

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

École Nationale Polytechnique



Département d'Électronique

Mémoire de Master

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Électronique

THÈME :

Stratégie de conception d'un amplificateur faible bruit LNA

Travail réalisé par :

Abdelhak GOUDJIL

Soutenu publiquement le 19 Juin devant le jury composé de :

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

PROMOTION JUIN 2013

Remerciements

Premièrement, j'adresse mes remerciements les plus sincères à mon directeur de mémoire Dr. M.ADNANE, Pour les conseils avisés qu'il m'a toujours prodigué, pour les connaissances dont il m'a fait bénéficier, son suivi attentif et pour son aide, ses conseils et directives et pour son dévouement, et son confiance qui m'a été très précieuse. Mais aussi je tiens à le remercier pour m'avoir fait l'honneur de m'encadrer.

Je tiens à remercier Monsieur M.TRABELSI, d'avoir accepté de présider le jury.

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

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

Enfin, mes remerciements vont à toute personne ayant contribué, de près ou de loin, à réaliser ce travail.

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

ملخص:

يعتبر المكبر منخفض الضوضاء عنصرا رئيسيا في جميع اجهزة الاستقبال الراديوية ونظم الاتصالات، لأنه يقوم بتكبير مستوى الإشارة من دون إضافة الكثير من الضوضاء من اجل معالجة صحيحة فيما بعد. الهدف من هذه الأطروحة هو اجراء دراسة وتقديم استراتيجية لتصميم مكبر منخفض الضوضاء. كلمات مفتاحية: مكبر منخفض الضوضاء، ترددات راديوية، استقرار، التغير الخطي.

Résumé

L'amplificateur faible bruit LNA (Low Noise amplifier) est un élément clef dans les récepteurs radiofréquences et tous les systèmes de communications. En effet, il doit amener le signal utile à un niveau tel qu'il puisse être correctement traité par l'architecture en aval sans lui ajouter trop de bruit qui perturberait le traitement.

L'objectif de ce mémoire est de faire une étude sur la conception d'un amplificateur faible bruit, et présenter une stratégie de conception, afin de l'exploiter dans la réalisation des récepteur radiofréquences.

Mots clés : Amplificateur faible bruit, LNA, radiofréquence, figure de bruit, adaptation, stabilité, linéarité.

Abstract

Low Noise Amplifiers are key components in the front-end receivers of nearly every communication System. It must bring the useful signal to a level such as it can be correctly treated by architecture without adding too much noise.

The objective of this thesis is to make a study on the design of a Low Noise amplifier, and to present a design strategy, in order to exploit it in the realization of a front-end receiver..

Keywords : Low noise amplifier, LNA, radiofrequency, noise figure, stability, impedance matching, linearity.

Table des matières

Remerciements	i
Dédicace	ii
Résumé	iii
Introduction	1
1 Les systèmes de transmission	2
1.1 Architecture des systèmes de transmission	3
1.1.1 Architecture des systèmes d'émission	3
1.1.2 Architecture des systèmes de réception	4
1.2 Éléments de base d'un récepteur radiofréquence	5
1.2.1 Les antennes	5
1.2.2 Filtre RF et FI	7
1.2.3 Les amplificateurs faible bruit	7
1.2.4 Les mélangeurs	9
1.2.5 L'oscillateur local	15
2 Architecture des LNA	19
2.1 Amplificateur à terminaison résistive	19
2.2 Amplificateur à contre-réaction résistive	20
2.3 Amplificateur à terminaison en $1/g_m$	21
2.4 Amplificateur à dégénérescence inductive	22
3 Stratégie de conception d'un LNA	24
3.1 Les spécifications ciblées	25
3.1.1 Le gain	25
3.1.2 Facteur de bruit	26

3.1.3	Stabilité	28
3.1.4	Linéarité	31
3.1.5	La fréquence centrale et la bande passante	34
3.1.6	La dynamique	35
3.2	Sélection du composant actif (transistor)	35
3.2.1	Les paramètres S d'un transistor RF	35
3.3	Conception de circuit d'adaptation	38
Conclusion Générale		40

Table des figures

1.1	Architecture d'un système de transmission	3
1.2	Synoptique d'un émetteur	4
1.3	Architecture d'un système de réception	5
1.4	Diagramme d'un amplificateur RF	8
1.5	Point de compression à 1 dB	11
1.6	point d'intermodulation d'ordre 3	12
1.7	a) Mélangeur simplement équilibré b) Mélangeur doublement équilibré . .	14
1.8	Les trois étages d'une cellule de Gilbert	15
1.9	Configurations d'oscillateurs a)Colpitts b)Hartley	16
1.10	Pureté spectrale des oscillateurs	16
1.11	Bruit de phase d'un oscillateur	17
2.1	Amplificateur à terminaison résistive	20
2.2	LNA à contre-réaction résistive	21
2.3	Amplificateur à terminaison en $1/g_m$	22
2.4	Amplificateur à dégénérescence inductive	23
3.1	Les éléments critiques d'un LNA	25
3.2	LNA connecté aux ses deux bornes	29
3.3	region de stabilité en gris dans le plan Γ_L , à droite $S_{11} < 1$ à gauche $S_{11} > 1$	31
3.4	region de stabilité en gris dans le plan Γ_S , à droite $S_{22} < 1$ à gauche $S_{22} > 1$	31
3.5	point de compression à -1dB	32
3.6	Illustration du caractère gênant en RF de l'IM3	33
3.7	Tracé de l'IP3 d'un système non linéaire.	34
3.8	illustration de la bande passante et la fréquence centrale	35
3.9	circuit à transistor et les ondes stationnaires propageant	35
3.10	(a)LNA à émetteur commun - (b) LNA à base commune	37

Introduction

L'amplificateur faible bruit ou LNA (Low Noise Amplifier) est un élément critique dans les systèmes de transmission RF. Il est présent pratiquement à n'importe quel chaîne de réception, Placé en tête de celle-ci, 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. Sa linéarité, sa sélectivité, sa stabilité, requièrent une conception très fine.

L'objectif de ce mémoire est de faire la conception d'un amplificateur faible bruit LNA, destiné aux systèmes radiofréquence, pour ce faire j'ai divisé ce travail en trois chapitres, dans le premier chapitre j'ai fait l'étude de chaque bloc d'un système de transmission, en introduisant les caractéristiques qui décrivent les performances de chaque bloc,

Le second chapitre, après avoir introduit les systèmes de transmission, j'aborde les architecture et topologies des LNA, en présentant leurs caractéristiques et performances en termes de facteur de bruit et gain de chaque architecture.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté une stratégie de conception d'un amplificateur à faible bruit LNA, en commençant par les spécifications ciblé jusqu'à ce qu'on arrive à la conception des circuits d'adaptations qui sont liés au gain parce que pour amplifier un signal, il convient d'abord de le récupérer correctement. Alors, les conditions dites d'adaptation d'impédance assurant un maximum de transfert de puissance de la source vers la charge.

Chapitre 1

Les systèmes de transmission

Introduction

Ce premier chapitre détaille les structures des modules de transmission afin d'en extraire les blocs élémentaires.

Un état de l'art bibliographique est alors réalisé pour les Architectures des systèmes d'émission, Architecture des systèmes de réception, Éléments de base d'un récepteur radiofréquence et Evolution des structures de réception.

Son objet est d'obtenir une vision claire des schémas utilisées aujourd'hui et des méthodes ayant permis leur conception.

1.1 Architecture des systèmes de transmission

L'information issue d'une source est transmise via un émetteur dans un CANAL de transmission (atmosphère, ligne électrique, fibre optique...). Un autre utilisateur va récupérer sur le canal, grâce à un récepteur, le signal transmis auquel se seront superposés des parasites : bruit ou perturbations.

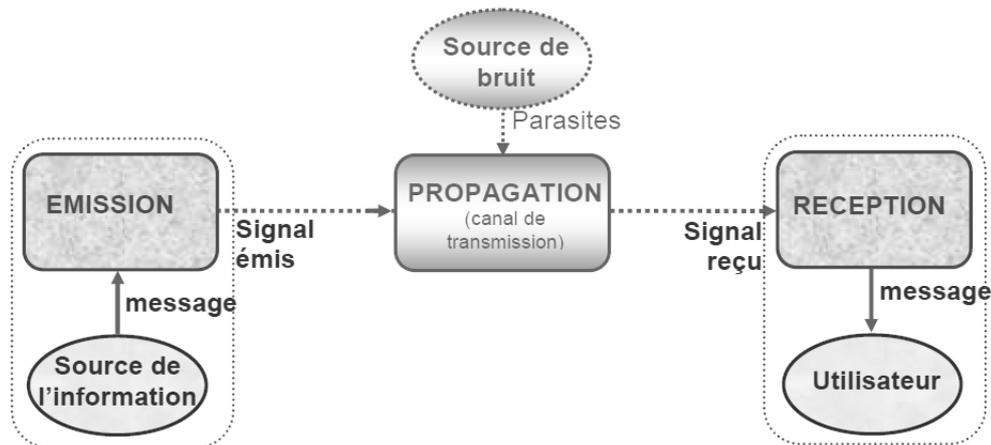


FIGURE 1.1 – Architecture d'un système de transmission

1.1.1 Architecture des systèmes d'émission

La transmission d'une information peut être scindée en quatre étapes [1]

- le conditionnement : c'est une mise en forme du signal initial afin de compenser les perturbations prévisibles qui pourraient être introduites par le reste de la chaîne (par exemple, la préaccentuation en modulation de fréquence).
- la transposition de fréquence : le signal est transposé sur un médium qui assure son transport dans le milieu donné. Le médium sera la lumière pour une fibre optique ou un signal électromagnétique HF pour une transmission dans l'espace. Le signal porteur est généré par un synthétiseur de fréquence construit autour d'un oscillateur à fréquence variable (VFO – Variable Frequency Oscillator). Le signal généré par ce synthétiseur peut en général se caractériser par une amplitude et une phase. Ce signal peut se moduler en rendant l'une ou l'autre de ces caractéristiques dépendante(s) du signal porteur d'information, et ce de façon non exclusive.
- le filtrage : le signal une fois transposé doit être filtré. Cette étape est d'autant plus cruciale que la bande est saturée ou que de forts perturbateurs sont présents. Ce filtre de bande permet de respecter le gabarit souvent imposé par des normes

(par exemple celles de l'ETSI European Telecommunications Standards Institute - concernant la téléphonie mobile).

- l'amplification de puissance : elle fournit une puissance suffisante pour la transmission du signal dans les conditions requises. En règle générale, une boucle de régulation en puissance permet de maintenir le niveau d'émission indépendant des données d'entrée si besoin ou pour éviter les pics destructeurs.

Un système de transmission global peut alors être mis sous la forme synoptique de la figure 1.2.

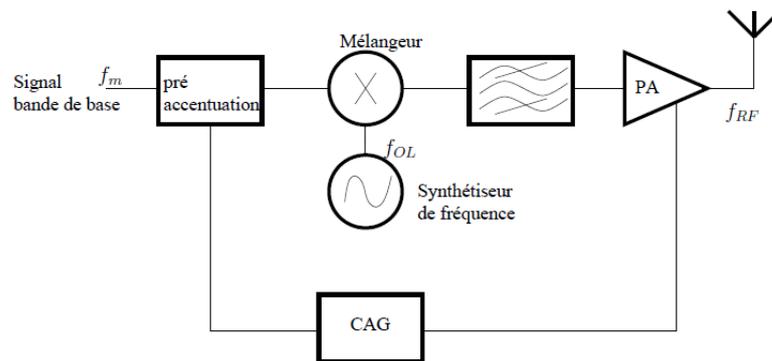


FIGURE 1.2 – Synoptique d'un émetteur

Un seul ensemble mélangeur-synthétiseur (émission homodyne) a été représenté alors qu'il peut en exister plusieurs si cela facilite les conditions de réalisation, par exemple la transposition en fréquence du signal bande de base en deux étapes à l'aide de deux ensembles mélangeur-synthétiseur (émission hétérodyne).

1.1.2 Architecture des systèmes de réception

En règle générale, le signal capté par l'antenne ne contient pas uniquement l'information intéressante. Celle-ci est la plupart du temps noyée dans un mélange de bruit et d'autres signaux inutiles à l'application considérée. Il convient alors d'amplifier le signal utile et de préserver le système, au maximum du bruit, des non-linéarités du récepteur ou des signaux parasites. Pour cela on utilise un filtre passe bande à l'entrée de la chaîne de réception suivi par un amplificateur à faible bruit (LNA - Low Noise Amplifier) Le signal utile ainsi isolé doit être ramené autour d'une fréquence en bande de base permettant son traitement numérique. Un système de réception global peut alors être mis sous la forme synoptique de la figure 1.3.

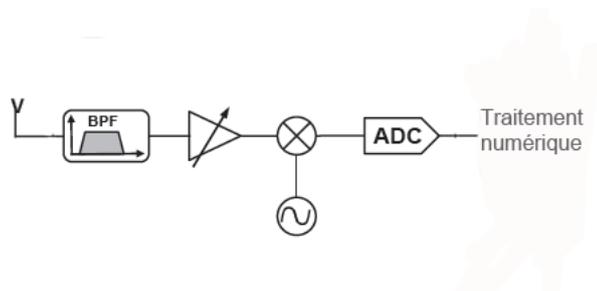


FIGURE 1.3 – Architecture d'un système de réception

1.2 Éléments de base d'un récepteur radiofréquence

1.2.1 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 (θ , α) 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 polarisation 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

$$P_n = K T_a B \quad (1.2)$$

K est la constante de Boltzmann.

T_a est la température équivalente de bruit.

B est la largeur de la bande de fréquence utile.

1.2.2 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).[3]

1.2.3 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 chaine 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 chaine a partir de la formule de FRIIS

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

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.[3]. 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 1.4 présente un diagramme d'un amplificateur RF avec tous les paramètres qui le spécifient. D'après la figure, 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.

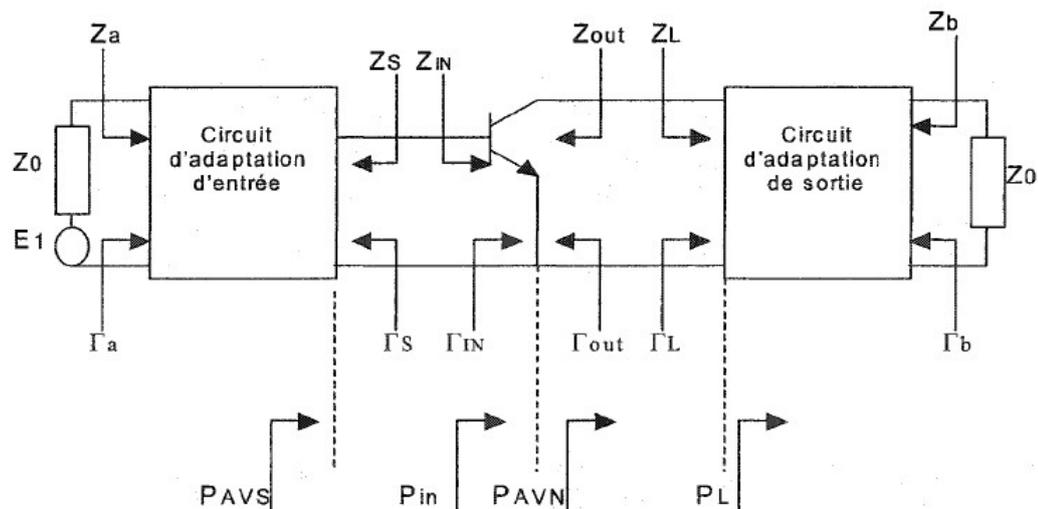


FIGURE 1.4 – Diagramme d'un amplificateur RF

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} .

1.2.4 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 bassante

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 1.5 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 qu'est représenté par la ligne en pointillé en fonction de la puissance d'entrée du mélangeur (figure -a) ou la diminution de 1dB du gain de conversion en fonction de de la puissance d'entrée (figure -b).

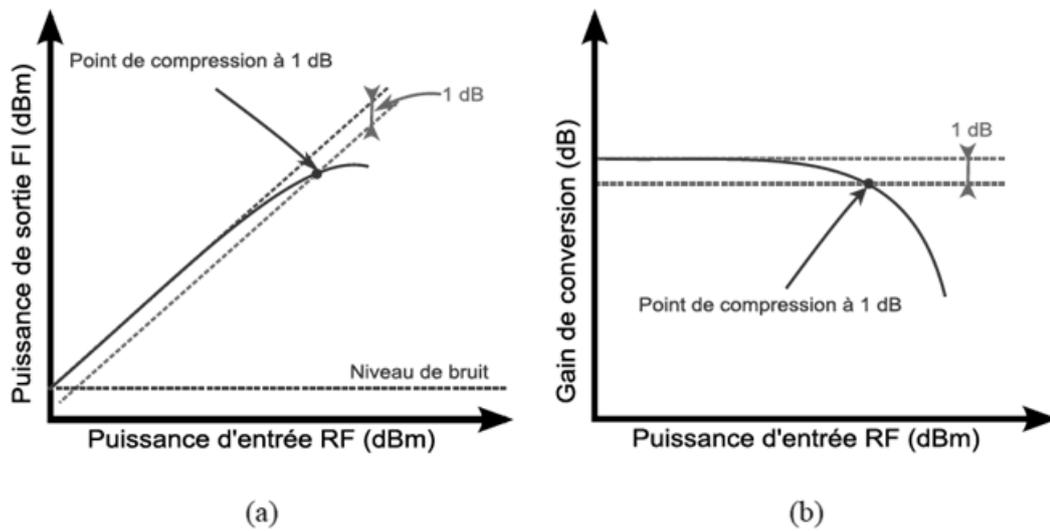


FIGURE 1.5 – Point de compression à 1 dB

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 1.6 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].

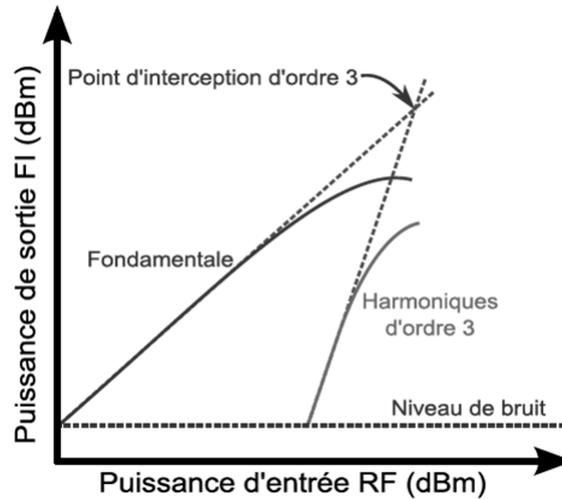


FIGURE 1.6 – point d’intermodulation d’ordre 3

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-).[4].

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 1.7-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.

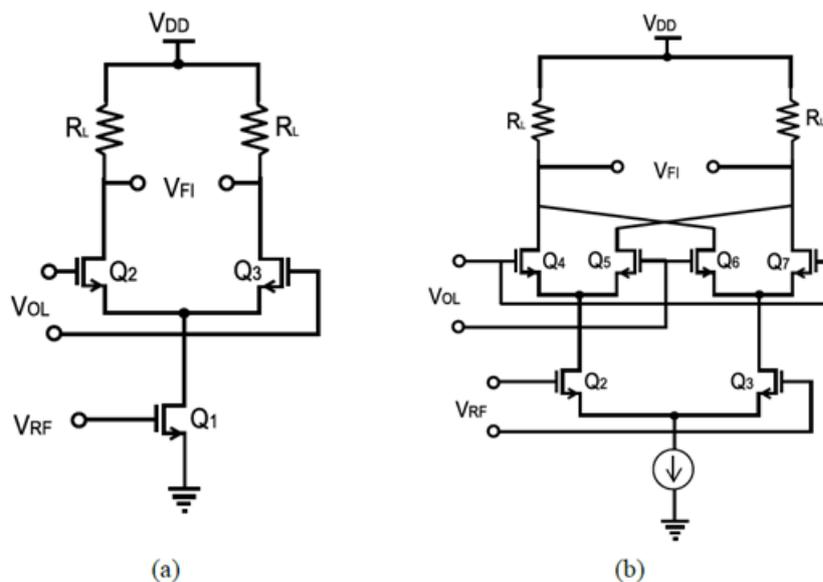


FIGURE 1.7 – a) Mélangeur simplement équilibré b) Mélangeur doublement équilibré

Dans le cas de la topologie doublement équilibrée, les accès aux entrées OL et FI sont structurés en mode différentiel (figure 1.7.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.[4]. Les trois étages constituant la cellule de Gilbert sont : l'étage IF, l'étage de commutation et l'étage RF. La figure 1.8 montre ces trois étages.

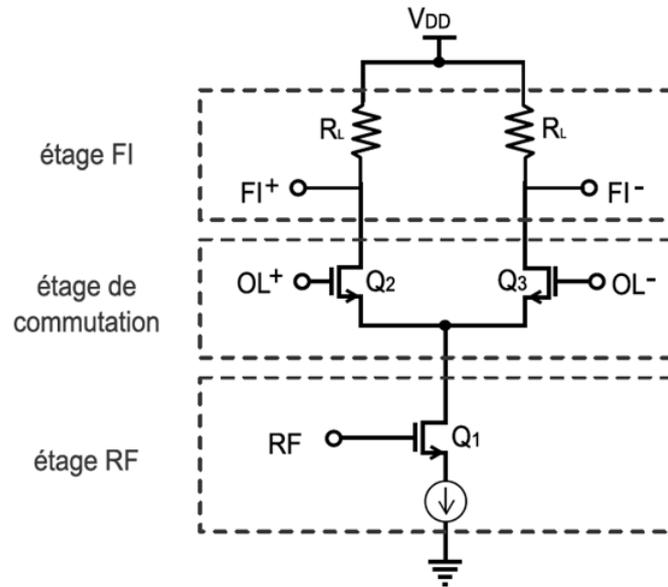


FIGURE 1.8 – Les trois étages d’une cellule de Gilbert

1.2.5 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[5].

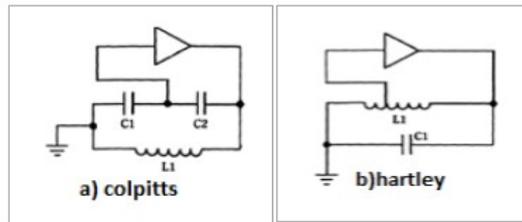


FIGURE 1.9 – Configurations d’oscillateurs a)Colpitts b)Hartley

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 1.10-a, illustre une bonne pureté de l’oscillateur, tandis que lorsque les amplitudes des secondes harmoniques sont importantes, on aura une mauvaise pureté (figure 1.10-b).

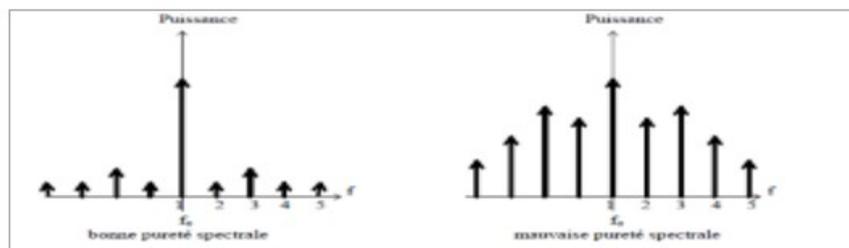


FIGURE 1.10 – Pureté spectrale des oscillateurs

- **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.

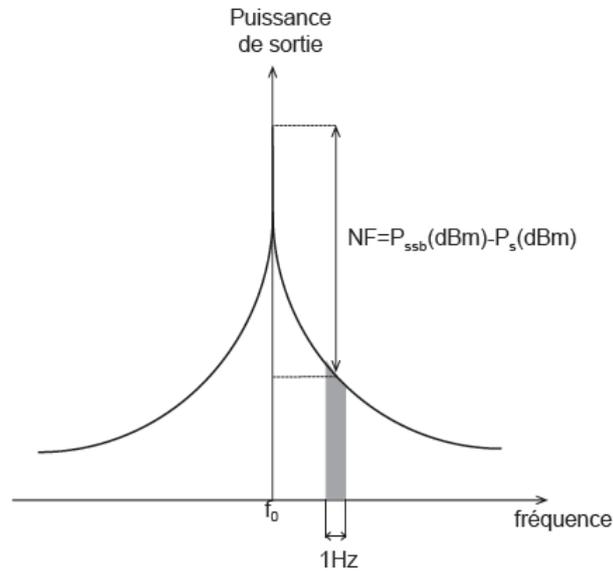


FIGURE 1.11 – Bruit de phase d'un oscillateur

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.[13] [14].

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les principaux éléments constituant un système de transmission. Leurs rôles ainsi que leurs caractéristiques, nous avons commencé par l'antenne jusqu'à l'oscillateur local, en passant par l'amplificateur faible bruit, le filtre d'entrée, le filtre FI et le mélangeur.

On a vu que les filtres permettent de sélectionner le canal souhaité et d'éliminer les signaux indésirables.

Le LNA doit assurer une première amplification du signal en introduisant le minimum de bruit possible et un niveau de linéarité acceptable.

Le mélangeur quant à lui doit englober les meilleures performances, en termes d'isolation, de gain de conversion, et d'IP3, afin d'assurer la fonction de transposition de fréquences la plus convenable.

L'oscillateur local, présentant un rôle primordial dans l'opération de mélange, doit délivrer une raie la plus parfaite possible.

Chapitre 2

Architecture des LNA

Introduction

Il existe plusieurs familles d'amplificateur faible bruit (LNA) dédiés aux radiofréquences. Elles se caractérisent essentiellement par leur gain, leur figure de bruit et leur consommation en puissance.

Elles sont définies suivant le type d'impédance d'entrée qu'elles présentent. En effet, l'adaptation d'impédance en entrée est essentielle pour un LNA afin d'obtenir un meilleur compromis entre figure de bruit et gain[4].

Elles peuvent se classer en quatre grands types d'architectures et ce, quelle que soit la technologie employée, qui sont :

- à terminaison résistive
- à terminaison en $1/g_m$
- à bouclage par shunt
- à dégénérescence inductive

La simplicité du schéma des LNA ne doit pas faire oublier que sa réalisation n'est pas dissociable de celle de ses éléments constitutifs. La structure la plus adaptée à un besoin doit donc être recherchée, tant en terme de performances que de place occupée ou encore de reproductibilité.

2.1 Amplificateur à terminaison résistive

Cette architecture à terminaison résistive réalise son adaptation d'impédance d'entrée, généralement 50Ω , par l'intermédiaire d'une résistance comme l'illustre la figure 2.1.

Dans le cas de l'utilisation des transistors MOS, il est alors nécessaire de travailler à des fréquences telles que la capacité grille-source C_{gs} ait une influence négligeable. L'utilisation de cette topologie est donc limitée vis-à-vis de la fréquence de fonctionnement ($f_0 \leq 1GHz$).[4]

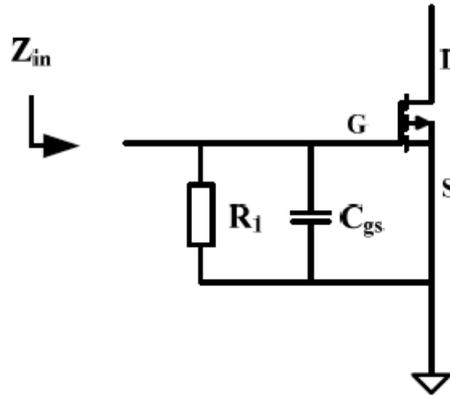


FIGURE 2.1 – Amplificateur à terminaison résistive

D'autre part, l'adaptation d'impédance par l'intermédiaire d'une entrée résistive va contribuer lourdement à la dégradation de la figure de bruit de ce type d'amplificateur du fait du bruit thermique résultant de cette résistance. Cette topologie présente donc une figure de bruit assez élevée. Du fait de cette faiblesse et de sa limitation en fréquence, cette topologie a été très peu utilisée.

2.2 Amplificateur à contre-réaction résistive

La figure 2.2 illustre la topologie d'un amplificateur faible bruit à contre-réaction résistive. Comme le LNA à tenninaison résistive, celui à contre-réaction résistive, il présente une impédance résistive, R_{RF} et R_L constituent le circuit de contre-réaction. Néanmoins, cette topologie présente de fortes carences du point de vue de la figure de bruit. En effet, elle utilise :

- Un amplificateur large bande qui intègre le bruit sur une grande bande de fréquences
- Des résistances qui vont apporter du bruit thermique
- Une structure à contre-réaction qui ramène le bruit généré par les résistances en entrée et qui va donc être amplifié.

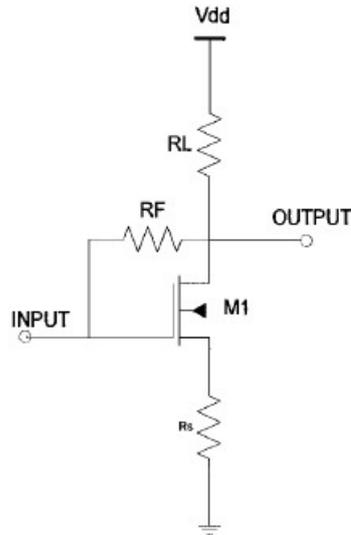


FIGURE 2.2 – LNA à contre-réaction résistive

De part ces aspects, ce type d'amplificateur est bruyant. La figure de bruit de cette topologie peut atteindre les 7,5dB. D'autre part, le gain large bande s'accompagne d'une consommation importante, dépassant largement les 10mW, ne permettant pas à cette architecture de répondre aux attentes de faible consommation liées à plusieurs application.[4] Enfin, l'association de la résistance R_1 avec la capacité générée entre le drain et la source de transistor va créer un filtre « RC » et donc un pôle coupure réduisant la fréquence de fonctionnement de cette topologie. La création de ce pôle constitue une limitation supplémentaire.

2.3 Amplificateur à terminaison en $1/g_m$

C'est la topologie la mieux adaptée à l'intégration car l'adaptation d'impédance d'entrée est réalisée par l'intermédiaire de la transconductance du premier étage. C'est-à-dire réalise son adaptation d'impédance d'entrée non résistive, d'où l'absence d'une source de bruit thermique, la figure 2.3 illustre la topologie d'amplificateur à terminaison en $1/g_m$.

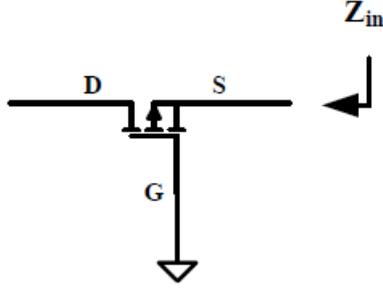


FIGURE 2.3 – Amplificateur à terminaison en $1/g_m$

Généralement l'impédance d'entrée est de 50Ω ce qui donne :

$$\frac{1}{g_m} = 50\Omega \quad (2.1)$$

soit $g_m = 20mS$, g_m étant la transconductance du premier étage. Cette architecture n'utilise donc pas de composant externe généralement difficile à intégrer.

Cependant, le fait d'adapter l'impédance d'entrée par la transconductance s'avère un inconvénient car, dans le même temps, la consommation est fixée. La figure de bruit de cette topologie est généralement supérieure à 3 dB, ce qui est pour certaines applications trop élevée. Ce circuit peut aussi fournir de bonnes performances en termes de linéarité, bien que celles-ci soit limitées par le type d'adaptation. Ainsi, l'IIP3 pour cette architecture peut atteindre $-21dBm$. [6].

2.4 Amplificateur à dégénérescence inductive

L'architecture de ce type d'amplificateur est présentée à la figure 2.4, c'est la topologie la plus étudiée et la plus performante des LNA en termes de figure de bruit. L'adaptation d'impédance est réalisée par l'intermédiaire de l'inductance L_g qui vient annuler la capacité C_{gs} à la fréquence de fonctionnement dans le cas de l'utilisation des transistors MOS. De telle sorte qu'à cette fréquence, l'impédance d'entrée est égale à :

$$Z_{in} = \omega_t L_s = R_s \quad (2.2)$$

avec ω_t égale au rapport $\frac{g_m}{C_{gs}}$. A la fréquence f_0 , L_s est vue comme une impédance réelle et est donc calculée afin d'être adaptée à 50Ω à l'aide de l'équation précédente.

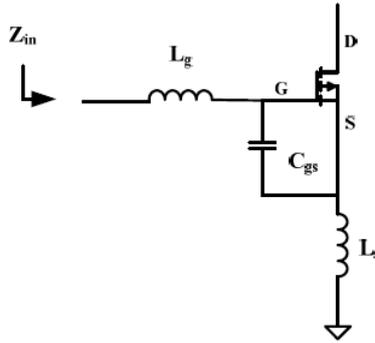


FIGURE 2.4 – Amplificateur à dégénérescence inductive

Cette topologie est en plein essor depuis le début des années 2000 du fait de l'amélioration de la qualité des inductances et de la possibilité de leur intégration avec l'apparition de nouvelles technologies. Ce type d'amplificateur est intéressant car il est possible d'obtenir une figure de bruit inférieure à 3 dB.[7] [8].

Le LNA à dégénérescence inductive permet donc de fournir de bonnes performances-tout en étant adapté à des applications basse-tension et faible consommation . Cependant, les inductances intégrées sont très encombrantes, ce qui induit des coûts plus élevés et constitue donc la limite de cette architecture.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les architectures des LNA utilisées dans les systèmes radiofréquence et leurs caractéristiques, les architectures de LNA à terminaison en $1/g_m$ et inductance dégénérative, sont les meilleures candidates, pour les systèmes à larges bandes, en vue de l'obtention des critères de performances alliant un facteur de qualité faible et un gain élevé

Chapitre 3

Stratégie de conception d'un LNA

Introduction

L'amplificateur à faible bruit ou LNA (Low Noise Amplifier) constitue l'amplificateur de tête de la chaîne de réception. Il est placé juste après le filtre de sélection du canal, les performances requises pour cet amplificateur sont très sévères. En effet, le LNA doit pouvoir traiter l'information directement à l'issue de l'antenne qui est généralement d'un niveau très faible. En fonction de la puissance transmise et de la portée de l'application, elle peut atteindre un niveau de quelques microvolts tout en étant très bruitée.[9].

Afin de traiter correctement cette information, le LNA doit donc :

- Amplifier le signal reçu.
- Générer peu de bruit.
- Être le plus linéaire possible.

La première chose à faire lors de la conception d'un amplificateur est de choisir un composant ayant des performances en bruit et en gain appropriées à l'application finale dans laquelle il sera utilisé. La conception d'un LNA doit donc assurer un meilleur compromis entre le facteur de bruit et le gain.

Toutefois dans la conception d'un LNA large bande et faible bruit nous garderons en ligne de mire les éléments critiques de la figure 3.1.

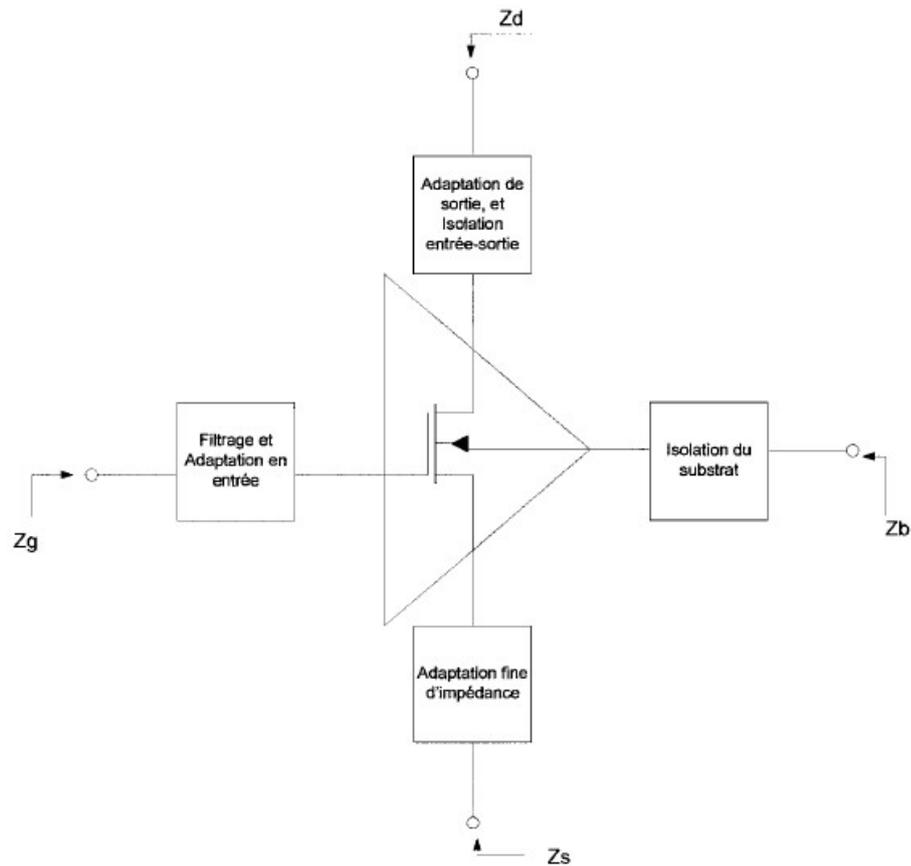


FIGURE 3.1 – Les éléments critiques d'un LNA

3.1 Les spécifications ciblées

Le LNA, s'il possède un gain suffisant, est le contributeur majoritaire en bruit de la chaîne de réception. Les caractéristiques généralement observées lors de la conception d'un LNA sont :

- Le gain
- Facteur de bruit
- La fréquence centrale
- Stabilité
- Linéarité

3.1.1 Le gain

Le gain d'un dispositif est sa capacité d'amplifier l'amplitude ou la puissance du signal d'entrée. Il est défini comme étant le rapport entre le signal de sortie sur le signal d'entrée, il est souvent mentionné en décibels.

Par exemple le gain en tension est défini par :

$$G_{tension} = 20 \log\left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right) \quad (3.1)$$

Le gain en puissance est généralement défini comme étant le rapport entre la puissance qu'est réellement fournie à la charge sur la puissance qui est réellement fournie par la source, Cependant, cette définition n'est pas entièrement appropriée et elle est difficile à mesurer puisqu'il est alternativement difficile à quantifier l'impédance interne de la source. Pour cette raison, autres spécification et donc des définitions plus utiles ont été évolués.

Le gain en puissance transducique (Transducer Gain), Il est défini comme étant le rapport entre la puissance délivrée à la charge et la puissance maximum disponible délivré par la source, on note ce gain par G_T

Le gain en puissance disponible (Available Power Gain,) Il est défini comme étant le rapport entre la puissance maximum disponible à la charge sur la puissance maximum disponible aux bornes de la source, dans ce cas l'amplificateur est adapté à l'entrée et à la sortie, on note ce gain par G_A

3.1.2 Facteur de bruit

Tout les systèmes de communication sont affectés par les bruits externes et internes qui limitent ses performances. Pour concevoir et prédire les performances d'un amplificateur à faible bruit il est impératif de bien maîtriser toutes les notions de bruit et de facteur de bruit.

Le consortium IEEE définit le bruit comme l'ensemble de toutes les perturbations indésirables qui se superposent au signal utile et ont tendance à masquer son contenu.

En radiofréquence, ce n'est pas la quantification pure du bruit mais son niveau par rapport au signal utile qui nous intéresse. C'est pourquoi on détermine le paramètre de bruit d'un circuit au moyen de ce que l'on appelle le figure de bruit (ou NF noise figure).

Ce dernier se définit à partir du facteur de bruit F qui est le quotient du rapport signal sur bruit en entrée par le rapport signal sur bruit en sortie et s'exprime comme suit :

$$F = \frac{\frac{P_e}{N_e}}{\frac{P_s}{N_s}} \quad (3.2)$$

avec :

- P_e puissance du signal à l'entrée
- P_s puissance du signal à la sortie
- N_e la puissance de bruit à l'entrée
- N_s la puissance de bruit à la sortie

Figure de bruit

Le figure de bruit est exprimés de dB, il est donnée par :

$$NF = 10\log(F) \quad (3.3)$$

On a déjà défini le gain comme étant

$$G = \frac{P_s}{P_e} \quad (3.4)$$

ce qui donne

$$F = \frac{N_s}{GN_e} \quad (3.5)$$

et d'autre part on a :

$$N_s = GN_e + N_Q \quad (3.6)$$

avec N_Q est la puissance de bruit produite par l'amplificateur. D'où

$$F = 1 + \frac{N_Q}{GN_e} \quad (3.7)$$

$\frac{N_Q}{G}$ désigne la puissance de bruit interne de l'amplificateur ramenée en entrée, on la note N_r . D'où la formule du facteur de bruit devient

$$F = 1 + \frac{N_r}{N_e} \quad (3.8)$$

et comme N_e est une source de bruit de référence

$$N_e = KT_{ref}B \quad (3.9)$$

soit T_r la température de bruit du l'amplificateur ramené en entrée, on a alors

$$N_r = KT_rB \quad (3.10)$$

d'où finalement

$$F = 1 + \frac{T_r}{T_{ref}} \quad (3.11)$$

Température de bruit

Dans une bande de fréquence B , un LNA à la température T produit une puissance de bruit :

$$N = kTB \quad (3.12)$$

où k est la constante de Boltzmann.

La température de Bruit d'un objet hyperfréquence quelconque est la température produisant la même puissance de bruit N .

3.1.3 Stabilité

Un LNA peut être stable ou potentiellement instable, mais pour le bon fonctionnement le LNA ne doit pas osciller.

La stabilité d'un LNA dépend du coefficient de réflexion à l'entrée Γ_{in} , le coefficient de réflexion à la sortie Γ_{out} et la fréquence d'utilisation. L'amplificateur est instable et par conséquent oscille lorsque Γ_{in} est supérieur à 1 ou Γ_{out} qui est supérieur à 1.

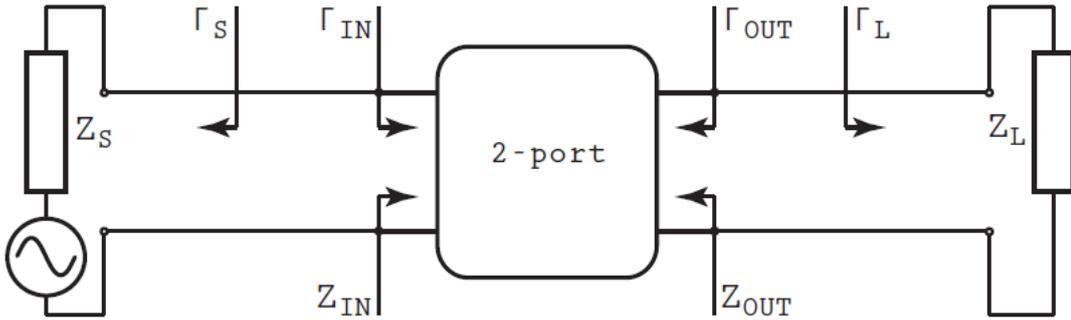


FIGURE 3.2 – LNA connecté aux ses deux bornes

On a deux types de stabilité :

Stabilité conditionnelle

les coefficients de réflexion Γ_{in} et Γ_{out} sont inférieurs à 1 pour une gamme de charges passives et d'impédance de source.

Stabilité Inconditionnelle

les coefficients de réflexion Γ_{in} et Γ_{out} sont inférieurs à 1 pour toute charge passive et toute impédance de source (aucune condition sur Z_L et Z_S).

Ce qui permet d'affirmer que le montage est inconditionnellement stable par rapport aux impédances de source et de charge est lorsque $K > 1$ et $\Delta < 1$ avec :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} \quad (3.13)$$

et

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (3.14)$$

Stabilisation d'un LNA

Nous avons déjà vu les conditions nécessaires et suffisantes pour une stabilité inconditionnelle d'un transistor. Ces conditions sont fonctions des paramètres S du transistor seulement, pour que l'amplificateur soit stable, il faut que :

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (3.15)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (3.16)$$

On part de

$$\left| S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| = 1 \quad (3.17)$$

En développant, on obtient

$$\left| S_{11}(1 - \Gamma_L S_{22}) + S_{21}S_{12}\Gamma_L \right| = \left| 1 - S_{22}\Gamma_L \right| \quad (3.18)$$

En posant :

$$\Delta = S_{11}S_{12} - S_{12}S_{21} \quad (3.19)$$

Après une longue manipulation sur l'analyse des équations précédentes nous obtenons finalement :

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{12} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{21}S_{12}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.20)$$

Equation de la forme :

$$|\Gamma - C| \quad (3.21)$$

cercle de rayon R et de centre C.[10]

On définit alors :

- le cercle de stabilité en entrée par son centre $C_{sl} = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$ et son rayon

$$R_{sl} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|.$$

- Le cercle de stabilité en sortie par son centre $C_{ss} = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$ et son rayon

$$R_{ss} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|.$$

La méthode pratique pour étudier la stabilité d'un LNA est de faire la représentation graphique sur l'abaque de Smith, en effet à partir des paramètres S on trace les cercles de stabilité en entrée et en sortie sur l'abaque de Smith.

Ces cercles définissent les lieux des valeurs de Γ_L et Γ_S vérifiant les égalités suivants $\Gamma_{in} = 1$ et $\Gamma_{out} = 1$, de tel sorte que d'un côté du cercle de stabilité en sortie on a

$|\Gamma_{out}| < 1$ et de l'autre côté $|\Gamma_{out}| > 1$. Il est de même pour le cercle de stabilité en entrée. Les deux figure 3.3 et 3.4 illustrent la représentation graphique pour déterminer les régions de stabilité du LNA.

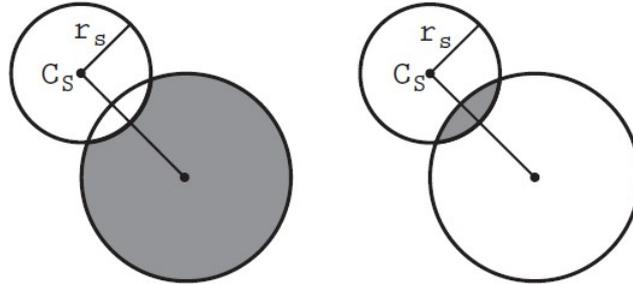


FIGURE 3.3 – region de stabilité en gris dans le plan Γ_L , à droite $S_{11} < 1$ à gauche $S_{11} > 1$

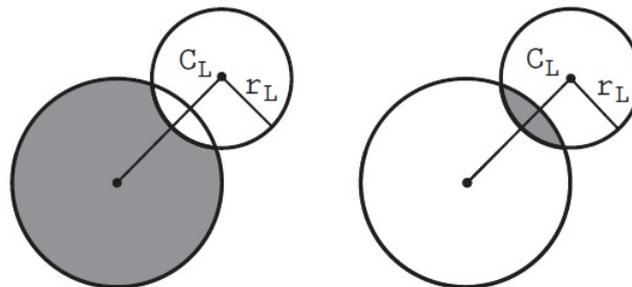


FIGURE 3.4 – region de stabilité en gris dans le plan Γ_S , à droite $S_{22} < 1$ à gauche $S_{22} > 1$

Dans le cas où le transistor est potentiellement instable, on peut le rendre inconditionnellement stable en ajoutant une charge résistive. On peut ajouter cette résistance soit à l'entrée soit à la sortie du transistor en série ou en shunt.

En pratique, l'addition d'une charge résistive à l'entrée n'est pas utilisable, car elle produit une détérioration significative dans la performance de la figure de bruit de l'amplificateur. La méthode suivie donc pour stabiliser un transistor est d'ajouter une résistance en série ou en shunt à la sortie du transistor.

3.1.4 Linéarité

En électronique les composants, notamment le transistor, ne sont pas linéaires et distordent les signaux qui les traversent. En radiofréquence ce phénomène peut donner

lieu à des pertes d'informations irréversibles, c'est pourquoi des méthodes de mesure et de calcul précises sont mises en place afin de quantifier ces distorsions.

La linéarité d'un LNA est un autre paramètre important qui doit être pris en considération. Le comportement non linéaire d'un LNA 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.

Compression de gain

On définit le point de compression à -1 dB comme étant le point de fonctionnement du système (LNA) pour lequel le gain petits signaux est diminué de 1 dB par rapport à un système idéal parfaitement linéaire. La figure 3.5 présente l'illustration graphique de la détermination du point de compression à -1 dB.

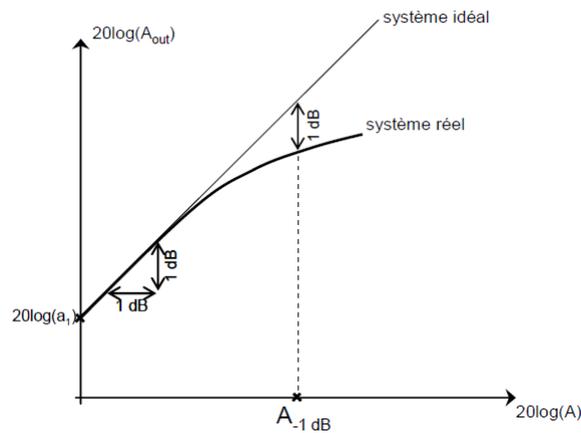


FIGURE 3.5 – point de compression à -1dB

On note A_{out} l'amplitude du signal de sortie.

Le comportement du système réel, au fur et à mesure que A augmente, s'éloigne du cas idéal du fait de l'apparition du phénomène de compression de gain.

Intermodulation

On parle d'intermodulation lorsque le système engendre des signaux à des fréquences non harmoniques. Si par exemple on a deux signaux de fréquences f_1 et f_2 proches en entrée de LNA, en sortie on se retrouve sur l'un des deux cas suivant :

- LNA parfaitement linéaire : 2 signaux de fréquences f_1 et f_2 .
- LNA non parfait : présence d'autres fréquences : $f_1 - f_2, f_1 + f_2, 2f_1 - f_2, \dots$

De façon générale : $nf_1 + mf_2$ On distingue différents types de distorsion :

- Les harmoniques (pas gênantes car en général hors bande passante)
- Les produits d'intermodulation (échange de puissance entre les porteuses)
- Produits d'intermodulation du second ordre $F1 + F2$ et $F2 - F1$
- Produits d'intermodulation du troisième ordre (intermodulation d'ordre 3) $2f_1 + f_2$, $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$, $2f_2 + f_1$.

Les produits d'intermodulation traduisent la répartition des puissances sur les différentes fréquences

L'existence des termes d'intermodulation (IM) est problématique lorsqu'ils sont proches des fondamentaux f_1 et f_2 , car il est alors difficile de les éliminer par filtrage. Le phénomène d'intermodulation peut se relever très gênant en RF. Si on considère le cas de la figure 3.6 où deux signaux d'interférence sont situés à proximité du canal utile de réception, on constate qu'un terme d'IM3 est susceptible d'apparaître en sortie du LNA en étant situé dans le canal et donc de dégrader la qualité de la réception.

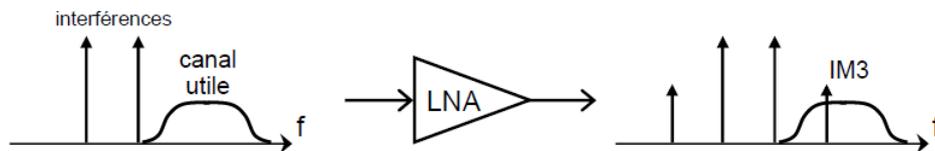


FIGURE 3.6 – Illustration du caractère gênant en RF de l'IM3

L'intermodulation d'ordre 3 est caractérisé par le point d'interception d'ordre 3 ou "third order interception point" : l'IP3.

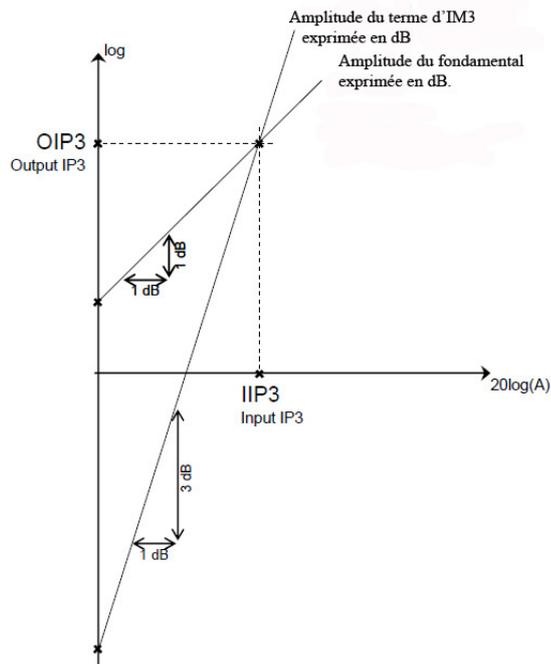


FIGURE 3.7 – Tracé de l'IP3 d'un système non linéaire.

L'IP3 correspond au point pour lequel les amplitudes du fondamental et de l'IM3 sont égales. On définit l'IIP3 (Input IP3) comme étant l'amplitude du signal d'entrée correspondant à l'IP3 et l'OIP3 (Output IP3) comme étant l'amplitude correspondant en sortie du fondamental et de l'IM3. Un récepteur sera plutôt caractérisé par son IIP3 et un émetteur par son OIP3.

L'IP3 permet de comparer la linéarité de différents circuits. Plus grande est l'IP3, meilleur est la linéarité.

3.1.5 La fréquence centrale et la bande passante

La bande passante caractérise la gamme ou la plage en fréquence, de fonctionnement adéquat du LNA. Plus elle est large, plus elle permet le transfert d'un maximum de puissance. Ce qui implique de fortes exigences au niveau de la conception du LNA. Idéalement, elle nécessite une courbe de réponse en fréquence étalée dans la plage de fonctionnement. Car une fréquence centrale élevée implique plus de pertes en propagation du signal. La figure 3.8 illustre la définition de la bande passante à -3dB, et la fréquence centrale.

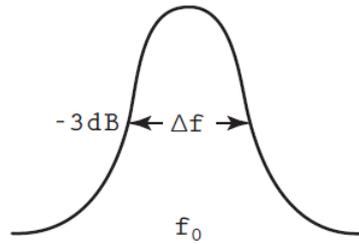


FIGURE 3.8 – illustration de la bande passante et la fréquence centrale

3.1.6 La dynamique

La dynamique (Dynamique Range - DR) : elle caractérise la plage du signal pouvant être exploitée avec une qualité satisfaisante. Exprimée en dB, elle est la différence en valeur absolue entre la puissance maximale et la puissance minimale du signal. Elle est limitée vers le haut par la saturation et vers le bas par le bruit.[11]

3.2 Sélection du composant actif (transistor)

3.2.1 Les paramètres S d'un transistor RF

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

La figure 3.9 montre un circuit à transistor et son diagramme de fluence équivalent, et elle montre encore les ondes stationnaires propageant dans ce circuit.

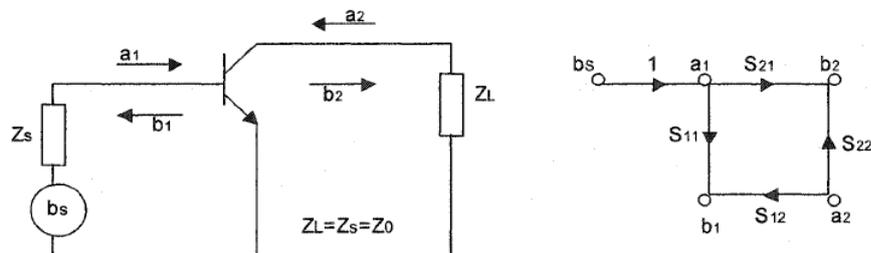


FIGURE 3.9 – circuit à transistor et les ondes stationnaires propageant

On définit a_1 et b_1 comme les deux ondes incidente et réfléchie à l'entrée du transistor, et a_2 et b_2 les deux ondes incidente et réfléchie à la sortie du transistor. Les paramètres S

sont reliés directement avec ses ondes sous formes d'équations qui sont écrites de la façon suivante :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (3.22)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (3.23)$$

À l'aide de ces deux équations, nous pouvons conclure chaque paramètre S, et nous obtenons :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (3.24)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (3.25)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (3.26)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (3.27)$$

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

F_{min} , R_n , et Γ_{opt} sont des quantités qui s'appellent paramètres de bruit (noise parameters), Ces paramètres sont reliés ensemble dans une équation qui donne la valeur de la figure de bruit F d'un transistor.[12]

$$F = F_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (3.28)$$

où $r_n = R_n/Z_0$, est la résistance équivalente de bruit normalisée. En d'autres termes, F peut être définie comme étant le rapport entre le signal/bruit à l'entrée, sur le signal/bruit à la sortie d'un amplificateur.

Les propriétés du dispositif actif sont le facteur limitateur pour la conception de LNA Donc le choix d'un meilleur dispositif actif (en termes de figure de bruit, linéarité, gain)

Permet de concevoir un LNA avec des spécifications ciblées satisfaisantes.

Il y a plusieurs types de dispositif actif qui sont bien approprié à la conception des LNA, parmi ces dispositifs on trouve le transistor bipolaire d'hétérojonction (HBT « Hetero-junction Bipolar Transistor »), le transistor (MESFET « Metal Epitaxial Semiconductor Field Effect Transistor »), le (MODFET « Metal Epitaxial Semiconductor Field Effect Transistor ») et le transistor (HEMT « High Electron Mobility Transistor »), en outre il y a une multitude de composants divers de semi-conducteur qui peuvent être utilisés.

Le LNA est avant tout un amplificateur, ce qui dans un schéma à transistors se traduit par une structure qui peut être à base d'émetteur commun ou de base commune comme illustre la figure 3.10.

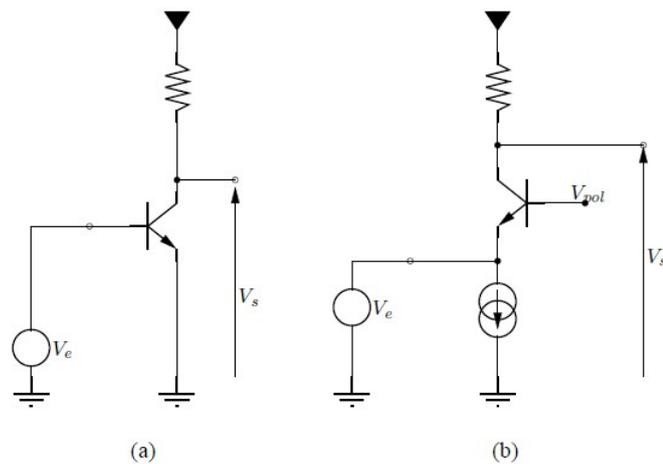


FIGURE 3.10 – (a)LNA à émetteur commun - (b) LNA à base commune

L'avantage de la première structure est son gain alors que la seconde présente une forte isolation inverse qui peut être intéressant dans certaines applications.

3.3 Conception de circuit d'adaptation

Les circuits d'adaptations dans les amplificateurs RF peuvent être conçus en deux technologies, soit par des lignes micro-rubans, soit par des composantes passives LC. Les micro-rubans sont conçus avec des mesures dépendantes de la longueur d'onde λ du signal amplifié qui est défini par

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\epsilon_{eff}} \quad (3.29)$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide qui peut être évaluée par $\lambda_0 = c/f$, $c = 3 \cdot 10^8$ m/s qui est la vitesse de l'onde dans le vide et f est la fréquence de l'onde. Le terme ϵ_{eff} représente le constant diélectrique effectif du diélectrique où le signal RF se propage. Sa valeur dépend du type du diélectrique utilisé dans la fabrication du circuit imprimé.

Les amplificateurs sont généralement définis en termes de puissance, même lorsque celle-ci est très faible. Dans la plupart des cas, un système de circuits HF possédera une impédance bien définie (50, 75, 300 et 600 Ω sont des valeurs courantes ; 50 Ω peut être considéré comme universel), et tous les éléments du système seront supposés posséder la même impédance.

Une désadaptation des impédances ne peut amener que des difficultés, sans parler des pertes de signal. Lorsque le but recherché est le transfert du maximum de puissance, il n'y a qu'une solution : il faut absolument que l'impédance d'entrée du LNA soit égale au conjugué de l'impédance de source. C'est pour ça les circuits HF sont souvent munis des circuits d'adaptation pour atteindre cet objectif à chaque niveau d'interconnexion. Alors que lorsque le but recherché est de générer le minimum de bruit, il faut que le coefficient de réflexion à l'entrée Γ_s soit égale au coefficient de réflexion optimale Γ_{opt} qui caractérise le transistor.

Le choix entre les deux buts conduit au choix de le meilleure compromis entre le gain et figure de bruit.

La réalisation d'un LNA nécessite donc que ce dernier présente une impédance d'entrée optimale en bruit proche de celle qui réalise l'adaptation d'impédance de manière à ce qu'il soit possible d'adapter en impédance le circuit sans dégrader le niveau de facteur de bruit qui reste à sa valeur optimale.

Le positionnement de Z_{opt} et Z_s autour du centre de l'abaque de Smith n'est pas facile, une des méthode qui permet de faire ça est l'utilisation des composants réactifs afin de réduire au minimum la contribution en bruit des composants additionnels permettant de les positionner.

Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre, les spécifications ciblés afin de concevoir un amplificateur faible bruit (LNA) dédié aux systèmes de communication radiofréquences, parmi ces spécifications on peut citer les plus importants qui sont le gain et le figure de bruit. En effet, pour une conception optimale, il faut trouver le meilleur compromis entre le bruit et le gain.

La sélection du composant actif qui est le transistor RF est aussi un paramètre important lors de la conception d'un LNA. En effet Le choix des transistors se fait en prenant en considération les critères suivants : la disponibilité, le coût, la durée de vie et la stabilité à la fréquence utilisée.

Conclusion Générale

Ce mémoire présente une introduction à un domaine très vaste qui est le «RF-Design».

En réalisant ce mémoire, j'ai recueilli des connaissances concernant les méthodes de conception d'un amplificateur faible bruit LNA qui existent dans la littérature.

La stratégie présentée a permis de ressortir les spécifications ciblées lors de la conception d'un amplificateur faible LNA.

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

Une présentation des différentes architectures des LNA a été faite, ce qui permet de mieux voir les avantages et les inconvénients de chacune.

Bibliographie

- [1] G. PETIT, *Etude de structure radiofréquence en bande X sur technologies CMOS-SOS*, thèse Doctorat -Université PARIS XI ORSAY-2005 1.1.1
- [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] I. BURCIU *Architecture de récepteurs radiofréquences dédiés au traitement bi-bande simultané*, Thèse doctorat-Institut National des Sciences Appliqué de Lyon-2010 1.2.2, 1.2.3
- [4] G. TERRASSON, *Contribution à la réalisation d'émetteur -récepteur pour micro-capteurs autonomes*, thèse doctorat- UNIVERSITÉ BORDEAUX 1-2008. 2, 1.2.4, 2, 2.1, 2.2
- [5] 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. 1.2.5
- [6] B. Razavi, *Design Considerations for Direct-Conversion Receivers*. IEEE Transactions On Circuits And Systems II : Analog and Digital Signal Processing. Juin 1997. 2.3
- [7] P. KADIONOK, *Les modulations numériques- cours en ligne*, [http ://www.enseirb.fr/ kadionik](http://www.enseirb.fr/kadionik), accéder le 10-06-2013. 2.4
- [8] S. Morand, *Cours de communications numériques*, UFR Sciences et Techniques de Besançon. 2.4
- [9] B. RAZAVI, *RF Microelectronics*, Prentice Hall. 1998. 3
- [10] A. PENARIER, *Conception des amplificateurs* -cours Master1 EEA- 2009-2010. 3.1.3

- [11] P. HENRI EYOUM, *CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR DE FAIBLE BRUIT BASÉ SUR L'OPTIMISATION ET L'INTÉGRATION D'UNE MICRO-INDUCTANCE*, MAI 2008. 3.1.6
- [12] G GONZALES, *Microwave Transistor Amplifiers*, second edition, PrenticeHall, 1997. 3.2.1
- [13] A. LUZZATTO and G. SHIRAZI, *Wireless Transceiver Design*, Mastering the Design of Modern Wireless Equipment and Systems. Edition John Wiley and sons , Ltd, 2007. 1.2.5
- [14] M. POZAR, *Microwave and RF Design of wireless system*, Edition John Wiley and sons, Ltd, 2001. 1.2.5