

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

École Nationale Polytechnique



Département d'Électronique

Projet de Fin d'Étude

En vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Électronique

THÈME :

Conception et réalisation d'un système de réception multivoies de signaux radiofréquences

Travail réalisé par :

Abdelhak GOUDJIL

Hichem MOUNSSI

Soutenu le 19 Juin devant le jury composé de :

Président	Pr. M.TRABELSI	(ENP)
Examineur	Dr. H.BOUSBIA-SALAH	(ENP)
Promoteur	Dr. M.ADNANE	(ENP)
Co-Promoteur	Pr. A.BELOUHRANI	(ENP)

PROMOTION JUIN 2013

Remerciements

Nous tenant à remercier sincèrement Messieurs, **M.ADNANE** et **A.BELOUCHRANI**, qui, se sont toujours montrés à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'ils ont bien voulu nous consacrer et sans qui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour.

Nous adressons également nos sincères remerciements à Messieurs, **S.AZARIAN**, **F.GHANEM**, et **Bachir** Pour les conseils avisés qu'ils nous'ont prodigué, pour les connaissances dont ils nous'ont fait bénéficier.

Nous tenons à remercier Monsieur **M.TRABELSI**, d'avoir accepté de présider le jury.

Nos remerciements vont aussi à Monsieur **H.BOUSBIA-SALAH**, d'avoir bien voulu accepter d'examiner notre travail.

Nos remerciements à tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, spécialement ceux du département d'Electronique, pour leur apport en savoir.

Nous souhaitant adresser aussi nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience. Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours soutenue et encouragé au cours de la réalisation de ce mémoire.

Dédicace

A mes parents

A mes frères et mes soeurs

A toute ma famille

A mes amis

Merci d'être toujours là près de moi.

Abdelhak GOUDJIL

Dédicace

Merci Allah (mon dieu) de m'avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, la patience d'aller jusqu'au bout du rêve et le bonheur de lever mes mains vers le ciel et de dire « Ya Kayoum ».

Je dédie ce modeste travail à celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, à ma mère . . .

A mon père, école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années des études, et qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me donner l'aide et à me protéger.

Que dieu les gardes et les protège.

A mes frères et à mes amies.

A tous ceux qui me sont chères.

A tous ceux qui m'aiment.

A tous ceux que j'aime.

Je dédie ce travail

Hichem MOUNSSI

ملخص

نظم الترددات تستخدم انتشار الموجات الكهرومغناطيسية عبر الفضاء، لإرسال المعلومات إلى جهاز استقبال الراديوية
الهدف من هذه الأطروحة هو دراسة وتنفيذ نظام متعدد القنوات لاستقبال الاشارات الراديوية. ليستغل في وقت لاحق فيما بعد لتحقيق الرادار السلبي

تسجيل هذه الاشارات في جهاز كمبيوتر يجب ان يتم من اجل اجراء معالجة رقمية لهذه الاشارات
كلمات مفتاحية : مستقبل الترددات الراديوية ؛ مكبر منخفض الضوضاء ؛ مستقبل متعدد القنوات درجة الضوضاء

Résumé

Les systèmes radiofréquences utilisent la propagation des ondes électromagnétiques à travers l'espace, afin d'envoyer des informations vers un récepteur.

L'objectif de ce mémoire est d'étudier puis réaliser un système de réception multivoies de signaux radiofréquences. Afin d'exploiter par la suite ce récepteur pour des applications de radar passif, l'acquisition vers PC des signaux radiofréquences doit être réalisée pour que des traitements numériques du signal soit appliqués.

Mots clés : Récepteur Radiofréquence ; Amplificateur faible bruit LNA ; Récepteur multivoies ; Figure de bruit.

Abstract

Radio frequency systems use electromagnetic waves propagation through space to transmit information into a receiver.

The aim of the present work is to study, design and realize multichannel RF front-end receiver. In order to use this receiver for passive radar applications, the received signals should be acquired into a computer to be processed.

Key words : RF front-end receiver ; Low noise amplifier LNA ; Multichannel receiver ; Noise figure.

Table des matières

Remerciements	i
Dédicace	ii
Dédicace	iii
Résumé	iv
Introduction	1
1 Les Systèmes de réception radiofréquence	3
1.1 Blocs électronique	4
1.1.1 Les antennes	4
1.1.2 Filtre RF et FI	5
1.1.3 Les amplificateurs faible bruit	6
1.1.4 Les mélangeurs	8
1.1.5 L'oscillateur local	14
1.2 Système de réception monovoie	17
1.2.1 Le récepteur superhétérodyne	17
1.2.2 Le récepteur homodyne ou -Zero-IF-	19
1.2.3 Le récepteur Low-IF	21
1.2.4 Les récepteurs à sous-échantillonnage	22
1.3 Système de réception multivoies	23
1.3.1 Récepteurs multivoies non-simultanées	24
1.3.2 Récepteurs multivoies simultané	25
2 Conception de la chaîne de réception	27
2.1 Choix de l'architecture de la chaîne réception	28
2.2 Choix de la fréquence de travail	28

2.3	Descriptif et objectifs du projet	28
2.4	Conception de la chaîne de réception	30
2.4.1	Conception du filtre d'entrée-passe bande	30
2.4.2	Conception de l'amplificateur faible bruit	32
2.4.3	Le Mélangeur NE602	44
2.4.4	Le Filtre FI	46
2.4.5	Etage d'adaptation mélangeur-filtre FI	47
2.4.6	Etage d'adaptation Filtre FI- Carte d'acquisition	48
3	Réalisation du récepteur, tests et validation	50
3.1	Matériels utilisés	50
3.1.1	L'antenne	50
3.1.2	Câble Coaxial	52
3.1.3	Analyseur de spectre	52
3.2	Réalisation des différents étages du récepteur	53
3.2.1	Technique de soudure	53
3.2.2	Réalisation des bobines	54
3.2.3	Réalisation du Filtre RF d'entrée	55
3.2.4	Réalisation de l'amplificateur faible à bruit (LNA)	59
3.2.5	Configuration du mélangeur NE602	61
3.2.6	Le filtre passe-haut	65
3.2.7	Le filtre FI	65
3.3	Application dans le traitement d'antenne	66
3.4	Acquisition des signaux par PC	67
3.4.1	Présentation de la carte d'acquisition NI PXI-5105	67
3.4.2	Interfaces de visualisation et d'enregistrement	69
	Conclusion et perspectives	76

Table des figures

1.1	Diagramme d'un amplificateur RF	7
1.2	Point de compression à 1 dB	10
1.3	point d'intermodulation d'ordre 3	10
1.4	a) Mélangeur simplement équilibré b) Mélangeur doublement équilibré . .	13
1.5	Les trois étages d'une cellule de Gilbert	14
1.6	Configurations d'oscillateurs a)Colpitts b)Hartley	15
1.7	Pureté spectrale des oscillateurs	15
1.8	Bruit de phase d'un oscillateur	16
1.9	Architecture d'un récepteur superhétérodyne	17
1.10	Effet de la fréquence image	18
1.11	Architecture d'un récepteur homodyne ou - Zero-IF-	19
1.12	Composante DC Offset due aux fuites du signal RF sur l'accès OL d'un mélangeur dans un récepteur homodyne	20
1.13	Composante DC Offset due aux fuites de l'OL sur l'accès RF d'un mélangeur dans un récepteur homodyne	21
1.14	Architecture d'un récepteur Low-IF	21
1.15	Technique de sous-échantillonnage	22
1.16	Architecture d'un récepteur à sous-échantillonnage	23
1.17	Architecture d'un récepteur partiellement partagé	24
1.18	architecture d'un récepteur multivoies utilisant un seul frontal RF	25
1.19	Empilement de chaine de réception radiofréquence	26
2.1	Architecture du récepteur Superhétérodyne	28
2.2	descriptif de la chaine de réception	29
2.3	principe d'acquisition des échos	29
2.4	Filtre d'entrée-passe bande	31
2.5	Filtre d'entrée-passe bande avec des valeurs normalisées	31

2.6	La réponse fréquentielle du filtre RF	32
2.7	Etude du point de fonctionnement	33
2.8	résultat de simulation pour le choix du point de fonctionnement	34
2.9	Etude de stabilité du LNA	35
2.10	résultat de simulation avant stabilisation du LNA	35
2.11	Stabilisation du LNA avec $R= 180 \Omega$	36
2.12	résultat de la simulation après la stabilisation du LNA	36
2.13	conception du circuit de polarisation	37
2.14	résultat de simulation pour déterminer la valeur de la résistance de polari- sation	38
2.15	Etude de la cellule d'alimentation	39
2.16	Etude des cercles du gain et de figure de bruit	40
2.17	résultat de simulation-cercles des gains avec le cercle de bruit	41
2.18	paramètres du LNA avant adaptation	42
2.19	Circuit du LNA avec l'étage d'adaptation à l'entrée	43
2.20	S_{11} après adaptation	43
2.21	Circuit Complet du LNA	44
2.22	bloc diagramme du mélangeur NE602	45
2.23	Structure interne du mélangeur NE602	45
2.24	Impact des fréquences images sur le choix de la fréquence intermédiaire	46
2.25	Circuit d'adaptation Mélangeur-Filtre IF	47
2.26	résultats de Simulation des paramètres de l'étage d'adaptation Mélangeur- Filtre FI	48
2.27	Circuit d'adaptation Filtre FI-Carte d'acquisition	48
2.28	résultats de Simulation des paramètres de l'étage d'adaptation Filtre FI- Carte d'acquisition	49
3.1	Schéma représentatif d'une antenne Yagi	51
3.2	Dispositif d'antenne Yagi	51
3.3	Câble coaxiale	52
3.4	Analyseur de spectre HM5510	53
3.5	La technique -Manhattan Style-	54
3.6	Calculateur de bobines	55

3.7	Exploration du spectre à l'aide d'une antenne Yagi	55
3.8	Signaux captés par l'antenne	56
3.9	Niveau de puissance en dBm pour la station radio d'Algérie à la fréquence 91 MHz	57
3.10	Le filtre d'entrée	57
3.11	Niveau de puissance à la sortie du filtre d'entrée	58
3.12	filtrage des signaux de la télédiffusions	58
3.13	Schéma électrique du régulateur de tension	59
3.14	L'amplificateur faible bruit	60
3.15	Signal à la sortie du LNA	60
3.16	Circuit d'alimentation du NE602	61
3.17	Circuit d'entrée du NE602	62
3.18	Circuit de sortie du NE602	62
3.19	Configuration de l'oscillateur local	63
3.20	Réalisation du mélangeur	64
3.21	Signal après mélange	64
3.22	emplacement du filtre passe-haut	65
3.23	Signal à la fréquence intermédiaire 10.7MHz	66
3.24	Architecture du récepteur double	66
3.25	Réalisation du récepteur double	67
3.26	Carte d'acquisition NI PXI 5105	68
3.27	Chaîne d'acquisition	68
3.28	Interface globale du logiciel -Measurement and Automation Explorer-	69
3.29	carte reliée correctement au PC	70
3.30	Différents softwares de traitement	71
3.31	carte de liaison -Express Card-	71
3.32	Acquisition du signal par PC	72
3.33	correspondance du résultat	72
3.34	Acquisition et enregistrement de 100 millions d'échantillons	73

Introduction

L'électronique des Hautes Fréquences (HF) ou des Radio Fréquences (RF) diffère de l'électronique Basses fréquences (BF) parce que les fréquences qui entrent en jeu sont beaucoup plus élevées, ce qui rend le fonctionnement de certains circuits plus difficile à comprendre.

L'objectif de notre travail est la réalisation et la mise en œuvre d'un module de réception multivoies de signaux radiofréquences FM. Pour ce faire nous avons divisé ce travail en trois chapitres, dans le premier chapitre nous avons fait l'étude de chaque bloc de la chaîne de réception, en introduisant les caractéristiques qui décrivent les performances de chaque bloc, par la suite nous avons rappelé les principales architectures de réception monovoie et multivoies.

Dans le deuxième chapitre nous avons détaillé la partie simulation en se reposant sur les résultats obtenus à l'aide du logiciel ADS (Advanced Design System) qui est destiné à l'évaluation et l'étude des performances des systèmes radiofréquence.

Dans le troisième chapitre, après avoir fait la simulation, nous avons réalisé un récepteur à deux voies pour la réception de deux signaux différents et faire par la suite l'acquisition des signaux sur PC en exploitant la carte d'acquisition NI PXI 5105. Nous avons pu par la suite faire l'acquisition de deux signaux FM synchronisés provenant de deux antennes différentes, l'enregistrement des signaux captés est possible à l'aide du logiciel de traitement LabView qui nous permet d'enregistrer un nombre important d'échantillons et de pouvoir les traiter sous Matlab.

Ce résultat est important car en se reposant sur des algorithmes performants on peut extraire des informations utiles en traitant les caractéristiques spatiales obtenues par acquisition des signaux captés par le module de réception.

La contribution remarquable dans ce projet est la réalisation du bloc destiné à l'amplification LNA (Amplificateur faible bruit) et l'amélioration de ses performances par rapport aux circuits intégrés disponible dans le marché.

Pour concrétiser notre travail nous avons effectué plusieurs tests et essais en ajustant les valeurs de chaque élément constituant l'amplificateur à faible bruit LNA, pour trouver le meilleur compromis entre gain et figure de bruit, et pour cela nous avons aussi choisi la meilleure technique de soudure destiné aux circuits HF pour minimiser le bruit.

Chapitre 1

Les Systèmes de réception radiofréquence

Introduction

L'évolution des radiocommunications le long du temps est directement liée à l'évolution des équipements électroniques et par conséquent à l'avancement de la microélectronique. A la réception d'un signal radiofréquence (RF), le signal RF est capté par une antenne, il est filtré, amplifié puis transposé en fréquence vers une fréquence intermédiaire (FI) pour subir d'autres opérations (filtrage notamment) et ensuite transposé vers la bande de base. Par la suite, le signal est échantillonné, traité et démodulé par un traitement numérique. Ce chapitre est dédié à la description des principaux blocs électroniques utilisés afin de réaliser le traitement du signal radiofréquence en réception. Une description du fonctionnement et de l'utilité de chaque type de bloc électronique est présentée, et l'on propose aussi de donner un aperçu général sur les architectures des chaînes de réception monovoie, suivi d'un autre aperçu sur les architectures des récepteurs multivoies.

1.1 Blocs électronique

1.1.1 Les antennes

Une antenne est un dispositif métallique qui sert à rayonner ou recevoir des ondes électromagnétiques, et par conséquent offre une interface entre l'espace libre et la partie électronique du récepteur, et peut être considérée comme un système réalisant l'adaptation d'impédance entre l'espace libre et l'entrée du récepteur.

L'antenne est caractérisée par différents paramètres qu'on peut classer soit en caractéristique électrique soit en caractéristiques de rayonnement, mais on peut dire que les caractéristiques essentielles d'une antenne sont la bande passante, le gain, la directivité, l'angle d'ouverture du faisceau, la polarisation et la température équivalente de bruit.

D'une manière générale, la bande passante d'une antenne est la bande de fréquence pour laquelle les performances radioélectriques restent conformes à une norme imposée. Cependant, il faut souligner que certaines antennes dites -multibande- peuvent fonctionner correctement sur des segments discontinus de bandes de fréquences.

Le gain de l'antenne est souvent défini par rapport à une antenne isotrope idéale qui rayonne un niveau constant d'énergie dans toutes les directions. Le gain en puissance d'une antenne dans une direction donnée est défini comme étant le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction définie par ses coordonnées sphériques de (Θ, φ) sur l'intensité de rayonnement qui peut être obtenue si la puissance acceptée par l'antenne était rayonnée de façon isotrope. Le rendement ou l'efficacité de la radiation est défini par l'équation :

$$E = \frac{P_r}{P_t} \quad (1.1)$$

Où P_r est la puissance totale rayonnée dans l'espace libre par l'antenne et P_t est la puissance totale fournie à l'antenne.

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est définie comme étant la polarisation de l'onde transmise (rayonnée) par l'antenne. Dans la pratique, la pola-

risation des ondes transmises varie avec leurs directions. La polarisation d'une antenne est la propriété décrivant la variation temporelle de la direction et du module du champ électrique E rayonné par cette antenne. Elle est caractérisée par la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique E et observée à partir de la direction de propagation. Un dipôle demi-onde horizontal a donc une polarisation horizontale, d'autres antennes ont une polarisation elliptique ou circulaire.

En réception, l'écart entre la polarisation reçue et celle de l'antenne d'émission crée une atténuation pouvant être totale si la polarisation est perpendiculaire. La polarisation circulaire est utilisée si les antennes d'émission et de réception sont orientées de façon aléatoire. D'après l'IEC (International Electrotechnical Commission), la directivité d'une antenne est le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée à l'intensité de rayonnement moyenne dans toutes les directions.

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_n à la sortie d'une antenne est ainsi défini par

$$P_n = KT_a B \quad (1.2)$$

K est la constante de Boltzmann.

T_a est la température équivalente de bruit.

B est la largeur de la bande de fréquence utile.

1.1.2 Filtre RF et FI

Comme toute chaîne de réception le signal utile est entouré de signaux parasites captés par l'antenne, dans le cas où le spectre de l'information est suffisamment isolé par rapport au spectre des autres signaux, il est possible d'extraire le signal utile par filtrage. On peut définir un filtre comme étant un système linéaire dont le rôle est de modifier le spectre sans y ajouter de nouvelles informations.

Dans la chaîne de réception il existe deux types de filtre : le filtre RF (Radio Fréquence) et le filtre FI (Fréquence intermédiaire).

Le filtre RF a pour rôle de limiter la plage de travail à la bande voulue et de supprimer les autres signaux, cette plage est la bande passante du filtre, ce filtre se situe entre l'antenne et l'amplificateur faible bruit, il est défini comme étant un filtre de présélection. Un deuxième filtre est monté après le mélangeur afin de laisser passer uniquement le signal FI utile et supprimer les fréquences indésirables générés après le mélange des signaux RF et de l'oscillateur local (OL); Il faut dire aussi que ces filtres apportent des atténuations de la puissance utile; ce phénomène est dénommée perte d'insertion (Insertion Loss).[1]

1.1.3 Les amplificateurs faible bruit

Un amplificateur faible bruit (LNA de l'anglais Low Noise Amplifier) est un élément critique de la chaîne de réception RF chargé d'amplifier les signaux utiles ayant une très faible puissance à la sortie de l'antenne de réception. Il est souvent placé à proximité de l'antenne, il doit dégager un rapport signal sur bruit très important en sortie pour faciliter le traitement de l'information du signal RF par les composants en aval pour cette raison, on assimile son rôle à celui d'un préamplificateur

Dans le domaine des télécommunications le facteur de bruit F quantifie la dégradation du rapport signal sur bruit. Cette dégradation est causée par les composants de la chaîne RF et est défini comme étant le rapport entre le SNR à l'entrée et le SNR à la sortie du bloc.

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (1.3)$$

Dans le domaine de la radio il est commun d'utiliser comme unité le décibel (dB). On définit le facteur de bruit en dB comme étant la figure de bruit NF (Noise Figure)

$$NF = 10 \log(F) \quad (1.4)$$

Chaque bloc de la chaîne de réception va introduire son propre bruit ainsi que son propre gain (F_i, G_i) on détermine la figure de bruit globale de la chaîne à partir de la formule de Friis.[1]

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}} \quad (1.5)$$

On peut remarquer au vu de cette formule la prédominance des métriques des premiers étages sur la figure de bruit, par conséquent une attention particulière sera donnée aux figures de bruit des composants proches de l'entrée du LNA.[1]. Pour notre projet, on va réaliser un LNA à base d'un transistor, les considérations les plus importantes dans la conception d'un amplificateur RF à transistor sont : la stabilité, le gain en puissance, la largeur de bande, le bruit, et l'alimentation DC.

La figure 1.1 présente un diagramme d'un amplificateur RF avec tous les paramètres qui le spécifient. D'après la figure 1.1, un amplificateur RF peut être caractérisé par les impédances (Z), les coefficients des réflexions (Γ), et les puissances qui sont distribuées dans plusieurs points particuliers de l'amplificateur.

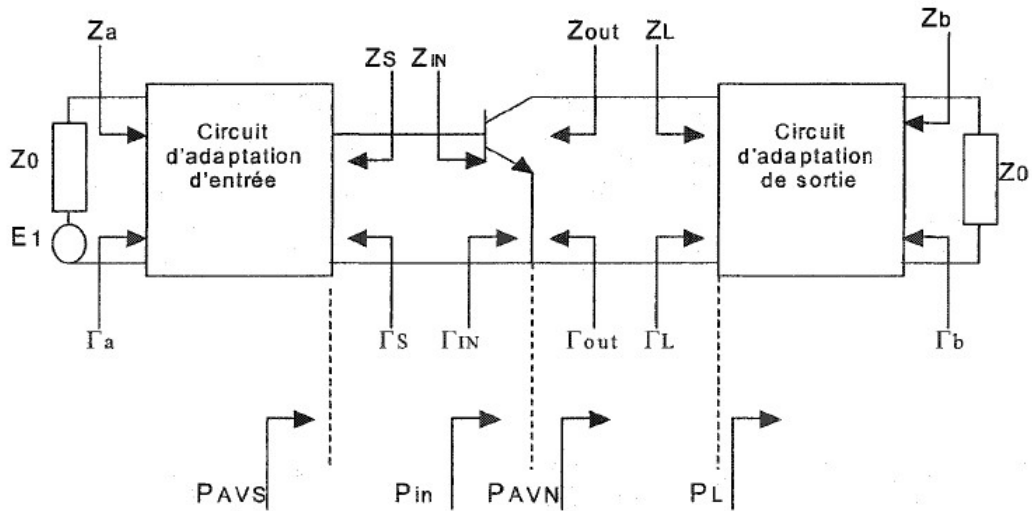


FIGURE 1.1 – Diagramme d'un amplificateur RF

La stabilité d'un amplificateur, ou sa résistance à osciller, est une considération très importante dans un design. L'instabilité prend place dans un amplificateur lorsque $\Gamma_{IN} > 1$, $\Gamma_{OUT} > 1$

Les conditions nécessaires et suffisantes pour une stabilité inconditionnelle d'un transistor sont fonctions des paramètres S du transistor seulement. Les conditions sont :

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

avec

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} \quad (1.6)$$

et

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (1.7)$$

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

1.1.4 Les mélangeurs

Pour la chaîne de réception, le mélangeur transpose le signal RF vers un signal à une fréquence intermédiaire pour pouvoir le démoduler ou faire un traitement numérique par la suite. Un mélangeur peut être une simple diode (cas de la détection AM directe) ou bien un circuit beaucoup plus complexe comme une cellule de Gilbert. Le choix se fait selon le besoin en sensibilité des circuits RF. Le mélangeur est un dispositif à deux entrées et une sortie, il effectue sur les signaux appliqués sur les entrées une opération non-linéaire de multiplication.

Dans un système linéaire comme un filtre par exemple, on retrouve en sortie des fréquences identiques à celles qui ont été injectées à l'entrée. Un dispositif non-linéaire par contre fait apparaître en sortie des fréquences nouvelles inexistantes dans les signaux d'entrée. Ces nouvelles fréquences sont évidemment liées mathématiquement aux fréquences d'entrée. Le processus de mélange permet le transfert d'énergie d'une fréquence d'entrée (f_{RF}) vers une fréquence de sortie (f_{IF}) à l'aide d'un second signal d'entrée, appelé oscillateur local (f_{OL}), si les signaux d'entrées sont parfaitement sinusoïdaux on obtient des signaux de sorties sinusoïdaux dont la fréquence est définie par

$$f_{IF} = m f_{RF} + n f_{OL} \quad (1.8)$$

m et n sont des nombres entiers pouvant prendre une infinité de valeurs, positives et négatives.

Le fonctionnement théorique d'un mélangeur est modélisé par l'équation précédente. Cependant, plusieurs phénomènes spécifiques au fonctionnement d'un mélangeur sont ignorés par ce modèle.

Paramètres de performance des mélangeurs

Lors de conception de mélangeurs, certains paramètres sont à prendre en compte, car ils caractérisent les mélangeurs :

- Gain de conversion
- Linéarité
- Facteur de bruit
- Isolation
- Bande passante

1. Gain de conversion

Le gain de conversion exprime l'impact du mélangeur (augmentation ou diminution de la puissance du signal utile) dans le bilan de puissance d'un circuit radio. C'est le rapport entre la puissance du signal utile qui entre dans le mélangeur et la puissance de ce même signal lorsqu'il sort du mélangeur. Le gain de conversion s'exprime sous la forme suivante

$$G_c = \frac{P_{FI}}{P_{RF}} \quad (1.9)$$

2. Linéarité

Le comportement non linéaire d'un mélangeur est une source de signaux parasites. Ce comportement est caractérisé à l'aide du point de compression à 1 dB et du point d'intermodulation d'ordre 3.

Point de compression à 1 dB :

Un signal de forte puissance à l'entrée d'un mélangeur sature et réduit le gain de conversion. Le point de compression à 1 dB mesure la déviation de 1 dB du gain de conversion en fonction de la puissance appliquée au mélangeur. La figure 1.2 illustre la représentation graphique du point de compression, c'est la diminution de 1dB de la puissance de sortie par rapport à la réponse idéale qui est représenté par la ligne en pointillé en fonction de la puissance d'entrée du mélangeur -figure 1.2 (a)- ou la diminution de 1dB du gain de conversion en fonction de de la puissance d'entrée -figure 1.2 (b).

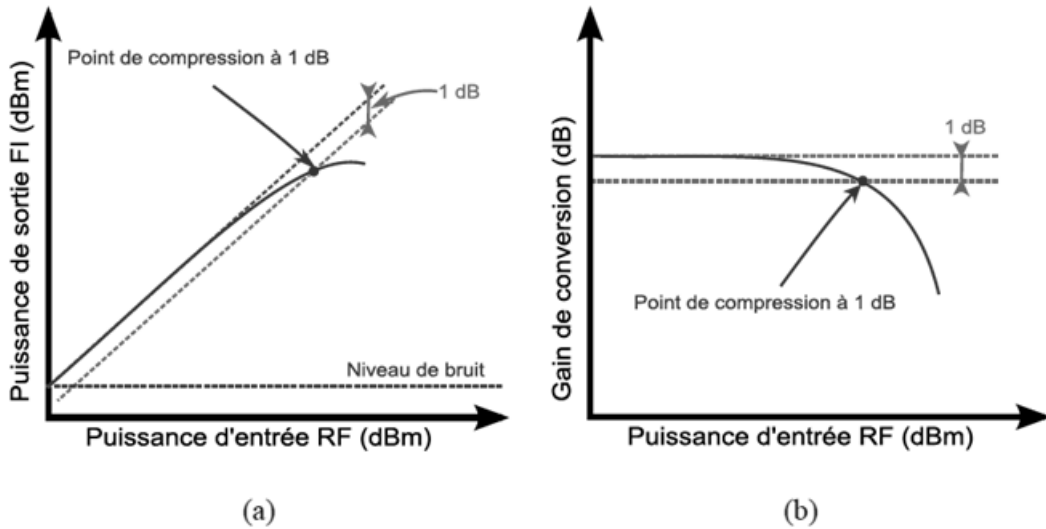


FIGURE 1.2 – Point de compression à 1 dB

Distorsion d'intermodulation d'ordre 3 :

Le point d'interception d'ordre 3 (IP3) est utilisé pour caractériser la linéarité d'un mélangeur. La figure 1.3 décrit la puissance du signal de sortie en fonction de la puissance du signal d'entrée pour la fréquence fondamentale et pour la fréquence harmonique d'ordre 3. L'IP3 est défini par l'intersection des asymptotes des deux courbes.[2].

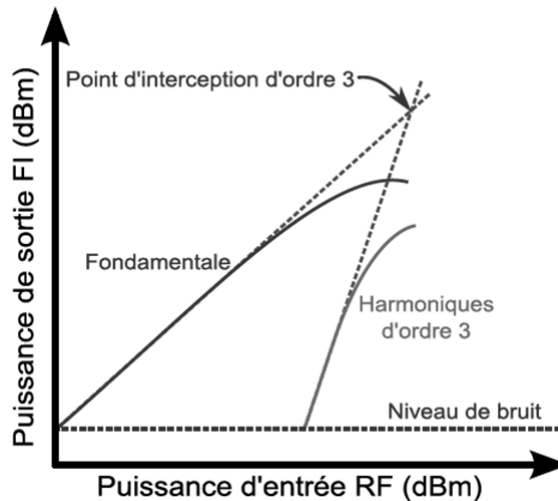


FIGURE 1.3 – point d'intermodulation d'ordre 3

3. Facteur de bruit

Le facteur de bruit exprime la dégradation du rapport signal sur bruit au travers du circuit. C'est le rapport entre le SNR (rapport signal sur bruit) du signal utile qui entre dans le mélangeur et le SNR du signal utile qui sort du mélangeur.

4. Isolation

L'isolation caractérise la -fuite- de signal présent à l'un des accès du mélangeur vers les autres accès. Il est important de minimiser les interactions entre les ports FI, RF et OL. L'isolation est mesurée en dB, l'obtention d'une meilleure isolation repose sur le choix de la topologie du mélangeur.

5. Bande passante

Ce paramètre caractérise les limites de traitement du circuit sur un signal utile. En effet un mélangeur ne peut traiter un signal de forme et d'enveloppe quelconque. Ce paramètre correspond à la plage de fréquence de fonctionnement du mélangeur, définie par une chute de 3 dB de gain de conversion.

Type des mélangeurs

Les deux principales catégories de mélangeur sont : les mélangeurs passifs et les mélangeurs actifs. Dans les paragraphes suivants nous présentons ces deux types de mélangeurs avec leurs avantages et inconvénients.

1. Mélangeurs passifs

Les mélangeurs passifs utilisent des diodes ou des FETs non polarisés comme dispositifs non linéaires de mélange. Ils existent en topologie non équilibrée et en topologie équilibrée.[2]. Ces mélangeurs possèdent l'avantage d'une consommation nulle et présentent une meilleure performance en linéarité. En contrepartie, ils introduisent une perte de conversion et nécessitent une importante puissance au niveau de l'oscillateur local.

2. Mélangeurs actifs

Ils sont réalisés à partir de transistors bipolaires ou à effet de champ polarisés. Ils se déclinent en deux topologies, équilibrée et non équilibrée. Ces mélangeurs fournissent un gain de conversion et nécessitent un niveau moins important de puissance de l'oscillateur local. La topologie la plus répandue dans la conception de mélangeurs actifs est la cellule de Gilbert, originalement publiée avec des transistors bipolaires BJT (BJT pour -Bipolar Junction Transistor-).[3].

Topologies des mélangeurs

1. Mélangeurs non équilibrés

C'est la structure la plus simple de mélangeurs actifs. Le mélange de fréquence se fait par la modulation de la transconductance du transistor principal. Nous pouvons noter deux architectures : une basée sur un seul transistor et une autre basée sur un transistor double grille.[2]. Cette topologie de mélangeurs souffre de la faible isolation entre signaux RF et OL.

2. Mélangeurs simplement et doublement équilibrés

La topologie du mélangeur simplement équilibré est présentée dans la figure 1.4 (a). L'accès de l'oscillateur local se fait en mode différentiel, tandis que l'accès de fréquence intermédiaire est fait en mode simple (single-ended). Cette topologie améliore l'isolation entre signaux RF et OL.

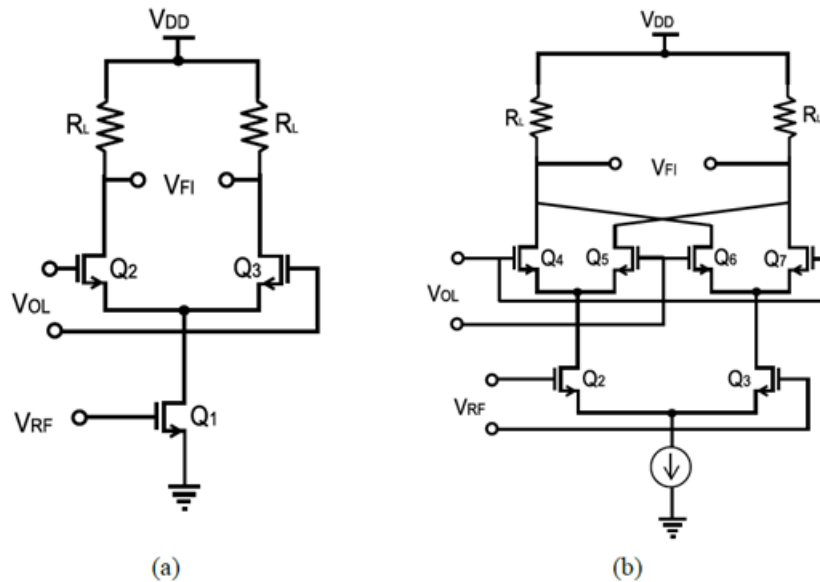


FIGURE 1.4 – a) Mélangeur simplement équilibré b) Mélangeur doublement équilibré

Dans le cas de la topologie doublement équilibrée, les accès aux entrées OL et FI sont structurés en mode différentiel (Figure .b). Cette topologie présente l'avantage d'être complètement différentielle. Les avantages d'une telle topologie sont :

- Une bonne isolation entre les ports OL et RF.
- Un gain de conversion élevé.
- Une meilleure réjection du mode commun.

Cellule de Gilbert

Cette topologie de circuit a été publiée par Gilbert en 1968.[3]. Les trois étages constituant la cellule de Gilbert sont : l'étage IF, l'étage de commutation et l'étage RF. La figure 1.5 montre ces trois étages.

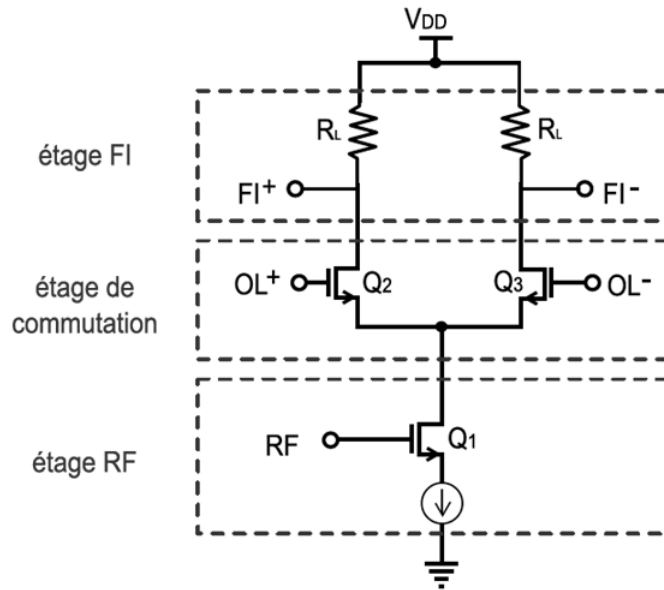


FIGURE 1.5 – Les trois étages d’une cellule de Gilbert

1.1.5 L’oscillateur local

L’oscillateur local (OL) a pour rôle de générer le signal de référence à l’entrée du mélangeur, les signaux de l’oscillateur local sont générés par des synthétiseurs de fréquences, ce bloc se constitue généralement de deux parties essentielles : un élément actif qui sert à la conversion alternative pour apporter une énergie active suffisante pour initialiser et entretenir les oscillations, et un élément passif qui constitue le réseau de réaction pour fournir une alimentation nécessaire et pour aussi filtrer les harmoniques générées.

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.[4].

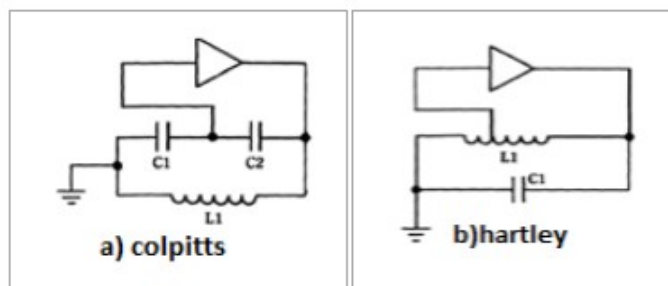


FIGURE 1.6 – Configurations d'oscillateurs a)Colpitts b)Hartley

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 et 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. Si l'amplitude du second harmonique est au moins inférieure de 30 dB à celle de la raie fondamentale, la pureté de l'oscillateur est qualifiée comme étant bonne pureté. La figure 1.7 (a) illustre une bonne pureté de l'oscillateur, tandis que lorsque les amplitudes des secondes harmoniques sont importantes, on aura une mauvaise pureté -figure1.7 (b).

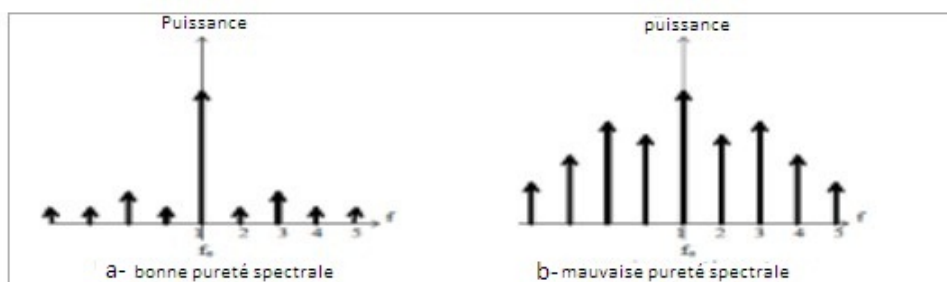


FIGURE 1.7 – Pureté spectrale des oscillateurs

- **Bruit de phase d'un oscillateur**

Le bruit de phase (PN Phase Noise en Anglais) influence sur la pureté spectrale du signal généré, cette métrique est remarquée dans le domaine fréquentiel par des variations de puissances autour de la fréquence fondamentale d'oscillation f_0 . Ce bruit est due essentiellement aux fluctuations de la tension d'alimentation, les bruits générés par les composants actifs et passif du circuit, les courant de fuite dans ces composants. 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 1.8.

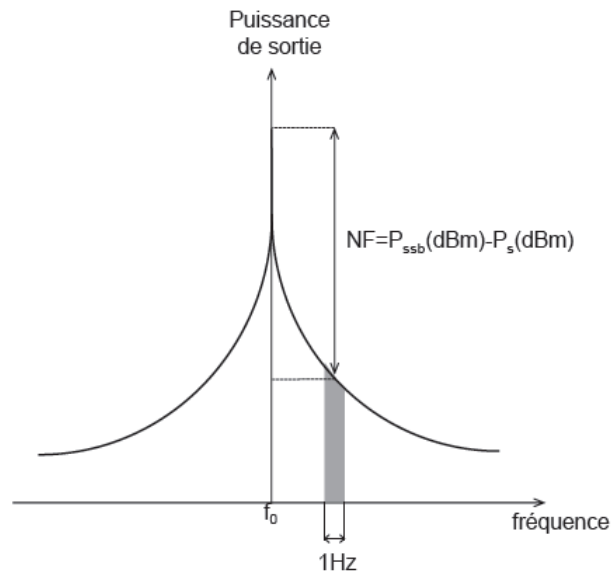


FIGURE 1.8 – Bruit de phase d'un oscillateur

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.[11] [12].

1.2 Système de réception monovoie

A la réception des signaux radiofréquence, le signal reçu par l'antenne doit être transposé en bande de base afin de pouvoir être traité numériquement. On distingue plusieurs types d'architectures permettant cette transposition telle que le récepteur homodyne, superhétérodyne et les récepteurs à sous-échantillonnage.

1.2.1 Le récepteur superhétérodyne

Grâce à ses bonnes performances en termes de sélectivité et de sensibilité, cette architecture de récepteur proposée par Armstrong en 1928 est la plus utilisée. Le principe de fonctionnement consiste en une première transposition de la bande de réception autour d'une fréquence intermédiaire fixe, puis une transposition en bande de base en utilisant un oscillateur local ayant une fréquence égale à celle autour de laquelle est centré le canal souhaité. La première transposition du spectre se réalise par la multiplication du signal RF avec le signal issu d'un oscillateur local. La deuxième transposition est réalisée par un démodulateur IQ (qui fait la démodulation à la fois en phase et en amplitude), composé d'une paire de mélangeurs montés en quadrature. Le synoptique du récepteur superhétérodyne est présentée dans la figure ci-dessous.[4].

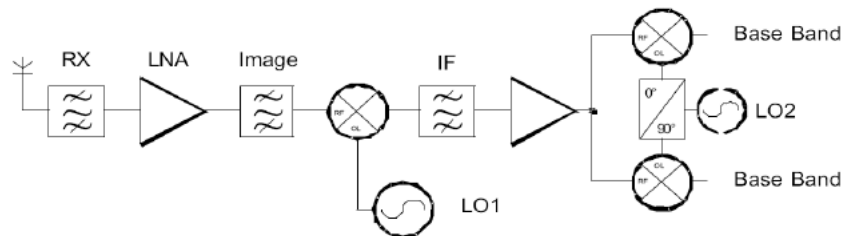


FIGURE 1.9 – Architecture d'un récepteur superhétérodyne

Cette structure présente plusieurs avantages

- le filtrage et l'amplification progressive des signaux interférents de forts niveaux permettent de mieux gérer les contraintes de linéarité du récepteur
- les phénomènes de défauts d'orthogonalité (IQ) des blocs IQ de translation en fréquence sont faibles, leur impact sur la qualité de réception étant insignifiants.

Cependant, même si cette architecture présente les meilleures performances dues à la très bonne maîtrise du filtrage et de l'amplification, les inconvénients majeurs sont liés aux

problèmes de réjection de la fréquence image. En effet, le grand nombre de composants électroniques associés avec la non-intégration sur puce des filtres RF (en particulier les filtres de réjection de la fréquence image) rendent cette structure très lourde en termes de complexité. La présence des filtres de réjection de la fréquence image ou filtres FI (entre la sortie du LNA et l'entrée du premier mélangeur dans la figure) est impérative pour ce genre de structures. Afin de s'affranchir de l'inconvénient de l'utilisation des filtres FI des nouvelles architectures de front-end ont été proposées telles que celles de Hartley et Weaver.

Le problème de la fréquence image

En utilisant l'architecture superhétérodyne, pour une valeur de l'oscillateur donnée, il existe une deuxième fréquence d'entrée qui donne une différence de fréquence égale à la fréquence intermédiaire. En effet, prenons l'exemple d'un récepteur recevant un signal à 400 MHz, et un oscillateur local de 300 MHz. D'où le signal utile se trouve donc à $f_{RF} - f_{OL} = 100MHz$

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. Dans cet exemple, elle se situe à 200 MHz. D'une façon générale :

$$f_{IM} = 2f_{OL} - f_{RF} \quad (1.10)$$

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 à la détection du signal désiré. Ce signal symétrique est appelé «signal image».[6]

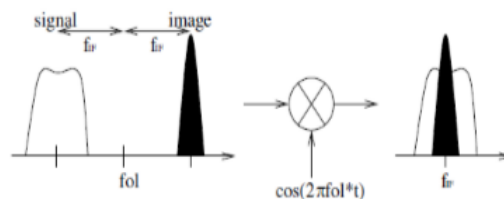


FIGURE 1.10 – Effet de la fréquence image

La fréquence image , étant source de bruit ,est extrêmement gênante dans les récepteurs et provoque une dégradation de leurs 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.

1.2.2 Le récepteur homodyne ou -Zero-IF-

Le récepteur homodyne ou Zero-IF réalise une transposition directe du signal RF en bande de base en utilisant un bloc IQ composé de deux mélangeurs montés en quadrature. La figure 1.11 représente la structure fonctionnelle d'un récepteur homodyne. Le signal issu de l'antenne de réception est filtré et amplifié par le filtre RF de bande et par le LNA. Une fois bien filtré et amplifié, le signal RF est translaté en bande de base à l'aide d'un bloc IQ.[5]

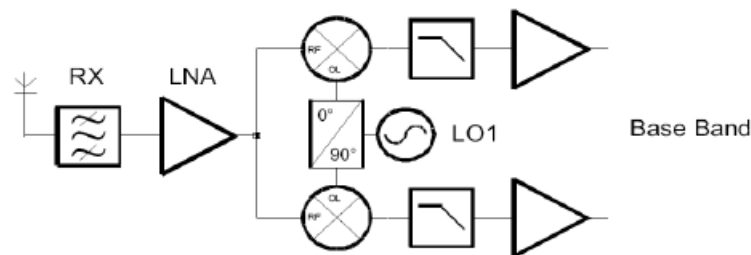


FIGURE 1.11 – Architecture d'un récepteur homodyne ou - Zero-IF-

Les avantages de la structure homodyne sont :

- Les inconvénients dus à la présence d'un signal à la fréquence image du signal RF n'existent plus. En effet, la conversion étant homodyne, l'oscillateur local et le signal utile ont la même fréquence. Par conséquent, après la démodulation en quadrature, le problème de la fréquence image présent avec une architecture superhétérodyne n'existe pas, car le signal de la bande image est le même que le signal utile.
- la réduction du nombre de composants utiles va réduire la complexité et la consommation du front end.[7]

La simplicité de cette structure impose néanmoins beaucoup des contraintes sur la qualité du signal en bande de base et par conséquent sur le traitements numérique nécessaire

au bon fonctionnement du récepteur. Cette architecture présente les inconvénients suivants :

- le filtrage et l'amplification du signal ne sont pas distribués le long de la chaîne de réception ce qui ne permet pas un contrôle de la qualité du signal.
- la présence de composantes parasites DC. Ce phénomène, appelé -DC offset-, est lié aux fuites entre les différents accès des mélangeurs.

On peut distinguer deux causes de DC offset qui apparaissent directement dans la bande de base du signal utile. La première est que les isolations entre l'OL, les entrées du mélangeur et le LNA ne sont pas idéales. Par conséquent, une fuite provenant de l'OL peut apparaître aussi bien à l'entrée du LNA qu'à l'entrée du mélangeur.[1]. Ce problème est illustré par la figure 1.12 :

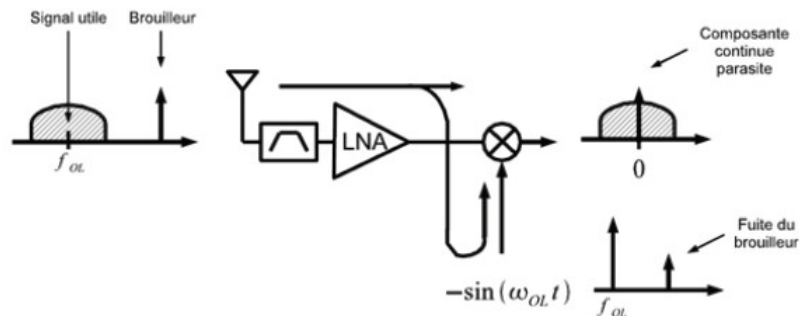


FIGURE 1.12 – Composante DC Offset due aux fuites du signal RF sur l'accès OL d'un mélangeur dans un récepteur homodyne

Cette fuite de l'OL, présente à l'entrée du LNA et du mélangeur, est par la suite mélangée avec le signal issu de l'OL lui-même, générant ainsi une composante parasite autour de la fréquence zéro (composante DC). Ce signal va dégrader le signal utile en bande de base en termes de SNR. La deuxième cause du DC Offset est due à la fuite du signal de l'OL vers l'entrée RF du mélangeur.[1].

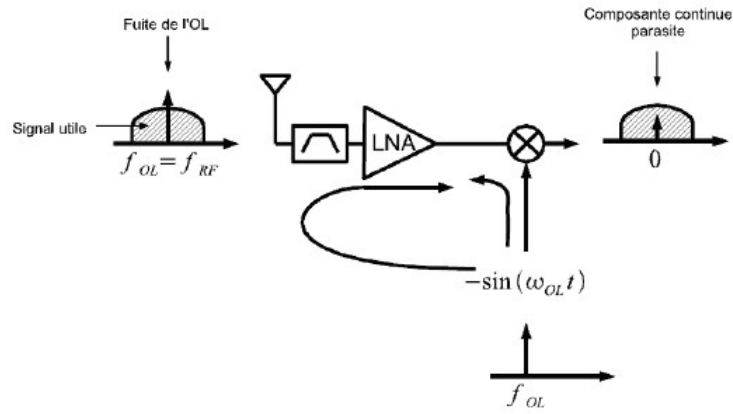


FIGURE 1.13 – Composante DC Offset due aux fuites de l’OL sur l’accès RF d’un mélangeur dans un récepteur homodyne

Cette fuite produit ainsi un signal continu qui dégrade la qualité du signal utile en bande de base.

Les récepteurs homodynes présentent une complexité réduite, mais ils ont néanmoins un inconvénient important : le DC offset.

1.2.3 Le récepteur Low-IF

Le récepteur Low-IF combine à la fois les avantages de récepteur superhétérodyne et ceux du récepteur Zero-IF. La figure 1.14 illustre l’architecture de ce récepteur, dans cette architecture, la fréquence intermédiaire 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, on le remplace par un filtre complexe appelé filtre polyphasé. 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. [4] [7].

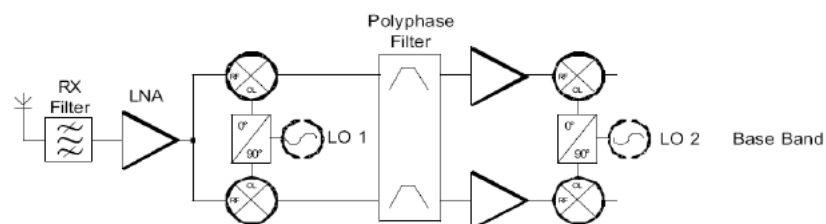


FIGURE 1.14 – Architecture d’un récepteur Low-IF

Les avantages de la structure Low-IF sont :

- Le récepteur est Peu sensible au DC-Offset.
- Le filtre image est remplacé par un filtre Polyphasé.
- Consommation réduite.

Cette architecture présente les inconvénients suivants :

- Réjection d'image sensible aux déséquilibres en gain et en phase.
- Fuite de l'OL vers l'antenne.

1.2.4 Les récepteurs à sous-échantillonnage

Afin de pouvoir réduire les contraintes de complexités imposées par les architectures classiques utilisant des mélangeurs pour les étages de translation en fréquence, une autre technique de translation en fréquence des signaux RF a été proposée. Les récepteurs à sous-échantillonnage vont échantillonner un signal RF à une fréquence égale à deux fois la largeur de bande du signal utile afin de le traduire en bande de base. Considérons un signal RF ayant une bande de fréquence utile limitée par les fréquences f_l et f_h qui est échantillonné à une fréquence f_s . Un choix astucieux de la fréquence d'échantillonnage conduit à l'apparition d'un spectre contenant plusieurs copies du signal utile non superposées en fréquence, comme présenté sur la figure 1.15.[1]

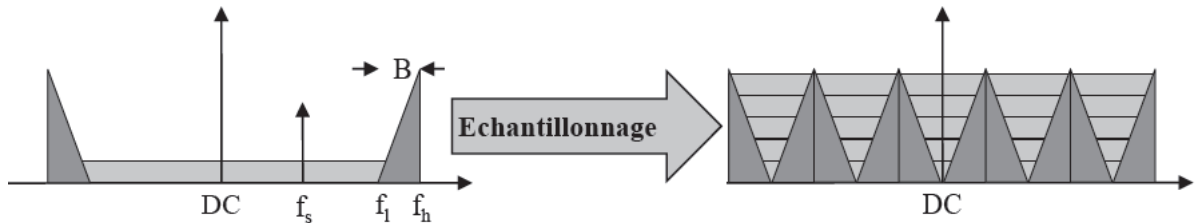


FIGURE 1.15 – Technique de sous-échantillonnage

Afin d'échantillonner à la plus petite fréquence, $2BW$, tout en évitant le repliement de spectre, les fréquences extrêmes du signal utile, f_s , f_l et f_h doivent vérifier l'équation :

$$\frac{2f_l}{k} \leq f_s \leq \frac{2f_l}{k-1} \quad (1.11)$$

ou k est le plus grand entier qui respecte $1 \leq k \leq \frac{f_l}{BW}$

A partir du principe de la transposition en fréquence par sous-échantillonnage, cette nouvelle architecture de front-end analogique utilise une antenne pour réceptionner le signal utile, un filtre RF pour filtrer la bande du standard utilisé et un LNA pour amplifier le signal RF. Le signal utile est alors dupliqué en fréquence par un échantillonneur. La composante centrée autour d'une fréquence intermédiaire basse est ensuite filtrée par un filtre anti-repliement. Un estimateur traite ce signal pour obtenir un signal numérique. Cette chaîne de réception est présentée dans la figure 1.16.[1]

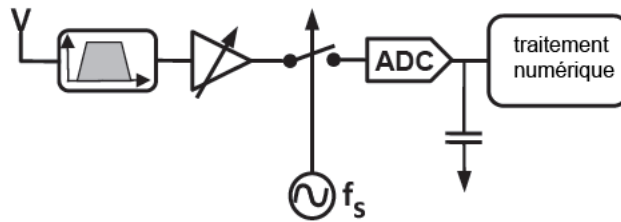


FIGURE 1.16 – Architecture d'un récepteur à sous-échantillonnage

L'avantage majeur de ce type d'architectures de récepteur est sa faible complexité, mais l'utilisation de cette architecture pour la réception d'un signal à bande étroite reste difficile à cause de plusieurs aspects, le premier concerne le spectre de bruit compris entre $-f_l$ et $+f_l$ qui va se replier et par conséquent la dégradation de SNR du signal utile en bande de base. Même si le récepteur intègre un filtre anti-repliement se sera en amant par rapport au circuit, ce qui va contribuer à l'augmentation du bruit thermique.

Un autre point sensible du récepteur à sous-échantillonnage est le bruit introduit par la gigue des échantillonneurs. Si on caractérise l'erreur introduite par cette gigue comme étant une autre source de bruit, la puissance du bruit augmente avec la fréquence du signal d'entrée.[8] Par conséquent, la transposition par sous-échantillonnage d'un signal RF en bande de base introduit plus de bruit dans la bande de base du signal utile qu'une translation du signal d'une fréquence FI en bande de base.

1.3 Système de réception multivoies

Depuis une dizaine d'années, le marché des télécommunications présente un réel intérêt dans le développement des réseaux basés sur les systèmes radio. Afin de pouvoir satisfaire

ces demandes, on a pu observer les systèmes de réception multivoies qui vont permet d'augmenter les performances de réception des signaux.

Ces systèmes comportent soit des systèmes de réception multiantennes, système de réception multistandards ou système de réception multicanaux.

En pratique la grande majorité des terminaux multivoies utilise un empilement de récepteurs radiofréquence analogiques ; chacun dédié au traitement d'un seul signal. Le développement d'architectures de terminaux susceptibles de recevoir plusieurs signaux utilisant des bandes ou des standards différents devient ainsi indispensable. Parmi les architectures de frontaux utilisées par les récepteurs multivoies, on peut distinguer deux familles d'architecture : celles capables de traiter simultanément plusieurs bandes de fréquence et qui intègrent des terminaux à réception simultanée et celles qui réalisent un traitement d'une seule bande de fréquence à la fois - terminaux à réception non simultanée.

1.3.1 Récepteurs multivoies non-simultanées

Classification des architectures multivoies selon le niveau de parallélisations.

Récepteur partiellement partagé

Ces récepteurs utilisent partiellement le même frontal RF mais ayant aussi des blocs implémenté en parallèle. La figure 1.17 représente l'architecture de ce type de récepteur. [9]

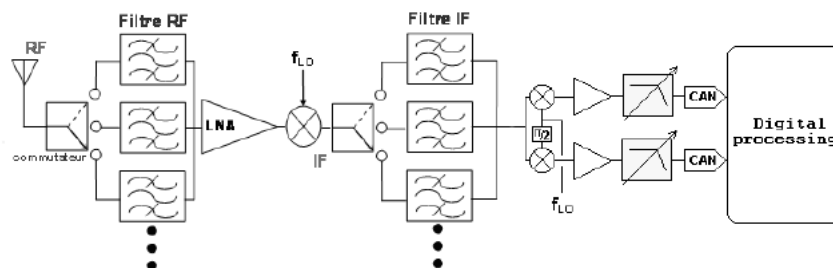


FIGURE 1.17 – Architecture d'un récepteur partiellement partagé

Récepteurs utilisant un seul frontal RF

Les architectures de récepteurs utilisant un seul frontal RF sont présentées sur la figure 1.18. Le nombre de composants électroniques utilisés pour la réalisation de ce type de récepteur est réduit, et par conséquent on pourrait conclure que la complexité est ainsi réduite. Mais, suite aux contraintes imposées par la compatibilité avec plusieurs

standards, la complexité et la consommation de chacun de ces blocs électroniques multivoies sont augmentées par rapport à celles des blocs monovoie. En règle générale, les chaînes uniques capables de traiter plusieurs types de signaux imposent l'utilisation de composants électroniques surdimensionnés.[9]

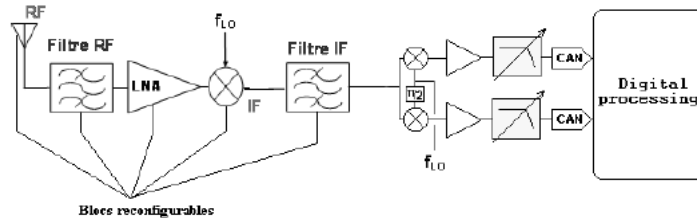


FIGURE 1.18 – architecture d'un récepteur multivoies utilisant un seul frontal RF

1.3.2 Récepteurs multivoies simultanés

Empilement de chaîne de réception radiofréquence

La réception simultanée de plusieurs signaux est indispensable dans plusieurs scénarios d'utilisation impliquant les transmissions radiofréquence.

L'architecture empilement de chaîne de réception radiofréquence qui est représenté sur la figure 1.19 utilise des chaînes de réception dédiées implantées parallèlement, donc autant de frontaux que de voies. La réception multiantenne du même signal radiofréquence permet d'augmenter la qualité de la réception suite à un traitement numérique réalisé en bande de base. Ce traitement recombine les composantes en bande de base des signaux radiofréquences reçus sur les différentes antennes afin d'augmenter le SNR du signal en bande de base résultant. Une des conditions nécessaires au bon fonctionnement d'un tel traitement est la simultanéité de la réception multiantenne des différentes copies du signal radiofréquence.[9]

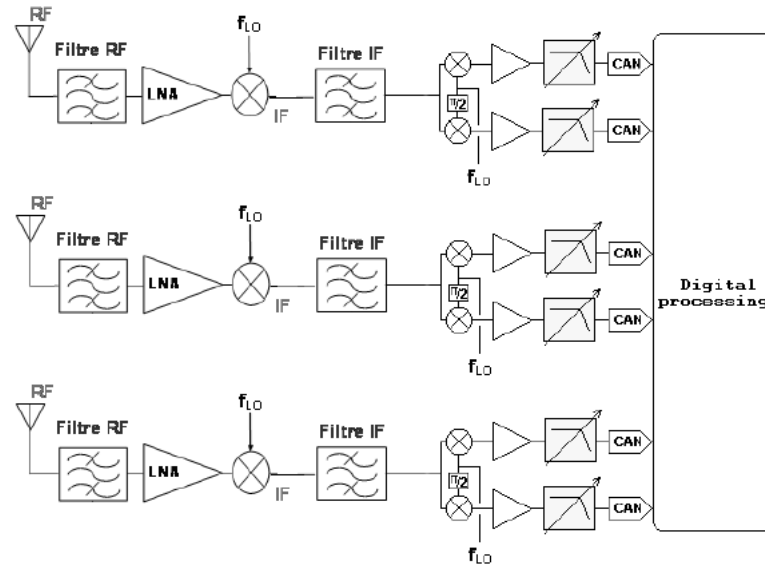


FIGURE 1.19 – Empilement de chaîne de réception radiofréquence

Conclusion

Dans ce chapitre, et dans la première partie nous avons décrit les principaux éléments constituant une chaîne de réception, nous avons commencé par l'antenne jusqu'au filtre FI, en passant par le filtre RF d'entrée, l'amplificateur faible bruit, le mélangeur et l'oscillateur local.

La combinaison de ces éléments, permet d'atteindre les meilleures performances pour la réception des signaux radiofréquences. Ceci a été l'objet de la deuxième partie, où nous avons rappelé les principales architectures des récepteurs monovoies et par la suite multivoies. L'objectif de cette partie est d'orienter notre choix vers une architecture convenable pour notre application, pour ensuite faire la conception de la chaîne de réception dans le chapitre qui suit.

Chapitre 2

Conception de la chaîne de réception

Introduction

Ce chapitre est dédié à la conception de la chaîne de réception RF, cette chaîne doit obéir à une exigence primordiale qui est de transposer adéquatement le signal FM reçu de la bande [88-108] MHz vers une fréquence intermédiaire qui est de 10.7MHz en vue d'une acquisition vers ordinateur. Pour ce faire, il est nécessaire de simuler les différents blocs du récepteur avant son implémentation en utilisant le logiciel Advanced Design System (ADS) de la compagnie Agilent Technologies, sans oublier le calcul des différents étages d'adaptions afin d'assurer le transfert maximal de puissance entre chaque bloc.

Le choix des composants de la chaîne de réception se fait en prenant en considération les critères suivants : la disponibilité, le volume, le coût, la durée de vie, l'efficacité par rapport à l'énergie dissipée, et la stabilité à la fréquence utilisée.

La première étape de ce projet est la conception du filtre RF et l'amplificateur à faible bruit. La deuxième étape consiste à concevoir le bloc mélangeur-oscillateur local et les circuits d'adaptations. Enfin, le filtre FI est disposé à la fin de la chaîne.

2.1 Choix de l'architecture de la chaîne réception

L'architecture Superhétérodyne conçu par Armstrong est accordé sur une seule Fréquence, précédé d'un changeur de fréquence (mélangeur et oscillateur local) de sorte que la fréquence de tout signal issu d'une station donnée peut être décalée vers la fréquence intermédiaire(FI). Le montage superhétérodyne est utilisé dans la quasi-totalité des récepteurs radios, des téléviseurs et des récepteurs radar d'aujourd'hui.[10].

En considérant notre projet qui est destiné à la réception des signaux radiofréquences, il semble judicieux de porter notre choix sur le récepteur superhétérodyne qui présente aussi le meilleur compromis entre performances, simplicité et cout de réalisation. La figure 2.1 représente le schéma du récepteur Superhétérodyne qu'on a utilisé pour la réalisation de notre récepteur.

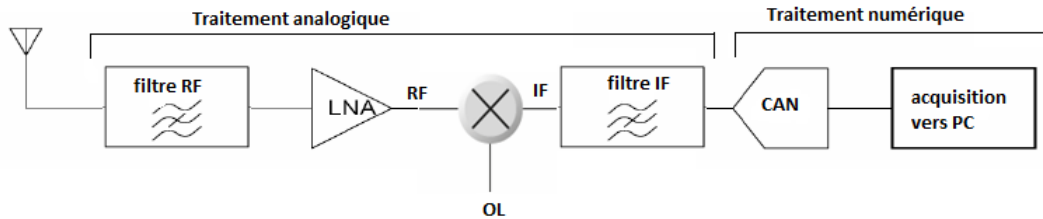


FIGURE 2.1 – Architecture du récepteur Superhétérodyne

2.2 Choix de la fréquence de travail

Le choix de la fréquence de travail pour notre projet s'est porté sur la bande FM, car les signaux de cette bande ont une puissance plus grande que ceux des autres bandes, ainsi, cette bande présente moins de contraintes dans la réalisation et le comportement des éléments passifs en hautes fréquences. De plus, la disponibilité des composants pour la bande FM est meilleure que les autres bandes.

2.3 Descriptif et objectifs du projet

Notre objectif est la réalisation d'une chaîne de réception multivoies des signaux FM en utilisant cinq antennes Yagi, une de ces antennes est dirigée vers l'émetteur FM lui-même pour capté le trajet direct du signal, tandis que les quatre autres antennes sont

dirigées vers la cible pour capté les signaux réfléchis par cette cible, le descriptif de cette chaîne de réception est illustré dans la figure 2.2.

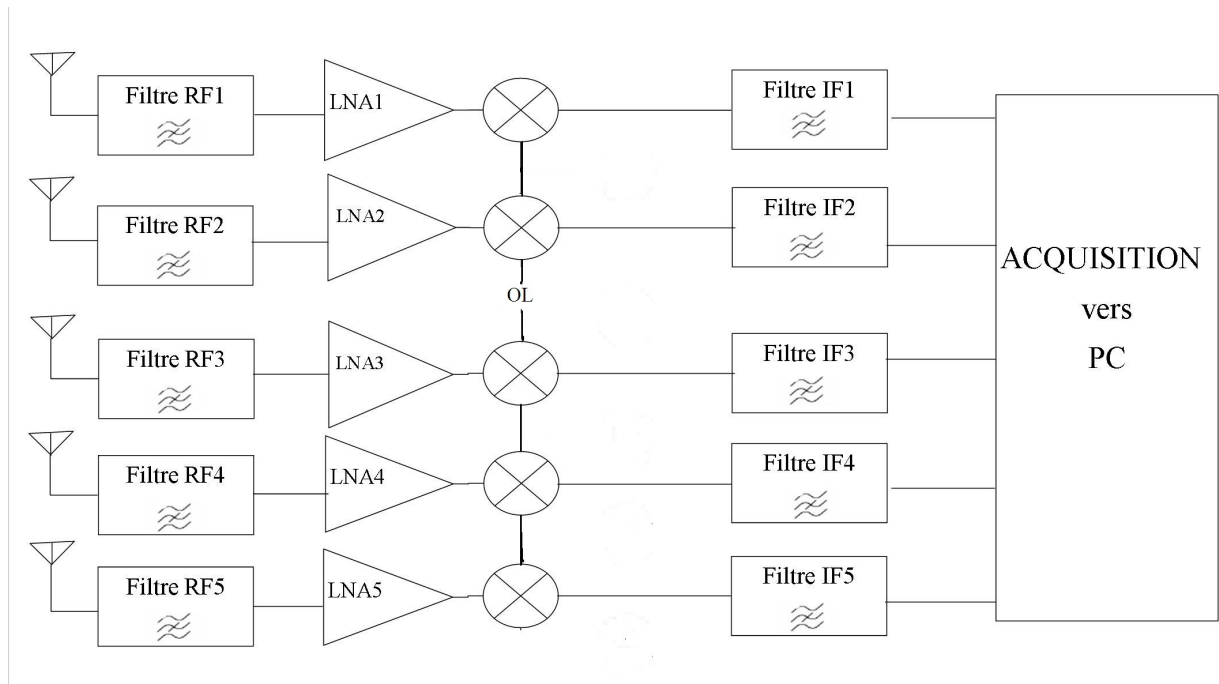


FIGURE 2.2 – descriptif de la chaîne de réception

Les cinq signaux obtenus sont synchronisés en reliant le même oscillateur local à l'entrée de chaque mélangeur de la chaîne de réception. La figure 2.3 décrit le principe d'acquisition des différents signaux

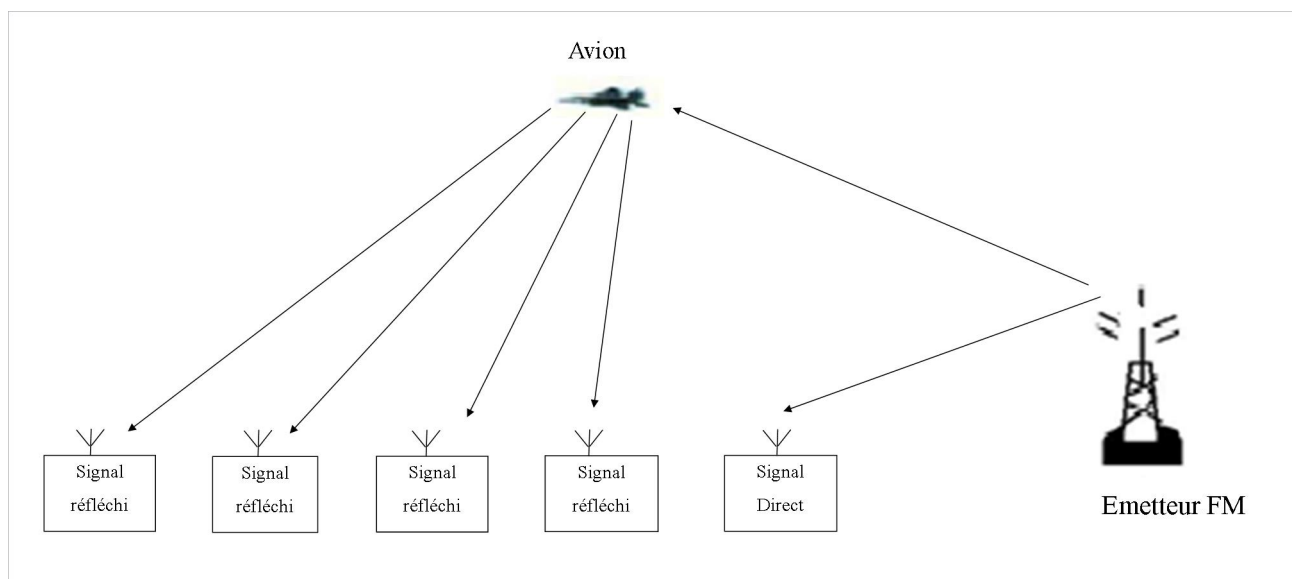


FIGURE 2.3 – principe d'acquisition des échos

Pour notre projet, on va faire un récepteur à deux voies, une antenne est dirigée vers l'émetteur FM, tandis que l'autre est dirigée vers la cible. L'utilisation de cinq voies permet d'améliorer la précision des paramètres spatiales, essentiellement la direction d'arrivée.

2.4 Conception de la chaîne de réception

Après avoir déterminé la fréquence de travail, l'architecture de la chaîne de réception, le descriptif et les objectifs de notre projet. Nous passons à l'étape de conception de la chaîne de réception.

2.4.1 Conception du filtre d'entrée-passe bande

Le filtre d'entrée RF se situe entre l'antenne de réception et l'amplificateur faible bruit, le fonctionnement de ce dernier s'étend sur une large bande de fréquence. Il faudrait donc recourir à un filtre passe bande afin de remédier à ce problème. Le filtre RF doit être centré sur la fréquence 98MHz avec une bande passante de 20 MHz à -3dB afin de laisser passer les signaux FM, et atténuer les signaux hors bande. Dans notre projet les signaux indésirables les plus proches du spectre utile sont ceux de la télédiffusion pour lesquelles le filtre doit apporter une atténuation importante. L'outil « Design Filter » d'ADS, nous a permis la conception et la simulation de ce filtre. La figure 2.4 illustre la topologie d'un filtre passe bande passif de deuxième ordre qui peut être ajouté à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit afin de réduire sa bande passante, il est caractérisé par :

- la Fréquence centrale : 98 MHz
- la Bande passante à -3 dB 20 MHz (la bande FM 88-108 MHz)
- L'impédance d'entrée est de 75Ω car le filtre est alimenté par un câble coaxiale.
- L'impédance de sortie est de 50Ω car le filtre est chargé par l'amplificateur faible bruit.
- Type de filtre : Gaussien, le choix de ce type de filtre 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.

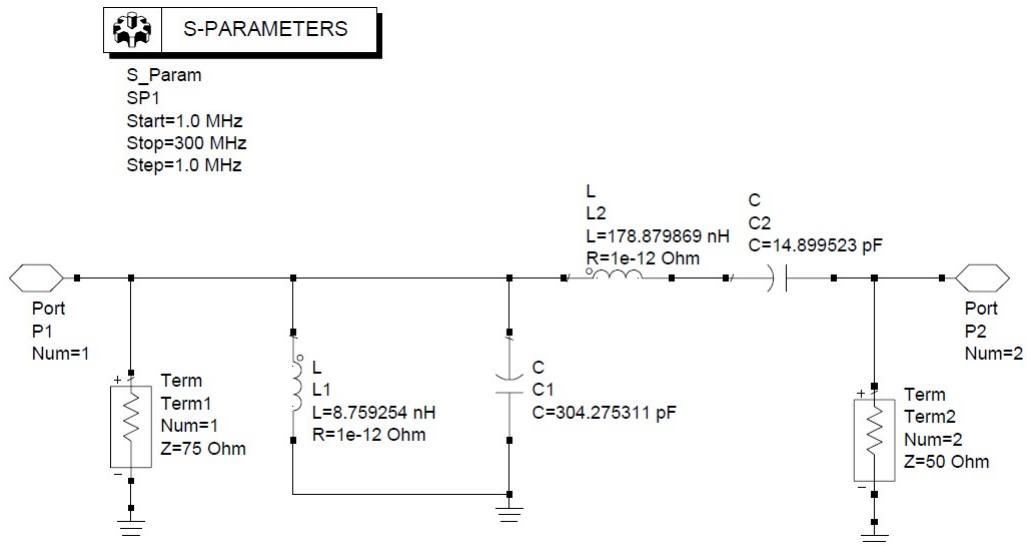


FIGURE 2.4 – Filtre d'entrée-passe bande

La prise en considération des valeurs standards des condensateurs existants dans le commerce, donne une nouvelle topologie de filtre pour lesquelles les valeurs des condensateurs générés par ADS sont remplacés par des valeurs normalisées disponibles, la figure 2.5 illustre la nouvelle topologie.

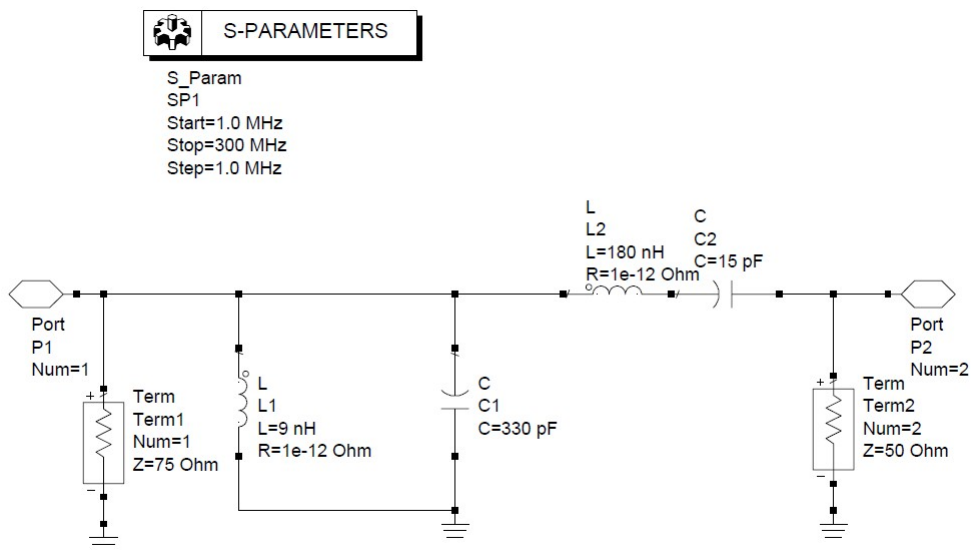


FIGURE 2.5 – Filtre d'entrée-passe bande avec des valeurs normalisées

La figure 2.6 montre la réponse fréquentielle du filtre, il a une bande passante de l'ordre de 20 MHz, avec une fréquence centrale de 91 MHz avec des pertes d'insertion négligeables.

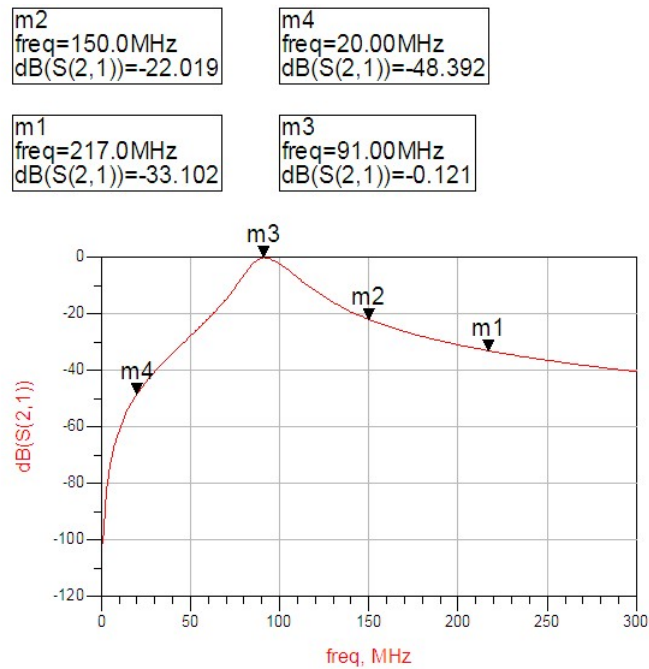


FIGURE 2.6 – La réponse fréquentielle du filtre RF

2.4.2 Conception de l'amplificateur faible bruit

En faisant une recherche dans les manuels techniques des fabricants et des distributeurs des composants électroniques, nous avons trouvé plusieurs dispositifs semi-conducteurs qui peuvent jouer le rôle demandé par cet amplificateur faible bruit. Parmi ces dispositifs, nous avons choisi le transistor BFR 90 fabriqué par Motorola. Nous avons suivi une méthode de recherche ayant deux buts : le premier étant de choisir le dispositif ayant les spécifications convenables qui permettent de concevoir le LNA, et le deuxième est de vérifier si ce dispositif se trouve dans la librairie de l'ADS parmi les composants ayant déjà été modélisés dans ce logiciel.

Le BFR90 a un modèle de fonctionnement dans le logiciel de conception utilisé ADS. À l'aide de ce modèle nous sommes capables de déterminer les paramètres S du transistor sur une large bande de fréquence et à plusieurs points de fonctionnement et nous pouvons entreprendre sans difficulté, les différentes étapes de conception du LNA.

Point de fonctionnement

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

D'après la brochure technique présentée en Annexe, le transistor BFR90 peut fonc-

tionner comme un amplificateur avec une alimentation DC de 12 V, ce qui nous permet de commencer la première étape qui est de trouver le meilleur point de fonctionnement du transistor.

La figure 2.7 montre le schématique du circuit utilisé pour étudier les performances du BFR90 en bruit et en gain en fonction du point de fonctionnement. Le point de fonctionnement est défini par les valeurs du courant du collecteur I_c et celui de la base I_b . Nous avons préparé le travail de simulation DC avec une source de courant I_b variable de manière à étudier les paramètres S du transistor pour tous les points de fonctionnement possibles. Nous avons alimenté le transistor à 12 V, et à l'aide de la fonction « Parameter Sweep », la source de courant I_b a été variée entre 0 et 300 μA .

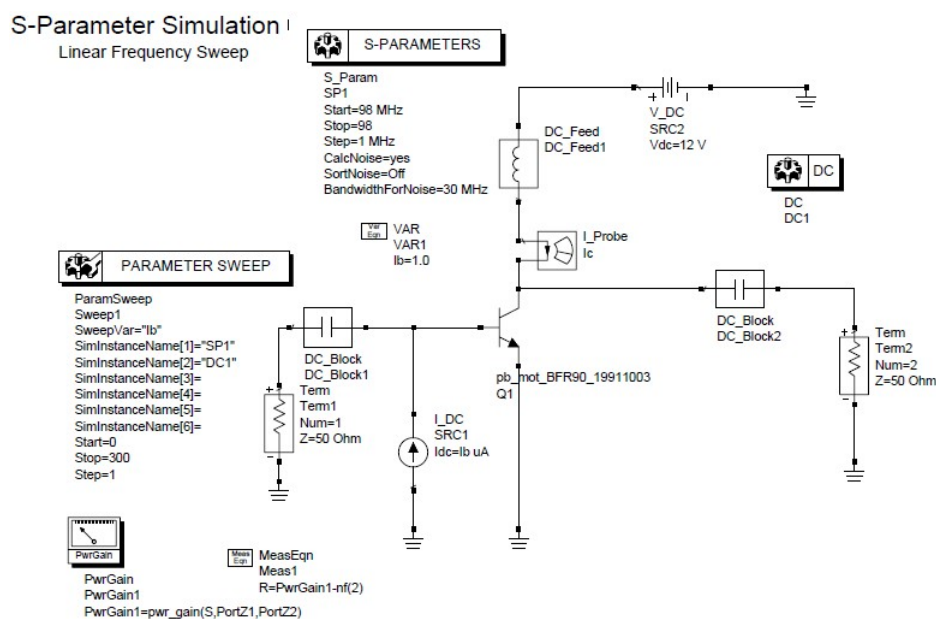


FIGURE 2.7 – Etude du point de fonctionnement

Les résultats de cette simulation sont donnés dans la figure 2.8. Cette figure présente quatre graphiques qui sont, la figure de bruit NF ($N_f(2)$ sous ADS), le gain de puissance, le courant I_c , et le rapport du gain sur la figure de bruit R, en fonction de I_b . Dans le graphique de R, nous avons choisi ce rapport de sorte à obtenir un gain de puissance supérieur à 26 dB, une figure de bruit de l'ordre de 0.8 dB qui est supérieur à la figure de bruit $F_{min.}$, et un courant $I_b = 100 \mu A$.

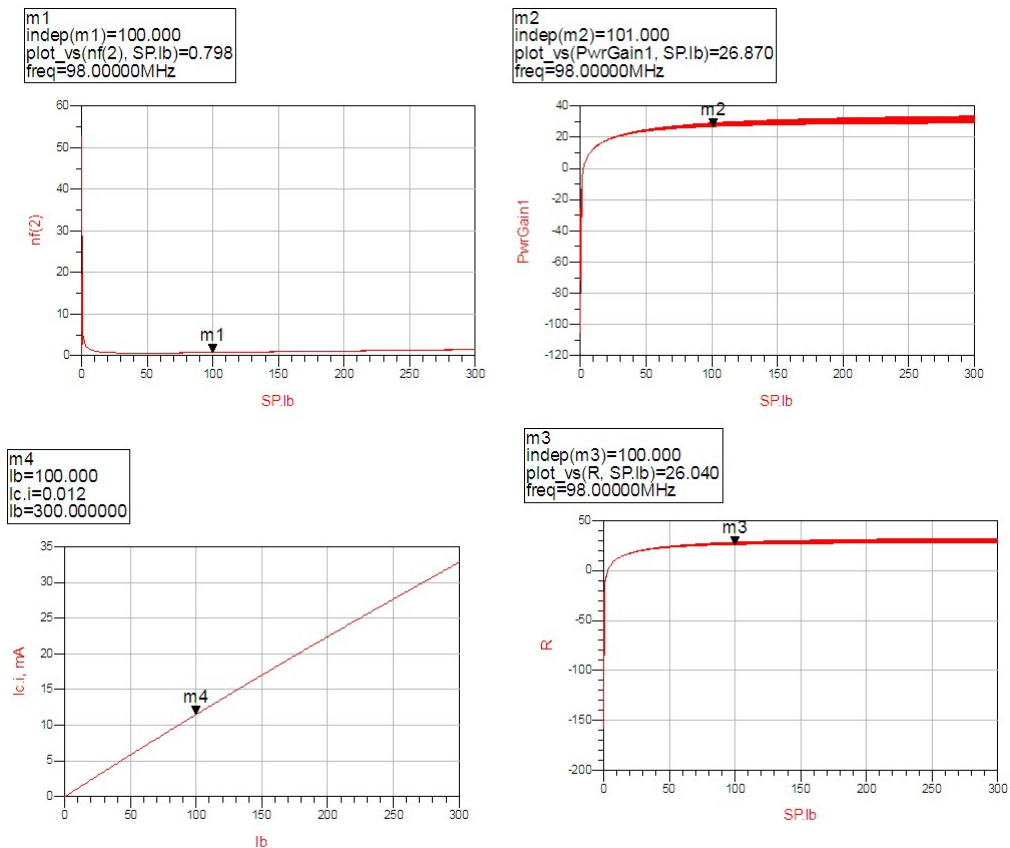


FIGURE 2.8 – résultat de simulation pour le choix du point de fonctionnement

Ce courant I_b induit un courant $I_c = 12$ mA. Selon les spécifications techniques, le transistor BFR90 peut fonctionner normalement avec ce courant I_c , sans dépasser la limite de puissance dissipée.

Stabilité

La figure 2.9 représente le circuit du transistor BFR90 avec des blocs d'éléments de l'ADS afin de simuler et d'étudier la stabilité du transistor au point de fonctionnement ayant déjà été choisi, dans une gamme de fréquence variant entre 10 Mhz et 2000 MHz. Les outils utilisés sont :

- StabFact et MeasEqn pour déterminer les conditions de stabilité K et Δ qu'on a déjà définit dans le chapitre 1.

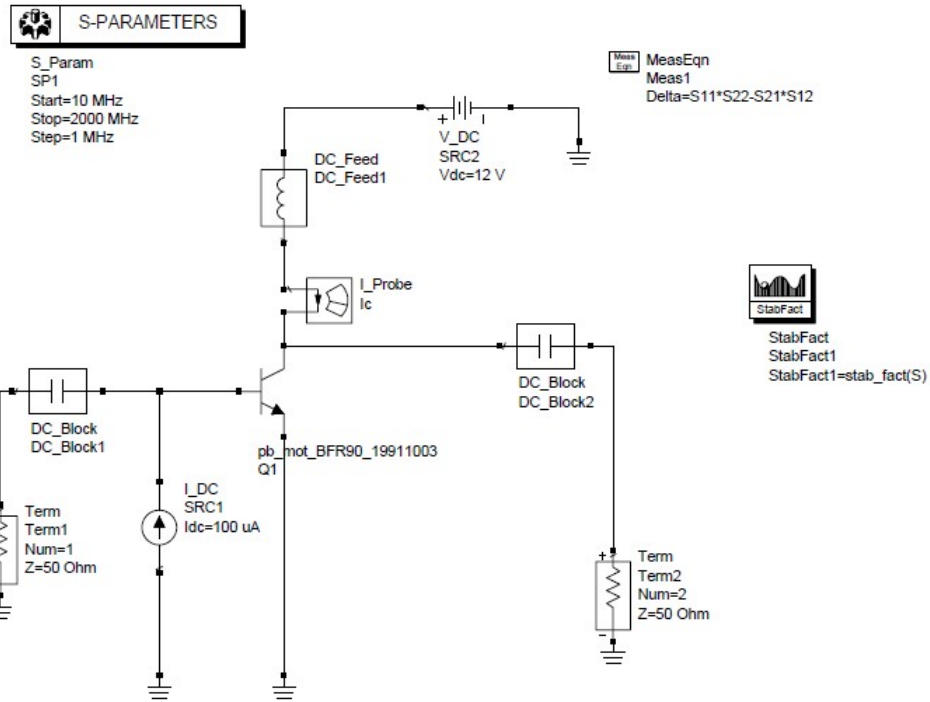


FIGURE 2.9 – Etude de stabilité du LNA

Le résultat de cette simulation est donné dans la figure 2.10 :

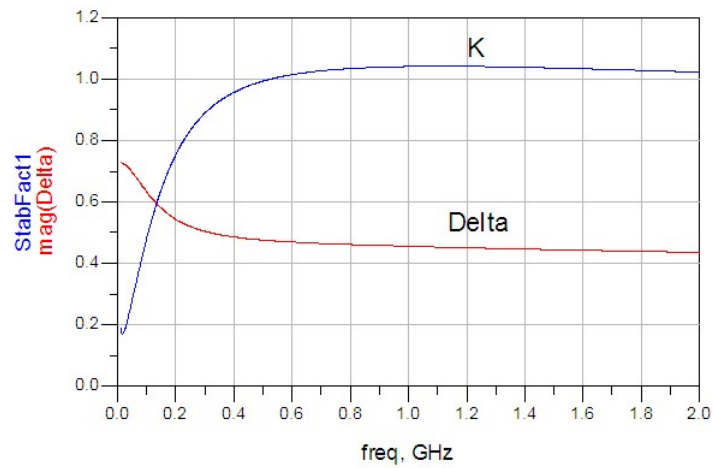


FIGURE 2.10 – résultat de simulation avant stabilisation du LNA

D'après le résultat de simulation on remarque que dans la gamme utilisé K est inférieur à 1 donc notre amplificateur faible bruit est instable. Pour stabiliser notre amplificateur on rajoute une résistance à la sortie de l'amplificateur, en plus d'une capacité pour l'isolation.

À l'aide de l'outil (Tune Paramètres) nous avons varié la valeur de la résistance pour avoir K supérieur à 1. la valeur $R= 180 \Omega$ permet la stabilisation du LNA, le schéma sera la suivante :

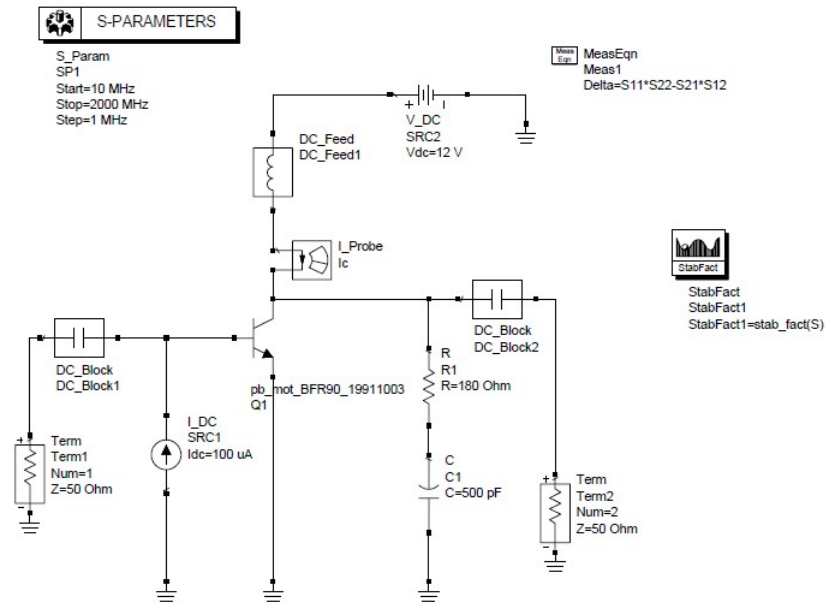


FIGURE 2.11 – Stabilisation du LNA avec $R= 180 \Omega$

La figure 2.12 illustre les résultats de la simulation après addition de la résistance de stabilité.

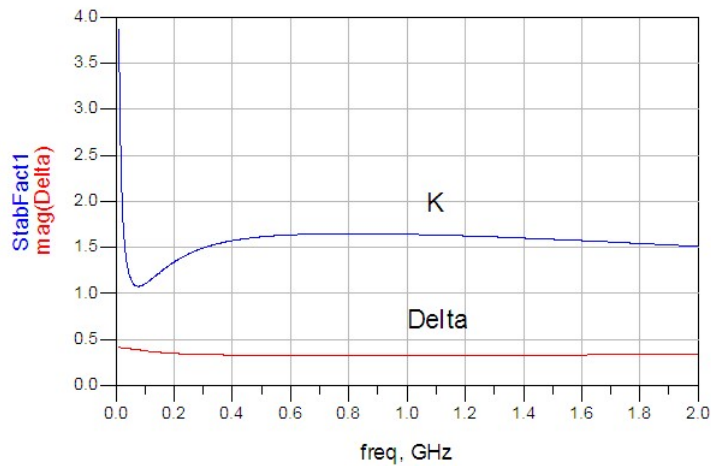


FIGURE 2.12 – résultat de la simulation après la stabilisation du LNA

D'après ce résultat de simulation on remarque bien que K est supérieur à 1 et $\Delta < 1$, ce qui veut dire que l'addition de la résistance a stabilisé l'amplificateur faible bruit.

Circuit de polarisation DC

Pour compléter la conception de cet amplificateur, on doit remplacer la source de courant I_b par un circuit de polarisation DC pouvant créer le même courant collecteur I_c .

La méthode de simulation en DC pour trouver la valeur de la résistance R qui est ajouté entre la source de tension DC de 12V et la base du transistor et qui produit le même point de polarisation qu'avec une source de courant I_b est illustré par la figure 2.13.

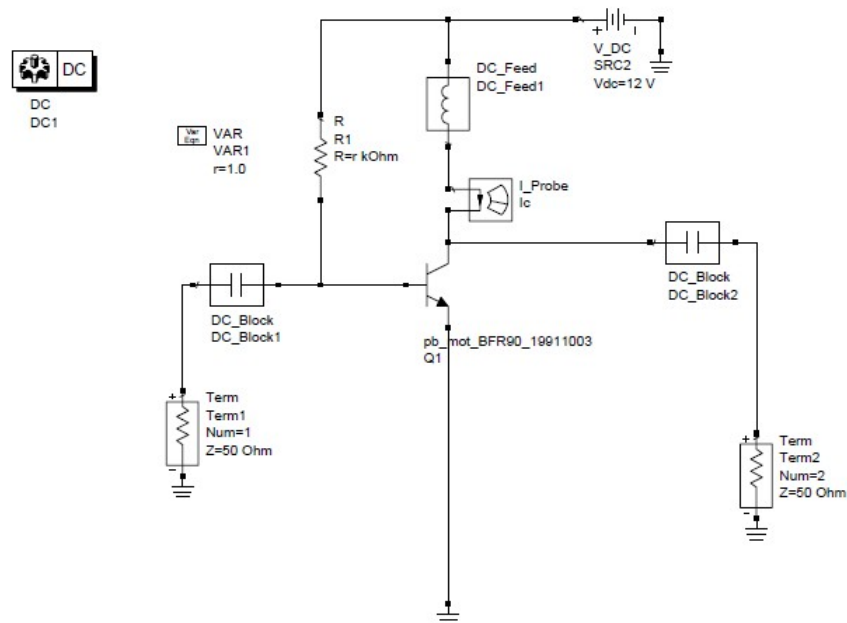


FIGURE 2.13 – conception du circuit de polarisation

Le résultat de simulation est illustré par la figure 2.14

```
m1
indep(m1)=110.000
plot_vs(lc.i, r)=0.012
```

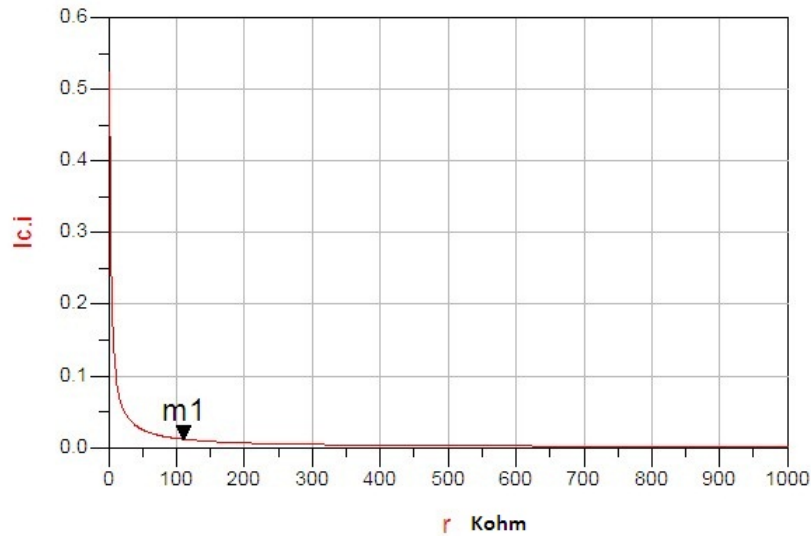


FIGURE 2.14 – résultat de simulation pour déterminer la valeur de la résistance de polarisation

C'est une courbe de courant I_c en fonction d'une variable (r) qui représente la valeur de la résistance R . L'analyse de ce résultat montre qu'une résistance de valeur $R=110\text{ K}\Omega$ produit un courant I_c de 12 mA, qui est le point de fonctionnement désiré.

Cellule d'alimentation DC

Le rôle de l'élément (DC-Feed) est de laisser passer la composante DC et de bloquer la composante AC du signal RF. Pour réaliser la cellule d'alimentation, il faut remplacer cet élément (DC-Feed) par des composants qui doivent jouer la même fonction. Par conséquent la cellule d'alimentation est un filtre qui joue deux rôles :

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

Une cellule passive LC peut jouer le rôle d'une cellule d'alimentation. Une valeur de $L = 1\mu\text{H}$ pour la bobine présente une réactance $X = Lw$ de l'ordre de 650Ω pour le signal RF en considérant le centre de la bande passante 98 MHz, alors que cette bobine est considérée comme un court-circuit en DC.

- GaCircle : pour représenter les cercles de gain sur l'abaque de Smith
- NsCircle : pour représenter les cercles de figure de bruit constants sur l'abaque de Smith.

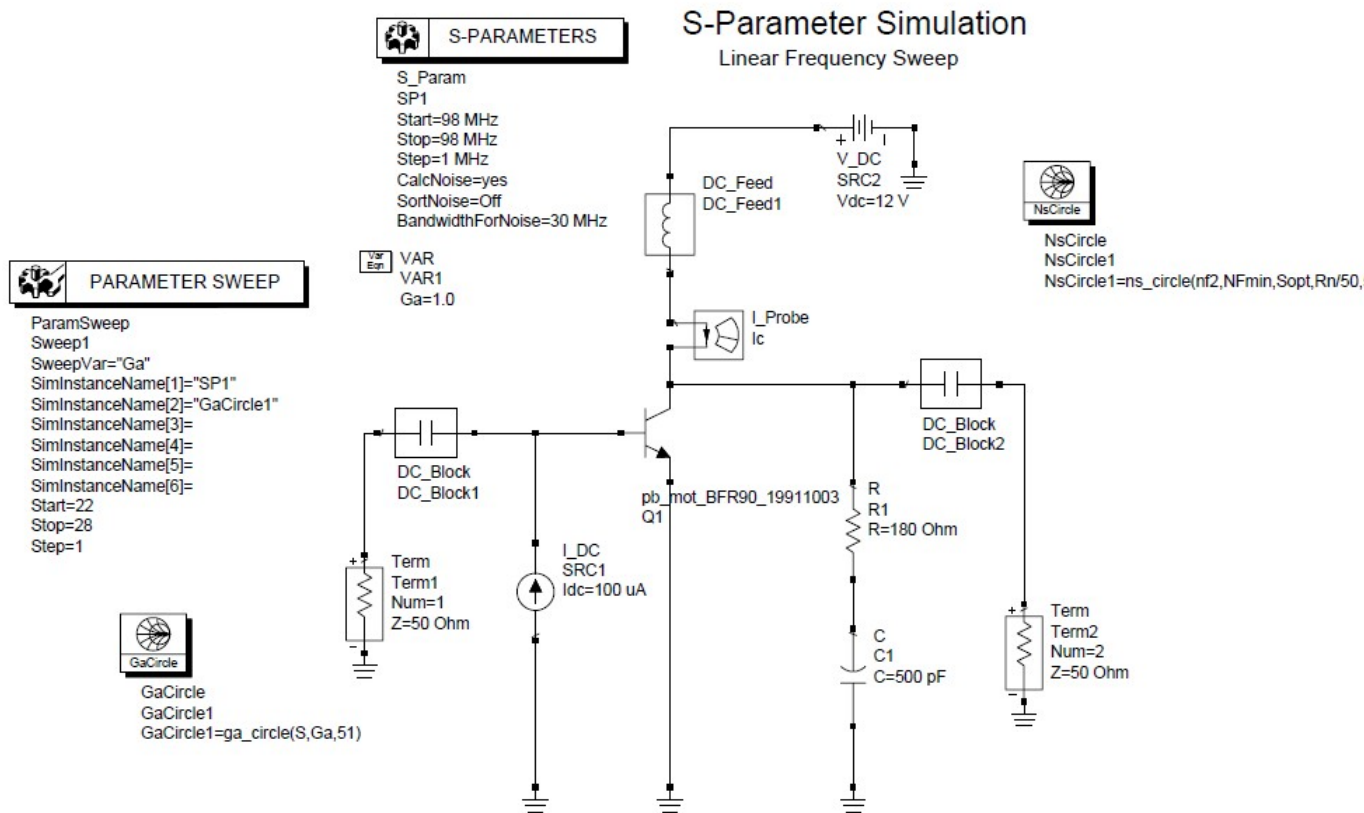


FIGURE 2.16 – Etude des cercles du gain et de figure de bruit

Le résultat de cette simulation est illustré dans la figure 2.17, Nous obtenons sur cette figure sept cercles des gains disponibles constants, avec G_a entre 22 dB, et 29 dB, la limite de bruit maximum suggérée est le cercle de la figure de bruit constante. Sur le cercle de la figure de bruit constante F , nous avons choisi un coefficient de réflexion Γ_s en point (ml) qui donne le gain maximum dans cette situation. Ce point correspond à un coefficient de réflexion $|\Gamma_s| = 0.116$ et $arg(\Gamma_s) = 132$ degré, avec un gain de puissance près de 28 dB.

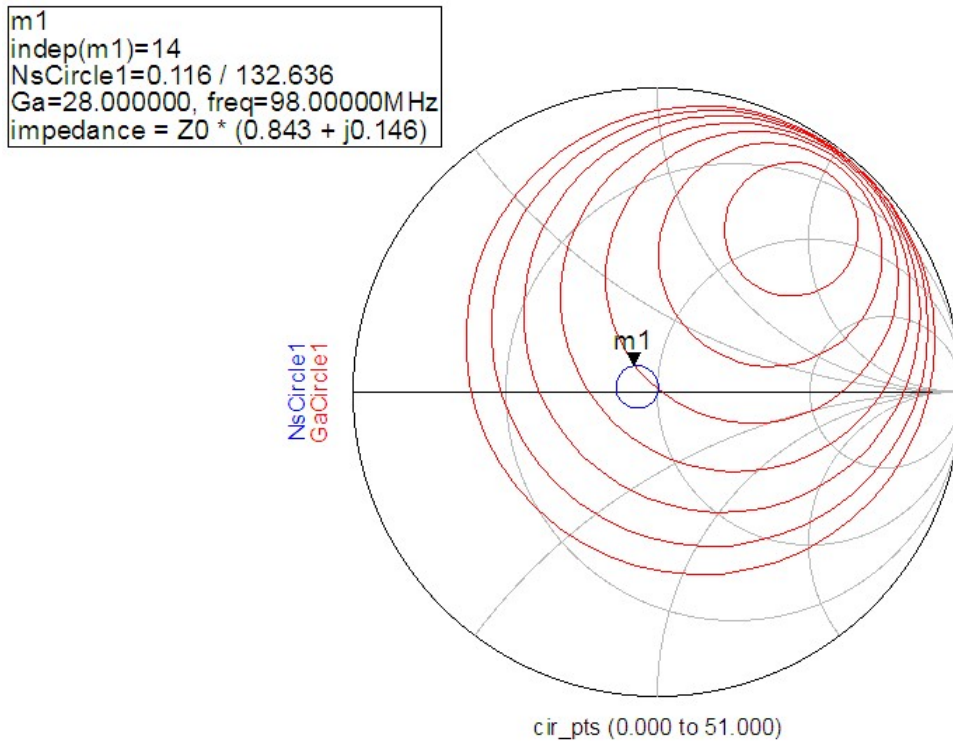


FIGURE 2.17 – résultat de simulation-cercles des gains avec le cercle de bruit

Avec la valeur de Γ_s déjà obtenue, nous sommes maintenant capables de concevoir le circuit d'adaptation d'impédance d'entrée.

La figure 2.18 présente les résultats de la simulation par ADS de l'amplificateur avant l'adaptation. Les paramètres S_{11} et S_{22} , représentent les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur à la fréquence de 98 MHz.

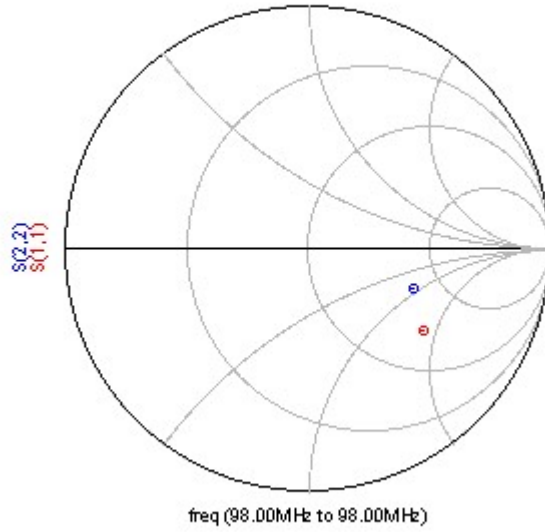


FIGURE 2.18 – paramètres du LNA avant adaptation

Selon la position de chaque point sur l'abaque, le circuit d'adaptation d'entrée et sortie contient des bobines et condensateur, soit shunt ou série.

À l'aide de l'outil (Tune Paramètres), les composantes LC sont ajustées d'une manière à avoir S_{11} proche à la valeur de coefficient de réflexion à l'entrée = $|\Gamma_s| = 0.116$ et $arg(\Gamma_s) = 132$ degré.

La figure 2.19 montre l'amplificateur avec le circuit d'adaptation à l'entrée.

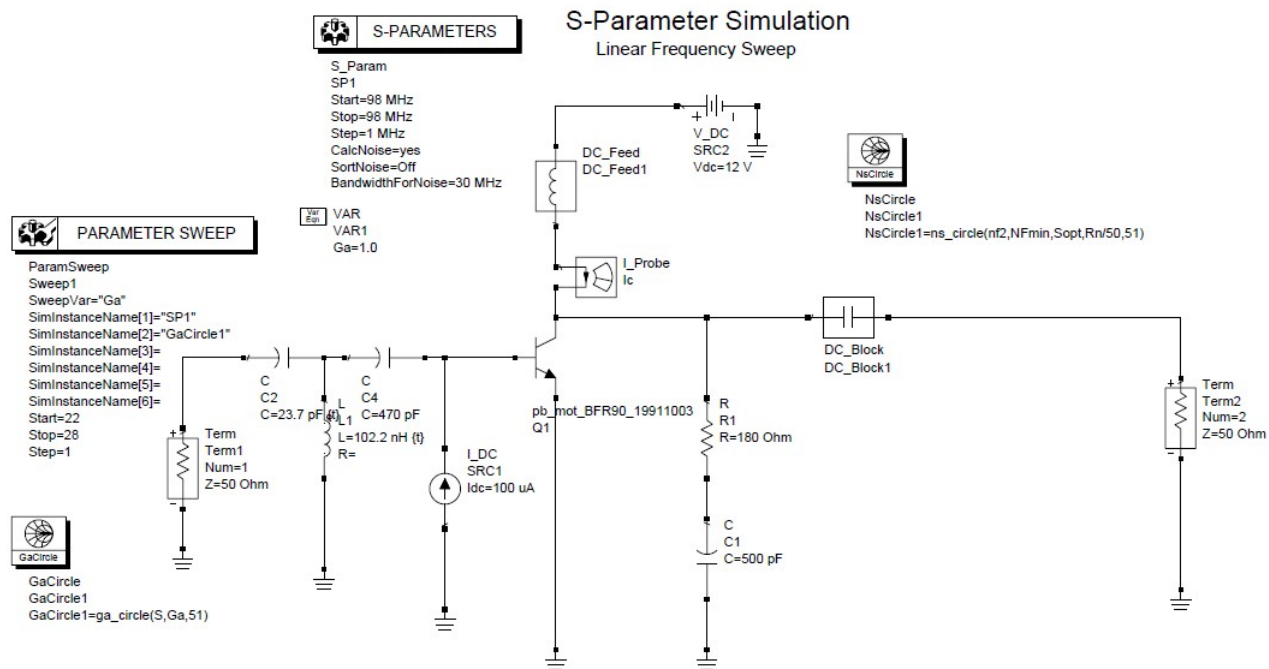


FIGURE 2.19 – Circuit du LNA avec l'étage d'adaptation à l'entrée

Le résultat de simulation du paramètre S_{11} à une fréquence fixe 98 MHz, montre que le coefficient de réflexion d'entrée est situé dans une position qui provoque le minimum de bruit possible qui est de l'ordre de 1.3 dB avec le meilleur gain de puissance acceptable proche de 27 dB.

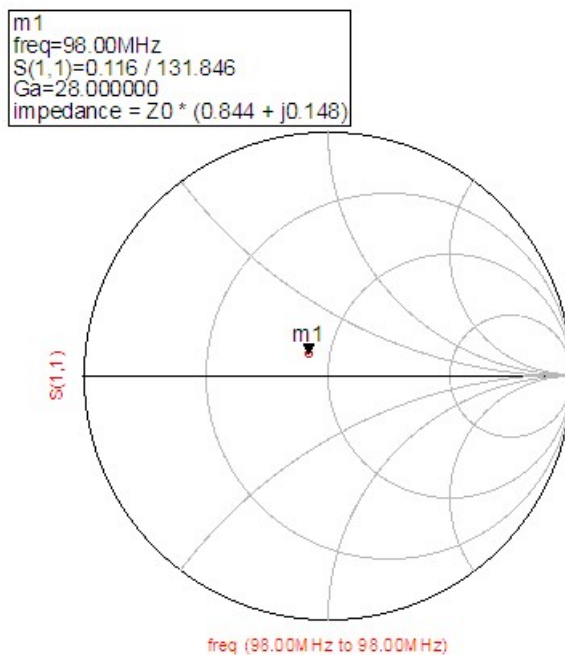


FIGURE 2.20 – S_{11} après adaptation

De la même manière on a conçu le circuit d'adaptation à la sortie afin de positionner le coefficient de réflexion de sortie S_{22} au centre de l'abaque afin de provoquer une adaptation d'impédance conjuguée de 1500Ω en parallèle avec un condensateur de 3 pF qu'est l'impédance d'entrée du mélangeur qu'on a utilisé pour notre projet.

La figure 2.21 illustre le circuit final complet de l'amplificateur avec les deux circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie telles que l'impédance d'entrée est 50Ω et l'impédance de sortie est de 1500Ω en parallèle avec une capacité de 3 pF , Une autre bobine est ajoutée dans le circuit de polarisation de la base du transistor pour bloquer le passage du signal RF dans cette direction.

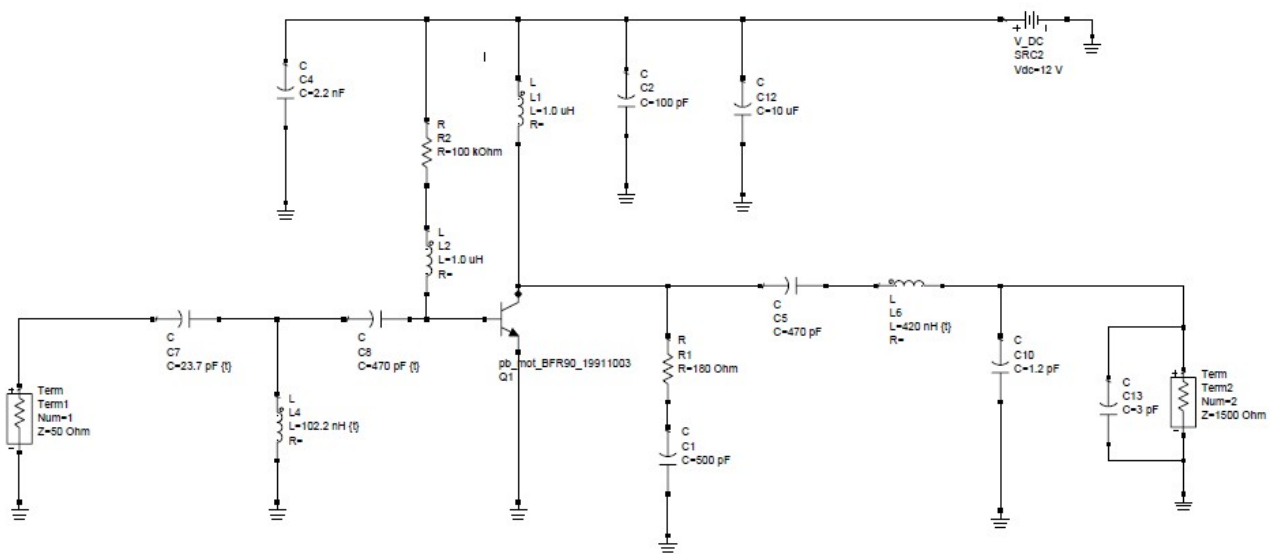


FIGURE 2.21 – Circuit Complet du LNA

2.4.3 Le Mélangeur NE602

Le NE602 est un circuit intégré monolithique qui réunit à la fois un mélangeur, un oscillateur et un régulateur de tension, fabriqué par Philips.

Les caractéristiques de ce circuit sont :

- broches 1 et 2 : entrée RF (gamme 0 à 500 Mhz).
- broches 6 et 7 : entrée oscillateur local.
- broches 4 et 5 : sortie.
- broches 8 et 3 : alimentation et masse.
- gain de conversion 15 dB.
- figure de bruit : $NF=5\text{dB}$.

– niveau d'oscillateur local : entre 200 et 300 mV crête –crête.

La figure 2.22 illustre le bloc diagramme du mélangeur NE602.

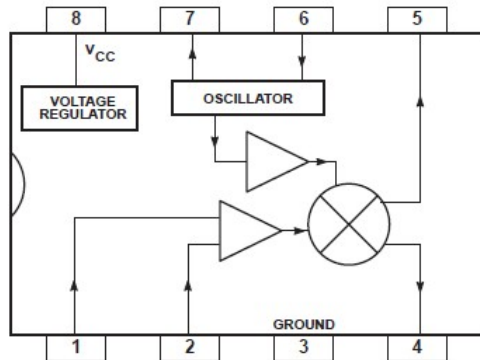


FIGURE 2.22 – bloc diagramme du mélangeur NE602

Le rôle de NE602 est de translater le spectre du signal RF, sans en altérer le contenu, vers une fréquence plus basse (10.7 MHz) afin de le traiter plus facilement. Sa structure interne est une cellule de Gilbert à base de transistors bipolaires qui est représenté par la figure 2.23.

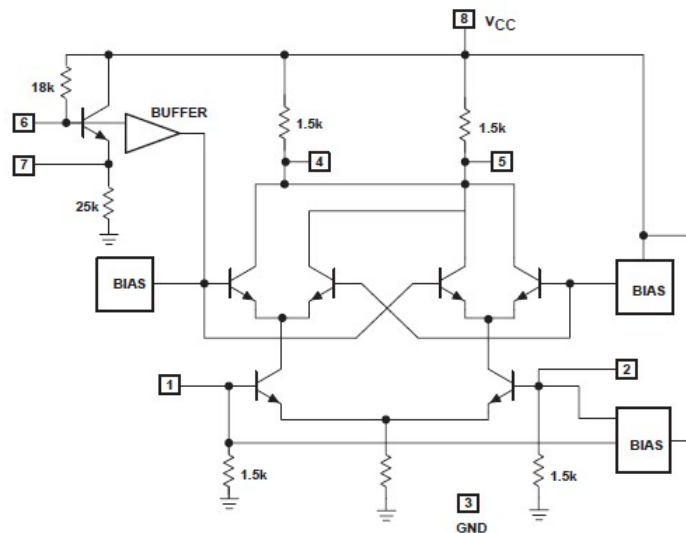


FIGURE 2.23 – Structure interne du mélangeur NE602

L'impédance d'entrée du NE602 est de 1.5 K Ω shunté par une capacité de 3 pF, alors que son impédance de sortie est de 1.5 K Ω .

2.4.4 Le Filtre FI

Le résultat du mélange des signaux RF et OL contient généralement des fréquences égales à RF, OL, RF - OL (la fréquence-différence) et à RF + OL (la fréquence-somme). La fréquence intermédiaire FI peut être choisie égale à la fréquence-somme ou à la fréquence différence.

Dans la majorité des récepteurs de la radiodiffusion, c'est la fréquence-différence qui est retenue pour des raisons d'élimination de la fréquence image, facilité de conception, et de disponibilité de composants. Pour notre récepteur, la fréquence intermédiaire est égale à 10,7 MHz qui est la fréquence intermédiaire standard pour les récepteurs radio. On a choisi cette fréquence en considérant un compromis entre la bande passante de la carte d'acquisition NI PXI 5105 et la position des fréquences images. En effet la limite supérieure est défini par la bande passante du filtre anti-repliement de la carte d'acquisition donnée par le constructeur égale à 24 MHz, par conséquent la fréquence intermédiaire doit être donc inférieur à cette valeur.

La limite inférieure est défini 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 $f_{RFmin} - 2f_{FI}, f_{RFmax} - 2f_{FI}$. La fréquence intermédiaire doit être choisie de la sorte que les deux bandes ne se chevauchent pas. La condition est : $f_{RFmax} - 2f_{FI} < f_{RFmin}$, sachant : $f_{RFmin} = 88MHz$, $f_{RFmax} = 108MHz$, on aura : $f_{FI} > 10MHz$ [11].

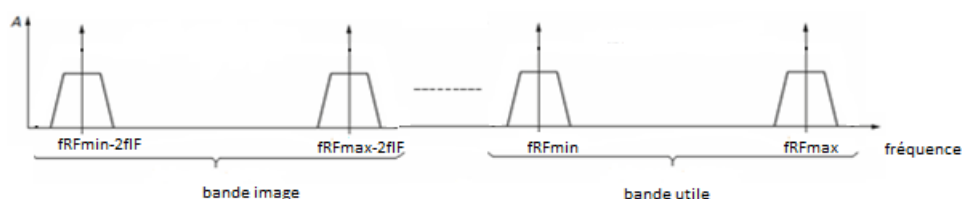


FIGURE 2.24 – Impact des fréquences images sur le choix de la fréquence intermédiaire

Le rôle du filtre FI est d'extraire le signal utile après transposition de la fréquence. En considérant la sélectivité désirée, on a opté pour le choix d'un filtre céramique typique utilisé en radio FM qui est le L10.7M.

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.
- L'impédance en entrée et en sortie égale à 330 Ω

2.4.5 Etage d'adaptation mélangeur-filtre FI

L'adaptation est une opération indispensable pour optimiser le bon fonctionnement de la chaîne de réception en permettant le transfert maximal de la puissance entre les différents blocs du récepteur. A l'aide de l'outil « Smith Chart Utility » d'ADS nous avons conçu le circuit d'adaptation entre la sortie du mélangeur d'impédance 1.5 K Ω et l'entrée du filtre FI d'impédance 330 Ω . Il est représenté par la figure 2.25 tel que la fréquence d'adaptation est 10.7 MHz.

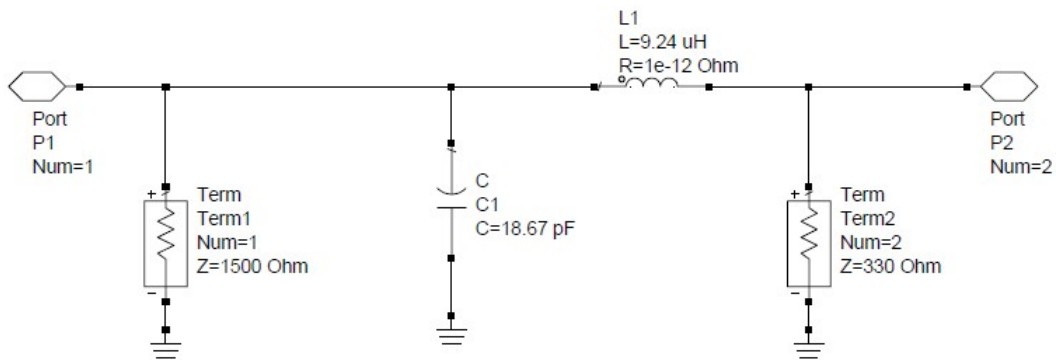


FIGURE 2.25 – Circuit d'adaptation Mélangeur-Filtre IF

La simulation des paramètres S_{11} et S_{21} montre la bonne adaptation à la fréquence 10.7 MHz, en dehors de cette fréquence il y a une désadaptation comme illustre le résultat de simulation de l'amplitude du paramètre S_{11} -figure 2.26 (a)- et que l'étage d'adaptation présente une faible perte d'insertion -figure 2.26 (b).

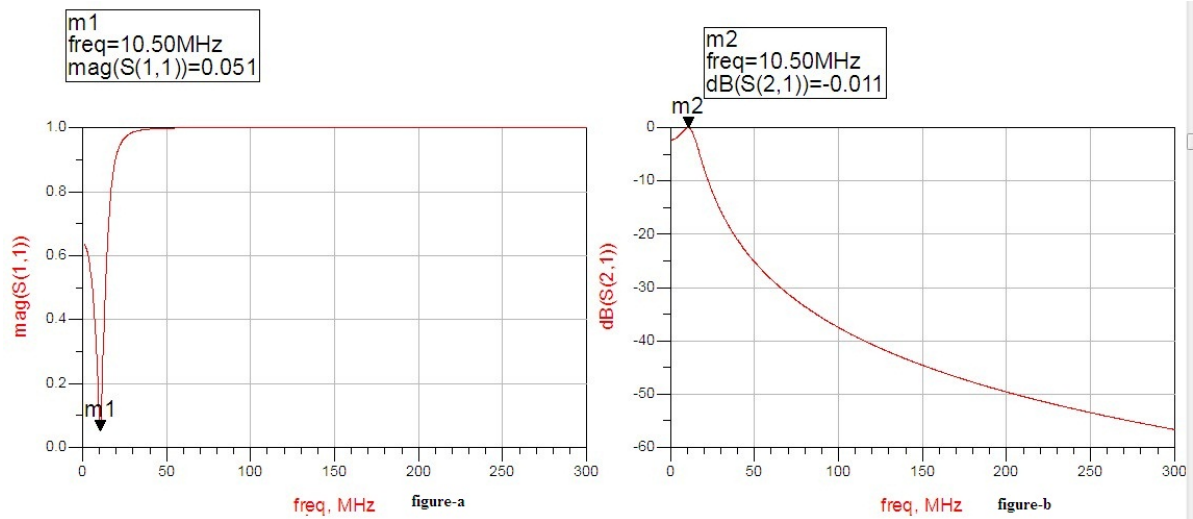


FIGURE 2.26 – résultats de Simulation des paramètres de l'étage d'adaptation Mélangeur-Filtre FI

2.4.6 Etage d'adaptation Filtre FI- Carte d'acquisition

Le circuit d'adaptation Filtre FI-Carte d'acquisition a pour rôle de transformer l'impédance de sortie du filtre FI de 330Ω en 50Ω qui est l'impédance d'entrée de la carte d'acquisition.

La figure 2.27 illustre la structure de l'étage d'adaptation filtre FI- Carte d'acquisition sachant que l'adaptation est effectuée pour la fréquence intermédiaire de 10.7 MHz.

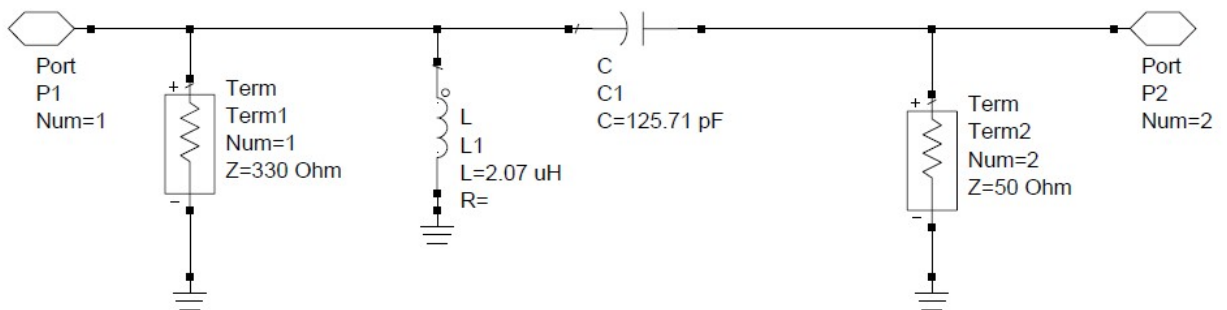


FIGURE 2.27 – Circuit d'adaptation Filtre FI-Carte d'acquisition

La simulation des paramètres S_{11} et S_{21} montre la bonne adaptation à la fréquence 10.7 MHz, et que l'étage d'adaptation entre le filtre FI et la carte d'acquisition présente une faible perte d'insertion.

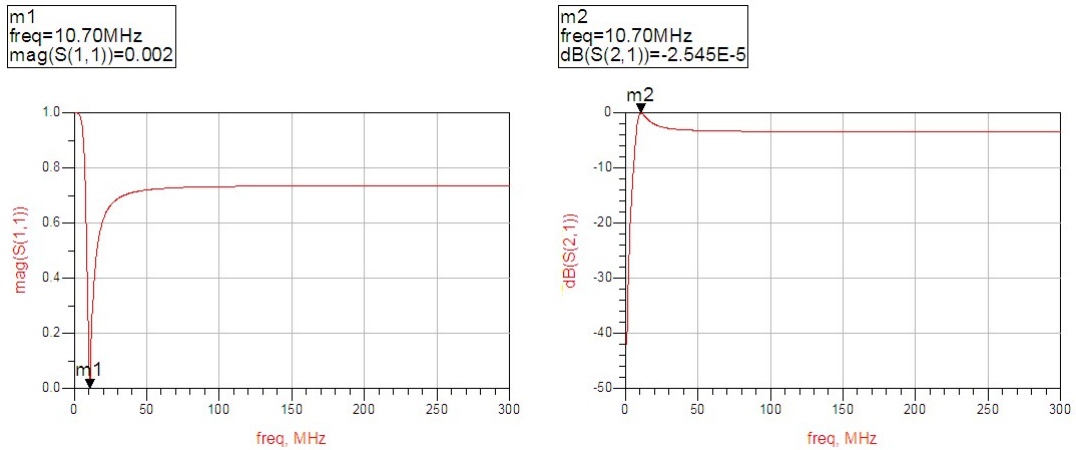


FIGURE 2.28 – résultats de Simulation des paramètres de l'étage d'adaptation Filtre FI- Carte d'acquisition

Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre, les étapes successives afin de concevoir la chaîne de réception des signaux radiofréquences FM, En premier lieu, l'architecture la plus appropriée a été choisie. Par la suite, nous avons conçu le filtre RF d'entrée, l'amplificateur faible bruit LNA ayant les spécifications demandées répondant au besoin de notre application. Celui-ci peut fonctionner de 88 MHz jusqu'à 108 MHz. Nous avons aussi fait la conception des étages d'adaptation afin d'assurer le transfert maximal de la puissance entre les différents étages.

L'objectif de ce chapitre a été de faire la simulation de la chaîne de réception répondant aux besoins exigés pour notre application, pour ensuite faire la réalisation de la chaîne de réception dans le chapitre qui suit.

Chapitre 3

Réalisation du récepteur, tests et validation

Introduction

Dans le chapitre 2 nous avons présenté en détail la conception de la chaîne de réception, en utilisant la simulation sous ADS, tandis que le chapitre présent est consacré à la réalisation du récepteur, en parlant sur les différents blocs de la chaîne de réception ainsi que le choix des composants et les résultats obtenus après test.

D'abord, et au début de ce chapitre on va parler sur la technique de soudure des différents composants ainsi de la méthode de réalisation des différentes bobines du circuit.

3.1 Matériels utilisés

3.1.1 L'antenne

L'antenne utilisée est du type Yagi VHF/UHF destinée à la réception des ondes radio et TV, elles sont constituées d'une association de brins métalliques répartis pour obtenir le maximum de gain dans la direction perpendiculaire à l'axe d'alignement des brins.

L'antenne Yagi est constituée essentiellement de :

- un pilote constitué d'une antenne demi-onde qui est l'élément actif relié à l'émetteur ou bien le récepteur.
- un réflecteur placé à l'arrière du pilote qui peut être réalisé à l'aide d'une tige

métallique de longueur supérieure à $\frac{\lambda}{2}$, le rôle du réflecteur est de renvoyer l'onde provenant du pilote vers l'avant et d'empêcher des ondes provenant de l'arrière de parvenir au pilote.

- des directeurs espacés de d et de longueur inférieure à $\frac{\lambda}{2}$ et régulièrement décroissantes, cet ensemble de directeurs confère à l'antenne la propriété du rayonnement longitudinal

La figure 3.1 illustre l'ensemble des dispositifs de cette antenne.

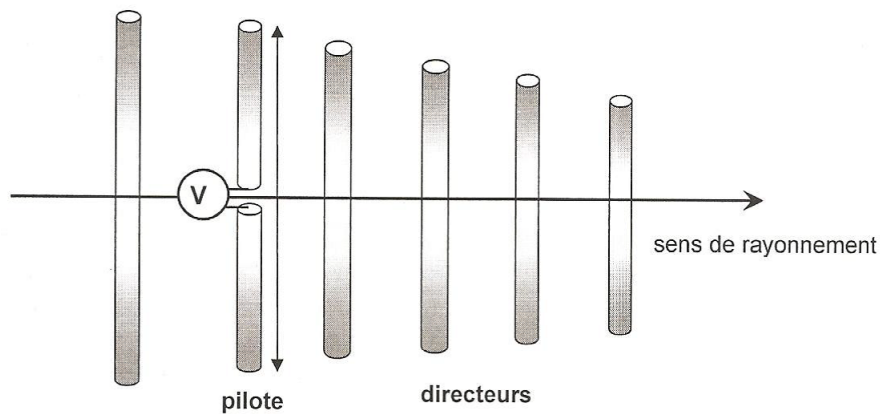


FIGURE 3.1 – Schéma représentatif d'une antenne Yagi

L'antenne qu'on a utilisée est constituée de 6 directeurs, 4 réflecteurs et un pilote.

L'impédance d'entrée de cette antenne est de 300Ω , l'impédance du câble coaxial est de 75Ω pour cela on utilise un balun 4 : 1 pour la synchronisation et l'adaptation d'impédance. La figure 3.2 illustre l'antenne Yagi utilisée.

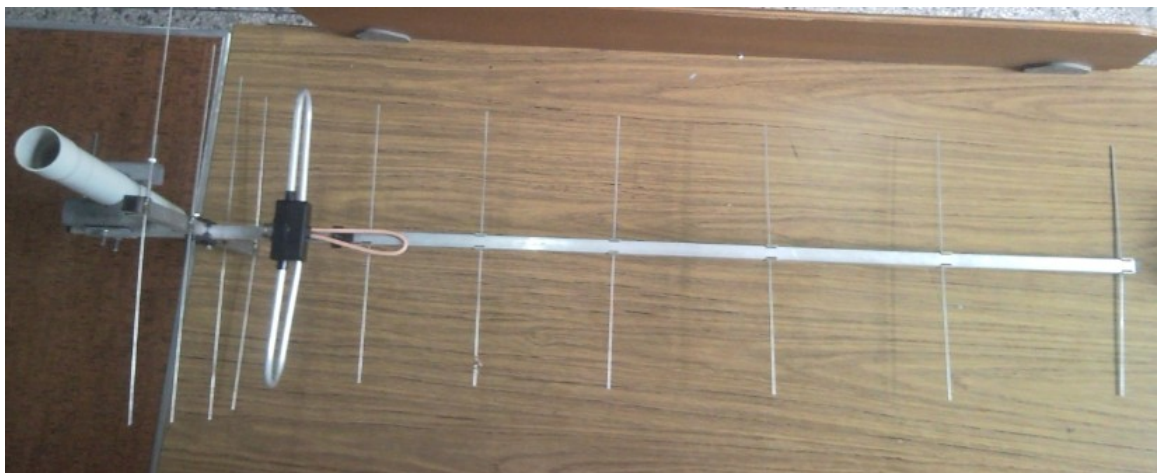


FIGURE 3.2 – Dispositif d'antenne Yagi

3.1.2 Câble Coaxial

Le câble coaxial sert de liaison entre l'antenne et le récepteur, le type du câble utilisé est illustré par la figure 1.3 .

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 75Ω .



FIGURE 3.3 – Câble coaxiale

3.1.3 Analyseur de spectre

L'analyseur de spectre est un dispositif permettant de visualiser les différents signaux acquis par l'antenne, ainsi que d'observer les niveaux d'amplitude des ondes reçues. Dans notre cas on a utilisé le Hameg HM5510 avec une gamme de fréquence de 150kHz jusqu'à 1Ghz et une gamme de mesure d'amplitude de -100 à +10 dBm. Cet analyseur présente une impédance d'entrée de 50Ω .



FIGURE 3.4 – Analyseur de spectre HM5510

3.2 Réalisation des différents étages du récepteur

3.2.1 Technique de soudure

Pour la réalisation du récepteur on a opté pour la technique -Manhattan Style-, le concept est simple on prend des petits tampons fabriqués à partir de morceaux d'une plaque métallique.

Ces morceaux de plaque sont collés sur leur partie isolée sur une plaque métallique à l'aide d'une colle éthylique. La figure 3.5 illustre cette technique.

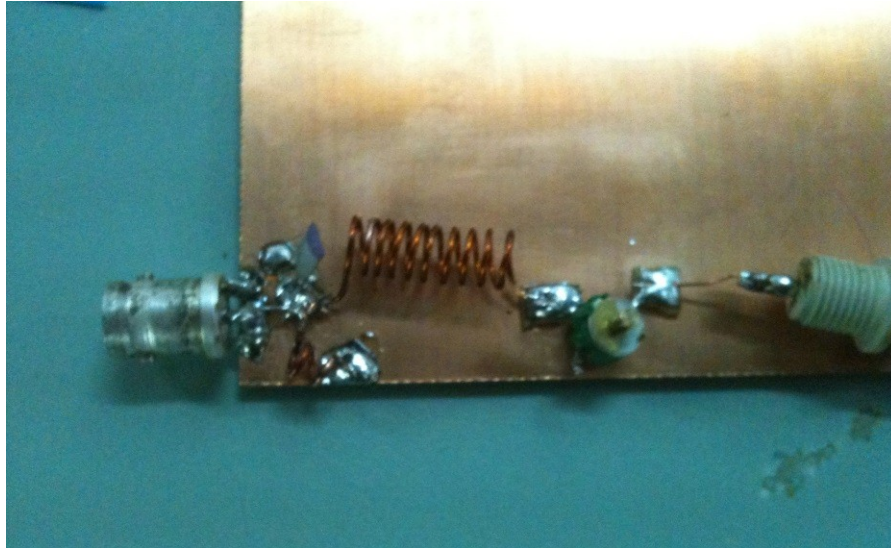


FIGURE 3.5 – La technique -Manhattan Style-

Cette technique a été choisie car on travaille dans une bande de fréquence élevée [88-108] Mhz et comme le plan de masse dans la plaque métallique est le même, le niveau de bruit généré sera minimisé et le signal ne sera pas noyé dans ce bruit.

3.2.2 Réalisation des bobines

Les résultats obtenus après simulation du circuit à l'aide du logiciel ADS nous ont donnés des valeurs des bobines de l'ordre du nH qui ne sont pas disponibles dans le marché, pour cela on a réalisé ces bobines nous-mêmes. Pour réaliser ces bobines on a utilisé la formule de Nagaoka, les bobines réalisées sont des bobines à air car elles sont bobinées sur de l'air (le vide), la formule s'intitule comme suit

$$L = \frac{0.0395a^2n^2K}{b} \quad (3.1)$$

Avec

- 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
- L : inductance en μH

Pour la précision des calculs on a utilisé un calculateur en ligne sur un site internet qui repose sur cette formule.[13].

L'interface de ce site est présentée dans la figure 3.6.

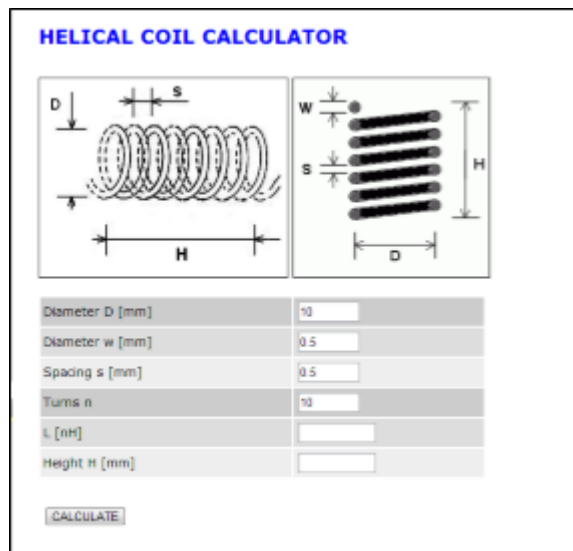


FIGURE 3.6 – Calculateur de bobines

3.2.3 Réalisation du Filtre RF d'entrée

Dans un premier lieu, avant de réaliser le filtre RF, nous avons visualisé le spectre capté par l'antenne à l'aide de l'analyseur de spectre. Nous relierons l'antenne à l'analyseur de spectre par un câble coaxial, comme illustre la figure 3.7.



FIGURE 3.7 – Exploration du spectre à l'aide d'une antenne Yagi

Le signal obtenu en branchant directement l'antenne à l'analyseur de spectre est le représenté par la figure 3.8.

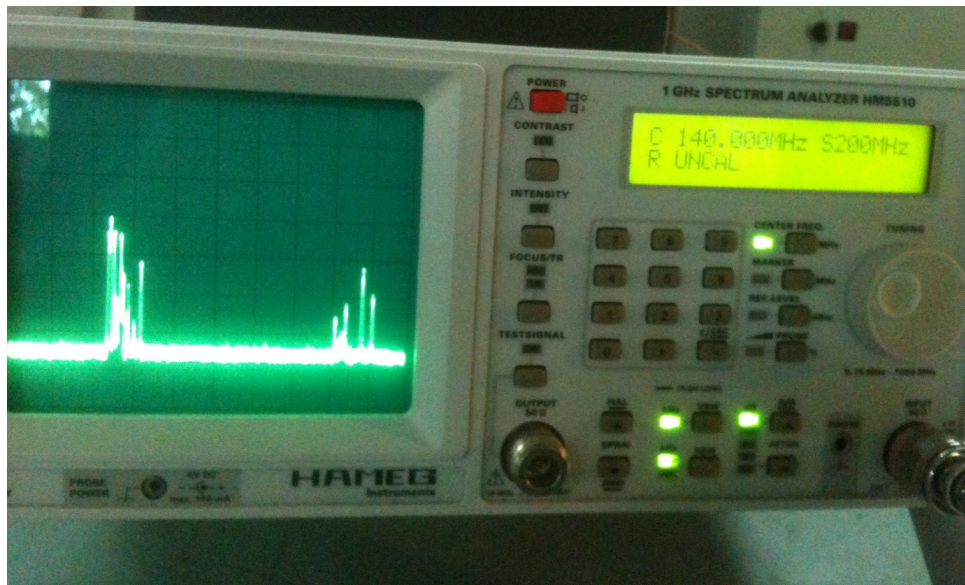


FIGURE 3.8 – Signaux captés par l’antenne

Le spectre du signal capté est constitué essentiellement de :

- Canaux de la radiodiffusion FM, cette bande s’étend de 88 à 108 MHz.
- Canaux de la télédiffusion, cette bande s’étend de 203 à 222 MHz pour les canaux VHF et de 675.25 à 700.25 MHz pour les canaux UHF.

Il existe d’autres signaux à d’autres fréquences mais la puissance de ces signaux est un peu faible, à titre d’exemple, les signaux de la bande d’aviation qui est aux alentours de 150 MHz. Pour avoir une idée sur le niveau de puissance, on a capté une station de la bande FM, qui est à la fréquence 91 MHz.

La figure 3.9 illustre que le niveau de puissance capté par l’antenne pour la fréquence 91 MHz est de -61 dBm.

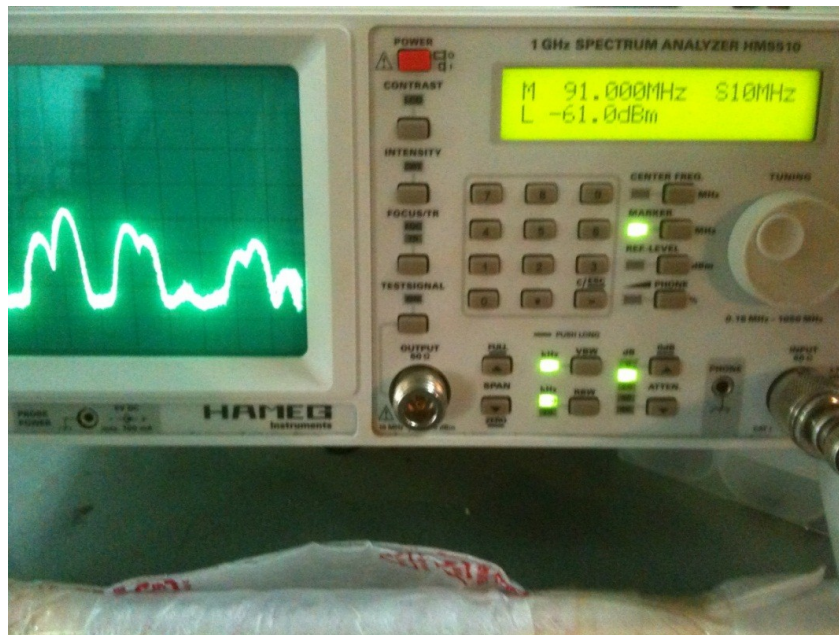


FIGURE 3.9 – Niveau de puissance en dBm pour la station radio d’Algérie à la fréquence 91 MHz

Le filtre d’entrée qu’on a déjà décrit dans le chapitre 2 a pour rôle de rejeter tout signal en dehors de la bande de fréquence FM souhaité avec un minimum de pertes d’insertion. La réalisation du filtre est illustrée par la figure 3.10.

On a remplacé le condensateur monté en série par un condensateur variable [0-30 pF] pour pouvoir régler le niveau de puissance du signal filtré.



FIGURE 3.10 – Le filtre d’entrée

Pour avoir une idée sur les pertes d’insertion du filtre réalisé, nous avons capté la même station FM à la fréquence 91 MHz après filtrage, la figure 3.11 montre que le filtre présente une atténuation inférieure à 1dBm, car le signal à la sortie du filtre est à -62dBm.

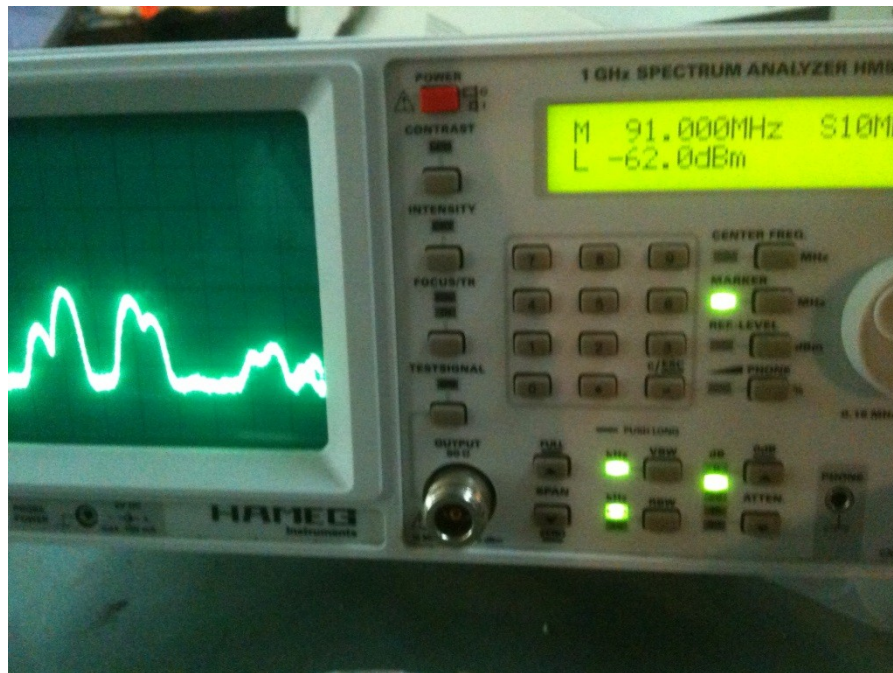


FIGURE 3.11 – Niveau de puissance à la sortie du filtre d'entrée

La figure 3.12 montre que les signaux de la télédiffusions ont été bien filtrés, la fréquence centrale pour la visualisation sur l'analyseur de spectre a été réglée à 140Mhz pour voir tout le spectre.



FIGURE 3.12 – filtrage des signaux de la télédiffusions

3.2.4 Réalisation de l'amplificateur faible à bruit (LNA)

Le circuit d'alimentation

L'alimentation de l'amplificateur à faible bruit est de 12V, cette alimentation doit être fixe, pour cela on utilise un régulateur de tension de 12V, pour mettre le LNA à l'abri de toute fluctuation de la tension d'alimentation principale et de tout parasites ou résidus HF captés par les fils. Le régulateur qu'on a utilisé est le 7812, son schéma électrique est illustré par la figure 3.13.

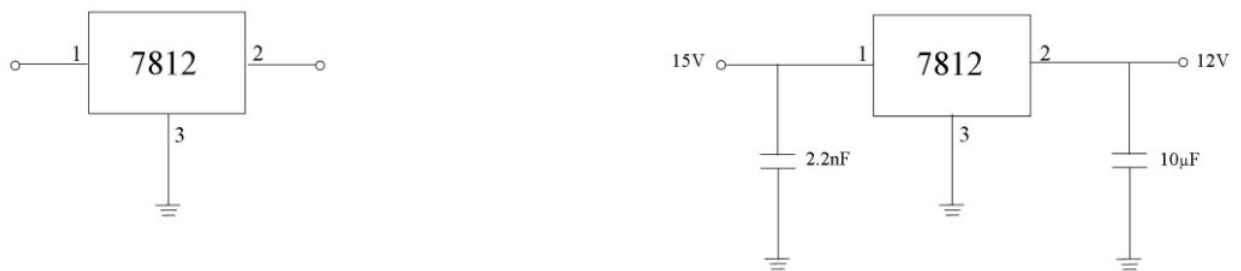


FIGURE 3.13 – Schéma électrique du régulateur de tension

On a déjà vu que le signal obtenu après filtrage est de niveau de puissance un peu faible ; pour pouvoir mélanger le signal il faut amplifier ce dernier avec un minimum de bruit.

En suivant le schéma complet du LNA obtenu après simulation avec le Logiciel ADS dans le chapitre 2, on a réalisé l'amplificateur à faible bruit. La figure 3.14 illustre le LNA réalisé.

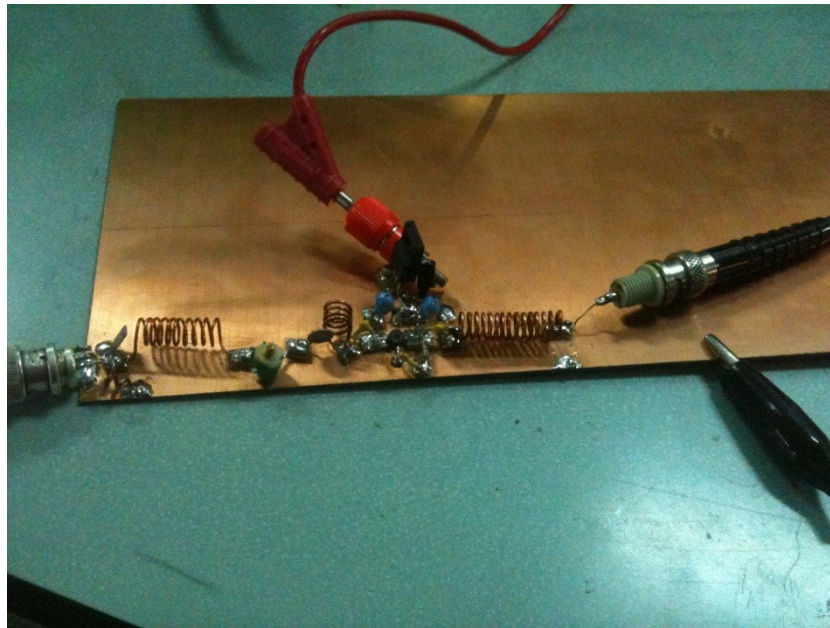


FIGURE 3.14 – L'amplificateur faible bruit

En branchant la sortie de l'amplificateur à l'analyseur de spectre, pour vérifier son fonctionnement, on obtient le signal illustré par la figure 3.15.

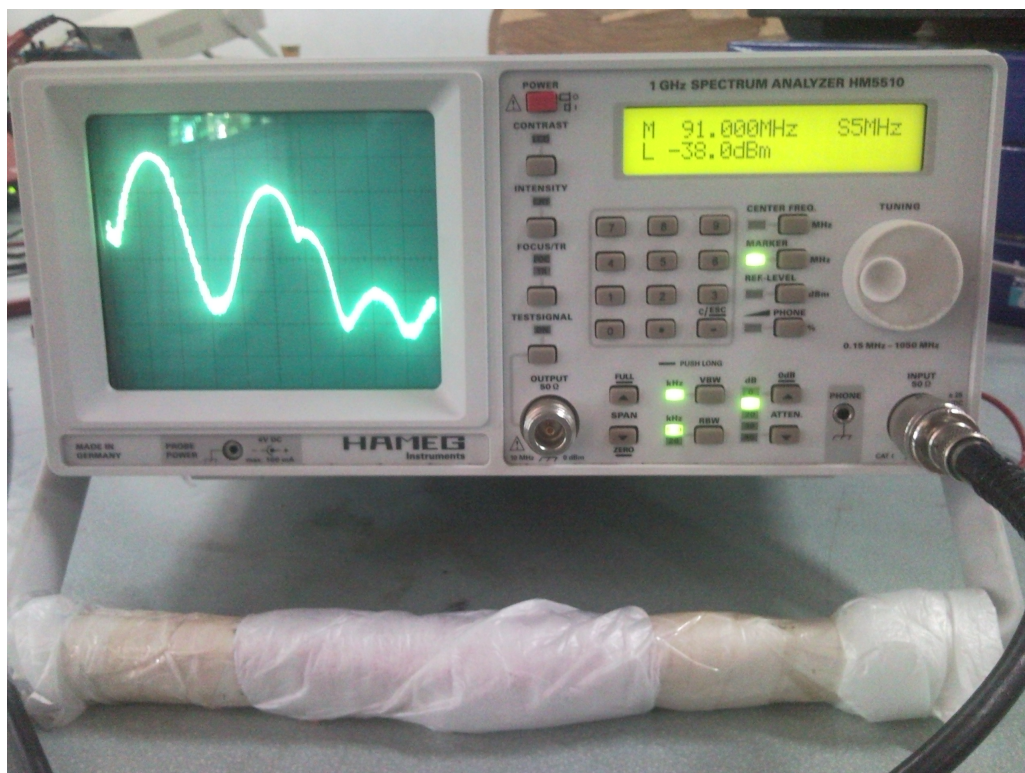


FIGURE 3.15 – Signal à la sortie du LNA

D'après cette figure, l'amplificateur faible bruit (LNA) réalisé à base du transistor présente un gain d'environ 24 dB, avec une figure de bruit acceptable, ce qui est largement supérieur aux performances du circuit LNA intégré qu'on a trouvé sur le marché.

3.2.5 Configuration du mélangeur NE602

Alimentation DC

La figure 3.16 illustre le circuit d'alimentation du mélangeur NE602. La broche 8 est destinée à l'alimentation en tension continue, tandis que le retour du courant (la masse) s'effectue par la broche 3. Le circuit est équipé d'un régulateur de tension de référence 7809 qui permet de stabiliser la tension à une valeur fixe égale à 9V. Afin d'améliorer l'immunité du circuit aux variations de la tension d'alimentation, on insère une résistance limitatrice de courant entre la broche 8 et la source de tension extérieure dont la valeur est de $1\text{K}\Omega$.

Un condensateur $C=1\mu\text{F}$ a été ajouté à l'entrée du régulateur, et un condensateur $C=0.1\mu\text{F}$ à sa sortie. Un condensateur $C=4.7\text{ nF}$ a été aussi ajouté juste après la résistance.

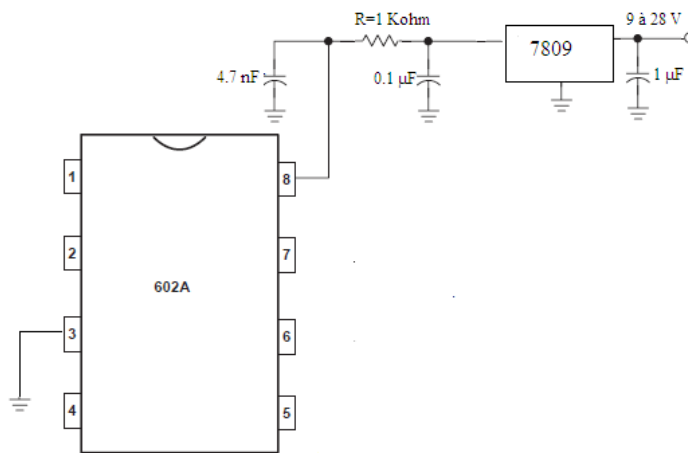


FIGURE 3.16 – Circuit d'alimentation du NE602

Le circuit d'entrée

Les broches d'entrées pour le signal RF du mélangeur NE602 sont les broches 1 et 2. Dans notre cas, la broche 1 a été utilisée comme entrée, un condensateur $C=4.7\text{ nF}$ a été aussi ajouté entre le circuit d'adaptation et la broche 1, tandis que la broche 2 est mise à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur $C=4.7\text{ nF}$.

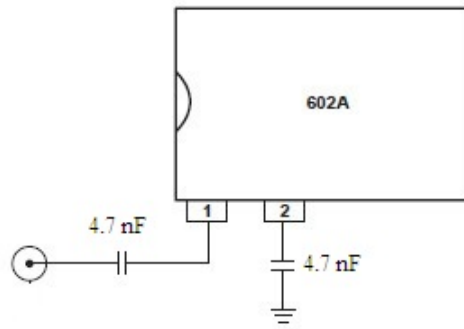


FIGURE 3.17 – Circuit d’entrée du NE602

Le circuit de sortie

On peut utiliser soit la broche 4 ou la broche 5 du mélangeur NE602 comme sortie. Dans notre cas, on a utilisé la broche 5, qui sera l’entrée de l’étage d’adaptation du filtre FI, tandis que l’autre broche est utilisée juste pour la visualisation de tout le spectre après mélange, un condensateur $C=4.7\text{ nF}$ a été aussi ajouté entre la broche choisi et l’étage d’adaptation qui fait l’entrée du filtre FI, et une autre condensateur de même valeur aussi a été ajouté pour la visualisation du signal directement après mélange.

La figure 3.18 illustre le circuit de sortie pour le NE602.

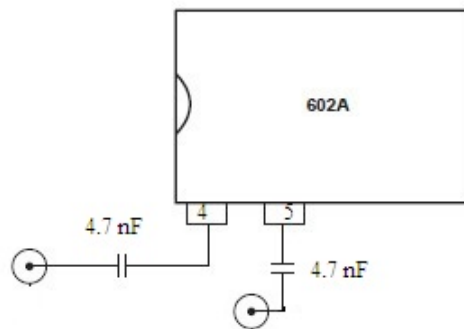


FIGURE 3.18 – Circuit de sortie du NE602

Configuration de l'oscillateur local

En général, il existe deux méthodes permettant le contrôle de la fréquence de l'oscillateur local : le contrôle de la fréquence à base d'un circuit résonant bobine/condensateur (LC) ou la stabilisation par résonateur piézo-électrique à cristal de quartz. Ces derniers ne produisent que quelques fréquences harmoniques de la fréquence fondamentale du cristal mais présentent l'avantage d'être infiniment plus stables que les oscillateurs à circuits LC à bobine et condensateur. C'est pour cette raison qu'on a orienté notre choix vers l'oscillateur à résonateur de quartz.

La figure 1.19 illustre le schéma qu'on a utilisé pour la réalisation de l'oscillateur local à résonateur de quartz en montage Colpits. La bobine L_1 forme avec les condensateurs C_1 et C_2 un circuit accordé sur la fréquence du cristal à laquelle il faut forcer l'oscillation. Le condensateur de blocage C_3 a pour rôle d'éviter que les composantes continues soient court-circuitées à la masse par la bobine L_1 . Dans notre cas, on utilise $C_1 = 5.6pF$, $C_2 = 22pF$, $L_1 =$ bobine variable, XTAL (quartz) de 16 MHz. On a exploité l'harmonique d'ordre 5 généré par le résonateur à quartz pour le mélanger avec les signaux de la bande FM afin de transposer ces signaux vers la fréquence intermédiaire FI=10.7 MHz. Cette configuration a permis d'avoir un signal OL dont la fréquence varie de 70 MHz à 90MHz selon le réglage de la bobine variable.

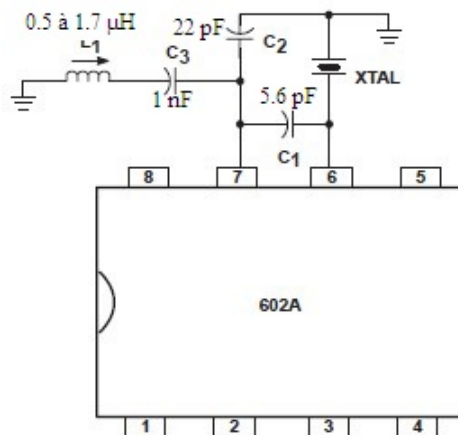


FIGURE 3.19 – Configuration de l'oscillateur local

La figure 3.20 représente la réalisation pratique du mélangeur.



FIGURE 3.20 – Réalisation du mélangeur

Dans le circuit de l'oscillateur local, la bobine variable permet l'ajustement de la fréquence OL, nous avons accordé la cellule de Colpits (la fréquence OL) à la fréquence 78.5 MHz afin de capter les signaux de la radio -CHAINE 3- qui diffuse à la fréquence 89.2 MHz. Nous avons choisi cette station FM car la puissance du signal capté à cette fréquence est la plus élevée par rapport aux autres stations de la radio FM.

La figure 3.21 illustre les signaux qui apparaissent après mélange.

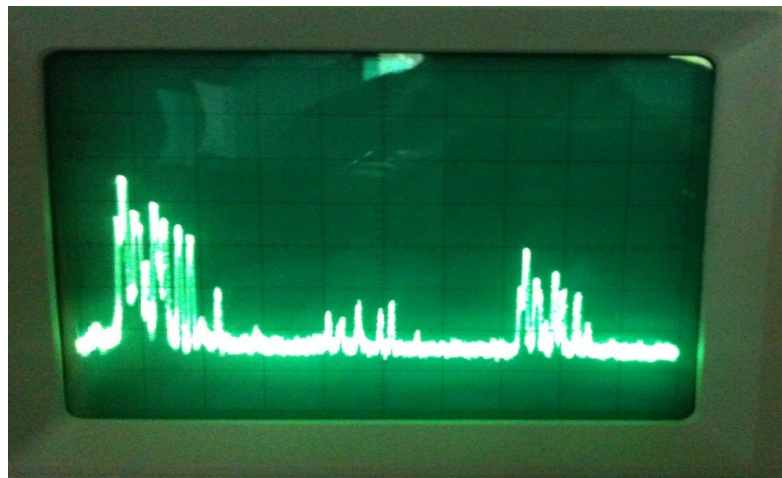


FIGURE 3.21 – Signal après mélange

On remarque que les signaux OL et RF se trouvent aussi en sortie. Ceci est dû aux fuites entre les accès du mélangeur. Ceci ne constitue pas un problème majeur car ces derniers seront éliminés par filtrage par la suite.

3.2.6 Le filtre passe-haut

Après avoir transposé le signal RF vers la fréquence intermédiaire, on a utilisé un filtre FI de fréquence centrale de 10.7MHz pour s'intéresser seulement au signal RF transposé, mais on a remarqué que les fréquences filtrées par ce dernier reviennent vers le mélangeur et perturbent son fonctionnement pour cela on a rajouté un filtre passe-haut terminé par une charge adapté de 50Ω , le principe est simple, la fréquence de coupure du filtre passe haut étant réglée a 15MHz, toutes les fréquence supérieures à la fréquence de coupure du filtre passent, et comme ce filtre est relié à une charge adapté donc ces fréquences seront absorbés. La figure 3.22 illustre l'emplacement du filtre passe-haut.

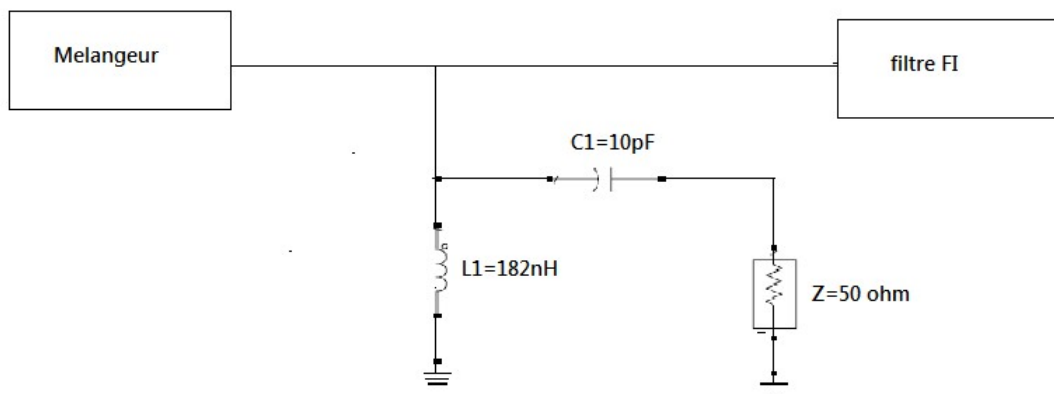


FIGURE 3.22 – emplacement du filtre passe-haut

3.2.7 Le filtre FI

Le filtre de fréquence intermédiaire a pour rôle de laisser passer uniquement le signal transposé à la fréquence 10.7Mhz.

Le signal obtenu après le filtre FI et l'étage d'adaptation est centré autour de la fréquence intermédiaire 10.7 MHz avec un niveau de puissance égale à -40 dBm comme illustre la figure 3.23.

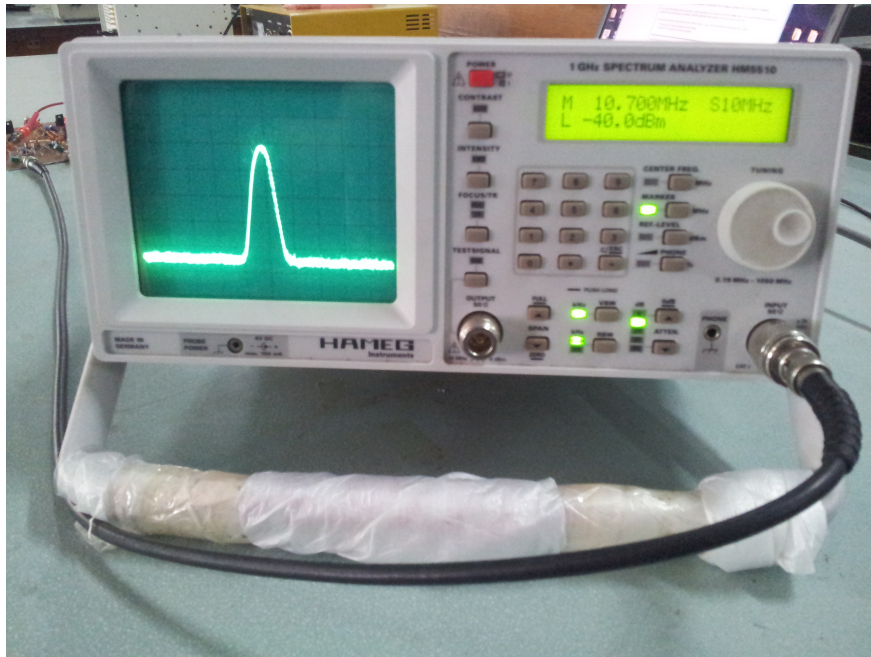


FIGURE 3.23 – Signal à la fréquence intermédiaire 10.7MHz

3.3 Application dans le traitement d'antenne

Le récepteur conçu est destiné à une application de traitement d'antenne. Pour ce faire, son architecture a été doublée pour en faire un récepteur à deux voies synchronisées par le même oscillateur local afin de faire l'acquisition de deux signaux provenant de deux antennes, offrant ainsi la possibilité de faire un traitement numérique sur PC. Il est très important de noter que l'oscillateur local doit être mis exactement au milieu du circuit afin d'avoir une synchronisation totale du signal.

La figure 3.24 illustre l'architecture du récepteur double.

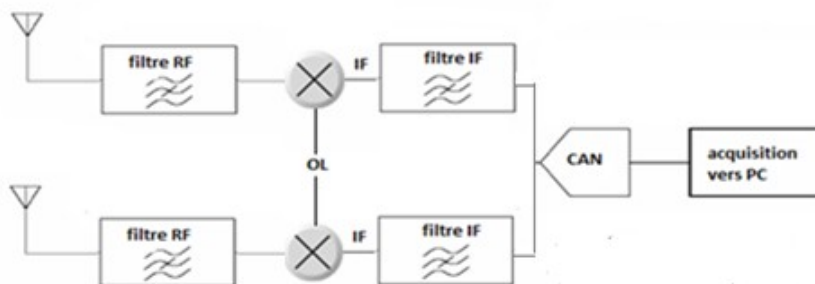


FIGURE 3.24 – Architecture du récepteur double

La réalisation de ce récepteur est illustrée par la figure 3.25.

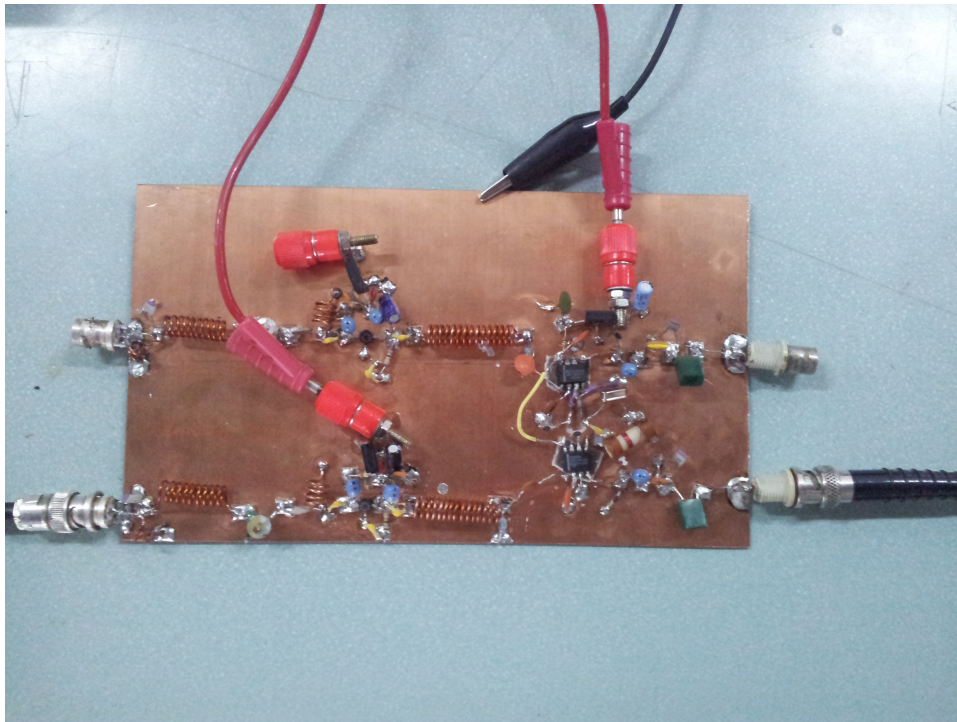


FIGURE 3.25 – Réalisation du récepteur double

3.4 Acquisition des signaux par PC

3.4.1 Présentation de la carte d'acquisition NI PXI-5105

La plateforme d'acquisition utilisée est un châssis PXI 1033 doté d'une carte National Instrument PXI 5105. Le module NI PXI-5105 est un numériseur haute densité avec huit voies échantillonnées simultanément. Il dispose d'une gamme d'entrée de 50 mV à 30 V, sélectionnable par logiciel, Les principales caractéristiques de cette carte sont :

- 8 voies échantillonnées simultanément.
- Impédance d'entrée 50Ω
- La bande passante à -3 dB est 60 MHz.
- Résolution : 12 bits.



FIGURE 3.26 – Carte d'acquisition NI PXI 5105

La chaîne d'acquisition se compose des éléments suivants, Antenne, récepteur radiofréquence, la carte d'acquisition et le PC comme illustre la figure 3.27.

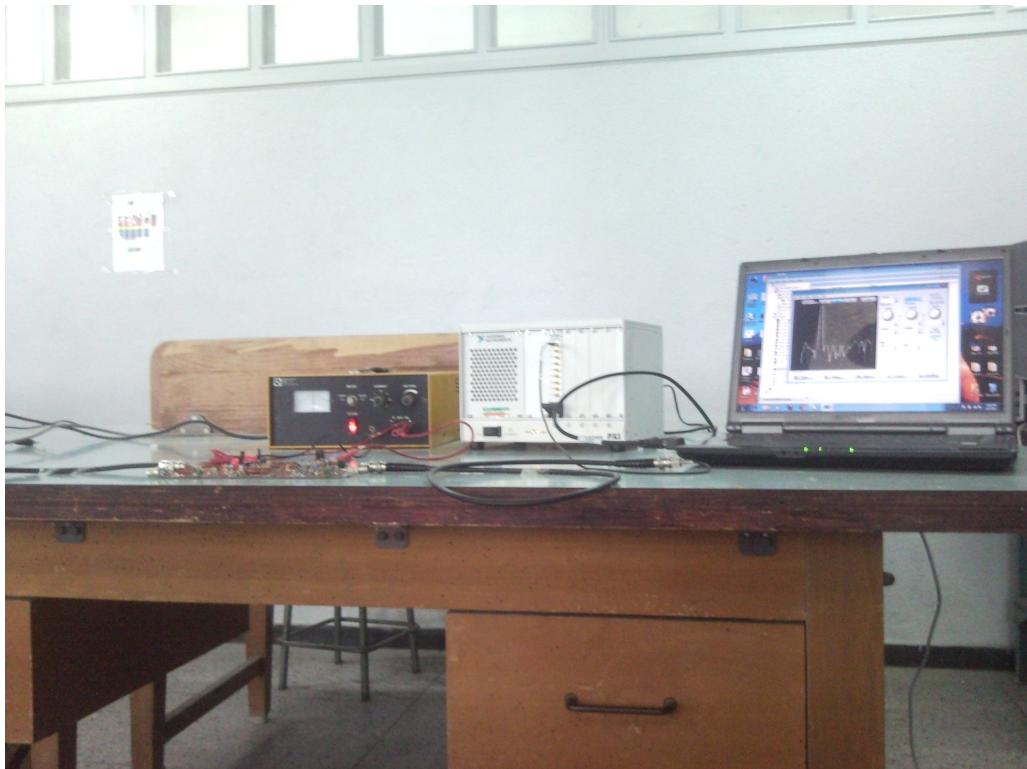


FIGURE 3.27 – Chaîne d'acquisition

Pour traiter le signal après acquisition on peut soit utiliser le logiciel destiné aux équipements de NI (National Instruments) qui est le NI-scope soit utiliser le logiciel LabView. Pour notre cas on a utilisé LabView car il présente une large gamme de fonctionnalités.

Il faut d'abord installer le logiciel LabView puis installer le software NI-Scope puis on installe le Hardware pour pouvoir utiliser cette carte. La carte d'acquisition présente 8 entrées pour notre cas on utilise seulement deux d'entre elles.

3.4.2 Interfaces de visualisation et d'enregistrement

L'interface globale du logiciel -Measurement and Automation Explorer- englobe les deux parties hardware et software, elle est illustrée par la figure 3.28.

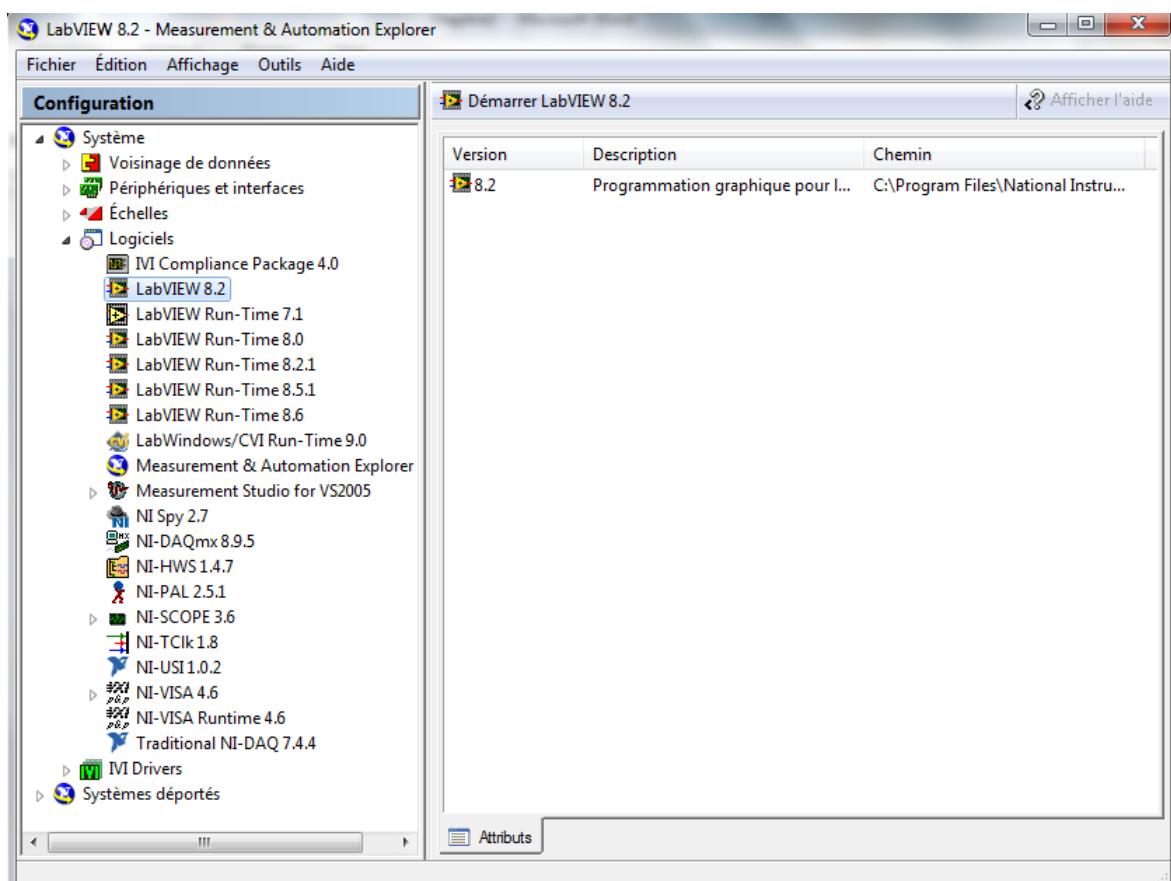


FIGURE 3.28 – Interface globale du logiciel -Measurement and Automation Explorer-

Dans l'onglet périphériques et interfaces on peut vérifier si la carte est reliée correctement au PC ou pas. La figure 3.29 montre que la carte est bien reliée au PC et que le transfert de données depuis la carte d'acquisition vers le PC est possible.

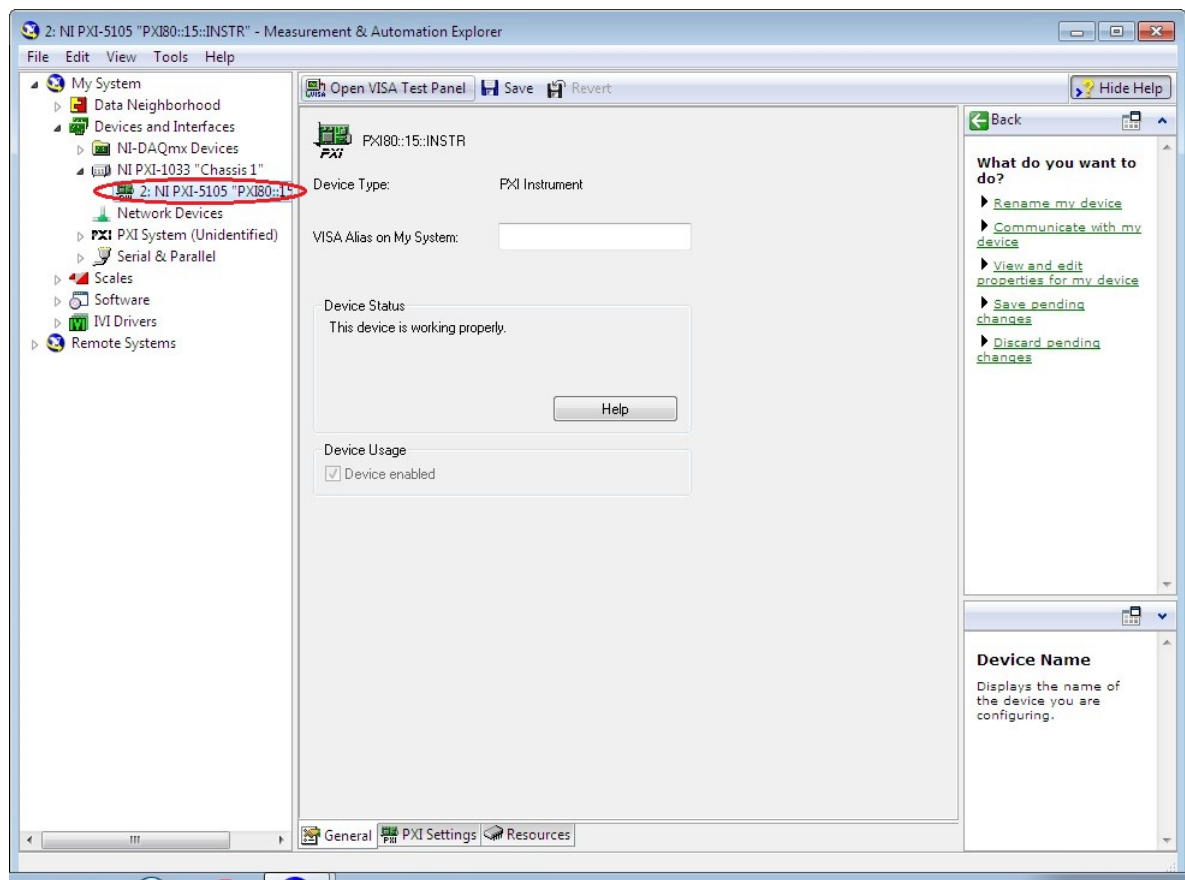


FIGURE 3.29 – carte reliée correctement au PC

Dans l'onglet Logiciels existent les différents logiciels pour le traitement de signal, comme illustre la figure 3.30.

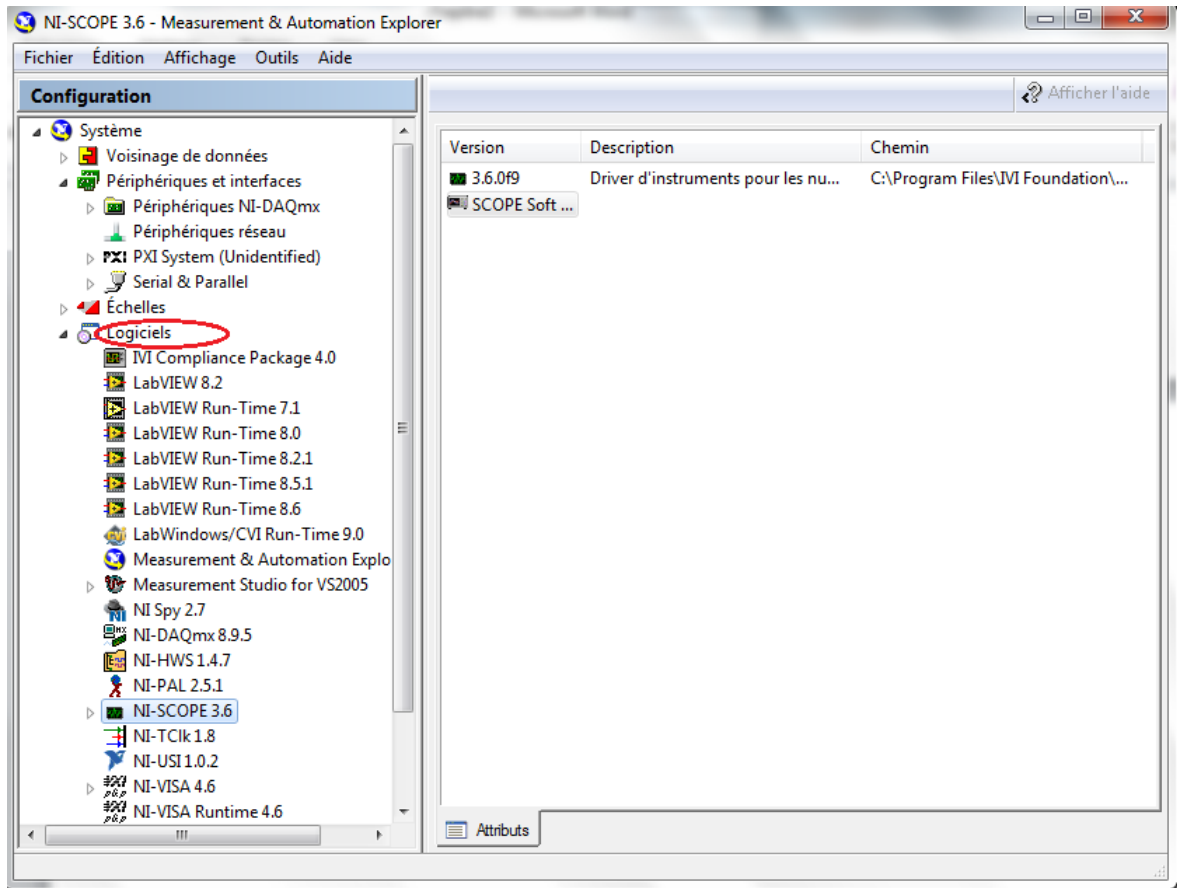


FIGURE 3.30 – Différents softwares de traitement

La carte est reliée aux PC à l'aide d'une -Express Card-, le câble de liaison avec la carte -Express Card- est illustrée par la figure 3.31.



FIGURE 3.31 – carte de liaison -Express Card-

Après avoir relié la carte, nous avons utilisé l'outil -NI-SCOPE-, le signal obtenu est centré autour de la fréquence intermédiaire 10.7MHz, le résultat de l'acquisition est montré dans la figure 3.32.

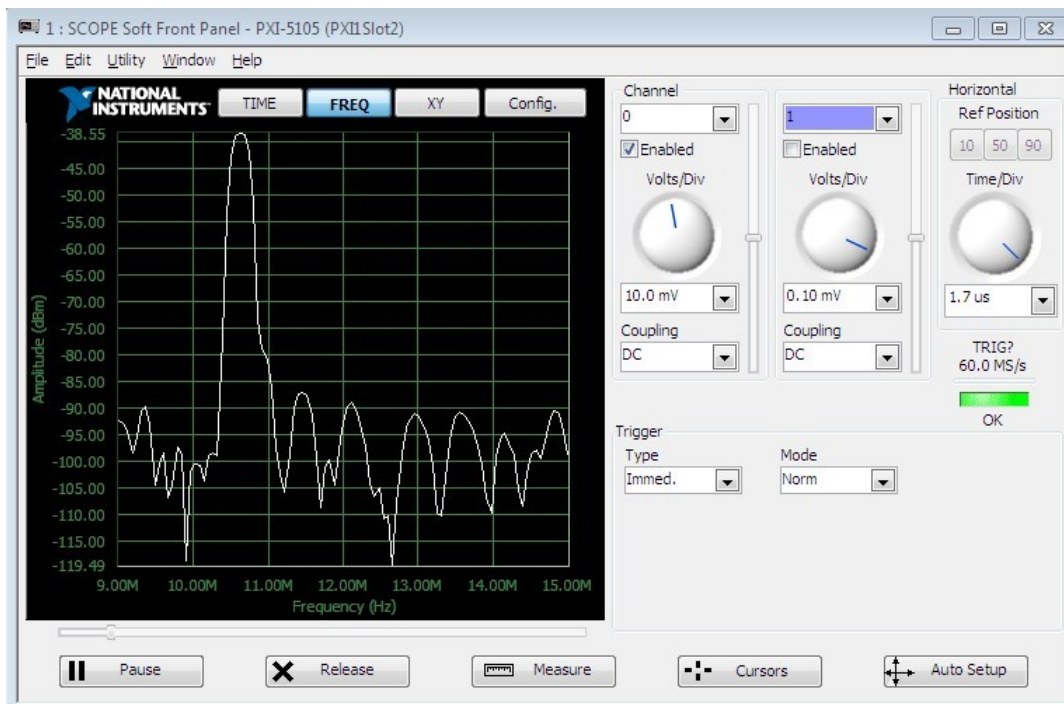


FIGURE 3.32 – Acquisition du signal par PC

On voit bien que le signal obtenu avec l'outil -NI-SCOPE- correspond parfaitement au spectre visualisé sur l'analyseur de spectre.

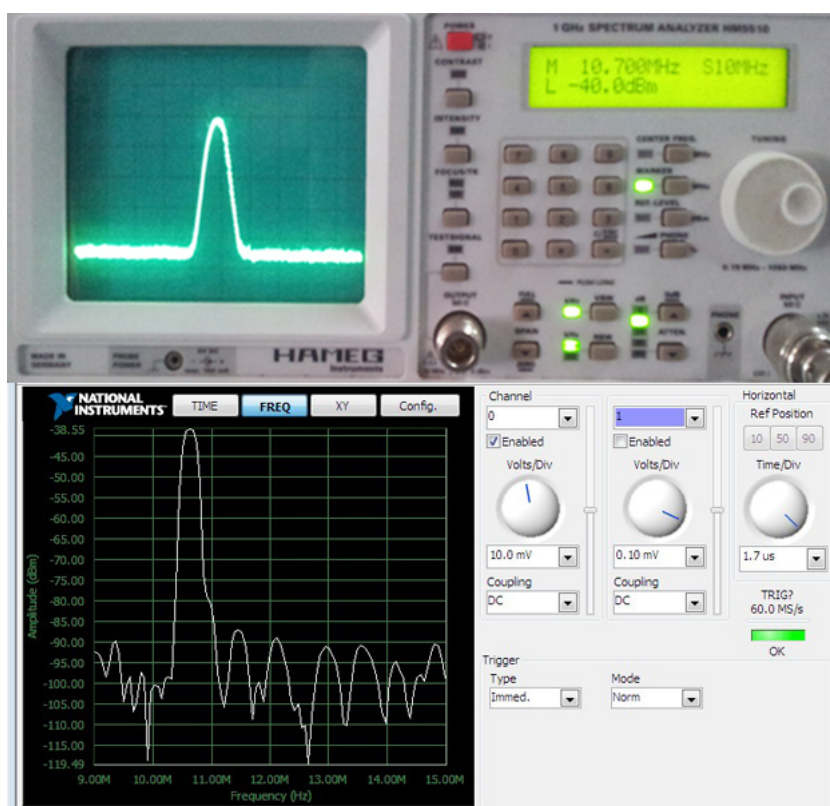


FIGURE 3.33 – correspondance du résultat

Pour faire l'acquisition et l'enregistrement du signal issu d'une seule voie on a utilisé un

exemple déjà présent dans la bibliothèque de LabView 8.2, l'exemple se nomme comme suit : - ni scope EX Save to file-HWS Low Level -single Channel -Stream -, Comme exemple on a fait l'acquisition et l'enregistrement de 100 millions d'échantillons comme le montre la figure 3.34.

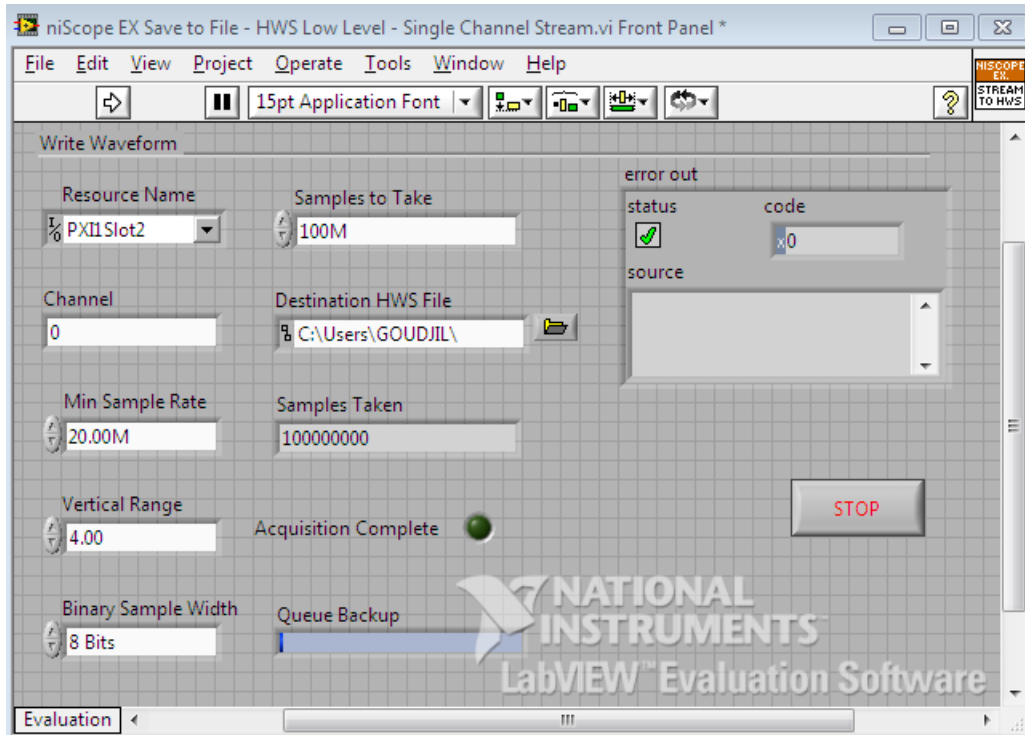


FIGURE 3.34 – Acquisition et enregistrement de 100 millions d'échantillons

Pour faire un traitement des échantillons obtenus sous Matlab il faut utiliser cette ligne de commande pour ouvrir les fichiers (format hws) obtenus sous LabView avec Matlab.

```
hdf5read('test.hws', '/wfm_group0/axes/axis1/data_vector/data');
```

Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la partie pratique de notre projet. Dans un premier lieu, la réalisation de la chaîne de réception. Ensuite, des essais et des mesures sur chaque étage constituant cette chaîne. De plus, des ajustements étaient nécessaires sur les composants du filtre RF passe bande et ainsi que les circuits d'adaptation afin d'assurer le filtrage des signaux indésirables à l'entrée de l'amplificateur faible bruit (LNA), et assurer le transfert maximal de la puissance entre les étages de la chaîne de réception.

Dans un second lieu, l'architecture de réception synchronisée de deux signaux provenant de deux antennes différentes a été réalisée. L'acquisition et l'enregistrement vers PC a permis par la suite, de vérifier le fonctionnement du récepteur et la synchronisation entre ces signaux.

Conclusion et perspectives

Le projet réalisé présente une introduction à un domaine très vaste qui est le domaine du « RF Design », en réalisant ce projet nous avons recueillis des connaissances et des méthodes de conceptions d'une chaîne de réception des ondes radiofréquences.

La méthode de travail utilisée à permis la réalisation d'un module de réception avec des bonnes performances en sortie.

En premier lieu les connaissances primordiales intervenant dans la conception des chaînes de réception ont été détaillées, en citera entre autre les filtres, l'amplificateur faible bruit, l'oscillateur local et le mélangeur.

L'élimination du bruit généré a été un but primordiale, pour cela la meilleure technique de soudure a été utilisée.

La simulation des différents blocs de la chaîne de réception a été faite à l'aide du logiciel de la compagnie Agilent qui se nomme ADS (Advanced Design System) qui nous permis de faire une étude globale du module ainsi que l'évaluation des performances.

La réalisation de la chaîne de réception a été le but recherché, l'originalité de ce travail réside dans le fait de que le module de réception à deux voies présente des performances élevés surtout dans le bloc destiné à l'amplification, le LNA(Low Noise Amplifier).

Après avoir testé la chaîne réception on s'est intéressé à l'acquisition et l'enregistrement du signal obtenu vers PC, pour cela on a utilisé la carte d'acquisition NI PXI 5105, les résultats obtenus avec l'analyseur de spectre correspondent parfaitement à ceux obtenus après acquisition vers PC à l'aide de l'outil NI-SCOPE.

La continuation de ce travail sera l'application des différentes méthodes fréquemment employé pour l'estimation de la direction d'arrivée en prenant des réflexions du signal émis sur une ou plusieurs cibles, ce qui en fera un système de radar passif.

La perspective d'avenir pour ce projet est la réalisation d'une chaîne de réception avec cinq antennes afin d'améliorer la qualité de réception et permettre l'estimation d'un plus grand nombre de sources, pour cela il faut créer un nouveau model sous le logiciel LabView permettant l'acquisition ainsi que l'enregistrement des 5 voies simultanément vers le PC, pour faire par la suite un traitement numérique sous Matlab.

Bibliographie

- [1] I. BURCIU , *Architecture de récepteurs radiofréquences dédiés au traitement bi-bande simultané*, Thèse doctorat-Institut National des Sciences Appliqué de Lyon-2010. 1.1.2, 1.1.3, 1.1.3, 1.2.2, 1.2.2, 1.2.4, 1.2.4
- [2] A. KARA OMAR, *Développement d'une Architecture de Communication Sans Fil pour les Réseaux de Capteurs dans le Domaine Aérospatial*, thèse Doctorat - Université de Toulouse-2011. 2, 1, 1
- [3] B. GILBERT, *A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 3, 1968. 2, 1.1.4
- [4] B. RAZAVI, *RF Microelectronics*, Prentice-Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Séries, 1998. 1.1.5, 1.2.1, 1.2.3
- [5] M. LOY, *Understanding and Enhancing Sensitivity in Receivers for Wireless Applications*, Technical Brief SWRA030, Texas Instruments, Mai 1999. 1.2.2
- [6] S. TRAVERSO, *transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour les systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence* , thèse de doctorat- Université de Cergy Pantoise, 2007. 1.2.1
- [7] M.ISBERG B.LINDQUIST and P.W.DENT, *A new approach to eliminate the DC offset in a TDMA direct conversion receiver*, The IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, Mai 1993. 1.2.2, 1.2.3
- [8] M.SHINAGAWA, Y.AKAZAWA et T.WAKIMOTO, *Jitter Analysis of High-Speed Sampling Systems*,IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 25, Février 1990. 1.2.4
- [9] M. GAUTIER, *Les récepteurs radiofréquences avancés* -Master SIC- ESA-Février 2010. 1.3.1, 1.3.1, 1.3.2
- [10] Jon B.HAGEN, *comprendre et utiliser l'électronique de Haute fréquence*,PUBLITRONIC- ELEKTOR, TRADUCTION : Bruno SAVORNIN. 2.1

- [11] A. LUZZATTO and G. SHIRAZI, *Wireless Transceiver Design*, Mastering the Design of Modern Wireless Equipment and Systems. Edition John Wiley and sons , Ltd, 2007. 1.1.5
- [12] M. POZAR, *Microwave and RF Design of wireless system*, Edition John Wiley and sons, Ltd, 2001. 1.1.5
- [13] [http ://www.changpuak.ch/electronics/](http://www.changpuak.ch/electronics/), accéder le 15-03-2013. 3.2.2

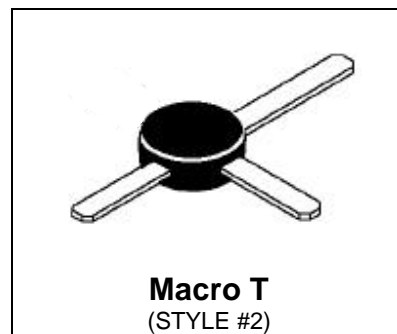
Annexe A

BFR90

**RF & MICROWAVE DISCRETE
LOW POWER TRANSISTORS**

Features

- High Current-Gain – Bandwidth Product, $f_T = 5.0$ GHz (typ) @ $I_C = 14$ mA
- Low Noise Figure – $NF = 2.4$ dB (typ) @ $f = 0.5$ GHz
- High Power Gain – $G_{max} = 18$ dB (typ) @ $f = 0.5$ GHz



DESCRIPTION: Designed primarily for use in high-gain, low noise, small-signal amplifiers. Also used in applications requiring fast switching times.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{case} = 25^{\circ}C$)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	15	Vdc
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	20	Vdc
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	3.0	Vdc
I_C	Collector Current	30	mA

Thermal Data

P_D	Total Device Dissipation @ $T_A = 60^{\circ}C$	180	mWatts
	Derate above $60^{\circ}C$	2.0	mW/ $^{\circ}C$

BFR90

ELECTRICAL SPECIFICATIONS (T_{case} = 25°C)

STATIC
 (off)

Symbol	Test Conditions	Value			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
BVCEO	Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1.0 mA _{dc} , I _B = 0)	15	-	-	V _{dc}
BVCB0	Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 0.1 mA _{dc} , I _E = 0)	20	-	-	V _{dc}
BVEBO	Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 0.1 mA _{dc} , I _C = 0)	3.0	-	-	V _{dc}
ICBO	Collector Cutoff Current (V _{CB} = 10 V _{dc} , V _{BE} = 0 V _{dc})	-	-	50	nA

(on)

HFE	DC Current Gain (I _C = 14 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc})	25	-	250	-
-----	---	----	---	-----	---

DYNAMIC

Symbol	Test Conditions	Value			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
F _{tau}	Current-Gain – Bandwidth Product (I _C = 14 mA, V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 0.5 GHz)	-	5.0	-	GHz
CCB	Output Capacitance (V _{CB} = 10 V _{dc} , I _E = 0, f = 1.0 MHz)	-	0.5	1.0	pF

BFR90

FUNCTIONAL

Symbol	Test Conditions	Value			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
NF	Noise Figure (IC = 2.0 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 0.5 GHz) (IC = 2.0 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 1.0 GHz)	- -	2.4 3.0	- -	dB
GNF	Power Gain at Optimum Noise Figure (IC = 2.0 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 0.5 GHz) (IC = 2.0 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 1.0 GHz)	- -	15 10	- -	dB
$ S_{21} ^2$	Insertion Gain (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 0.5 GHz) (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 1.0 GHz)	15	16 11	-	dB
MSG	Maximum Stable Gain (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 0.5 GHz) (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 1.0 GHz)	-	20 15	-	dB
$G_{U \max}$	Maximum Unilateral Gain (1) (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 0.5 GHz) (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 1.0 GHz)	-	18 12.5	-	dB

Table 1. Common Emitter S-Parameters, @ VCE = 10 V, IC = 14 mA

f (MHz)	S11		S21		S12		S22	
	S11	$\angle \phi$	S21	$\angle \phi$	S12	$\angle \phi$	S22	$\angle \phi$
100	0.382	-41	21.21	141	0.016	79	0.718	-9
200	0.282	-77	14.85	116	0.028	74	0.662	-18
300	0.217	-101	10.71	104	0.039	74	0.599	-20
500	0.162	-131	6.78	91	0.061	76	0.558	-24
700	0.140	-151	4.98	83	0.082	76	0.55	-28
800	0.135	-159	4.42	80	0.093	76	0.552	-29
1000	0.124	-176	3.59	74	0.117	75	0.553	-33

BFR90

RF Low Power PA, LNA, and General Purpose Discrete Selector Guide

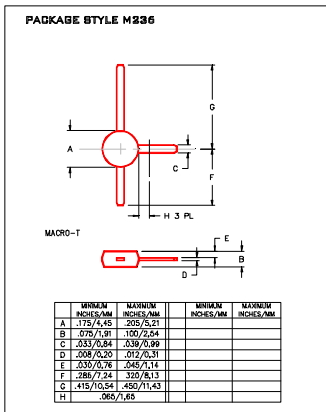
Package	Device	Type	GPE Freq (MHz)	Pout (watts)	GPE (dB)	Efficiency (%)	GPE VCC	BVCEO	IC max (mA)
SO-8	MRF4427, R2	NPN	175	0.15	18	60	12	20	400
TO-39	2N4427	NPN	175	1	10	50	12	20	400
POWER MACRO	MRF553	NPN	175	1.5	11.5	60	12.5	16	500
POWER MACRO	MRF553T	NPN	175	1.5	11.5	50	12.5	16	500
TO-39	MRF607	NPN	175	1.75	11.5	50	12.5	16	330
TO-39	2N6255	NPN	175	3	7.8	50	12.5	18	1000
TO-72	2N5179	NPN	200		20		6	12	50
MACRO X	MRF559	NPN	512	0.5	10	65	7.5	16	150
MACRO X	MRF559	NPN	512	0.5	13	60	12.5	16	150
TO-39	2N3866A	NPN	400	1	10	45	28	30	400
SO-8	MRF3866, R1, R2	NPN	400	1	10	45	28	30	400
POWER MACRO	MRF555	NPN	470	1.5	11	50	12.5	16	400
POWER MACRO	MRF555T	NPN	470	1.5	11	50	12.5	16	400
MACRO X	MRF559	NPN	870	0.5	6.5	70	7.5	16	150
MACRO X	MRF559	NPN	870	0.5	9.5	65	12.5	16	150
SO-8	MRF8372, R1, R2	NPN	870	0.75	8	55	12.5	16	200
POWER MACRO	MRF557	NPN	870	1.5	8	55	12.5	16	400
POWER MACRO	MRF557T	NPN	870	1.5	8	55	12.5	16	400

Package	Device	Type	Freq (MHz)	NF (dB)	NF IC (mA)	NF VCE	GN (dB)	Gu Max (dB)	Ftau (MHz)	Ccb (pF)	BVCEO	IC max (mA)
TO-39	2N5109	NPN	200	3	10	15		12	1200	3.5	20	400
TO-39	MRF5943C	NPN	200	3.4	30	15		11.4	1000		30	400
SO-8	MRF5943, R1, R2	NPN	200	3.4	30	15		15	1300		30	400
TO-72	2N5179	NPN	200	4.5	1.5	6		17	900	1	12	50
TO-72	2N2857	NPN	300	5.5	50	6		13	1600	1	15	40
TO-39	MRF517	NPN	300	7.5	50	15		5.5	4600	3	25	150
TO-72	MRF904	NPN	450	1.5	5	6		11	4000	1	15	30
TO-72	2N6304	NPN	450	5	2	5		14	1400	1	15	50
MACRO T	BFR91	NPN	500	1.9	2	5	11	16.5	5000	1	12	35
MACRO T	BFR96	NPN	500	2	10	10		14.5	500	2.6	15	100
SO-8	MRF5812, R1, R2	NPN	500	2	50	10	15.5	17.8	5000		15	200
MACRO X	MRF581A	NPN	500	2	50	10	14	15	5000		15	200
Macro	BFR90	NPN	500	2.4	2	10	15	18	5000	1	15	30
TO-72	BFY90	NPN	500	2.5	2	5		20	1300		15	50
TO-72	MRF914	NPN	500	2.5	5	10		15	4500		12	40
MACRO X	MRF581	NPN	500	2.5	50	10	15	17.8	5000		16	200
MACRO T	MRF586	NPN	500	3	90	15	11	14.5	4500	2.2	17	200
MACRO X	MRF951	NPN	1000	1.3	5	6	14	17	8000	0.45	10	100
MACRO X	MRF571	NPN	1000	1.5	10	6	10		8000	1	10	70
MACRO T	BFR91	NPN	1000	2.5	2	5	8	11	5000	1	12	35
MACRO T	BFR90	NPN	1000	3	2	10	10	12.5	5000	1	15	30
TO-39	MRF545	PNP						14	1400	2	70	400
TO-39	MRF544	NPN						13.5	1500		70	400

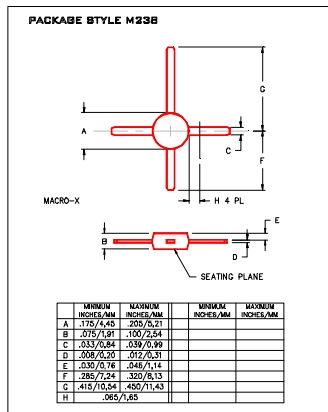
RF (Low Power PA / General Purpose) Selection Guide

RF (LNA / General Purpose) Selection Guide

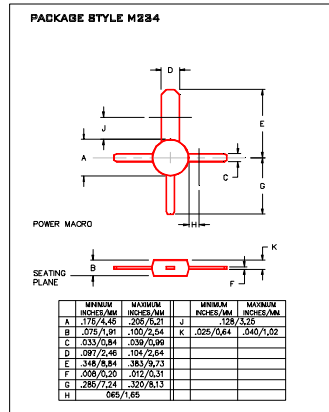
Low Cost RF Plastic Package Options



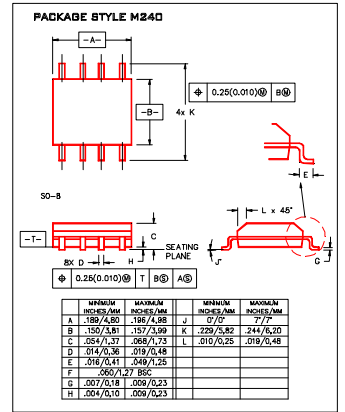
Macro T



Macro X



Power Macro

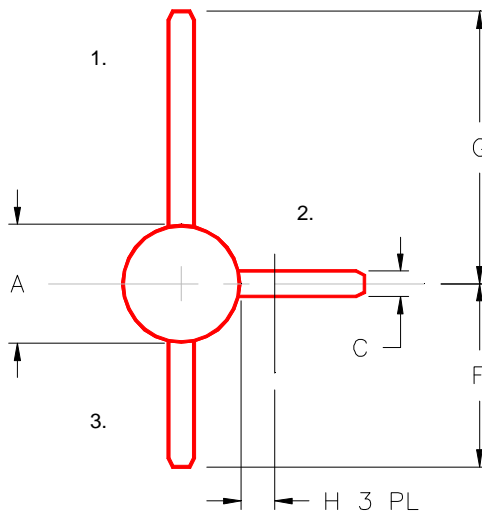


SO-8

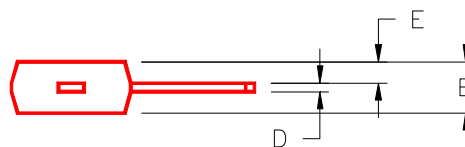
BFR90

PACKAGE STYLE M236

PIN 1. COLLECTOR
 2. EMITTER
 3. BASE



MACRO-T



	MINIMUM INCHES/MM	MAXIMUM INCHES/MM		MINIMUM INCHES/MM	MAXIMUM INCHES/MM
A	.175/4,45	.205/5,21			
B	.075/1,91	.100/2,54			
C	.033/0,84	.039/0,99			
D	.008/0,20	.012/0,31			
E	.030/0,76	.045/1,14			
F	.285/7,24	.320/8,13			
G	.415/10,54	.450/11,43			
H	.065/1,65				