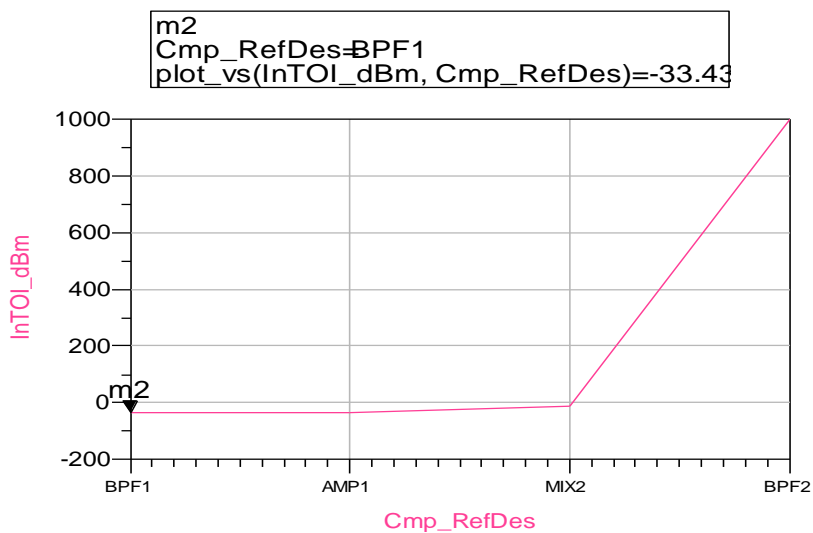


Figure III.33 : Point d'interception d'ordre 3

La rejection des produits d'intermodulations est évaluée à travers la relation II.12, elle est dans ce cas égale 46 dB. Ceci se traduit par des performances moyennes en termes de rejection d'intermodulation vu que les valeurs typiques sont de l'ordre de 60dB pour les systèmes de réception à base de mélangeurs actifs à transistors bipolaires [7].

- **La sélectivité :**

La sélectivité du récepteur ne peut pas être évaluée par simulation car les raies sont parfaites alors que dans le cas réel, les canaux à l'entrée ont une largeur de 200 kHz. De plus, l'oscillateur local délivre une raie parfaite à la fréquence voulue ce qui ne permet pas d'évaluer l'impact du bruit de phase sur la sélectivité du récepteur.

Conclusion :

Cette partie a pour but la conception du récepteur. En premier lieu, l'architecture la plus appropriée a été choisie. Par la suite, un cahier des charges a été établi pour fixer un plan de fréquences et définir une figure de bruit optimale qui permet d'atteindre les performances attendues. Le dimensionnement de la chaîne de réception selon le cahier de charges prédéfini et les circuits disponibles a permis par la suite de définir les différents étages constituant cette chaîne de réception. Cette partie a été conclue par une simulation qui nous montre des performances satisfaisant de l'architecture proposée.

CHAPITRE IV

RÉALISATION DU RÉCEPTEUR, TESTS ET RÉSULTATS

Introduction :

Dans ce chapitre, la réalisation de la chaîne de réception est expliquée en détails. Dans un premier lieu, une description des méthodologies déployées pour la mise en œuvre des différents étages est proposée. Dans cette partie on explique les choix de conception effectués. Les tests des montages réalisés ainsi que les résultats obtenus y sont exposés.

Dans un deuxième lieu, on se propose d'adapter le récepteur réalisé pour mettre en œuvre une nouvelle structure ayant pour but la réception synchronisée de deux signaux provenant de deux antennes différentes. Cette partie s'achèvera par l'acquisition de ces signaux sur PC.

IV.1 Réalisation des différents étages du récepteur :

IV.1.1 Filtre RF:

La réalisation du filtre décrit dans la partie dimensionnement nécessite une normalisation des valeurs des différents composants (capacités et inductances). Les valeurs normalisées modifient la réponse fréquentielle du filtre ; sa fréquence centrale se déplace à 94 MHz mais l'atténuation dans la bande utile reste acceptable.

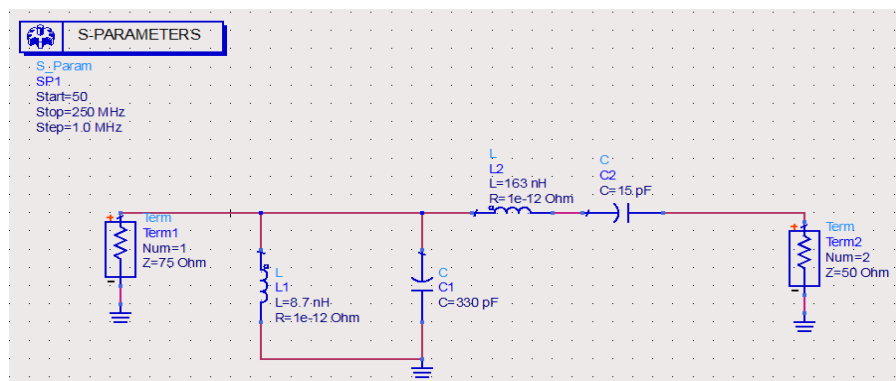


Figure IV.1 : Structure du filtre RF avec les valeurs normalisées

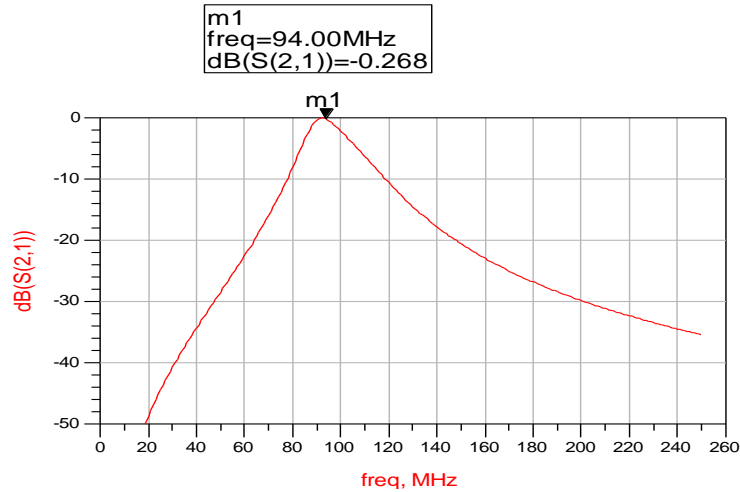
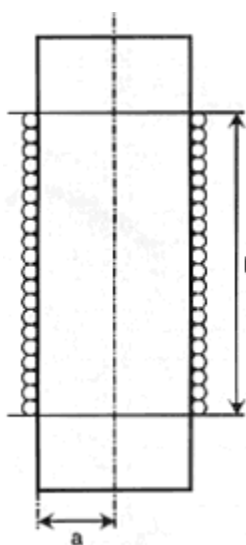


Figure IV.2 : Réponse fréquentielle du filtre RF normalisé

Les valeurs des inductances sont de l'ordre du nH et nécessite l'utilisation des « selfs air ». La formule la plus précise, permettant le calcul de ses inductances est celle de «Nagaoka».



$$L = (0,0395 \cdot a^2 \cdot n^2 \cdot k) / b \quad [\mu\text{H}] \quad (\text{VI.1})$$

Tel que :

a = rayon de la bobine en cm

b = longueur de la bobine en cm

n = nombre de spires

k = coefficient dépendant du rapport 2a/b

Pour la bobine de 8.7 nH : a = 0.15 cm, b = 0.8 cm, k = 0.85, n = 3

Pour la bobine de 163 nH : a = 0.2 cm, b = 1 cm, k = 0.85, n = 11

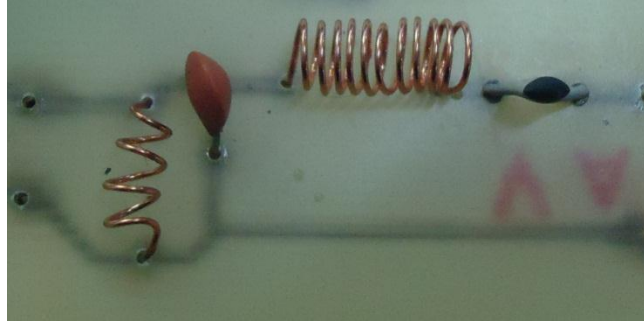


Figure VI.3 : Réalisation du filtre RF

La visualisation du signal en amont et en aval du filtre permet de vérifier son fonctionnement :

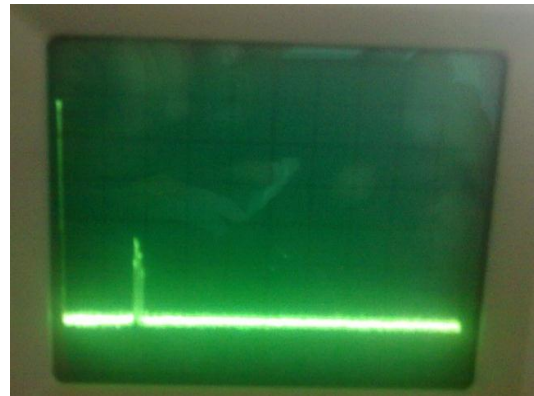
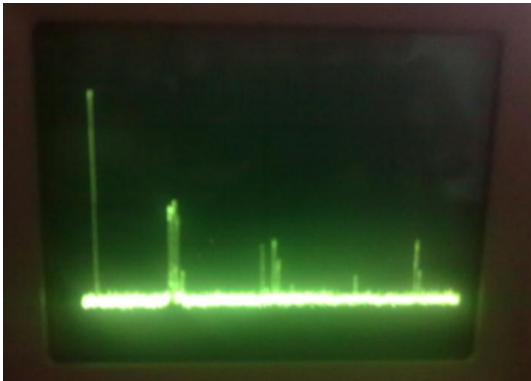


Figure IV.4 : Évolution du signal en amont et en aval du filtre RF

IV.1.2 l'amplificateur faible bruit :

l'amplificateur utilisé dispose de 4 pattes : l'entrée, la sortie et 2 connections vers la masse. L'utilisation de deux masses réduit l'inductance globale et améliore ainsi la stabilité et la réponse fréquentielle. Le courant direct DC est appliqué à la sortie via un dispositif externe.

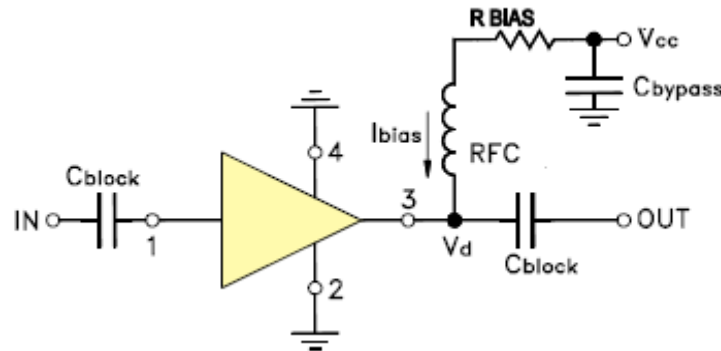


Figure IV.5: Circuit d'amplification

Les capacités de blocage C_{block} permettent l'insertion de l'amplificateur dans la chaîne de réception et de bloquer le passage du courant continu issu de la polarisation dans la source et la charge. L'entrée et la sortie RF sont ainsi protégées des fuites de courant continu. Ces capacités doivent présenter une faible réactance :

$$1/C\omega \ll 50 ; \omega \text{ est la pulsation de la fréquence basse.}$$

Pour cet amplificateur, on a choisi des capacités normalisées qui vérifient la condition précédente : $C_{\text{block}} = 2.4 \text{ nF}$.

La capacité C_{bypass} a pour but d'empêcher que les signaux RF soient couplés à l'alimentation continue. Elle protège aussi le circuit d'éventuelles fluctuations dans l'alimentation. Sa valeur est de l'ordre du μF pour permettre d'avoir une impédance très faible à la fréquence de travail. On choisit la valeur normalisée de $0.1 \mu\text{F}$.

L'amplificateur est alimenté en courant continu à travers une résistance qui limite le courant R . Sa valeur dépend de l'alimentation continue, et ainsi du courant continu qui la traverse. Elle est déterminée à travers la relation suivante : $R = (V^+ - V)/I$.

Tels que :

V^+ : tension d'alimentation,

V : la tension aux bornes du composant,

I : courant continu traversant le composant.

Dans notre cas, la tension aux bornes du composant doit être de 4.9 v pour un courant de 65mA. La valeur de la résistance varie selon la tension d'alimentation. On choisit une résistance de 33 Ω pour une tension d'alimentation de 7 V.

Il est préférable d'insérer une bobine de choc entre cette résistance et la sortie de l'amplificateur. Elle permet d'améliorer l'isolation de la sortie de la tension continue en bloquant les signaux RF. Elle doit isoler sans pour autant désadapter la sortie. Les schémas équivalents en régime dynamique permet de conclure que son impédance doit vérifier la condition : $L\omega \ll 25 \Omega$; ω étant la pulsation de la fréquence basse.

On utilise la self de choc VK200 d'inductance 10 μ H qui vérifie cette condition.

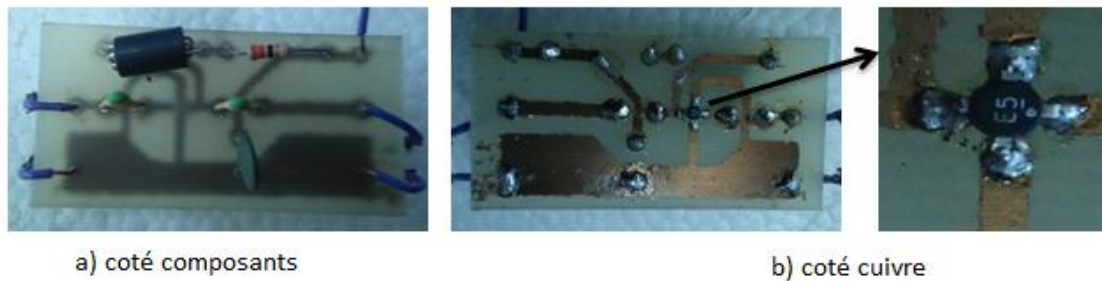


Figure IV.6 : Réalisation du circuit d'amplification

La configuration utilisée ne permet pas le contrôle du courant continu qui traverse le composant lequel ne doit pas dépasser les 150 mA. Dans un premier temps, cette configuration a causé l'endommagement du circuit LNA puisqu'un courant de l'ordre du 300mA a traversé le composant.

On propose donc une nouvelle configuration qui permet de contrôler le courant continu en utilisant un régulateur de courant ajustable.

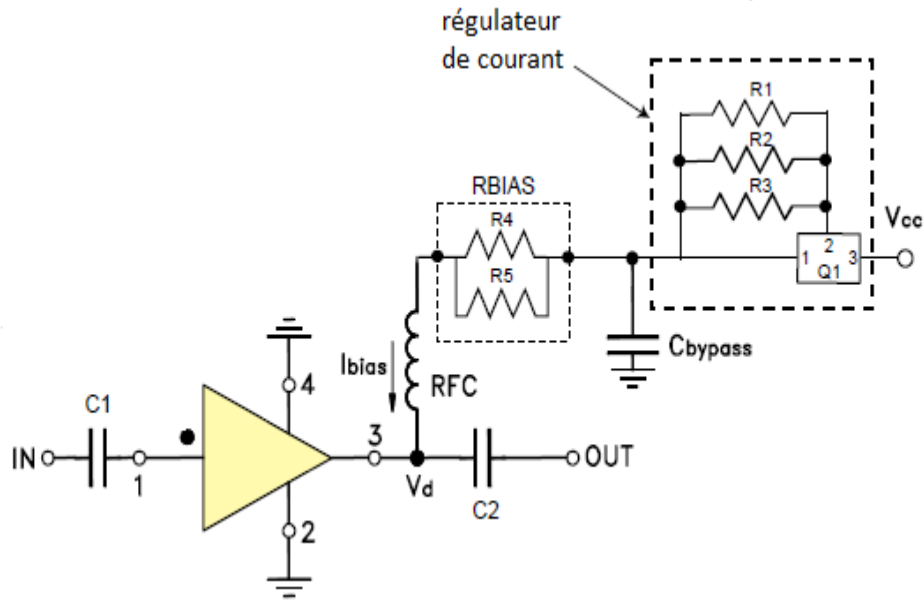


Figure IV.7 : Circuit d'amplification alimenté en source de courant

Le courant délivré par le régulateur dépend de la résistance R équivalente aux résistances $R1$, $R2$, $R3$. La valeur du courant est donnée par la relation : $I=1.25/R$.

Pour avoir un courant de 65mA, R doit être aux environs de 20Ω . On utilise deux résistances $R1$, $R2$ à 39Ω (1/8 de watt).

L'amplificateur utilisé est très sensible aux décharges électrostatiques. En effet, ce dernier nécessite des précautions particulières lors de la soudure et la manipulation par la suite. Pour s'affranchir de ces contraintes, on a basculé vers un autre amplificateur qui est équivalent à celui utilisé. C'est un circuit qui a été récupéré sur un module récepteur satellite. La seule différence est que ce dernier doit être polarisé en entrée et en sortie ; une résistance de $69 \text{ k}\Omega$ a été placée entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur. Ce dernier se substitue parfaitement au premier amplificateur et permet d'atteindre les performances voulues.

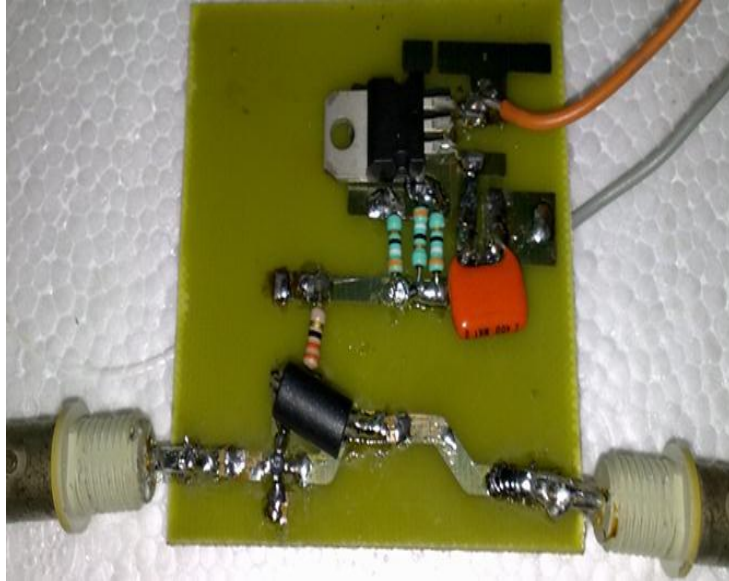


Figure IV.8 : Réalisation du circuit d'amplification

La visualisation du signal en amont et en aval de l'amplificateur permet de vérifier son fonctionnement :

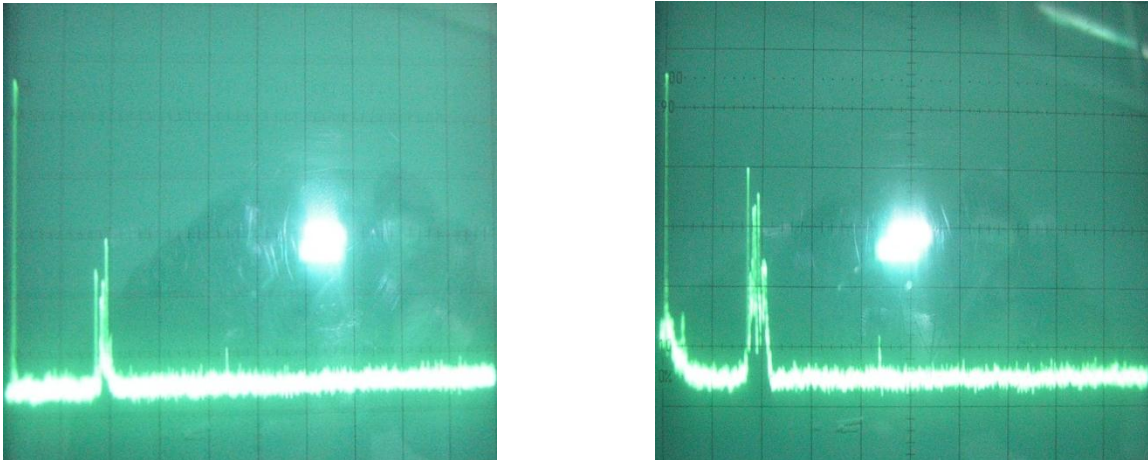


Figure IV.9 : Évolution du signal en amont et en aval de l'amplificateur

IV.1.3 Le mélangeur :

L'un des avantages prépondérant du mélangeur utilisé est qu'il contient un circuit d'oscillateur déjà relié au circuit du mélangeur double symétrique par un amplificateur tampon incorporé au circuit intégré. L'oscillateur peut travailler jusqu'à

200 MHz tandis que le mélangeur est prévu pour fonctionner jusqu'à 500 MHz. Le mélangeur dispose de huit broches comme illustrée dans la figure suivante .

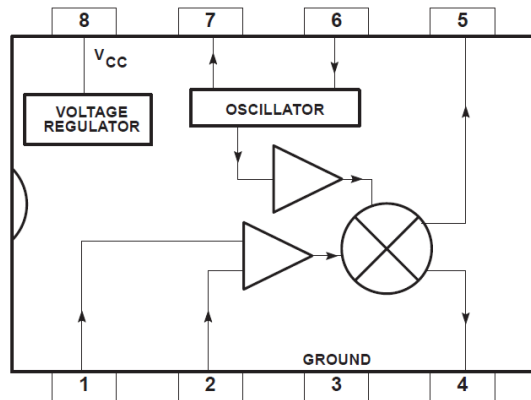


Figure IV.10 : Mélangeur NE602

VI.1.3.1 Alimentation du circuit :

La broche destinée à l'alimentation en tension continue du NE602 est la broche 8 tandis que le retour du courant s'effectue par la broche 3. Le circuit est équipé d'un régulateur de tension de moyenne performance. Afin d'améliorer l'immunité du circuit aux variations de la tension d'alimentation, on insère une résistance qui limite le courant entre la broche 8 et la source de tension extérieure dont la valeur est de 150Ω . La broche 8 est découplée en alternatif par un condensateur à faible induction parasite; le condensateur choisi aura une valeur comprise entre 0,1 et $1\mu\text{F}$. On choisit la valeur normalisée de 470 nF.

Un régulateur intégré externe fournit la tension d'alimentation du circuit . Cette manière de procéder est idéale, l'alimentation est régulée par deux stabilisateurs reliés en série (régulateur interne et régulateur externe), le mettant ainsi à l'abri de toute fluctuation de la tension d'alimentation principale et de tous parasites ou résidus HF captés par les fils .

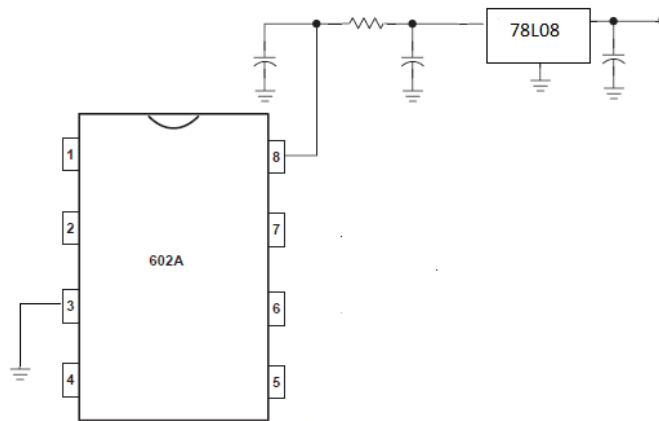


Figure IV.11 : Alimentation du NE602

IV.1.3.2 Configuration en entrée :

Les points d'entrée du signal HF du NE602, aux broches 1 et 2, forment un circuit symétrique : comme dans la plupart des mélangeurs construit à partir d'amplificateurs différentiels, le signal HF est appliqué aux bases des transistors utilisés comme sources de courant. Ce circuit peut être utilisé en mode asymétrique comme en mode symétrique.

Une injection symétrique nécessite l'utilisation d'un circuit de couplage par transformateurs HF tel que le signal fourni par le secondaire est appliqué aux deux broches 1 et 2 tandis que le primaire est relié à la source du signal qui est dans notre cas la sortie de l'amplificateur faible bruit . Le rapport du nombre de tours du transformateur doit être calculé de manière à adapter les 3000 ohms d'impédance d'entrée différentielle du NE602 à l'impédance de sortie de l'amplificateur de 50 Ω . Ceci constitue un autre moyen d'effectuer l'adaptation que celui évoqué dans la simulation. Cette solution n'a pas été adoptée car les transformateurs trouvés ne permettent pas d'opérer dans la bande de fréquence voulue.

Dans notre cas, on a utilisé une injection asymétrique du signal HF provenant du circuit d'adaptation. Elle est effectuée sur la broche 1 du circuit intégré tandis que la broche 2 est mise à la masse en alternatif. Des condensateurs sont utilisés pour injecter le signal à la broche 1 et pour la mise à la masse de la broche 2. Ils doivent présenter une faible

réactance aux fréquences de travail. Dans notre cas, on utilise des condensateurs de valeurs normalisés de 47nF.

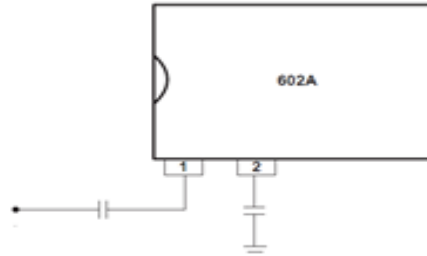


Figure IV.12 : Configuration en entrée du NE602 en mode asymétrique

IV.1.3.3 Réglage de la fréquence de l'oscillateur local :

La fréquence intermédiaire étant fixé à 10.7 MHz impose l'utilisation d'une configuration d'oscillateur local dont la fréquence varie de 77,3 MHz à 97,3MHz ($f_{RFmin} - f_{IF} < f_{OL} < f_{RFmax} - f_{IF}$) afin de permettre la sélection de tous les canaux FM.

Deux méthodes permettent de contrôler la fréquence de l'oscillateur local : le réglage de la fréquence par circuit accordé à bobine/condensateur (LC) ou la stabilisation par résonateur à quartz.

L'utilisation d'un circuit accordé pour le réglage de la fréquence se fait à base de montages d'oscillateurs Colpitts ou Hartley selon que le signal de réaction est réinjecté sur un diviseur capacitif ou à une prise intermédiaire de la bobine de l'oscillateur. Cependant, atteindre une fréquence de l'ordre du 80 Mhz avec ce type de montage impose de faibles valeurs d'inductances ce qui a orienté notre choix vers des structures à base de résonateurs à quartz.

La configuration est celle de l'utilisation du quartz en montage Colpitts comme illustré dans la Figure IV.13. La bobine L1 forme avec les condensateurs C1 et C2 un circuit accordé sur la fréquence du cristal à laquelle il faut forcer l'oscillation. Le condensateur de blocage C3 a pour rôle d'éviter que les composantes continues soient court-circuitées

à la masse par la bobine L1. Dans notre cas, on utilise $C1 = 5.6\text{pF}$, $C2 = 22\text{pF}$, $L1 =$ bobine variable, XTAL à 80 MHz.

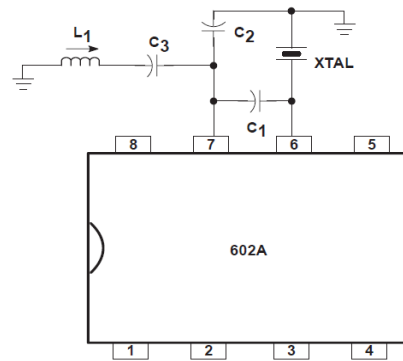


Figure IV.13 : Configuration de l'oscillateur local

La configuration adoptée a permis d'avoir un signal OL dont la fréquence varie de 70 MHz à 90MHz selon le réglage de la bobine. Sa puissance avoisine les -40 dBm. Cependant, la pureté spectrale du signal OL n'est pas parfaite. Il présente des raies aux fréquences harmoniques mais leurs impacts sur les performances sont négligeables car leurs niveaux sont faibles par rapport au niveau de la raie principale.

IV.1.3.4 Configuration en sortie :

Les points de sortie sont accessibles aux broches 4 et 5 du circuit. Comme en entrée, la sortie peut être utilisée en mode symétrique ou en mode asymétrique.

Le mode symétrique est désigné par un couplage par un transformateur FI accordé pour extraire le signal utile et éliminer tous les produits indésirables après mélange.

Dans notre cas, on utilise la configuration asymétrique : une broche est utilisée pour récupérer les signaux après mélange en insérant une capacité de blocage comme celle utilisée en entrée ; l'autre broche est laissée en l'air. La sortie utilisée fera office d'entrée du filtre IF à travers le circuit d'adaptation déjà défini. La sortie non utilisée est exploitée pour visualiser tout le spectre après mélange.

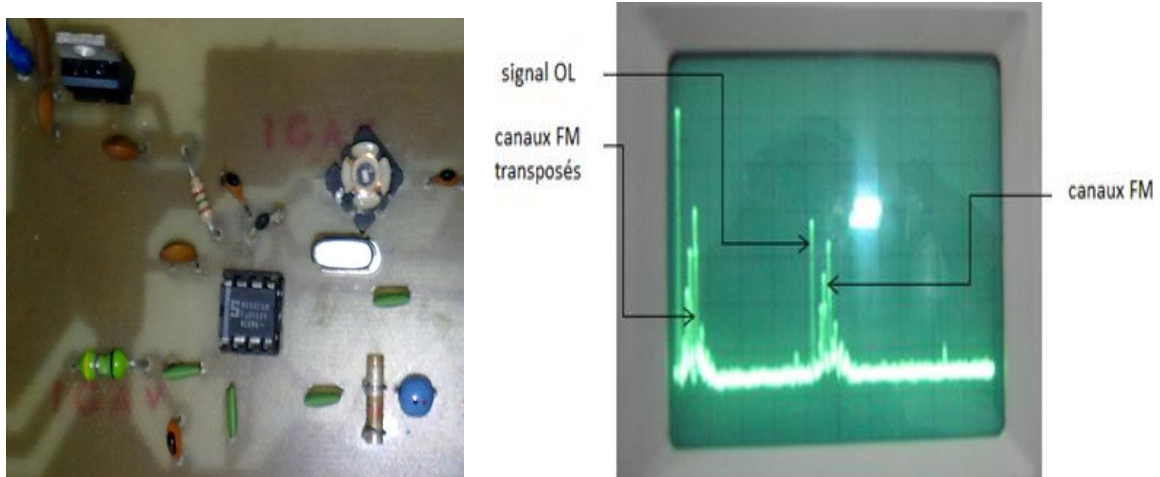


Figure IV.14 : Réalisation et test du circuit du mélangeur

Théoriquement, le spectre en sortie n'est constitué que des canaux FM transposés en basses fréquences. Cependant, les signaux OL et RF se trouvent eux aussi en sortie. Ceci est dû aux fuites entre les accès du mélangeur. Ceci ne constitue pas un problème majeur car ces derniers seront, par la suite, éliminés par filtrage.

IV.1.3.5 Etages d'adaptation :

La réalisation des différents étages d'adaptation nécessite une normalisation des valeurs trouvées. La structure normalisée et la réponse fréquentielle correspondante sont proposées pour chaque étage d'adaptation de la chaîne de réception.

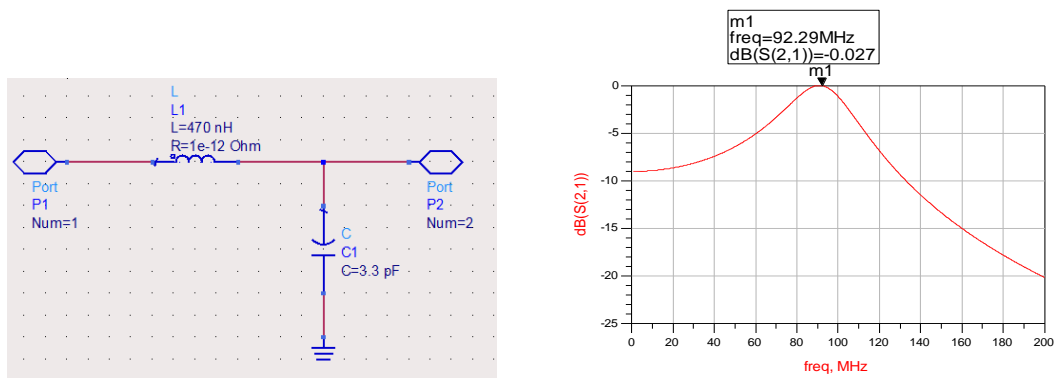


Figure IV.15 : Structure normalisée et réponse fréquentielle du circuit d'adaptation LNA-mélangeur

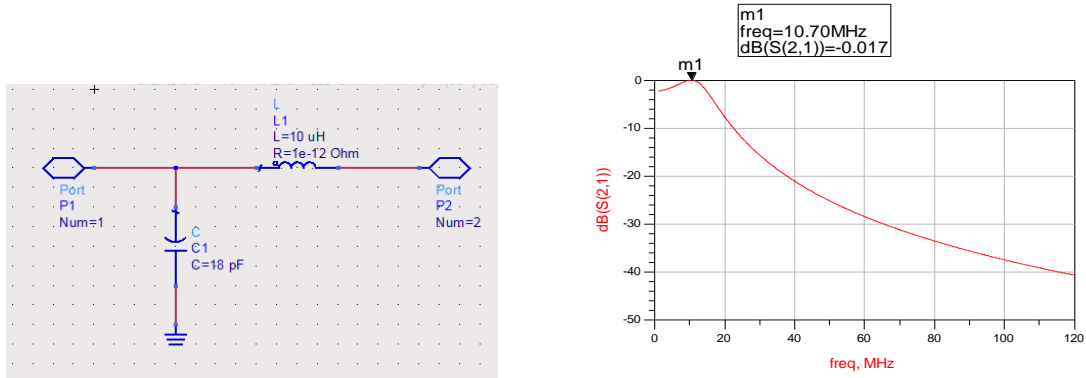


Figure IV.16 : Structure normalisée et réponse fréquentielle du circuit d'adaptation mélangeur- filtre IF

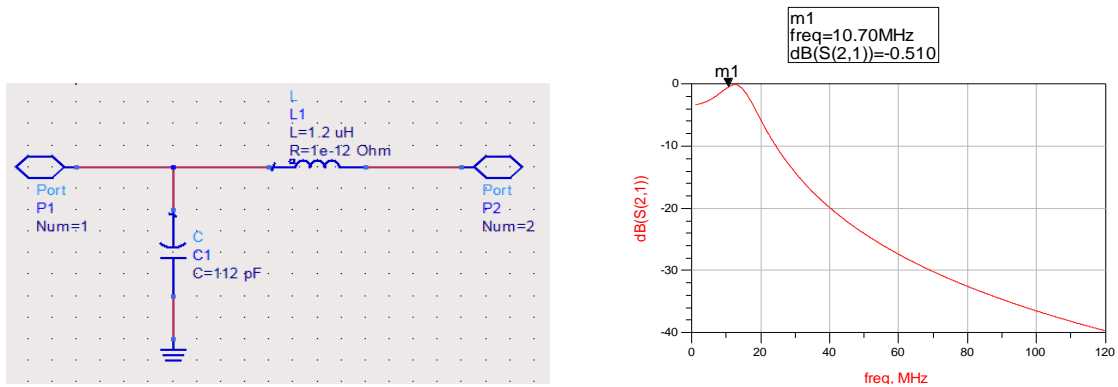


Figure IV.17 : Structure normalisée et réponse fréquentielle du circuit d'adaptation filtre IF –carte d'acquisition

IV.2 Tests et résultats :

Le schéma global du récepteur est donné dans la Figure IV.18. Afin de tester le fonctionnement du récepteur, on propose deux tests : Le premier à l'aide d'un signal provenant d'un générateur haute fréquence et le deuxième à l'aide du signal provenant de l'antenne.

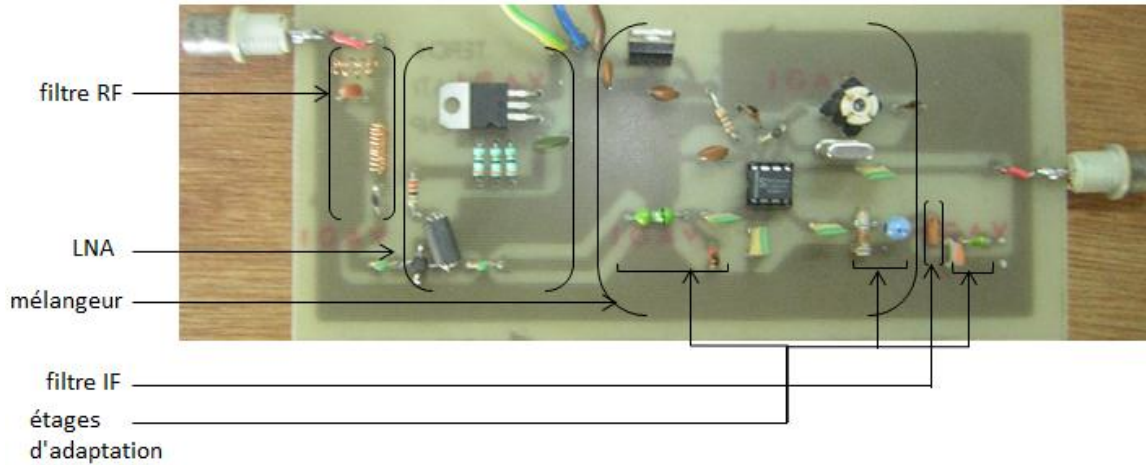


Figure IV.18 : Structure globale du récepteur

En premier lieu, le test de la structure décrite par la figure précédente se fait à l'aide d'un générateur HF dont la fréquence est réglée sur 98 MHz.

Le signal provenant du générateur a une puissance de -67 dBm. Cette puissance chute à -73 dBm à l'entrée du filtre. Cette différence est due aux pertes dans les câbles et dans les jonctions et à la précision de mesure. L'atténuation globale introduite par le filtre au signal est de 0.5dB le ramenant à un niveau de -73.5 dBm. Ce signal constituera l'entrée de l'amplificateur faible bruit.

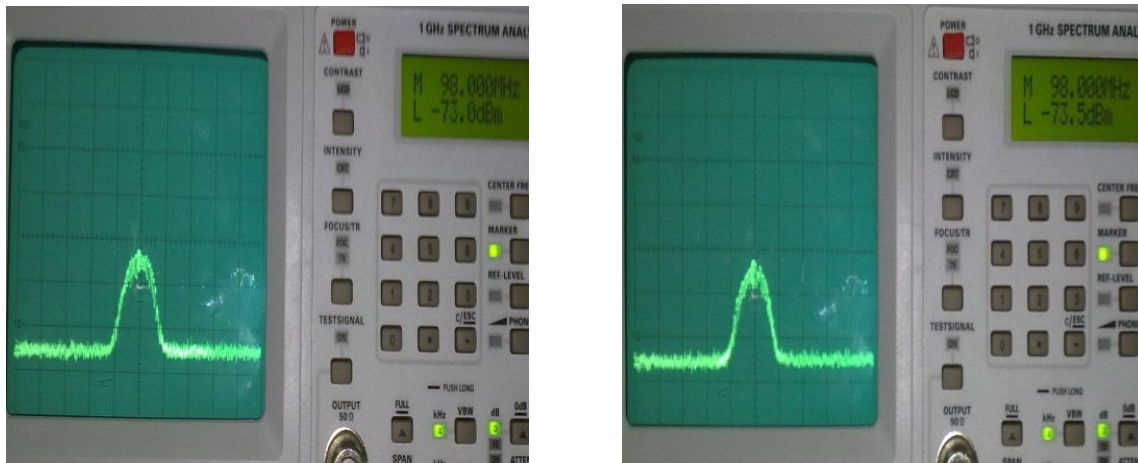


Figure IV.19 : Évolution du signal en amont et en aval du filtre RF

Le signal en sortie du filtre est amplifié et son niveau atteint 54 dBm. Le gain global avoisine donc les 19 dB. Des produits d'intermodulations d'ordre 3 apparaissent en sortie malgré que le signal d'entrée ne soit constitué que d'une seule raie. En effet, ceci est dû aux résidus des canaux FM, captés par la sonde, qui se présentent à l'entrée de l'amplificateur et produisent par intermodulations des raies proches du spectre utile. Afin de s'en affranchir, on envisage d'utiliser un blindage métallique qui permet d'isoler le circuit de tout rayonnement externe.

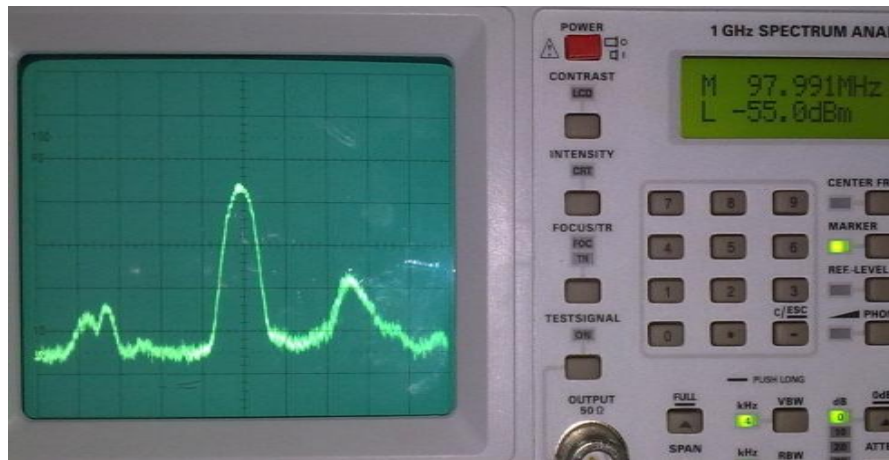
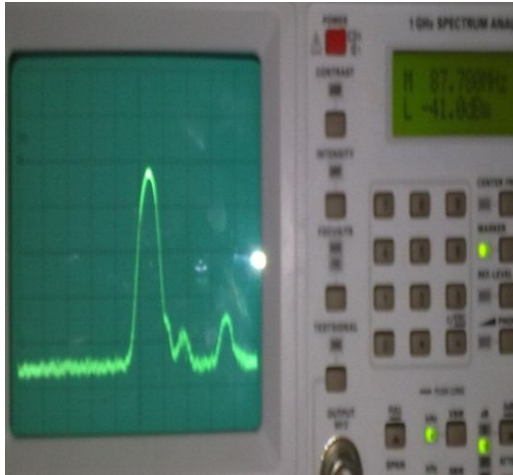


Figure IV.20 : Signal en sortie de l'amplificateur

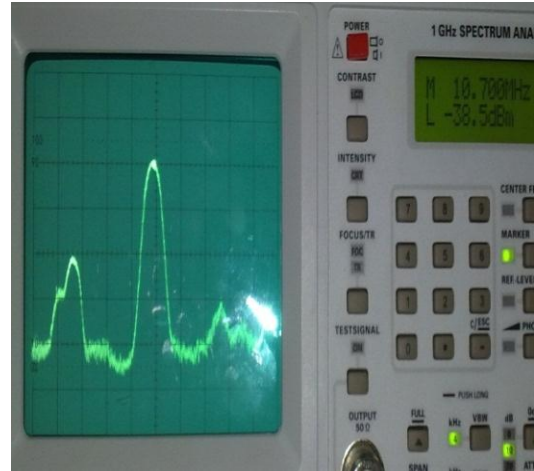
Comme dans le cas de la simulation, le signal de l'oscillateur local est réglé sur la fréquence de 87.3 MHz afin de permettre la transposition du signal d'entrée sur la fréquence intermédiaire de 10.7 MHz. Sa puissance est de -40 dBm.

Théoriquement le spectre après mélange est constitué uniquement de cette raie et d'une autre à la fréquence somme (185.3 MHz). Cependant, dans notre cas le signal à l'entrée du mélangeur est constitué du signal original, des résidus des canaux FM et des produits d'intermodulation. Tous ces signaux sont transposés vers les basses fréquences et produisent eux aussi d'autres produits d'intermodulation.

Le niveau du signal à la fréquence 10.7 MHz est de -38.5 dBm. Ceci correspond à un gain de conversion de 16.5 dB.



a)



b)

Figure IV.21 : Signaux en sortie du mélangeur a) signal OL b) signal original transposé

Le filtre IF permet d'éliminer tous les produits indésirables issus du mélange. Le niveau du signal à la fréquence de 10.7 MHz chute de 1.5 dB à cause des pertes d'insertion du filtre. Son niveau en sortie est de -40 dBm.

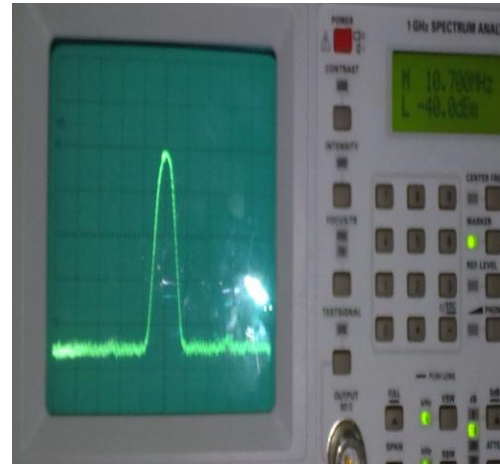
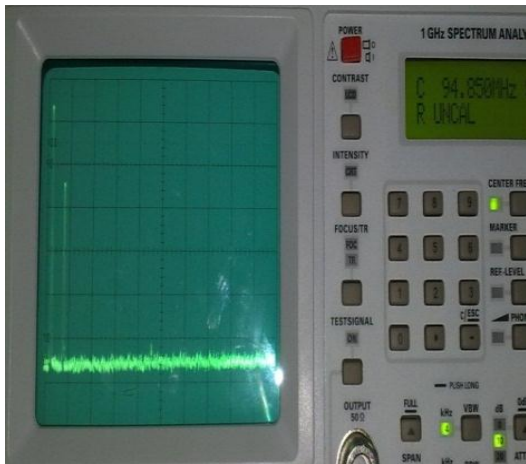


Figure IV.22: Signal en sortie du filtre IF

Dans un second lieu, le test du circuit se fait à partir du signal provenant de l'antenne Yagi utilisé précédemment.

Le filtre RF permet d'éliminer les signaux hors bande captés par l'antenne et de sélectionner la bande FM. Cependant, les canaux de la bande utile se trouvent légèrement atténués par ce filtre. L'amplificateur utilisé permettra de compenser ces pertes et de renforcer les signaux.

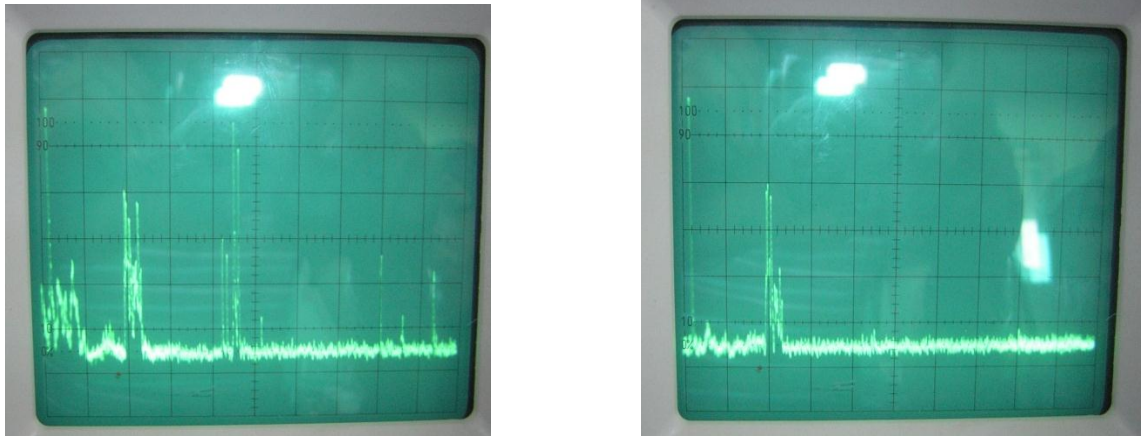
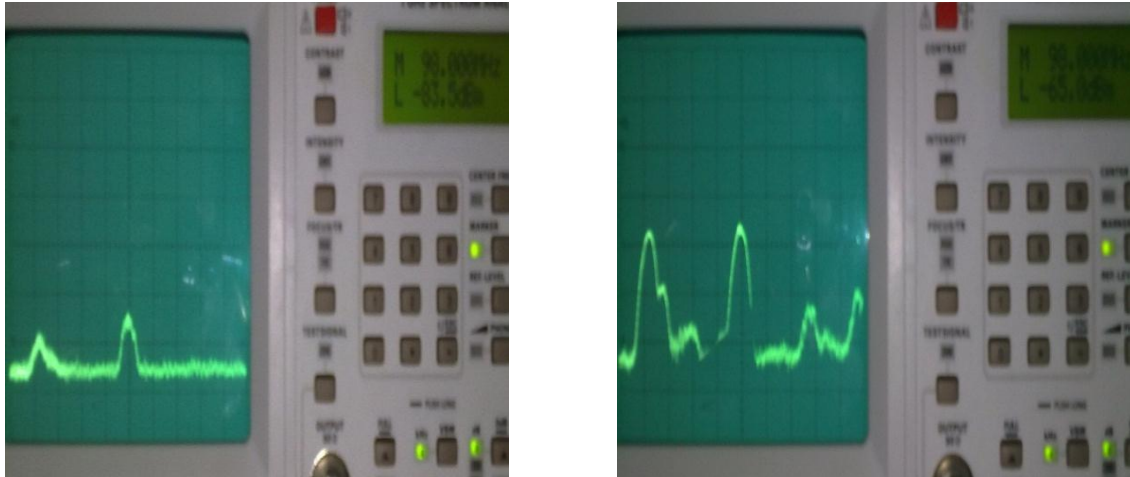


Figure IV.23 : Sélection de la bande FM par le filtre RF

Le canal FM de fréquence centrale 98 MHz présente un niveau de signal après filtrage de -83.5 dBm. Son niveau atteint les -65 dBm après amplification ce qui correspond à un gain en puissance de 18.5 dB. Le phénomène d'intermodulations est accentué dans ce cas, car le spectre en entrée de l'amplificateur est constitué de tous les canaux FM dont la puissance est plus significative que dans le cas précédent où elle se limitait à des résidus captés par le circuit.

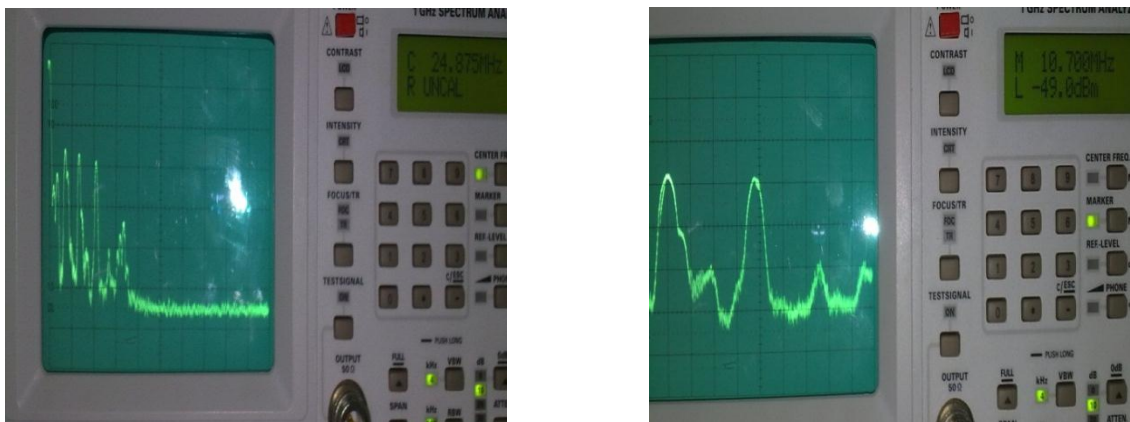


a)

b)

Figure IV.24 : Évolution du signal de fréquence 98 MHz a) en amont de l'amplificateur
b) en aval de l'amplificateur.

Le spectre après mélange est constitué de la transposition de tout le signal issu de l'amplificateur, tel que le canal désiré de fréquence 98 MHz est centré autour de la fréquence IF de 10.7 MHz .



a)

b)

Figure IV.25 : Spectre après mélange a) canaux FM transposé b) canal utile centré autour de la fréquence intermédiaire

Le mélangeur présente un IP3 faible ce qui influe sur sa linéarité; d'autres produits d'intermodulations apparaissent autour des fréquences transposées. En effet, les produits

d'intermodulations dont l'amplitude est la plus significative sont ceux d'ordre 2 et d'ordre 3. On différencie entre ces produits par rapport à leur variation en fonction du signal OL ; les produits d'intermodulations d'ordre 2 ne dépendent pas de la fréquence de l'OL et se trouvent en basses fréquences (2, 3, 5 MHz) tandis que ceux d'ordre 3 se déplacent avec le spectre transposé en variant cette fréquence.

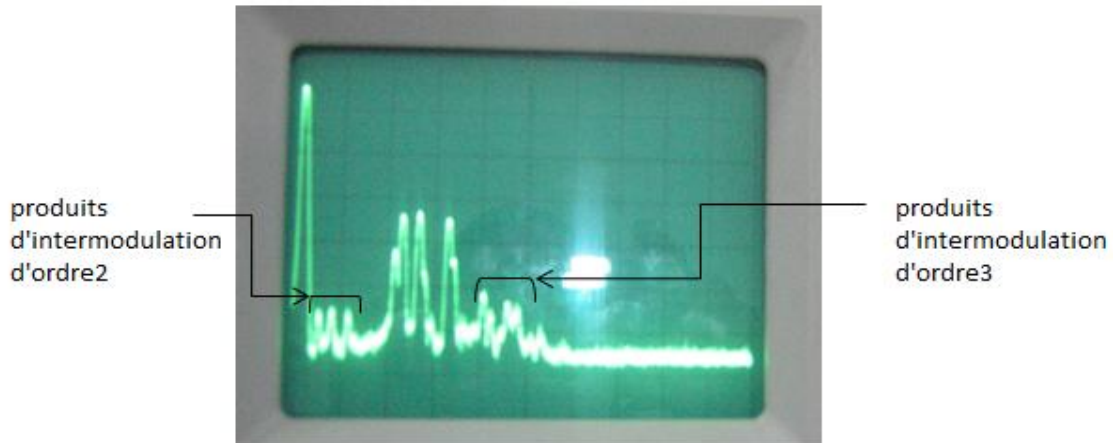


Figure IV.26 : Produits d'intermodulations d'ordre 2 et d'ordre 3

Le canal désiré est parfaitement sélectionné à la fréquence intermédiaire à travers le filtre IF. L'atténuation apportée par le filtre est de 1 dB portant le signal à un niveau de -50 dBm.

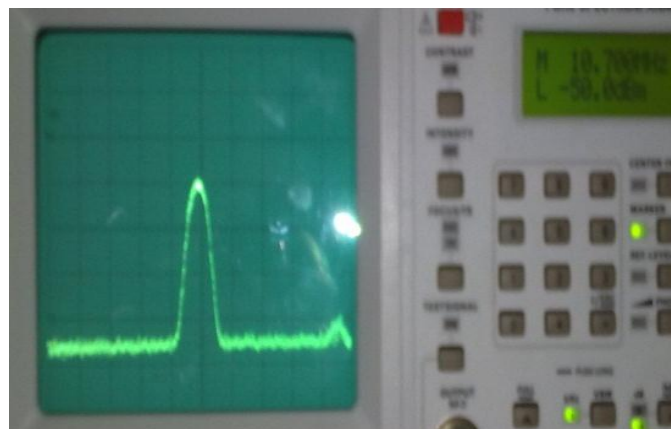


Figure VI.27 : Sélection du canal utile à la fréquence IF

IV.3 Application dans le traitement d'antenne :

On se propose dans cette partie d'adapter la structure réalisée précédemment pour permettre l'acquisition d'un même signal RF provenant de deux antennes différentes. Ces signaux doivent être parfaitement synchronisés. Pour ce faire, le mélange doit se faire avec le même oscillateur local. De plus, les longueurs des lignes dans les deux récepteurs doivent être identiques pour ne pas introduire de déphasage entre les signaux.

IV.3.1 Structure du récepteur double :

La structure du récepteur réalisé auparavant a été adaptée pour réaliser celle à deux récepteurs. Cependant, pour des raisons d'indisponibilité des circuits, on a ôté l'étage d'amplification

La structure globale du récepteur double est décrite dans la *figure IV.28*.

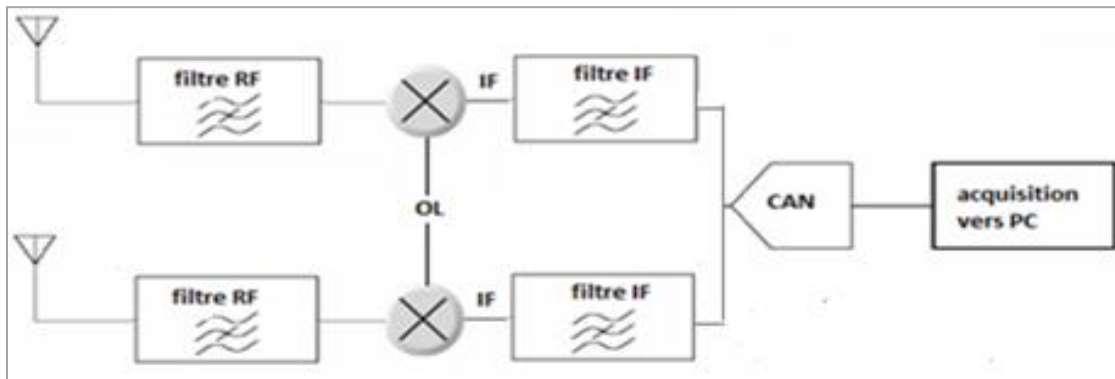


Figure IV.28 : Synoptique du récepteur double

De plus, pour palier aux effets de l'imprécision de mesure des selfs à air, La structure du filtre d'entrée a été modifiée pour permettre l'utilisation des inductances disponible dans le commerce. La nouvelle structure est constituée d'un circuit raisonnant série dont la fréquence de résonance est de 98 MHz.

La simulation de l'étage d'entrée du mélangeur constitué du circuit raisonnant et de la cellule d'adaptation réalisée précédemment, pour une impédance de source de 75 Ω

(câble coaxial) et une impédance de charge de 1500 Ω // 3 pF permet de vérifier le comportement de cet étage pour la bande utile et pour les signaux hors bande.

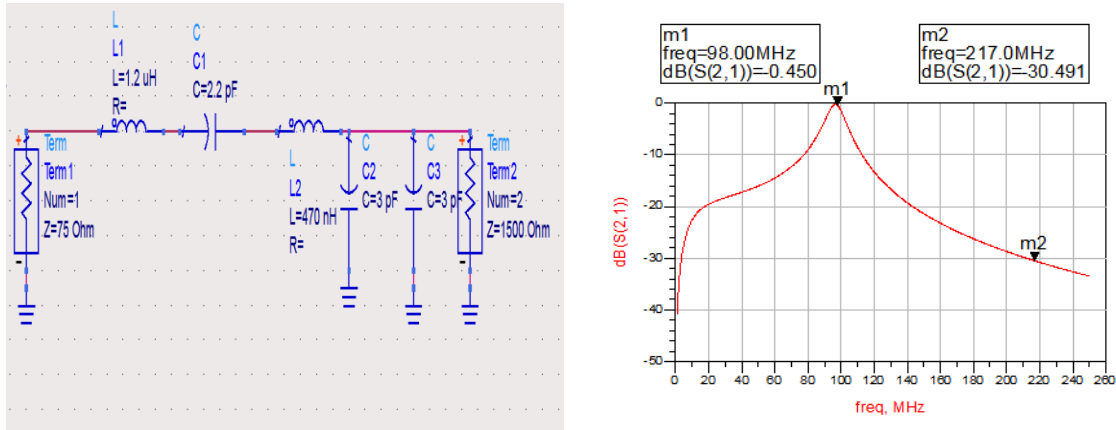


Figure IV.29 : Réponse fréquentielle de l'étage d'entrée du récepteur

IV.3.2 performances du récepteur double :

La nouvelle structure adoptée ne permet pas d'atteindre les mêmes performances que ceux de la structure d'origine. Cela est clair du moment que l'étage d'amplification ait été enlevé.

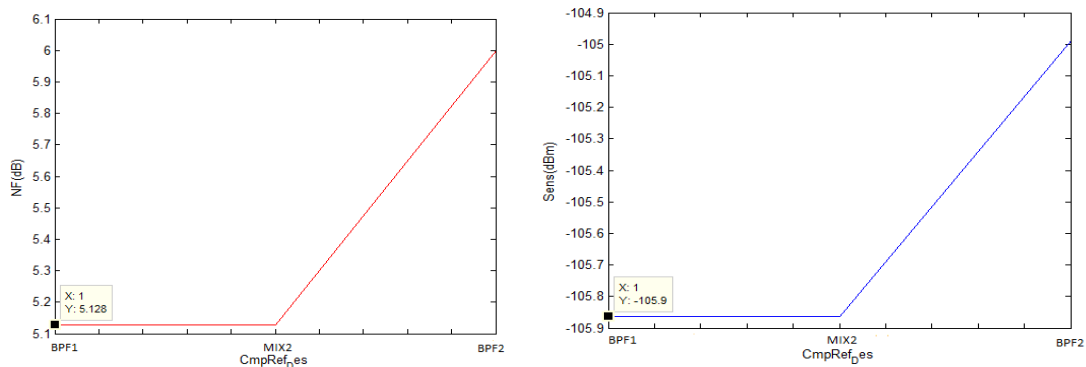


Figure IV.30: Figure de bruit et Sensibilité du récepteur double

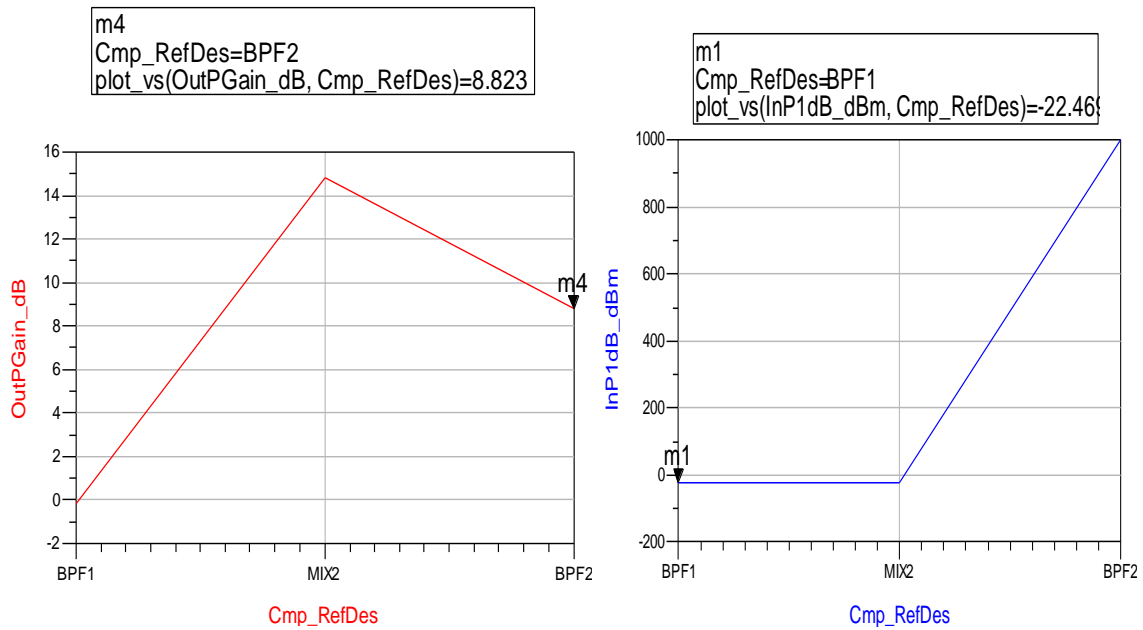


Figure IV.31 : Gain globale point de compression à 1dB du récepteur double

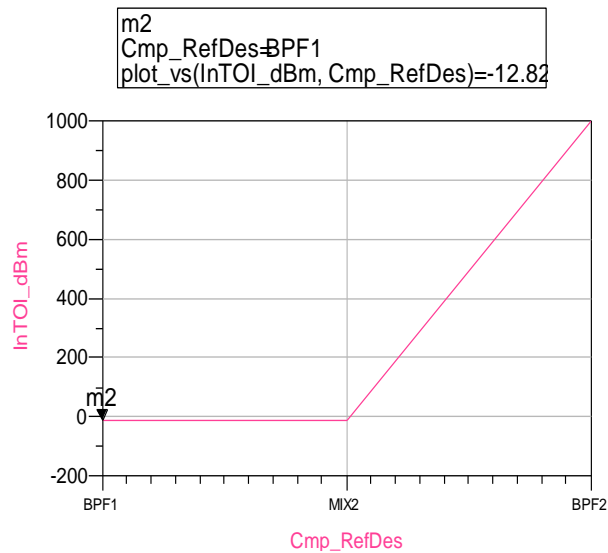


Figure IV.32 : Point d'interception d'ordre 3 du récepteur double

Le tableau IV.1 permet d'effectuer un comparatif entre les performances de la première et la deuxième structure.

	NF (dB)	Sens (dBm)	G_{total} (dB)	P1dB(dBm)	IIP3(dBm)
Récepteur1	3.54	-107.4	29.4	-43	-33
Récepteur2	5.13	-105.9	8.8	-22.4	-12.8

VI.1 Tableau comparatif des performances des deux structures réalisées

La figure de bruit du système augmente de 1.6 dB ce qui induit une dégradation de la sensibilité de 1.5 dB. Le gain global du circuit chute de 20 dB. La nouvelle valeur de la sensibilité reste tout de même acceptable et conforme aux contraintes du cahier des charges.

Cependant, ôter un élément non linéaire d'une chaîne de réception améliore sa linéarité. Le point de compression et le point d'interception d'ordre 3 ne dépendent dans ce cas que de ceux du mélangeur ramené à l'entrée du récepteur. Les puissances en entrées correspondantes à ces points augmentent de 20. Ceci constitue un avantage de cette structure car elle permet d'améliorer les performances en termes de linéarité et de dynamique et de palier aux effets non linéaires générés par le circuit d'amplification.

IV.3.3 Réalisation du circuit :

Les longueurs des lignes provenant de l'oscillateur commun ont été optimisés pour avoir une symétrie la plus parfaite possible .

La sortie du récepteur est constituée de quatre ports : deux ports pour chaque entrée, l'une provenant directement de la sortie du mélangeur permettant l'acquisition de tout le spectre transposé, alors que l'autre sortie provient du filtre IF permettant l'acquisition d'un seul canal à la fréquence de 10.7 MHz.

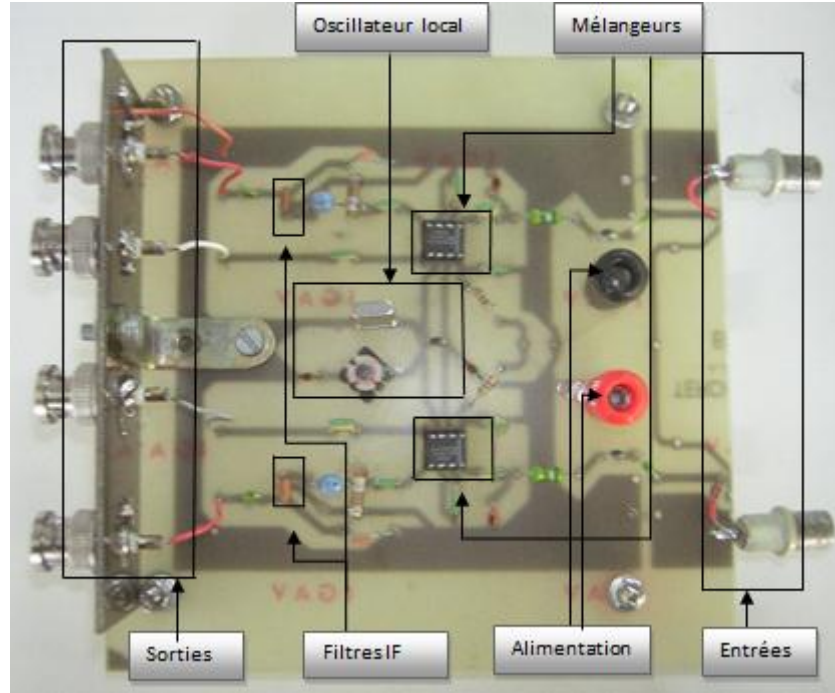


Figure IV.33 : Circuit global du récepteur double

IV.3.4 Acquisition des signaux :

La figure IV.35 décrit le dispositif mise en œuvre pour effectuer l'acquisition des signaux :

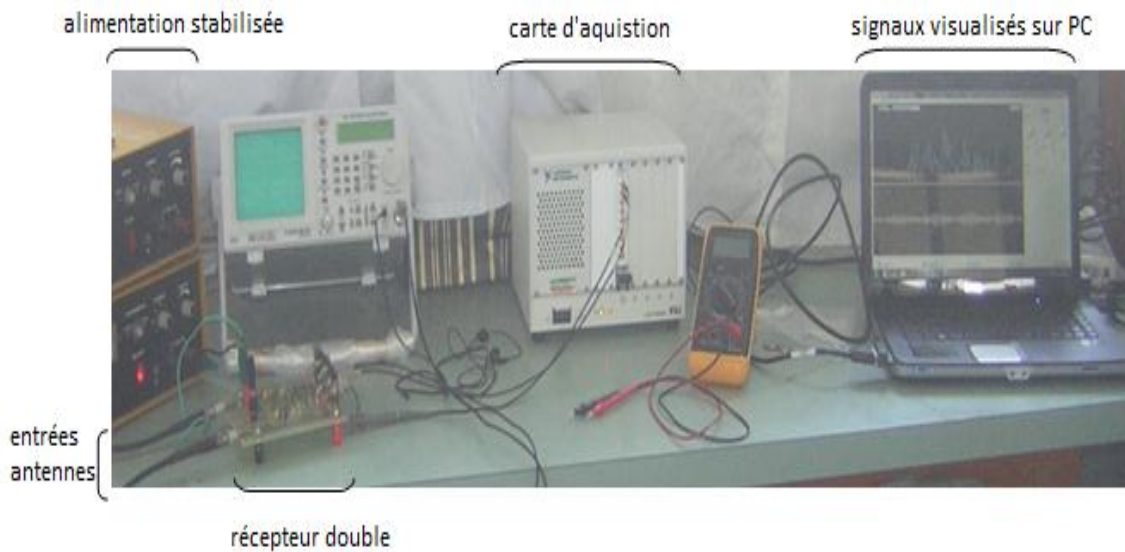


Figure IV.34: Acquisition des signaux des 2 antennes via le récepteur double

Dans un premier lieu on visualise toute la bande FM transposée. Le niveau des signaux diffère selon la direction des deux antennes.

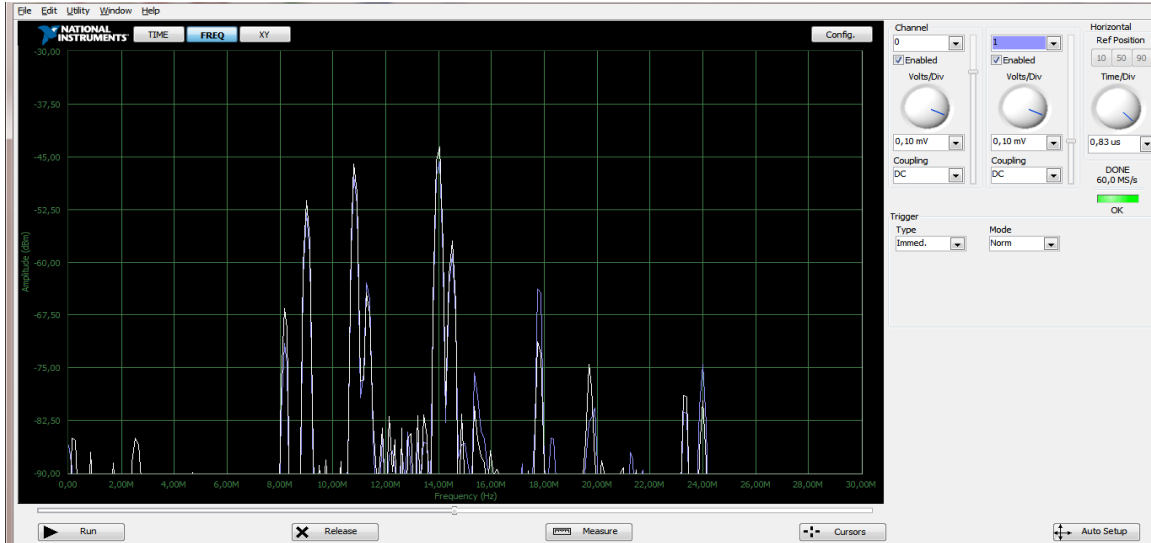


Figure IV.35: Acquisition du spectre FM transposé de 2 antennes différentes

Le test des voies filtrées permet de visualiser un même canal FM provenant de deux sources différentes.

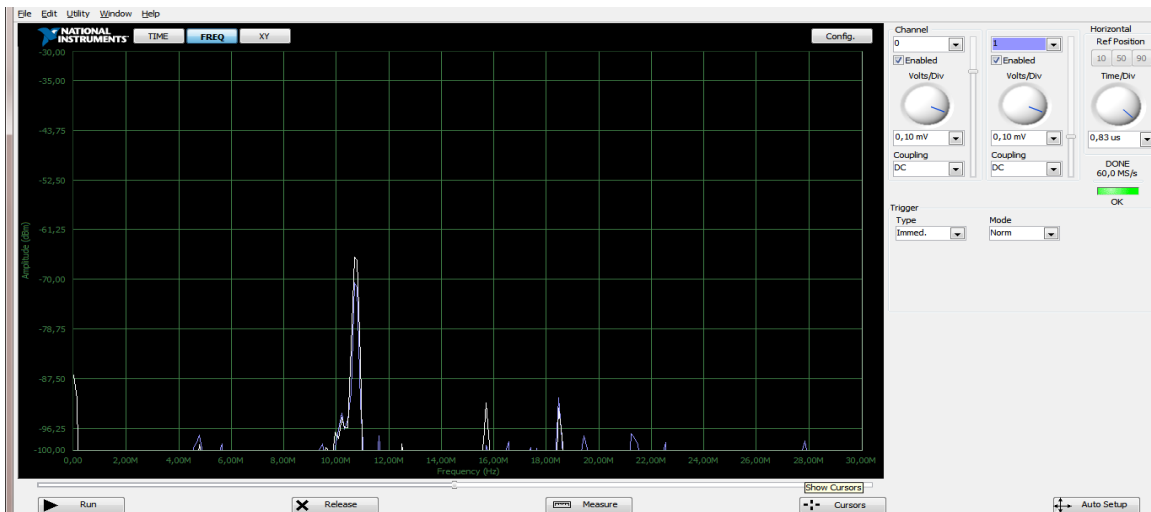


Figure IV.36: Acquisition d'un canal FM a la fréquence intermédiaire de 2 antennes différentes

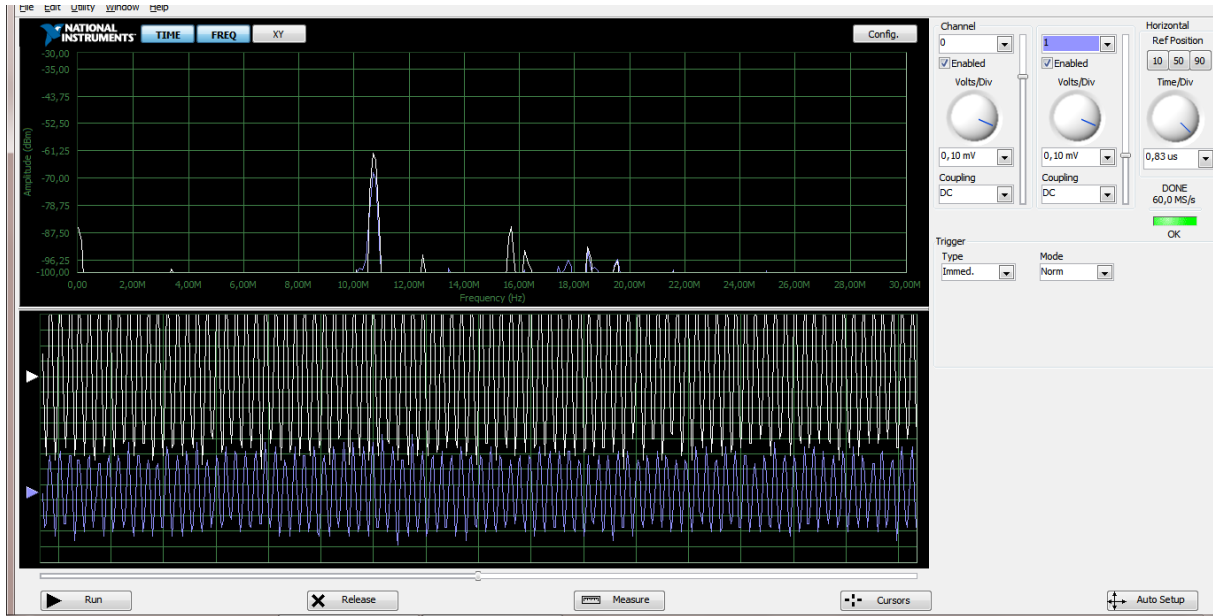


Figure IV.37: Synchronisation des deux signaux provenant des deux antennes

Conclusion :

Ce chapitre conclue la partie pratique de notre travail. Dans un premier lieu, la réalisation de la chaîne de réception et la conception des différents étages ont été décrite. Les résultats obtenus ont permis de voir de plus près le phénomène de transposition de fréquence de la bande FM, et l'évolution du signal après chaque étage de la chaîne de réception, ainsi que les phénomènes produits par la non linéarité du récepteur.

Dans un deuxième lieu, une proposition d'architecture permettant la réception de deux signaux provenant de deux antennes différentes a été proposée. L'acquisition vers un PC a permis par la suite, de vérifier le fonctionnement du récepteur et la synchronisation entre ces signaux reçus.

Cette partie pratique a permis d'attirer notre attention sur la difficulté de la réalisation de circuits fonctionnant en haute fréquence. L'implémentation des composants, les soudures, le blindage, les connexions et la réalisation des circuits imprimés devront être pris en compte, afin d'avoir les meilleures performances du circuit.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale :

Le travail effectué n'est qu'une petite introduction à un vaste domaine qu'est le « RF design » dont la connaissance des méthodes et des techniques de conception est primordiale. En effet, la méthodologie déployée durant ce travail peut être présentée comme un guide pour tout concepteur sur les étapes à suivre et les paramètres à prendre en considération lors de la conception d'une chaîne de réception devant aboutir à de bonnes performances en sortie.

Tout d'abord, l'accent a été mis sur la connaissance des éléments de base intervenant dans les chaînes de réceptions radiofréquences et leurs rôles, nous citerons, entre autre, les filtres, l'amplificateur faible bruit, le mélangeur et les oscillateurs locaux. Les phénomènes indésirables, explicités en théorie, produits par ces éléments et qui doivent être pris en compte lors de la conception, tel que l'intermodulation, le bruit de phase ont été, pour la plupart, constatés et évalués en pratique.

L'étude des architectures de réception existantes : superhétérodyne, homodyne et very low IF a été conclue par une présentation des paramètres permettant de caractériser les performances de n'importe quel récepteur tel que la sensibilité, la sélectivité et la dynamique...etc. Ces derniers sont les métriques les plus significatives, qui permettent au concepteur d'évaluer la qualité de son produit par la suite.

La réalisation pratique du circuit dimensionné et les tests effectués ainsi que les résultats obtenus ont permis de vérifier le bon fonctionnement de l'architecture proposée et de mettre en avant les différents phénomènes abordés dans la partie théorique.

L'originalité de ce travail réside dans la réalisation d'un circuit récepteur double permettant la réception de deux signaux provenant d'un même émetteur mais de deux sources différentes et leur acquisition vers PC. L'architecture du premier récepteur a été adaptée pour mettre en œuvre cette nouvelle architecture.

En définitive, on préconise l'utilisation de la structure conçue pour la réception de plusieurs signaux (8 sources différentes ; 8 étant le nombre de voies disponibles sur la carte d'acquisition). Ceci doit se baser sur le même principe du récepteur double. Ainsi, le mélange doit s'effectuer avec le même signal OL et les longueurs des lignes doivent être identiques pour les 8 voies pour avoir une synchronisation parfaite.

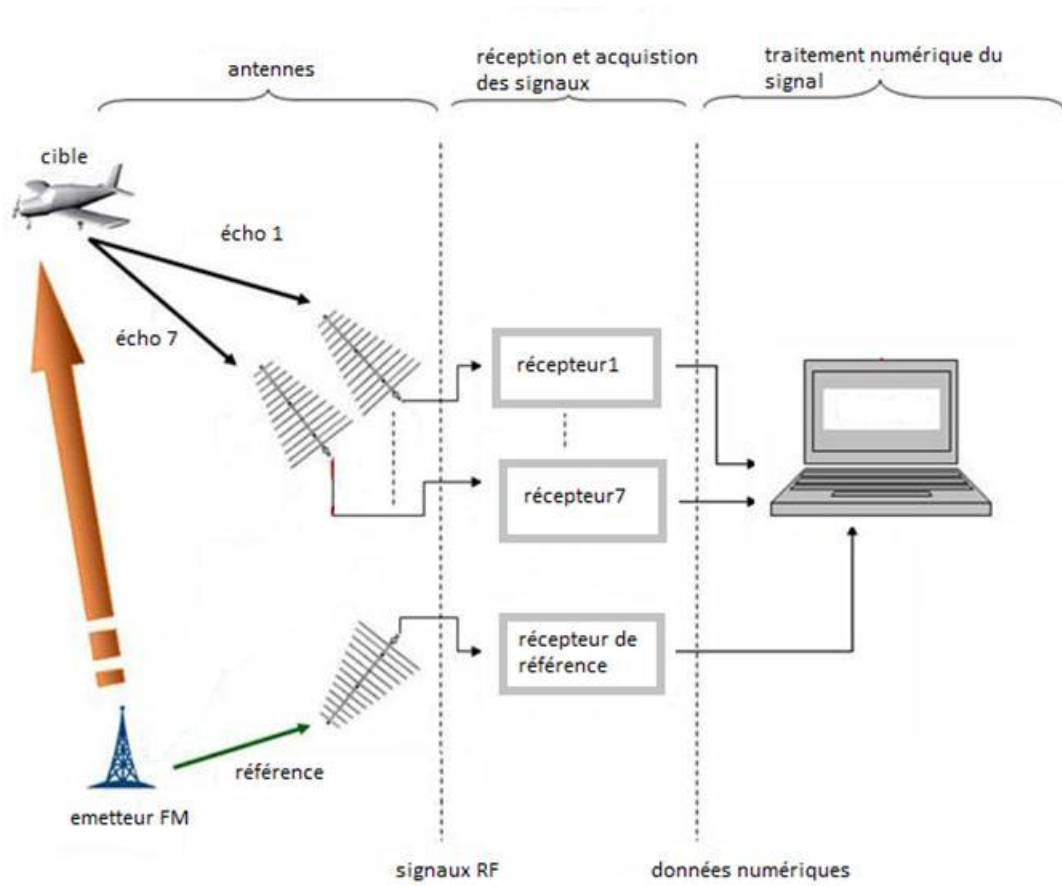


Figure IV.38 : Réception et acquisition d'un signal FM de 8 sources différentes

Bibliographie :

- [1] Ariel Luzzatto and Gadi Shirazi, «Wireless Transceiver Design», Mastering the Design of Modern Wireless Equipment and Systems. Edition John Wiley and sons , Ltd, 2007.
- [2] David M. Pozar, «Microwave and RF Design of wireless system ». Edition John Wiley and sons, Ltd, 2001.
- [3] Behzad Razavi, « RF Micoelectronics ». Prentice Hall Communications, Engineering and Emerging Technologies Series, Theodore S. Rappaport Series Editor, 1998.
- [4] François de Dieuleveult and Olivier Romain «Electronique appliquée aux hautes fréquences », Principe et Application. Edition DUNOD, 2008.
- [5] Chama Ameziane, thèse de doctorat « Contribution à la réalisation d'un oscillateur push-push 80ghz synchronisé par un signal subharmonique pour des applications radars anticollisions ». Université de Bordeaux 1, 2010.
- [6] Francis Chan Wai Po, thèse de doctorat « Conception d'une tête radiofréquence auto adaptative au milieu de propagation pour les applications médicales ». Université de Bordeaux 1 ,2010.
- [7] Ioan BURCIU, thèse de doctorat « Architecture de récepteurs radiofréquence dédiés aux traitements bibande simultané ». Institut national des Sciences Appliqués de Lyon, 2010.
- [8] Sylvain Traverso, thèse de doctorat « transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour les systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence ». Université de Cergy Pantoise, 2007.
- [9] Robert Du Bois « Structure et applications des émetteurs et des récepteurs ». Presse polytechnique et universitaire romande, 1996.

- [10] Herrmann Schreiber, « 4 00 nouveaux schémas radiofréquences ». Edition Dunod, 2000.
- [11] Les Besser and Rowan Gilmore « Practical RF circuit design for modern wireless systems », volume 1, Passive Circuits and Systems. Edition Artech House, 2003.
- [12] Michael M. Kraemer, thèse de doctorat « Design of a low-power 60 GHz transceiver front-end and behavioral modeling and implementation of its key building blocks in 65 nm CMOS ». Université de Toulouse, 2005.
- [13] Guillaume Monnerie, thèse de doctorat « Etude et modélisation de sources de bruit dans les structures à temps discret ». Université de Bordeaux1 ,2010.
- [14] Joseph J.Carr, « Réception des hautes fréquences », Volume1, démystification des réceptions HF par la pratique. Édition Publitronelectronics.
- [15] Joseph J.Carr, « RF Components and circuits », a comprehensive introduction to designing and understanding RF circuits. Édition Elsevier, 2002.
- [16] www.elahcene.co.uk/algeria/
- [17] www.tavernier-c.com

ANNEXES

DATA SHEET

SA602A

Double-balanced mixer and oscillator

Product specification
Replaces datasheet of April 17, 1990
IC17 Data Handbook

1997 Nov 07

Philips Semiconductors



PHILIPS

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

DESCRIPTION

The SA602A is a low-power VHF monolithic double-balanced mixer with input amplifier, on-board oscillator, and voltage regulator. It is intended for high performance, low power communication systems. The guaranteed parameters of the SA602A make this device particularly well suited for cellular radio applications. The mixer is a "Gilbert cell" multiplier configuration which typically provides 18dB of gain at 45MHz. The oscillator will operate to 200MHz. It can be configured as a crystal oscillator, a tuned tank oscillator, or a buffer for an external LO. For higher frequencies the LO input may be externally driven. The noise figure at 45MHz is typically less than 5dB. The gain, intercept performance, low-power and noise characteristics make the SA602A a superior choice for high-performance battery operated equipment. It is available in an 8-lead dual in-line plastic package and an 8-lead SO (surface-mount miniature package).

FEATURES

- Low current consumption: 2.4mA typical
- Excellent noise figure: <4.7dB typical at 45MHz
- High operating frequency
- Excellent gain, intercept and sensitivity
- Low external parts count; suitable for crystal/ceramic filters
- SA602A meets cellular radio specifications

PIN CONFIGURATION

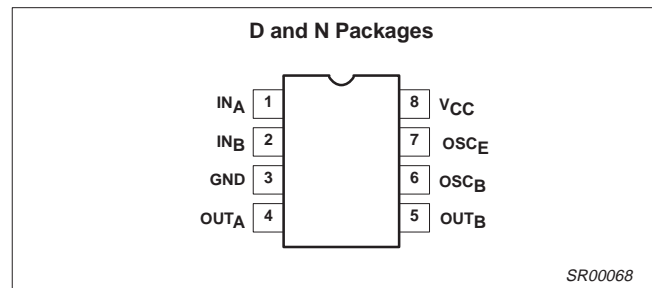


Figure 1. Pin Configuration

APPLICATIONS

- Cellular radio mixer/oscillator
- Portable radio
- VHF transceivers
- RF data links
- HF/VHF frequency conversion
- Instrumentation frequency conversion
- Broadband LANs

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic Dual In-Line Plastic (DIP)	-40 to +85°C	SA602AN	SOT97-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) package (Surface-mount)	-40 to +85°C	SA602AD	SOT96-1

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNITS
V _{CC}	Maximum operating voltage	9	V
T _{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T _A	Operating ambient temperature range SA602A	-40 to +85	°C
θ _{JA}	Thermal impedance D package	90	°C/W
	N package	75	°C/W

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

BLOCK DIAGRAM

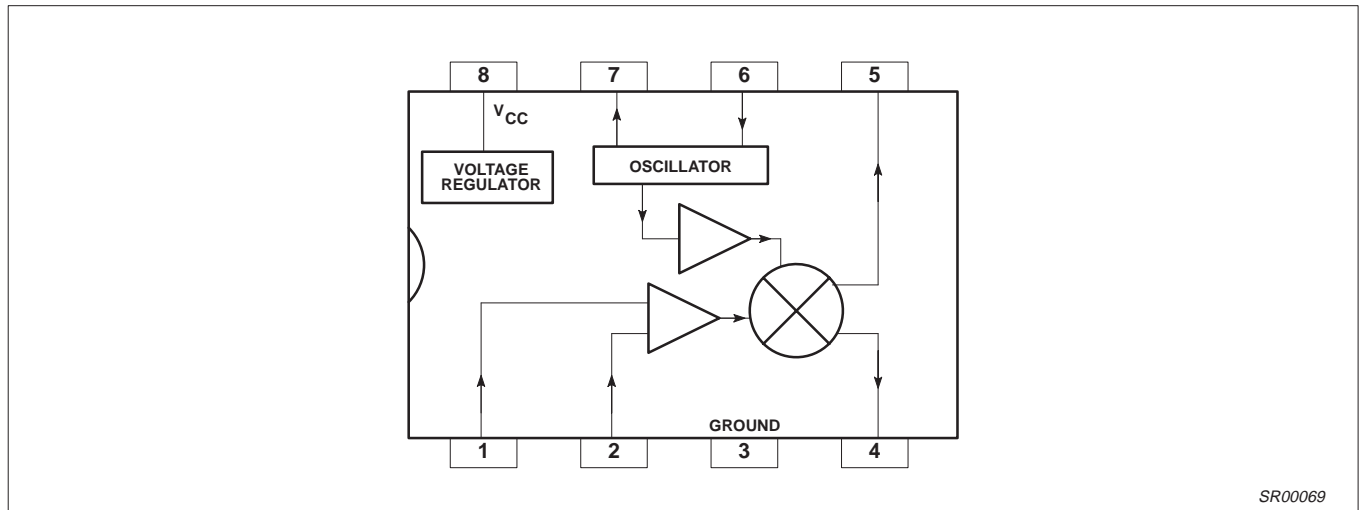


Figure 2. Block Diagram

AC/DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = +6V, T_A = 25°C; unless otherwise stated.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
			SA602A			
			MIN	TYP	MAX	
V _{CC}	Power supply voltage range		4.5		8.0	V
	DC current drain			2.4	2.8	mA
f _{IN}	Input signal frequency			500		MHz
f _{OSC}	Oscillator frequency			200		MHz
	Noise figure at 45MHz			5.0	5.5	dB
	Third-order intercept point	RF _{IN} = -45dBm; f ₁ = 45.0MHz f ₂ = 45.06MHz		-13	-15	dBm
	Conversion gain at 45MHz		14	17		dB
R _{IN}	RF input resistance		1.5			kΩ
C _{IN}	RF input capacitance			3	3.5	pF
	Mixer output resistance	(Pin 4 or 5)		1.5		kΩ

DESCRIPTION OF OPERATION

The SA602A is a Gilbert cell, an oscillator/buffer, and a temperature compensated bias network as shown in the equivalent circuit. The Gilbert cell is a differential amplifier (Pins 1 and 2) which drives a balanced switching cell. The differential input stage provides gain and determines the noise figure and signal handling performance of the system.

The SA602A is designed for optimum low power performance. When used with the SA604 as a 45MHz cellular radio second IF and demodulator, the SA602A is capable of receiving -119dBm signals with a 12dB S/N ratio. Third-order intercept is typically -13dBm (that is approximately +5dBm output intercept because of the RF gain). The system designer must be cognizant of this large signal limitation. When designing LANs or other closed systems where transmission levels are high, and small-signal or signal-to-noise issues are not critical, the input to the SA602A should be appropriately scaled.

Besides excellent low power performance well into VHF, the SA602A is designed to be flexible. The input, RF mixer output and oscillator ports can support a variety of configurations provided the designer understands certain constraints, which will be explained here.

The RF inputs (Pins 1 and 2) are biased internally. They are symmetrical. The equivalent AC input impedance is approximately 1.5k || 3pF through 50MHz. Pins 1 and 2 can be used interchangeably, but they should not be DC biased externally. Figure 5 shows three typical input configurations.

The mixer outputs (Pins 4 and 5) are also internally biased. Each output is connected to the internal positive supply by a 1.5kΩ resistor. This permits direct output termination yet allows for balanced output as well. Figure 6 shows three single ended output configurations and a balanced output.

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

The oscillator is capable of sustaining oscillation beyond 200MHz in crystal or tuned tank configurations. The upper limit of operation is determined by tank "Q" and required drive levels. The higher the "Q" of the tank or the smaller the required drive, the higher the permissible oscillation frequency. If the required LO is beyond oscillation limits, or the system calls for an external LO, the external signal can be injected at Pin 6 through a DC blocking capacitor. External LO should be at least 200mV_{p-p}.

Figure 7 shows several proven oscillator circuits. Figure 7a is appropriate for cellular radio. As shown, an overtone mode of operation is utilized. Capacitor C3 and inductor L1 suppress oscillation at the crystal fundamental frequency. In the fundamental mode, the suppression network is omitted.

Figure 8 shows a Colpitts varactor tuned tank oscillator suitable for synthesizer-controlled applications. It is important to buffer the

output of this circuit to assure that switching spikes from the first counter or prescaler do not end up in the oscillator spectrum. The dual-gate MOSFET provides optimum isolation with low current. The FET offers good isolation, simplicity, and low current, while the bipolar transistors provide the simple solution for non-critical applications. The resistive divider in the emitter-follower circuit should be chosen to provide the minimum input signal which will assure correct system operation.

When operated above 100MHz, the oscillator may not start if the Q of the tank is too low. A 22kΩ resistor from Pin 7 to ground will increase the DC bias current of the oscillator transistor. This improves the AC operating characteristic of the transistor and should help the oscillator to start. A 22kΩ resistor will not upset the other DC biasing internal to the device, but smaller resistance values should be avoided.

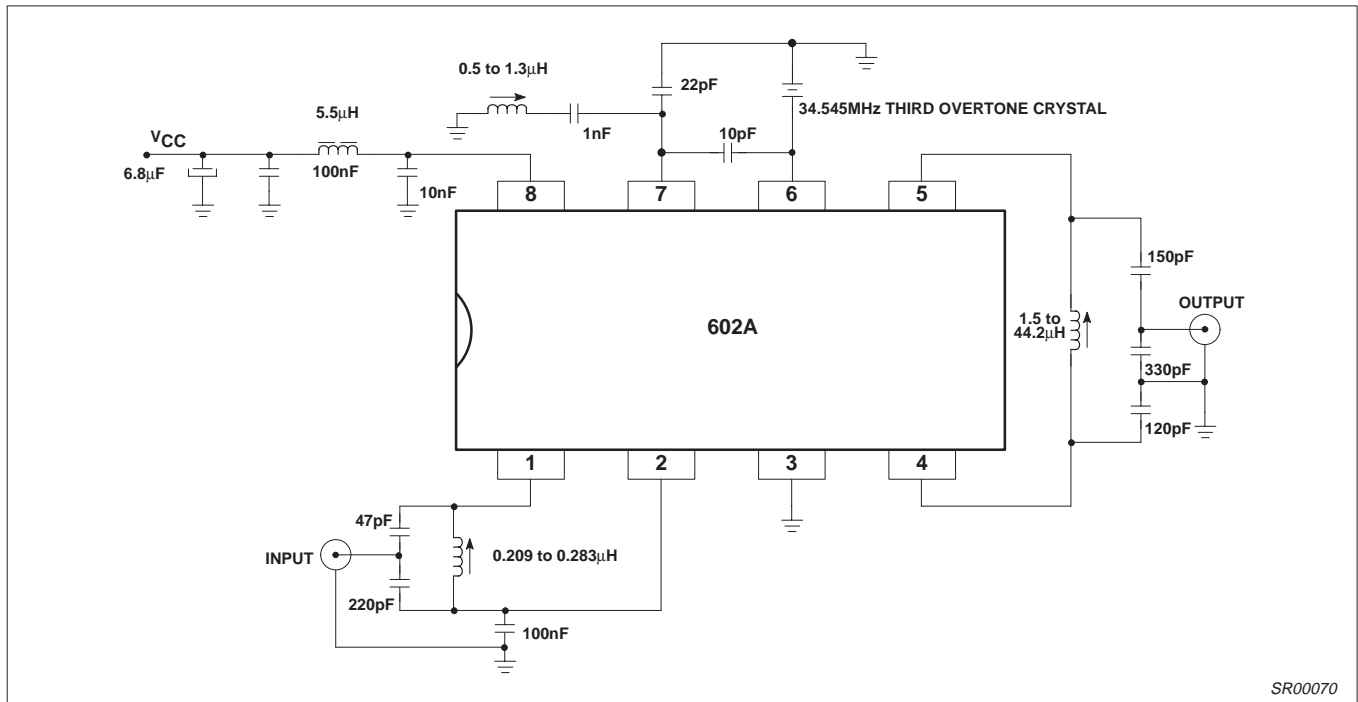


Figure 3. Test Configuration

SR00070

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

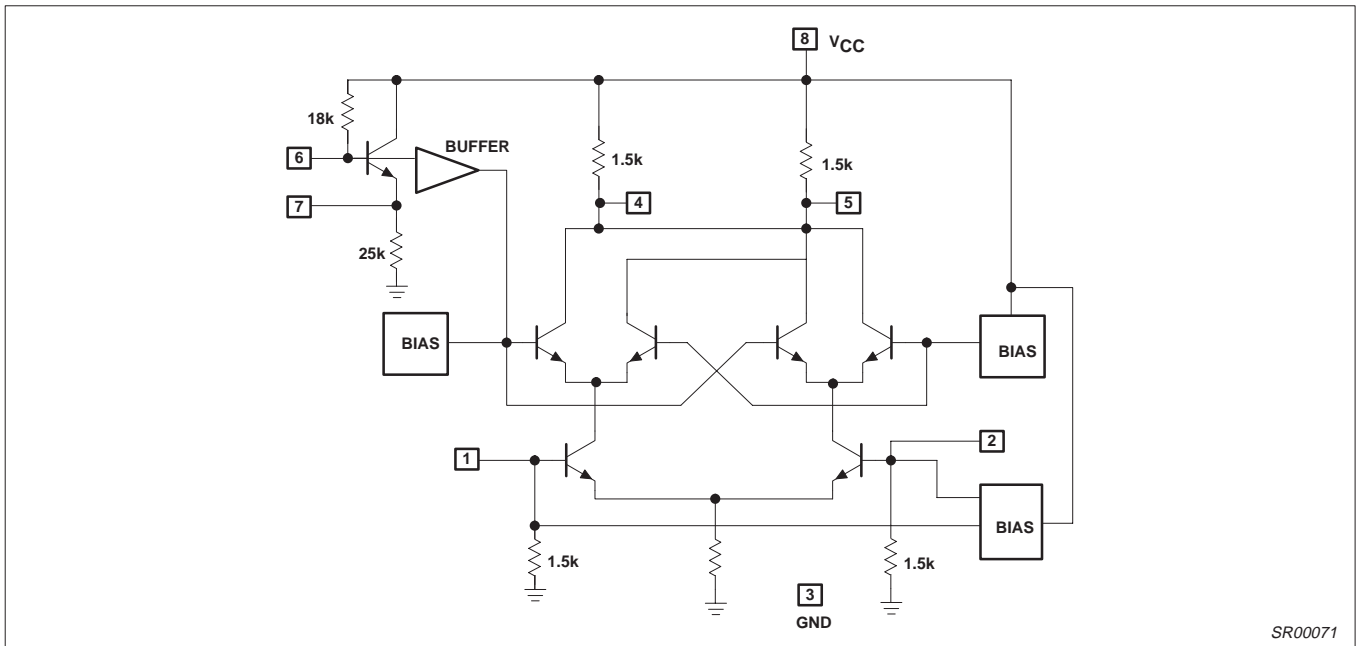


Figure 4. Equivalent Circuit

SR00071

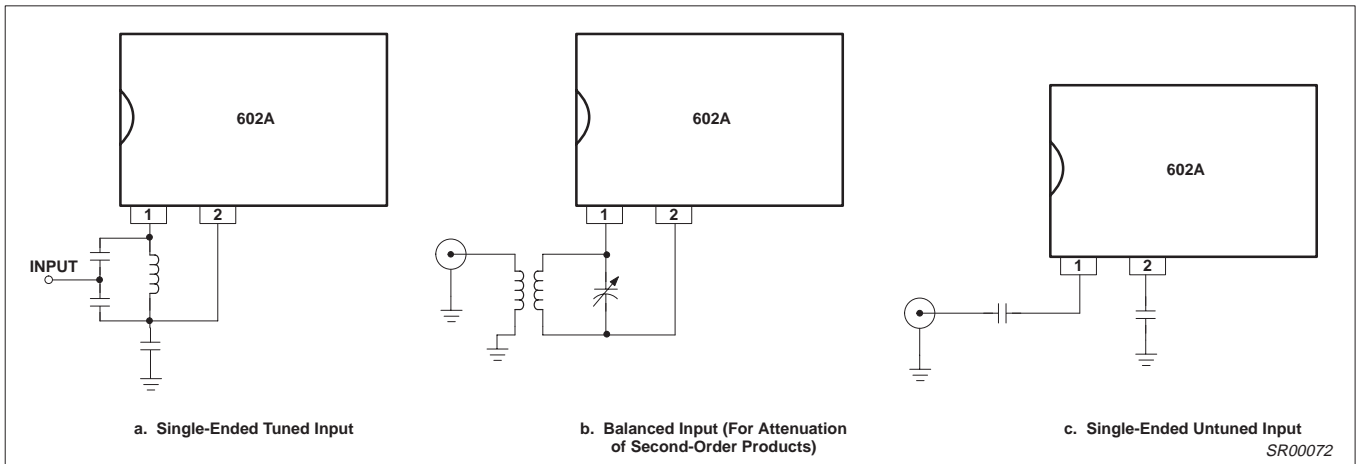


Figure 5. Input Configuration

SR00072

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

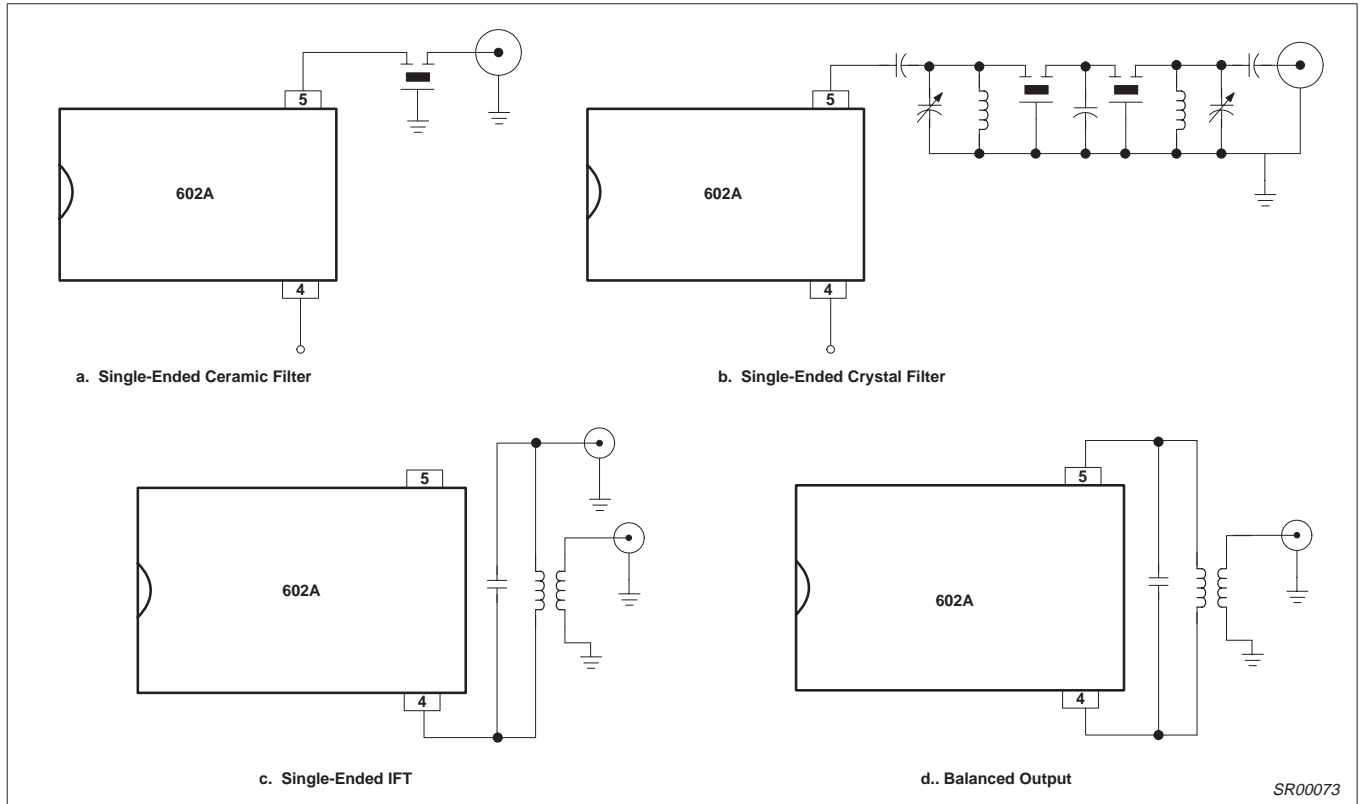


Figure 6. Output Configuration

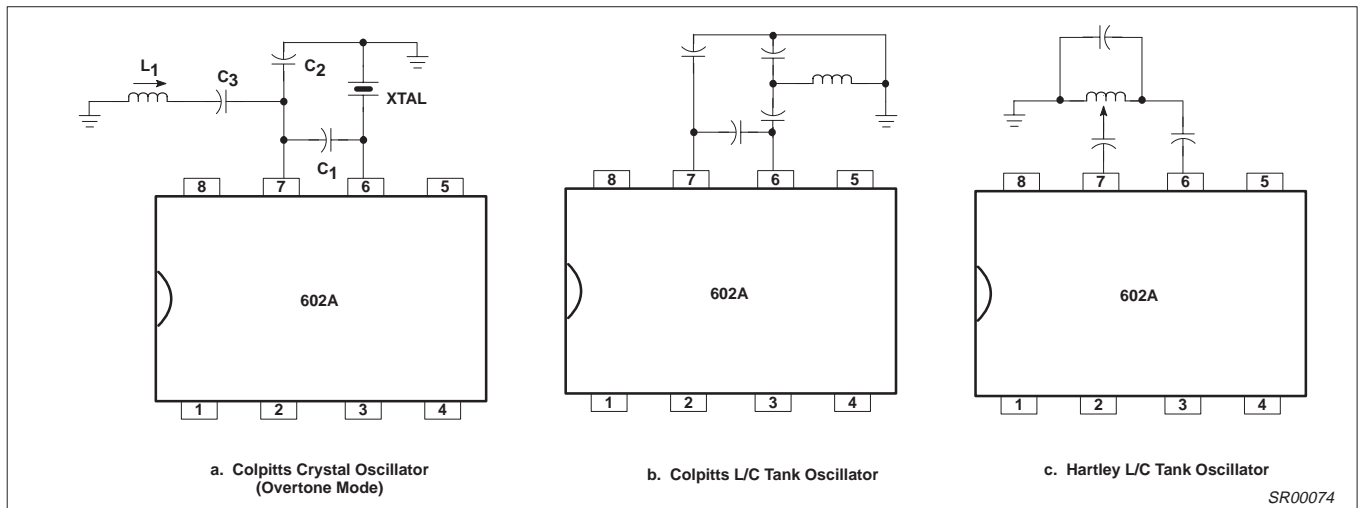


Figure 7. Oscillator Circuits

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

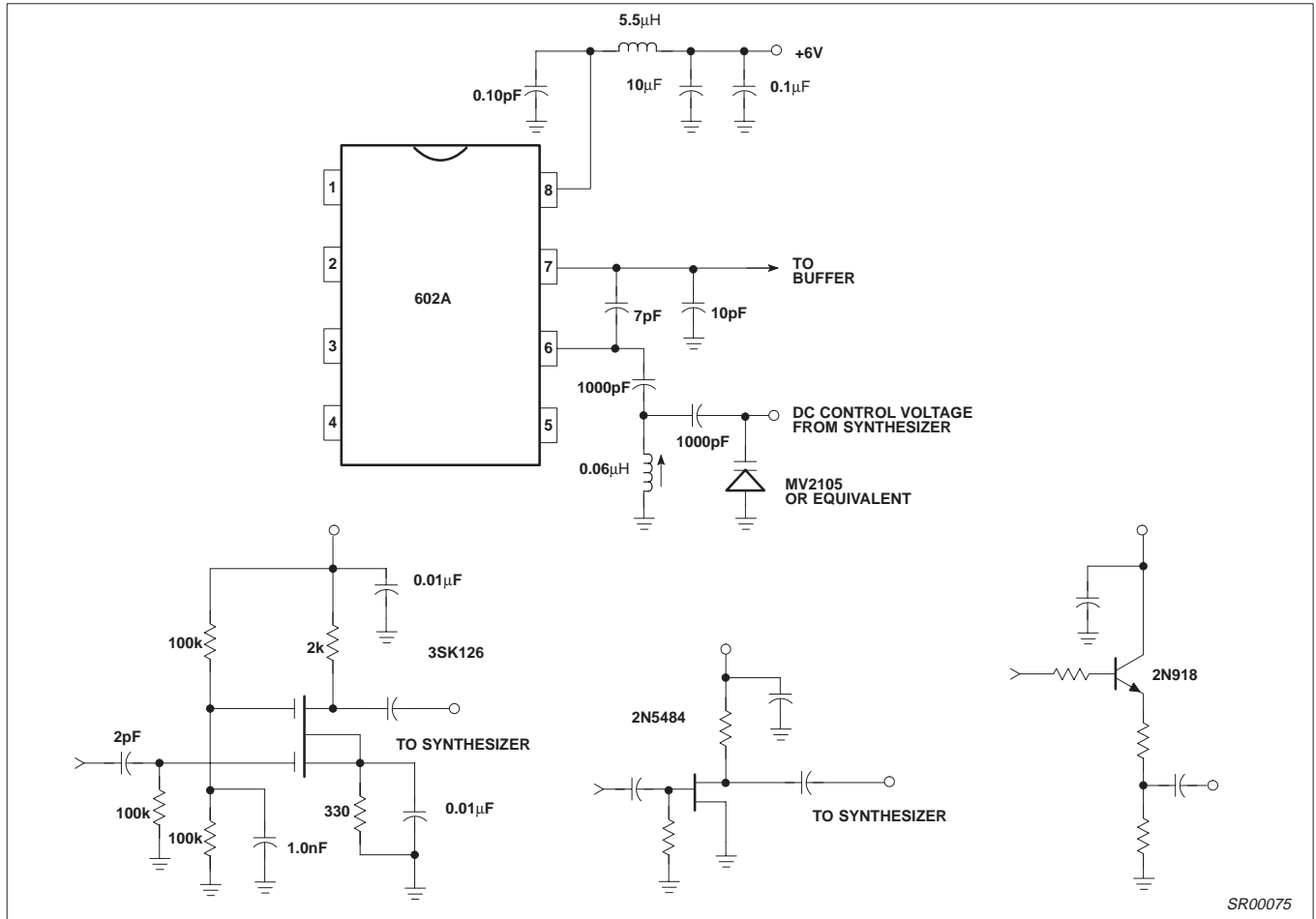


Figure 8. Colpitts Oscillator Suitable for Synthesizer Applications and Typical Buffers

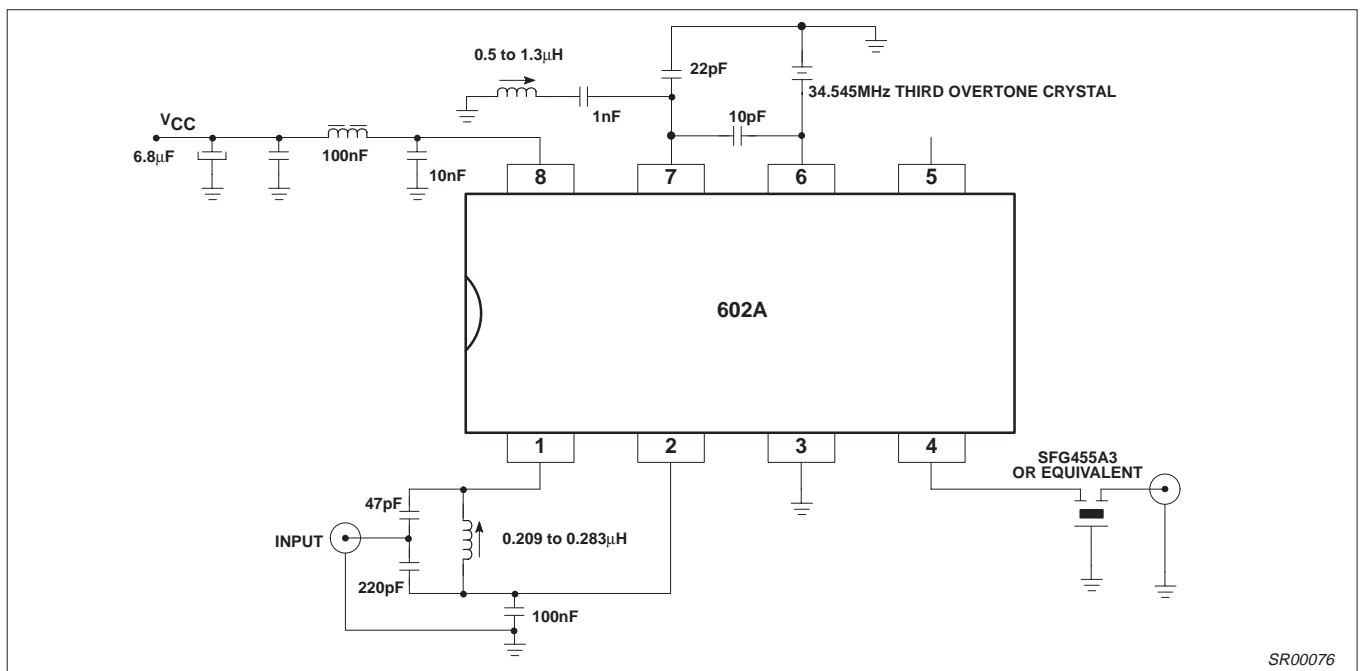


Figure 9. Typical Application for Cellular Radio

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

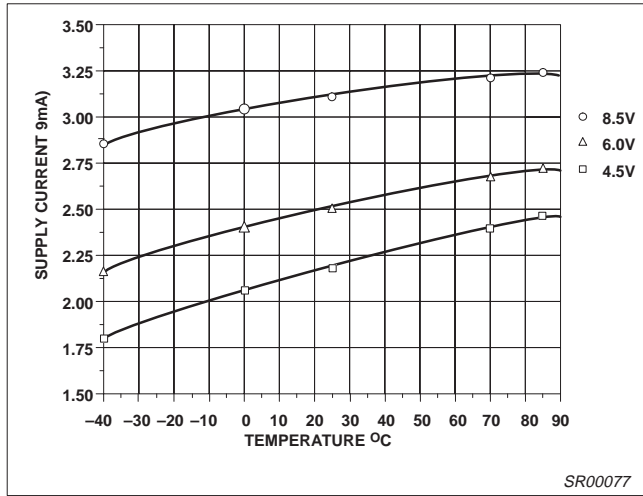


Figure 10. I_{CC} vs Supply Voltage

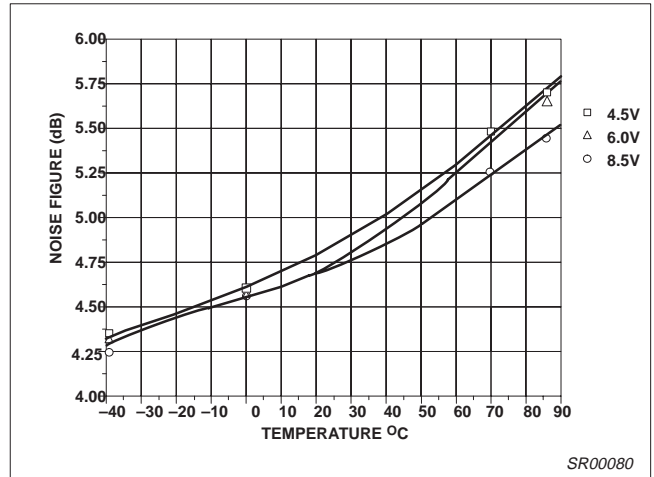


Figure 13. Noise Figure

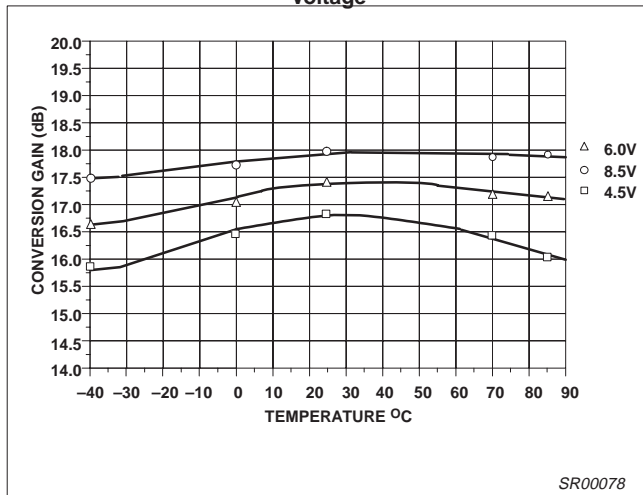


Figure 11. Conversion Gain vs Supply Voltage

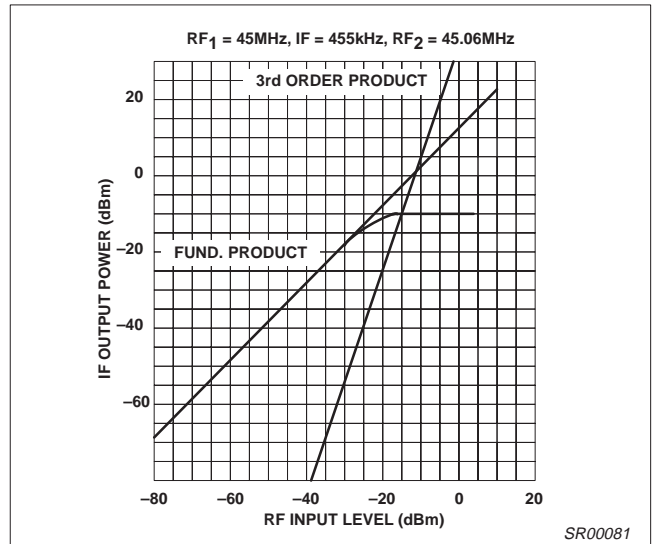


Figure 14. Third-Order Intercept and Compression

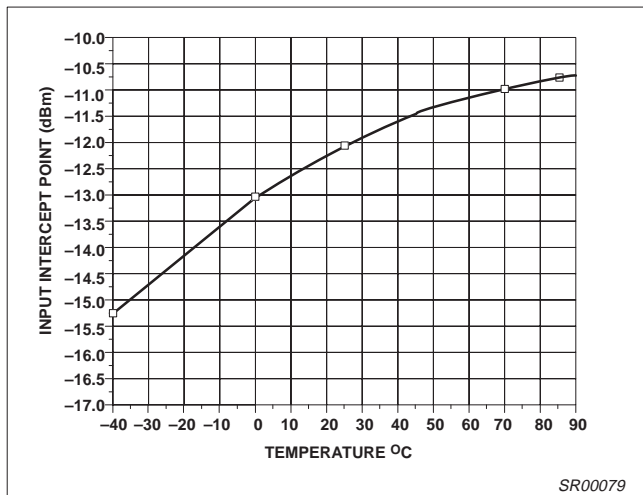


Figure 12. Third-Order Intercept Point

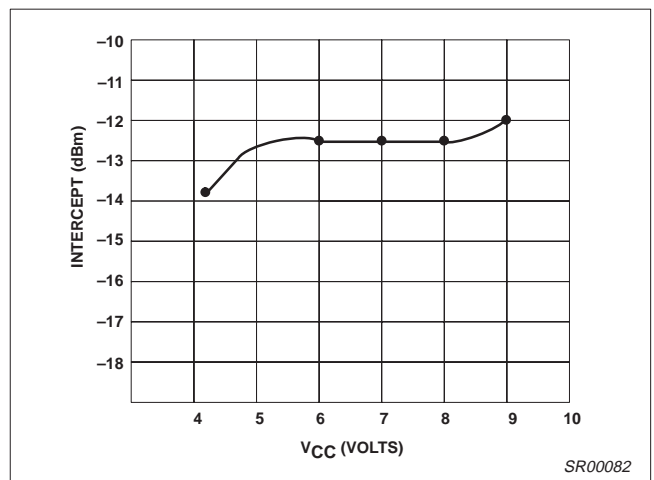


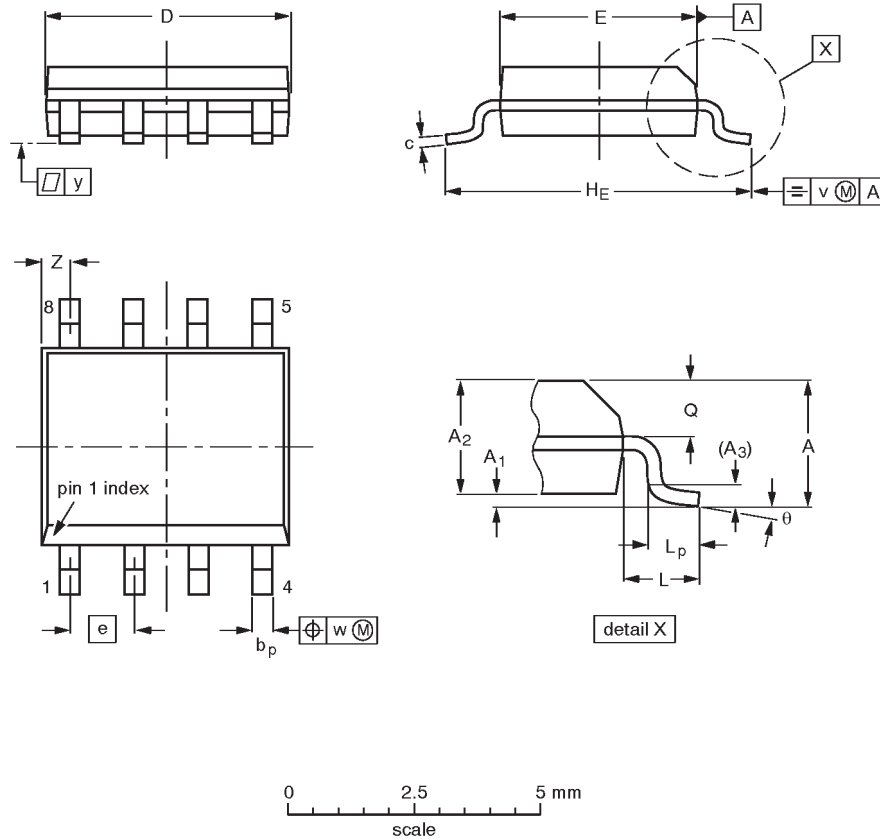
Figure 15. Input Third-Order Intermod Point vs V_{CC}

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

SO8: plastic small outline package; 8 leads; body width 3.9mm

SOT96-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A ₁	A ₂	A ₃	b _p	c	D ⁽¹⁾	E ⁽²⁾	e	H _E	L	L _p	Q	v	w	y	Z ⁽¹⁾	θ
mm	1.75	0.25 0.10	1.45 1.25	0.25	0.49 0.36	0.25 0.19	5.0 4.8	4.0 3.8	1.27	6.2 5.8	1.05	1.0 0.4	0.7 0.6	0.25	0.25	0.1	0.7 0.3	8° 0°
inches	0.069	0.0098 0.0039	0.057 0.049	0.01	0.019 0.014	0.0098 0.0075	0.20 0.19	0.16 0.15	0.050	0.24 0.23	0.041	0.039 0.016	0.028 0.024	0.01	0.01	0.004	0.028 0.012	

Notes

1. Plastic or metal protrusions of 0.15 mm maximum per side are not included.
2. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

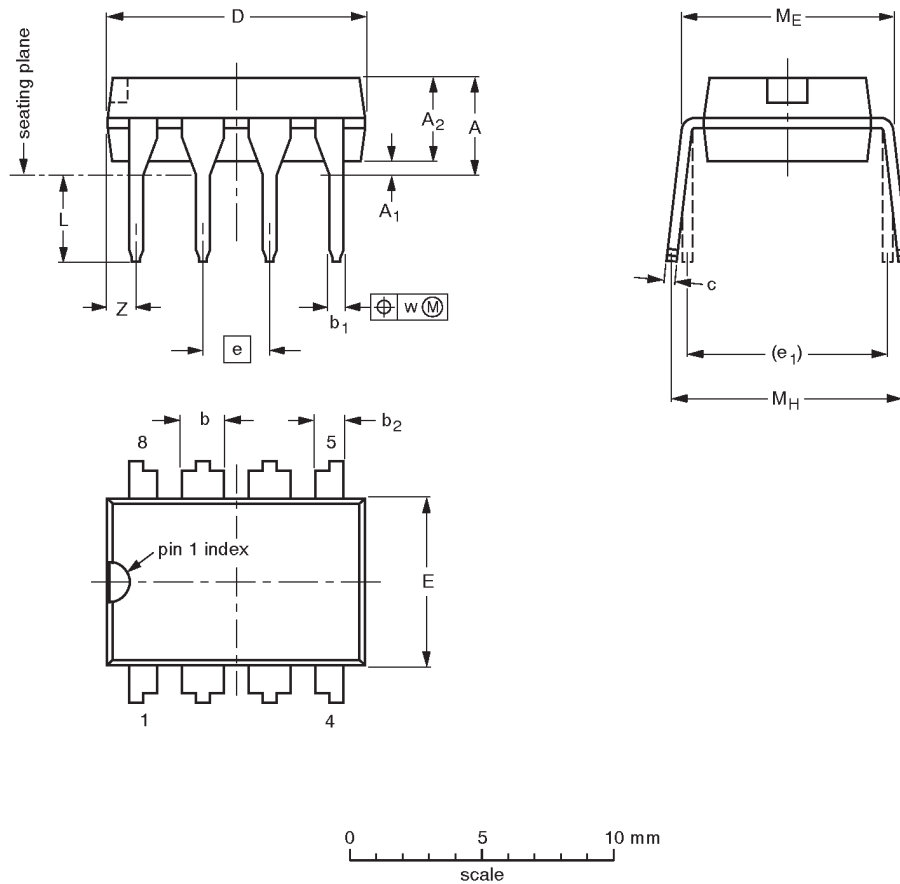
OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT96-1	076E03S	MS-012AA				92-11-17 95-02-04

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

DIP8: plastic dual in-line package; 8 leads (300 mil)

SOT97-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A ₁ min.	A ₂ max.	b	b ₁	b ₂	c	D ⁽¹⁾	E ⁽¹⁾	e	e ₁	L	M _E	M _H	w	Z ⁽¹⁾ max.
mm	4.2	0.51	3.2	1.73 1.14	0.53 0.38	1.07 0.89	0.36 0.23	9.8 9.2	6.48 6.20	2.54	7.62	3.60 3.05	8.25 7.80	10.0 8.3	0.254	1.15
inches	0.17	0.020	0.13	0.068 0.045	0.021 0.015	0.042 0.035	0.014 0.009	0.39 0.36	0.26 0.24	0.10	0.30	0.14 0.12	0.32 0.31	0.39 0.33	0.01	0.045

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT97-1	050G01	MO-001AN			92-11-17 95-02-04

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

DEFINITIONS

Data Sheet Identification	Product Status	Definition
<i>Objective Specification</i>	Formative or in Design	This data sheet contains the design target or goal specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
<i>Preliminary Specification</i>	Preproduction Product	This data sheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product.
<i>Product Specification</i>	Full Production	This data sheet contains Final Specifications. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time without notice, in order to improve design and supply the best possible product.

Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation reserve the right to make changes, without notice, in the products, including circuits, standard cells, and/or software, described or contained herein in order to improve design and/or performance. Philips Semiconductors assumes no responsibility or liability for the use of any of these products, conveys no license or title under any patent, copyright, or mask work right to these products, and makes no representations or warranties that these products are free from patent, copyright, or mask work right infringement, unless otherwise specified. Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. Philips Semiconductors makes no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation Products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of a Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation Product can reasonably be expected to result in a personal injury. Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation customers using or selling Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation Products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation for any damages resulting from such improper use or sale.

Philips Semiconductors
811 East Arques Avenue
P.O. Box 3409
Sunnyvale, California 94088-3409
Telephone 800-234-7381

© Copyright Philips Electronics North America Corporation 1997
 All rights reserved. Printed in U.S.A.

Let's make things better.

Monolithic Amplifier

DC-4 GHz

Product Features

- DC-4 GHz
- Single Voltage Supply
- Internally matched to 50 Ohm
- Unconditionally Stable
- Low Performance Variation Over Temperature
- Transient protected
- Protected by US Patent 6,943,629



ERA-5SM+
ERA-5SM

Typical Applications

- Cellular/ PCS/ 3G Base Station
- CATV, Cable Modem & DBS
- Fixed Wireless & WLAN
- Microwave Radio & Test Equipment

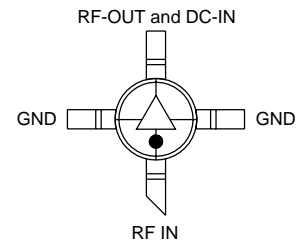
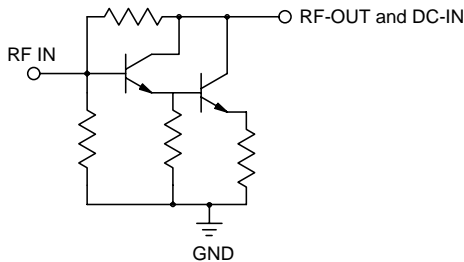
+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

General Description

ERA-5SM+ (RoHS compliant) and ERA-5SM (non-RoHS compliant) are wideband amplifiers offering high dynamic range. They have repeatable performance from lot to lot. They are enclosed in an Micro-X package. They use Darlington configuration and are fabricated using InGaP HBT technology. Expected MTBF is 700 years at 85°C case temperature.

simplified schematic and pin description



Function	Pin Number	Description
RF IN	1	RF input pin. This pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
RF-OUT and DC-IN	3	RF output and bias pin. DC voltage is present on this pin; therefore a DC blocking capacitor is necessary for proper operation. An RF choke is needed to feed DC bias without loss of RF signal due to the bias connection, as shown in "Recommended Application Circuit".
GND	2,4	Connections to ground. Use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.



Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5935 • Fax 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010

Mini-Circuits ISO 9001 & ISO 14001 Certified

INTERNET <http://www.minicircuits.com>



Rev. K
M98898
ERA-5SM
051108
Page 1 of 11

Electrical Specifications at 25°C and 65mA, unless noted

Parameter		Min.	Typ.	Max.	Units	Cpk
Frequency Range		DC		4	GHz	
Gain	f=0.1GHz f=1 GHz f=2 GHz f=3 GHz f=4 GHz	19	20.2 19.5 17.6 15.6 14	22	dB	≥1.5
Magnitude of Gain Variation versus Temperature (values are negative)	f=0.1GHz f=1 GHz f=2 GHz f=3 GHz f=4 GHz		.0025 .0034 .0043 .0052 .0065	.005 .007 .0085 .0105 .013	dB/°C	
Input Return Loss	f=0.1 GHz f=2 GHz f=4 GHz	15	21 23 21		dB	
Output Return Loss	f=0.1 GHz f=2 GHz f=4 GHz	15	30 26 17		dB	
Reverse Isolation	f=2 GHz	19	22		dB	
Output Power @1 dB compression	f=0.1 GHz f=1 GHz f=2 GHz f=4 GHz	16.5 16.5 15.5	18.4 18.4 17 12.5		dBm	≥1.5
Saturated Output Power (at 3dB compression)	f=0.1 GHz f=1 GHz f=2 GHz		19.5 18.5 18		dBm	
Output IP3	f=0.1 GHz f=1 GHz f=2 GHz f=4 GHz	30 30 26	33 33 30 26		dBm	≥1.5
Noise Figure	f=0.1GHz f=2 GHz f=4 GHz		3.5 3.5 3.5	4.5 4.5 4.5	dB	≥1.5
Group Delay	f=2 GHz		90		psec	
Recommended Device Operating Current			65		mA	
Device Operating Voltage		4.5	4.9	5.3	V	≥1.5
Device Voltage Variation vs. Temperature at 65mA			-3.2		mV/°C	
Device Voltage Variation vs. Current at 25°C			6.9		mV/mA	
Thermal Resistance, junction-to-case ¹			133		°C/W	

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature*	-45°C to 85°C
Storage Temperature	-65°C to 150°C
Operating Current	120mA
Power Dissipation	650mW
Input Power	13 dBm

Note: Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

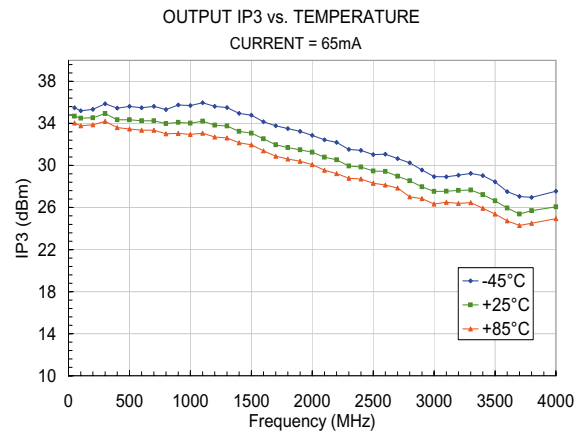
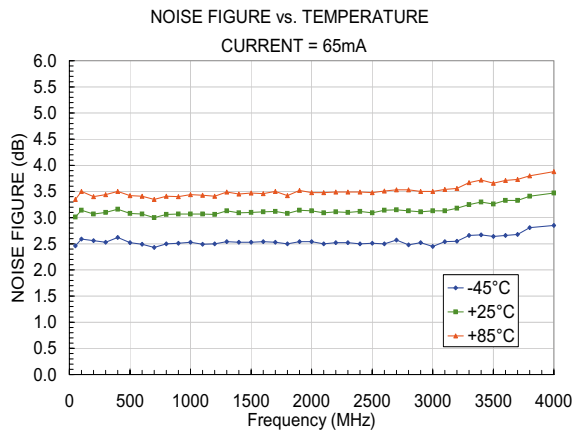
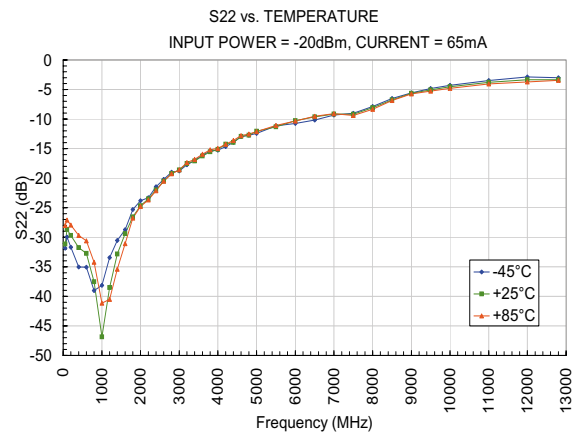
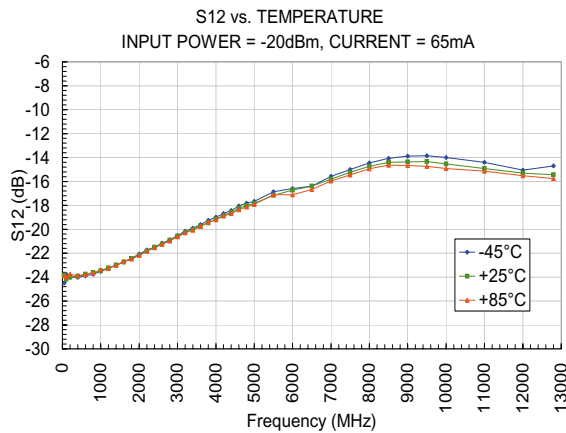
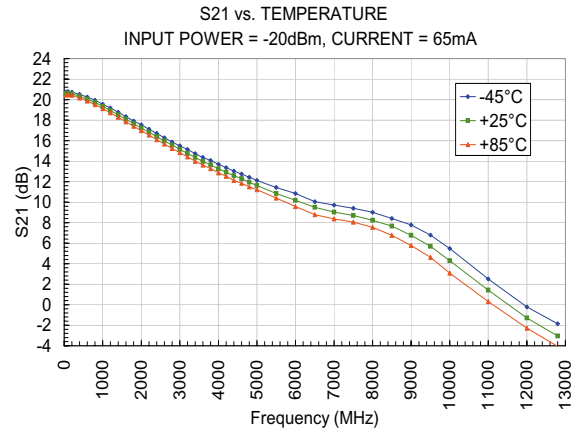
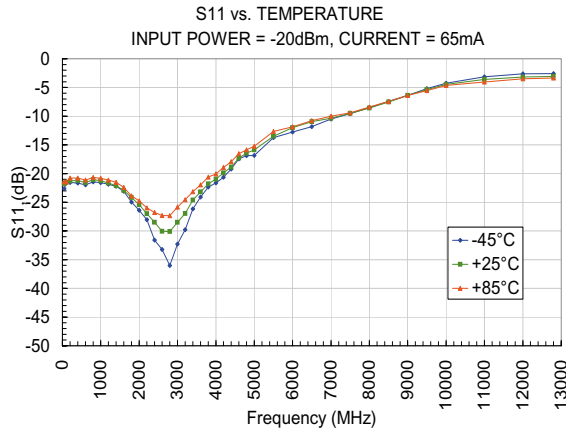
These ratings are not intended for continuous normal operation.

¹Case is defined as ground leads.

*Based on typical case temperature rise 10°C above ambient.

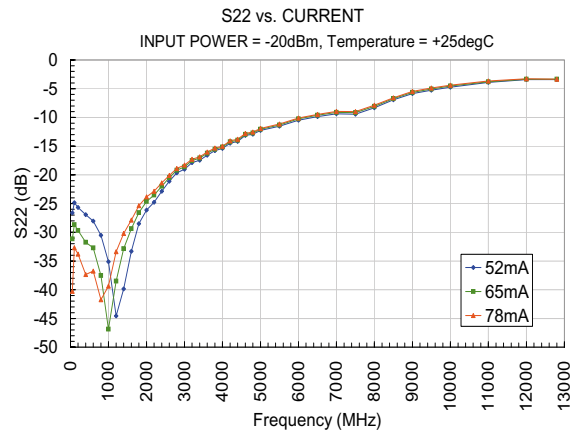
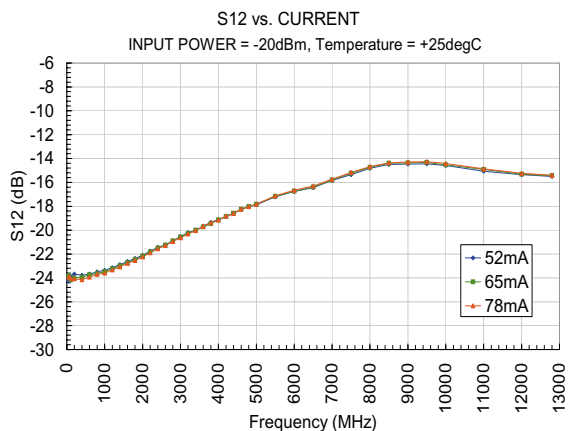
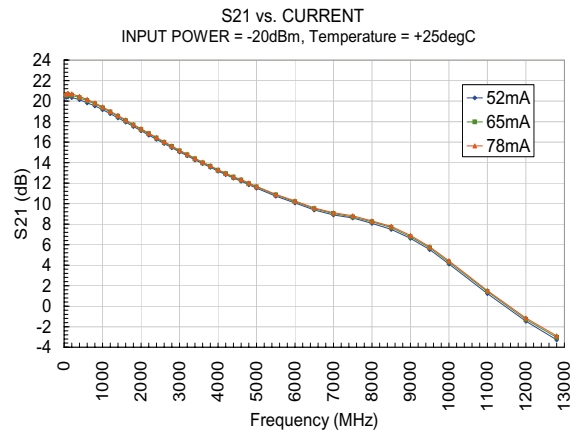
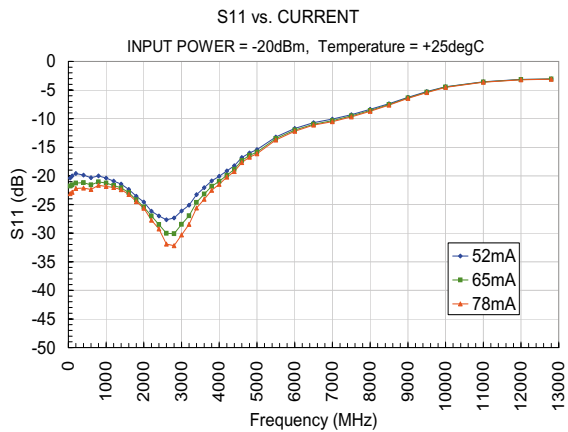
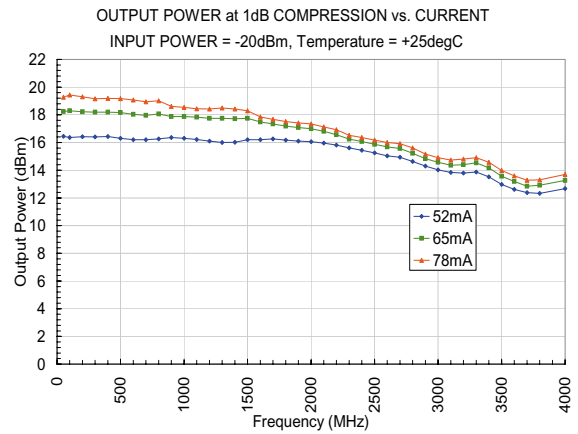
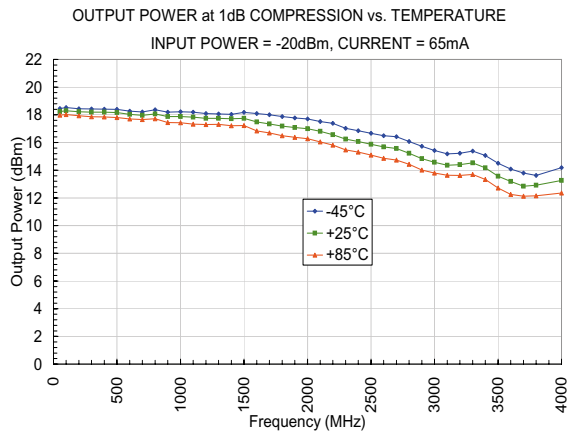
Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier

Typical Performance Curves



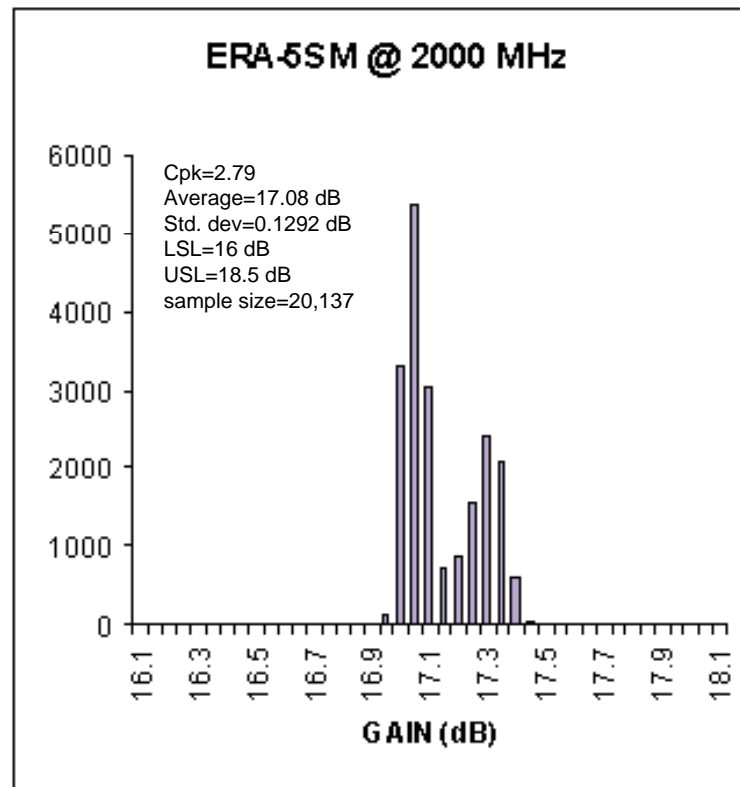
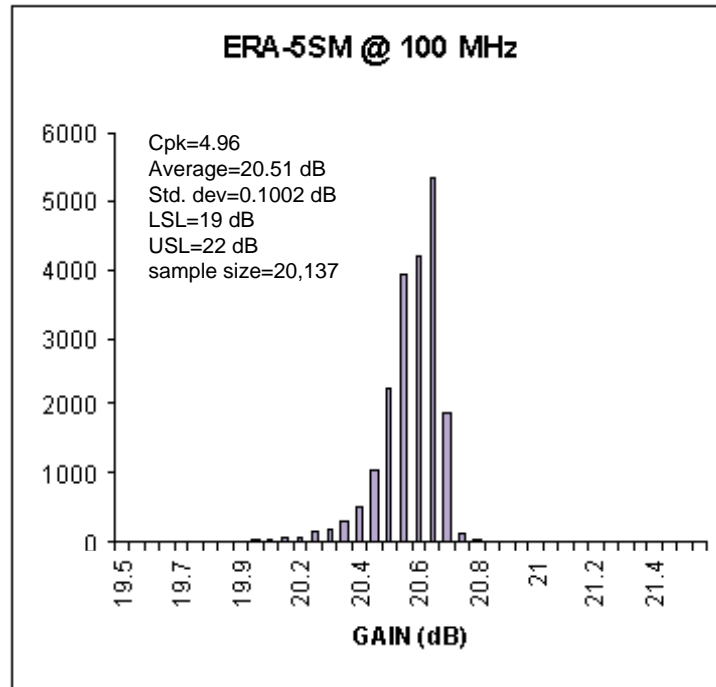
Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier

Typical Performance Curves



Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier

Product Consistency Distribution Charts



Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier

S-Parameters

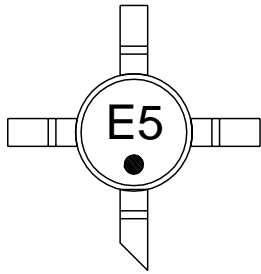
Freq. MHz	S11			S21			S12			S22			K
	dB	Mag	Angle	dB	Mag	Angle	dB	Mag	Angle	dB	Mag	Angle	
50.00	-21.78	0.08	-7.26	20.59	10.70	173.73	-23.82	0.06	-1.80	-31.15	0.03	12.78	1.07
100.00	-21.56	0.08	-3.49	20.61	10.73	168.05	-24.17	0.06	-5.28	-28.67	0.04	-6.95	1.08
200.00	-21.26	0.09	-11.36	20.57	10.68	156.37	-24.01	0.06	-10.57	-29.69	0.03	-10.12	1.08
400.00	-21.19	0.09	-18.58	20.34	10.40	133.56	-23.93	0.06	-21.76	-31.74	0.03	-30.73	1.08
600.00	-21.58	0.08	-30.61	20.03	10.03	111.04	-23.75	0.07	-33.17	-32.73	0.02	-33.56	1.09
800.00	-21.05	0.09	-43.40	19.72	9.68	88.97	-23.63	0.07	-44.24	-37.52	0.01	-48.14	1.10
1000.00	-21.24	0.09	-56.66	19.33	9.26	67.32	-23.48	0.07	-55.79	-46.85	0.00	-16.81	1.11
1200.00	-21.66	0.08	-69.62	18.92	8.83	46.10	-23.24	0.07	-67.12	-38.51	0.01	71.65	1.12
1400.00	-22.10	0.08	-85.98	18.51	8.42	25.31	-22.99	0.07	-79.08	-32.84	0.02	56.89	1.13
1600.00	-22.94	0.07	-101.92	18.08	8.02	4.84	-22.73	0.07	-91.03	-29.38	0.03	46.32	1.14
1800.00	-24.18	0.06	-121.65	17.65	7.63	-15.31	-22.45	0.08	-103.03	-26.57	0.05	37.37	1.15
2000.00	-25.42	0.05	-143.33	17.22	7.26	-35.03	-22.18	0.08	-115.80	-24.65	0.06	18.00	1.16
2200.00	-26.99	0.04	-168.99	16.81	6.93	-54.63	-21.84	0.08	-128.01	-23.52	0.07	1.49	1.16
2400.00	-28.50	0.04	164.00	16.39	6.60	-73.95	-21.50	0.08	-140.98	-22.00	0.08	-12.28	1.17
2600.00	-30.04	0.03	125.13	15.96	6.28	-92.95	-21.25	0.09	-153.46	-20.49	0.09	-24.89	1.18
2800.00	-30.09	0.03	78.39	15.57	6.00	-111.87	-20.91	0.09	-167.13	-19.21	0.11	-38.61	1.18
3000.00	-28.48	0.04	45.01	15.14	5.71	-131.03	-20.57	0.09	179.32	-18.61	0.12	-53.52	1.19
3200.00	-26.97	0.04	9.53	14.75	5.46	-149.47	-20.28	0.10	165.90	-17.54	0.13	-67.62	1.19
3400.00	-24.62	0.06	-17.05	14.36	5.22	-168.00	-20.00	0.10	152.10	-17.09	0.14	-85.38	1.20
3600.00	-23.17	0.07	-39.17	13.98	5.00	173.58	-19.73	0.10	138.05	-16.24	0.15	-99.63	1.20
3800.00	-21.80	0.08	-61.61	13.63	4.80	155.15	-19.47	0.11	123.88	-15.54	0.17	-115.18	1.20
4000.00	-20.94	0.09	-82.84	13.25	4.60	137.27	-19.14	0.11	109.98	-15.15	0.17	-131.03	1.20
4200.00	-19.88	0.10	-106.70	12.92	4.43	119.19	-18.86	0.11	95.43	-14.26	0.19	-145.08	1.20
4400.00	-18.85	0.11	-123.53	12.58	4.26	101.19	-18.58	0.12	81.30	-13.96	0.20	-162.55	1.20
4600.00	-17.30	0.14	-144.85	12.30	4.12	83.02	-18.24	0.12	66.49	-12.95	0.23	-176.70	1.19
4800.00	-16.42	0.15	-164.22	11.94	3.95	65.07	-18.02	0.13	51.54	-12.73	0.23	166.15	1.19
5000.00	-15.85	0.16	175.38	11.62	3.81	47.64	-17.83	0.13	37.63	-12.07	0.25	151.92	1.20
5500.00	-13.49	0.21	133.44	10.85	3.49	2.91	-17.17	0.14	-0.60	-11.33	0.27	107.83	1.19
6000.00	-11.98	0.25	91.11	10.19	3.23	-40.26	-16.73	0.15	-37.47	-10.26	0.31	71.42	1.17
6500.00	-10.96	0.28	48.77	9.51	2.99	-83.57	-16.39	0.15	-75.97	-9.62	0.33	32.58	1.18
7000.00	-10.34	0.30	8.80	9.03	2.83	-127.14	-15.80	0.16	-114.00	-9.14	0.35	-3.26	1.14
7500.00	-9.52	0.33	-29.87	8.71	2.73	-171.88	-15.24	0.17	-153.67	-9.18	0.35	-46.21	1.10
8000.00	-8.57	0.37	-76.53	8.23	2.58	142.03	-14.74	0.18	165.07	-8.07	0.40	-89.96	1.06
8500.00	-7.52	0.42	-125.63	7.67	2.42	95.35	-14.40	0.19	123.52	-6.74	0.46	-131.22	1.02

Definitions:

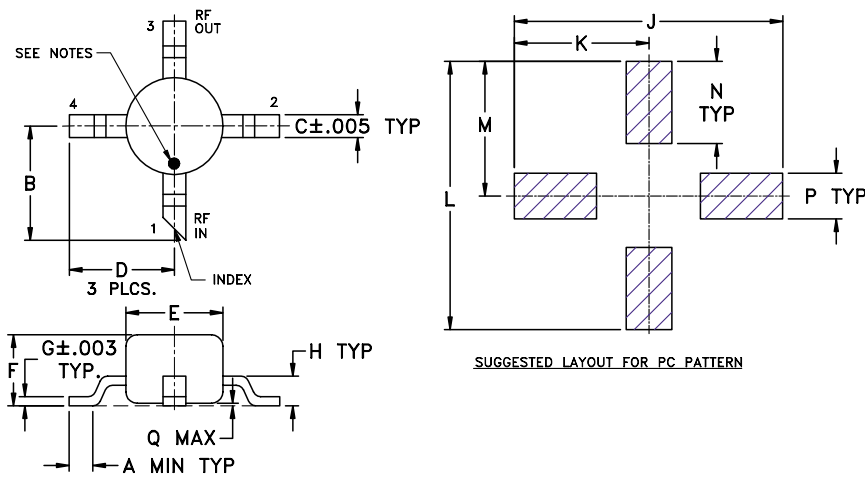
dB values=20 log (Mag)
 Input Return Loss= -(S11, dB)
 Gain (Power Gain)= (S21, dB)
 Reverse Isolation= -(S12, dB)
 Output Return Loss= -(S22, dB)

Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier

Product Marking



Outline Drawing (Micro-X) WW107

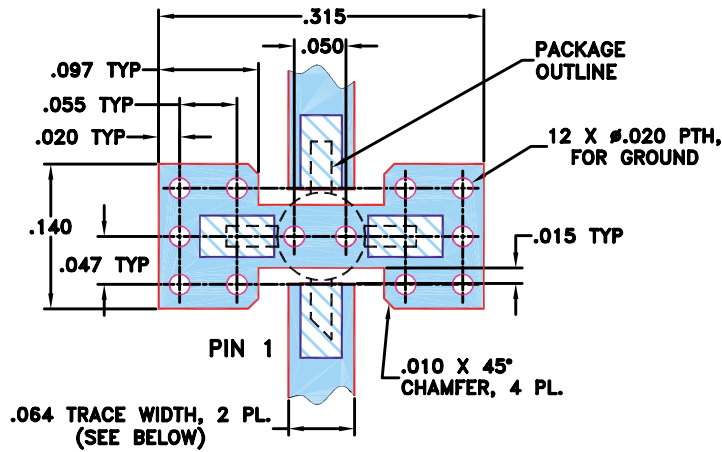


Outline Dimensions ($\frac{\text{inch}}{\text{mm}}$)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	WT. GRAMS
.012	.10	.020	.092	.085	.060	.007	.026	.235	.118	.235	.118	.072	.040	.020	.015
.30	2.54	.51	2.34	2.16	1.52	.18	.66	5.97	3.00	5.97	3.00	1.83	1.02	0.51	

Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier

Suggested Layout for PCB Design (PL-075)

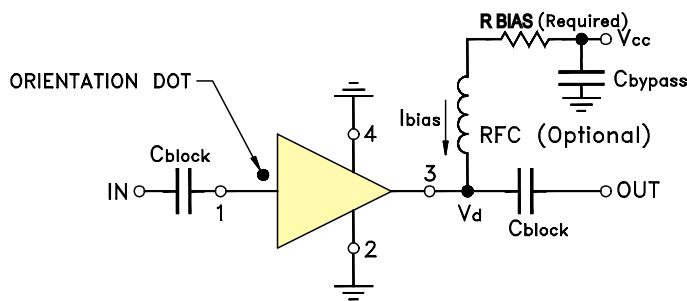


NOTES:

1. TRACE WIDTH IS SHOWN FOR ROGERS RO4350 WITH DIELECTRIC THICKNESS $.030 \pm .002$, COPPER: 1/2 OZ. EACH SIDE. FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH MAY NEED TO BE MODIFIED.
2. BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE.
3. IF PCB DESIGN RULES ALLOW, PLACE GROUND VIAS UNDER THE LAND PATTERN FOR BETTER RF PERFORMANCE. OTHERWISE PLACE GROUND VIAS AS CLOSE TO LAND PATTERN AS POSSIBLE.

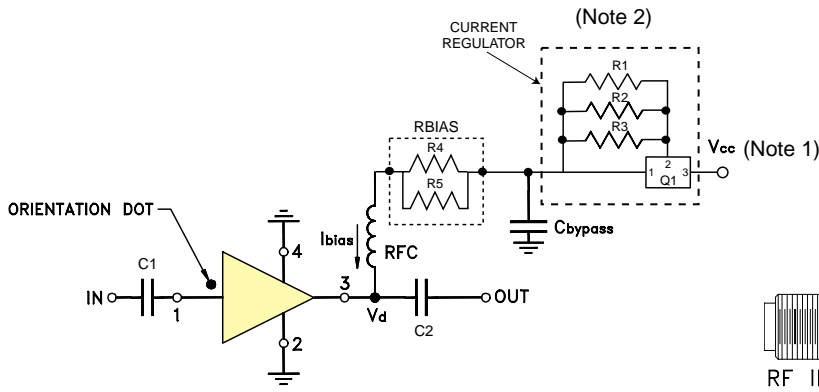
- DENOTES PCB COPPER LAYOUT
- DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

Recommended Application Circuit

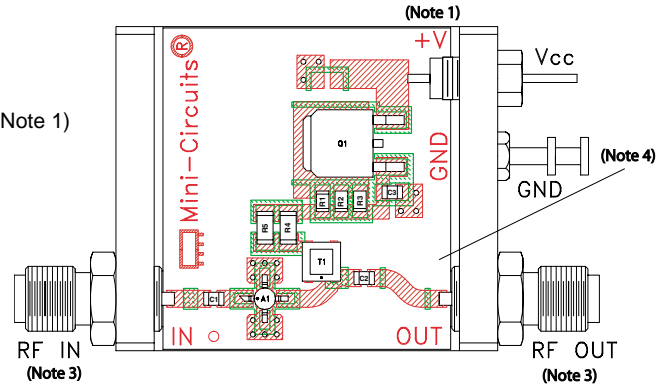


R BIAS "1%" Resistor Values (ohms)	
Vcc	ERA-5SM+ ERA-5SM
7	33.2
8	48.7
9	63.4
10	78.7
11	95.3
12	110
13	124
14	140
15	158
16	174
17	187
18	205
19	221
20	232

Evaluation Board and Circuit



Schematic Diagram



ERA-05TB

BOM of Evaluation Board

Component	Value	Function
A1	ERA-5SM	Device Under Test
C1 (Note 5)	2400 pF	DC Blocking (C block)
C2 (Note 5)	2400 pF	DC Blocking (C block)
C bypass (C3)	0.1 μF	RF bypass
R1 (Note 2)	39.2 ohms	Sets bias current I _{bias}
R2 (Note 2)	39.2 ohms	Sets bias current I _{bias}
R3	Not used	Sets bias current I _{bias}
R4	64.9 ohms	Enables low frequency performance. Sets bias current in the absence of the current regulator
R5	64.9 ohms	
Q1	LM317MABDTRK	Voltage Regulator, along with R1, R2, R3 works as constant current source
RFC (T1)	Mini-Circuits TCCH-80	RF choke (50 MHz to 8.2 GHz)

Notes:

- V_{cc} may be any voltage from +12 to +24V
- Parallel combination of R1, R2, R3 (sets bias current). Each is a 0805-size chip rated at 1/8W.
- SMA Female connectors
- PCB material: Rogers RO4350 or equivalent, dielectric constant=3.5, dielectric thickness= .030 inch.
- Capacitors, C1&C2 should be free of resonance up to the highest frequency specified.

Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier

ESD Rating

Human Body Model (HBM): Class 1B (500 v to < 1,000 v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.1 - 2001

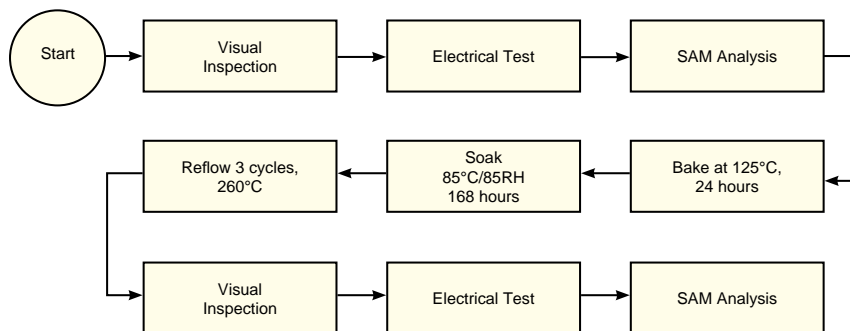
Machine Model (MM): Class M1 (< 100 v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.2 - 1999

MSL Rating

Moisture Sensitivity: MSL1 in accordance with IPC/JEDECJ-STD-020C

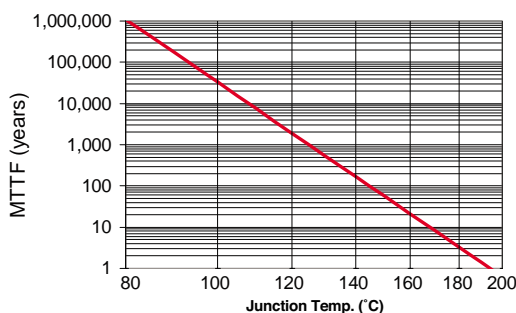
NO.	TEST REQUIRED	CONDITION	STANDARD	QUANTITY
1	Visual Inspection	Low Power Microscope Magnification 40x	MIP-IN-0003 (MCT spec)	45 units
2	Electrical Test	Room Temperature	SCD (MCL spec)	45 units
3	SAM Analysis	Less than 10% growth in term of delamination	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units
4	Moisture Sensitivity Level 1	Bake at 125°C for 24 hours Soak at 85°C/85%RH for 168 hours Reflow 3 cycles at 260°C peak	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units

MSL Test Flow Chart



Reliability

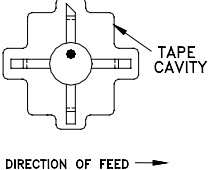
MTTF vs. Junction Temperature



Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier

Tape and Reel Packaging Information

Table T&R

TR No.	No. of Devices	Designation Letter	Reel Size	Tape Width	Pitch	Unit Orientation
T-003	1000	K	7 inch	12mm	8mm	
	2000	T	13 inch			
	4000	R	13 inch			
	multiples of 10, less than full reel of 1K	PR	7 inch			
	multiples of 10, on tape only	E	not applicable			

Ordering Information

Model No.	Description	Packaging Designation Letter (See Table T&R)	Quantity Min. No. of Units	Price, \$ Per Unit	
				Qty. (10)	Qty. (30)
ERA-5SM+	RoHS Compliant	E	10	4.20	3.90
ERA-5SM	Non-RoHS Compliant		10	4.20	3.90
ERA-5SM+TB	ERA-5SM+ mounted on test board, test data included	Not Applicable	1	69.95	
ERA-05TB	Test Board Only	Not Applicable	1	59.95	

How to Order

Example: 1000 pieces of ERA-5SM+

