

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET  
POPULAIRE**

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE SAAD DAHLEB BLIDA 1  
INSTITUT D'AERONAUTIQUE ET DES ETUDES SPATIALES**



**Mémoire de fin d'études**

**En vue de l'obtention du Diplôme Master Académique en Télécommunication Spatiales**

**Conception d'un amplificateur à faible bruit pour les applications  
Satellites en bande ka, à la fréquence de 30GHZ**

**Réalisé par :**

**Yacini Skander**

**Hamidi Massilia**

**Encadré par :**

**Dr.ALLANE Dahmane**

**Année universitaire : 2018/2019**

## Remerciements :

Nous tenons à exprimer Nos vifs remerciements et notre gratitude à notre promoteur **Dr.ALLANE DAHMANE**, nous le remercions pour ses conseils.

Ses précieux commentaires qui nous ont permis de surmonter nos difficultés et de réaliser ce mémoire malgré ses occupations.

Nos remerciements s'étendent également à tous, nos enseignants de l'institut d'aéronautiques durant nos années d'études, et au chef du département spatiale, monsieur Rennane.

Enfin, ce travail est dédié à nos chers parents, frères, sœurs, et amis que nous aimons beaucoup.

## SOMMAIRE

---

INTRODUCTION GENERALE.....	13
----------------------------	----

### CHAPITRE I

#### Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.

I.1 Introduction .....	16
I.2 Historique des télécommunications .....	16
I.3 Les télécommunications par satellites .....	17
I.4 Principe de fonctionnement d'un système de communication par satellite...	20
I.5 L'amplificateur à faible bruit (LNA) .....	24
I.6 Le choix de la bande de fréquence Ka .....	26
I.7 Conclusion .....	27

### CHAPITRE II

#### Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

II.1 Introduction .....	29
II.2 Amplificateur faible bruit LNA .....	29
II.3 Le bruit Thermique .....	30
II.4 Le facteur de Bruit.....	30
II.5 Formule de Friis .....	31
II.6 Gain en puissance d'un étage amplificateur.....	31
II.7 Stabilité d'un amplificateur à transistor.....	32
II.8 Circuit de polarisation.....	36
II.9 Conception d'un amplificateur LNA.....	36
II.10 Conception des cellules d'adaptation.....	39
II.11 : Conclusion.....	42

### CHAPITRE III

#### Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

III.1 Introduction .....	44
III.2 Conception et description de l'architecture de l'amplificateur à faible bruit (LNA) .....	44
III.3 Etude technique du transistor utilisé .....	45
III.4 Le choix du point de fonctionnement .....	51

## **SOMMAIRE**

---

III.5 Vérification des performances du transistor au point de fonctionnement choisi .....	53
III.6 Conception de l'étage de préamplificateur .....	57
III.7 Conception d'un étage configuré pour un maximum de gain .....	61
III.8 Le préamplificateur : liaison de deux étages .....	64
III.9 Liaison direct entre les deux étage .....	65
III.10 Optimisation du gain avec un filtre Tchebychev .....	67
III.11 Comparaison avec l'état de l'art .....	71
III.12 Conclusion .....	73
<b>Conclusion Générale</b> .....	74
<b>BIBLIOGRAPHIE</b> .....	77

## **ANNEXES**

### **Résumé**

## Liste des Figures

---

<b>Figure I.1</b> : Principe d'une méga-constellation.....	19
<b>Figure I.2</b> : Couverture du satellite KA-SAT.4 .....	20
<b>Figure I.3</b> : Schéma d'une télécommunication par satellite. ....	21
<b>Figure I.4</b> : Schéma simplifié de la charge utile.....	22
<b>Figure I.5</b> : (a) vue en coupe du transistor HEMT, (b) structure de bande d'un HEMT.....	25
<b>Figure I.6</b> : (a) Vue en coupe du pHEMT, (b) La structure de bande d'un pHEMT.....	25
<b>Figure II.1</b> : Schéma de principe du fonctionnement d'un récepteur.....	29
<b>Figure II.2</b> : Récepteur avec n étage.....	31
<b>Figure II.3</b> : Schéma de principe d'un amplificateur à transistor.....	33
<b>Figure II.4</b> : Exemple de tracé des cercles de stabilité sur l'abaque de Smith....	35
<b>Figure II.5</b> : Circuit classique de polarisation d'un transistor en HF.....	36
<b>Figure II.6</b> : Exemple de tracé des cercles à facteur de bruit constant.....	37
<b>Figure II.7</b> : Le tracé des cercles à gain constant.....	38
<b>Figure II.8</b> : Le tracé des cercles l'un du gain et l'autre du facteur de bruit....	39
<b>Figure II.9</b> : Cellule d'adaptation en L ( $R_G < R_L$ ).....	40
<b>Figure II.10</b> : Cellule d'adaptation en L ( $R_G > R_L$ ).....	40
<b>Figure II.11</b> : La réponse fréquentielle du filtre de Tchebychev passe-bande....	41
<b>Figure II.12</b> : Le schéma électrique du filtre Tchebychev d'ordre n dans le cas où $R_g > R_{ch}$ .....	42
<b>Figure II.13</b> : Le schéma électrique du filtre Tchebychev d'ordre n dans le cas où $R_g < R_{ch}$ . ....	42
<b>Figure III.1</b> : Un transistor avec une structure de grille sans doigts.....	45
<b>Figure III.2</b> : Exemple d'un transistor avec une structure de grille en 4 doigts..	45
<b>Figure III.3</b> : Le symbole du transistor choisi.....	46
<b>Figure III.4</b> : Le layout du transistor avec les 4 doigts de grille.....	46
<b>Figure III.5</b> Circuit de simulation des paramètres $NF_{min}$ et $G_{max}$ en fonction de la polarisation.....	47
<b>Figure III.6</b> : Gain maximum du transistor en fonction de $v_{gs}$ et $v_{ds}$ à $NOF=4$ ..	47
<b>Figure III.7</b> : Bruit minimum du transistor en fonction de $v_{gs}$ et $v_{ds}$ à $NOF=4$ ...	47

## Liste des Figures

---

<b>Figure III.8</b> : Gain maximum du transistor en fonction de $v_{gs}$ et $v_{ds}$ à $NOF=8$ ...	48
<b>Figure III.9</b> : Bruit minimum du transistor en fonction de $v_{gs}$ et $v_{ds}$ à $NOF=8$ ...	48
<b>Figure III.10</b> : Gain maximum du transistor en fonction de $v_{gs}$ et $v_{ds}$ à $NOF=12$ .....	48
<b>Figure III.11</b> Bruit minimum du transistor en fonction de $v_{gs}$ et $v_{ds}$ à $NOF=12$ ..	48
<b>Figure III.12</b> : Consommation du transistor avec $NOF=4$ , pour un point de fonctionnement arbitraire.....	49
<b>Figure III.13</b> : Consommation du transistor avec $NOF=8$ , pour un point de fonctionnement arbitraire.....	50
<b>Figure III.14</b> : Consommation du transistor avec $NOF=12$ , pour un point de fonctionnement arbitraire.....	50
<b>Figure III.15</b> : Représentation du facteur de bruit du transistor minimum en fonction de $v_{gs}$ et $v_{ds}$ .....	53
<b>Figure III.16</b> : Représentation de la consommation du transistor en fonction de $v_{gs}$ et $v_{ds}$ .....	53
<b>Figure III.17</b> : Représentation du gain maximum du transistor en fonction de $v_{gs}$ et $v_{ds}$ .....	53
<b>Figure III.18</b> : Circuit de simulation des courbes I-V du transistor PL1510 MS..	54
<b>Figure III.19</b> : Représentation d'IDS en fonction de $v_{ds}$ à $v_{gs}$ constant.....	54
<b>Figure III.20</b> : Circuit pour le calcul des paramètres S.....	55
<b>Figure III.21</b> : Variation de $NF_{min}$ en fonction de la fréquence.....	56
<b>Figure III.22</b> : Variation de delta en fonction de la fréquence.....	56
<b>Figure III.23</b> : Variation du facteur de rollet K en fonction de la fréquence.....	56
<b>Figure III.24</b> : Représentation des cercles de stabilité de la source et de la charge avec $\Gamma_{L}$ et $\Gamma_{Opt}$ .....	57
<b>Figure III.25</b> : Résultats de l'adaptation en entrée de l'étage à faible bruit.....	58
<b>Figure III.26</b> : Résultats de l'adaptation en sortie de l'étage à faible bruit.....	59
<b>Figure III.27</b> : Circuit amplificateur à faible bruit.....	59
<b>Figure III.28</b> : Figure de bruit du préamplificateur.....	60
<b>Figure III.29</b> : le gain du préamplificateur.....	60
<b>Figure III.30</b> : Détermination du coefficient de réflexion optimal en bruit.....	60

## Liste des Figures

---

<b>Figure III.31</b> : Représentation des cercles de stabilité de la source et de la charge, avec les cercles à gain constant, ainsi que $\Gamma_L$ et $\Gamma_S$ .....	61
<b>Figure III.32</b> : Résultats de l'adaptation en entrée de l'étage à gain élevé.....	62
<b>Figure III.33</b> : Résultats de l'adaptation en sortie de l'étage à gain élevé.....	62
<b>Figure III.34</b> : Seconde étage du préamplificateur.....	63
<b>Figure III.35</b> : Représentation du gain de l'étage à gain élevé en fonction de la fréquence.....	63
<b>Figure III.36</b> : Représentation du facteur de bruit de l'étage à gain élevé en fonction de la fréquence.....	63
<b>Figure III.37</b> : circuit complet du préamplificateur.....	64
<b>Figure III.38</b> : Représentation du paramètre $S_{12}$ du préamplificateur en fonction de la fréquence.....	64
<b>Figure III.39</b> : Représentation du facteur de bruit du préamplificateur en fonction de la fréquence.....	64
<b>Figure III.40</b> : Représentation du gain du préamplificateur en fonction de la fréquence.....	65
<b>Figure III.41</b> : Circuit final du préamplificateur adapté avec des cellules en L...	65
<b>Figure III.42</b> : Représentation du paramètre $S_{12}$ du préamplificateur final.....	66
<b>Figure III.43</b> : Représentation du gain du préamplificateur final.....	66
<b>Figure III.44</b> : Représentation du facteur de bruit du préamplificateur final.....	66
<b>Figure III.45</b> : Filtre Tchebychev calculé.....	67
<b>Figure III.46</b> : Réponse du filtre Tchebychev dans la bande choisie.....	68
<b>Figure III.47</b> : Circuit du préamplificateur avec le filtre Tchebychev en entrée..	69
<b>Figure III.48</b> : Représentation du paramètre $S_{12}$ du préamplificateur avec un filtre Tchebychev en fonction de la fréquence.....	70
<b>Figure III.49</b> : Représentation du gain du préamplificateur avec un filtre Tchebychev en fonction de la fréquence.....	70
<b>Figure III.50</b> : Représentation du bruit du préamplificateur avec un filtre Tchebychev en fonction de la fréquence.....	70

## Liste des abréviation et des symboles

---

<b>Tableau I.1</b> : Tableau illustrant la dénomination des bandes de fréquences ainsi que leurs utilisations.....	26
<b>Tableau III.1</b> : Cahier des charges de l'amplificateur à faible bruit.....	44
<b>Tableau III.2</b> : Tableau résumant les résultats de la simulation de $NF_{min}$ et $G_{max}$ selon la topologie à $NOF=4$ .....	48
<b>Tableau III.3</b> : Tableau résumant les résultats de la simulation de $NF_{min}$ et $G_{max}$ selon la topologie à $NOF=8$ .....	48
<b>Tableau III.4</b> : Tableau résumant les résultats de la simulation de $NF_{min}$ et $G_{max}$ selon la topologie à $NOF=12$ .....	49
<b>Tableau III.5</b> : Tableau résumant les résultats de la simulation de $NF_{min}$ , $G_{max}$ et la consommation de puissance selon les 3 topologies suggérés.....	50
<b>Tableau III.6</b> : Les valeurs de $G_{max}$ , $NF_{min}$ et la puissance en fonction de $v_{ds}$ à $v_{gs}$ constant.....	51
<b>Tableau III.7</b> : Les valeurs de $G_{max}$ , $NF_{min}$ et la puissance en fonction de $v_{ds}$ à $v_{gs}$ constant.....	52
<b>Tableau III.8</b> : Les valeurs de $G_{max}$ , $NF_{min}$ et la puissance en fonction de $v_{ds}$ à $v_{gs}$ constant.....	52
<b>Tableau III.9</b> : Paramètres S en module et phase à $v_{ds}=1.2$ et $I_{ds}=35mA$ .....	55
<b>Tableau III.10</b> : Performances de l'amplificateur LNA avec cellules d'adaptation en L.....	57
<b>Tableau III.11</b> : Performances de l'amplificateur LNA avec un filtre Tchebychev.....	71
<b>Tableau III.12</b> : Comparaison entre le LNA proposé et les différents LNA trouvés dans la littérature.....	72

## Liste des abréviations et des symboles

---

**ADS Advanced:** Design System de Agilent.

**ADSL:** Asymmetric Digital Subscriber Line

**AlGaAs :** Arséniure de Gallium et Aluminium

**a1 :** Onde électromagnétique transverse incidente au port 1.

**a2 :** Onde électromagnétique transverse incidente au port 2.

**b1 :** Onde électromagnétique transverse réfléchie au port 1.

**b2 :** Onde électromagnétique transverse réfléchie au port 2.

**c :** La vitesse de la lumière  $3.10^8$  m/s.

**C :** Condensateur.

**CN :** Le centre du cercle de facteur de bruit constant.

**Cp :** Le centre du cercle à gain constant.

**Cg :** Le centre du cercle de stabilité de la source.

**Cch :** Le centre du cercle de stabilité de la charge.

**dB :** décibel (unité de mesure logarithmique).

**FET :** Field Effect Transistor (transistor à effet de champ).

**G :** Le gain du quadripôle.

**GA :** Le gain en puissance disponible.

**GaAs :** L'arséniure de Gallium.

**GHz :** Giga hertz.

**Gp :** Le gain de l'amplificateur en puissance.

**gp :** Le gain de l'amplificateur en puissance normalisé.

**Gr :** Le gain de l'antenne de réception.

**GT :** Le gain de transfert en puissance.

**HEMT:** High Electron Mobility Transistor.

**HTS:** High Throughput Satellites (satellites Haut débit).

**InGaAs :** Arséniure de Gallium et Indium.

**Ka :** bande de fréquence (Kurz-above).

**k :** La constante de Boltzmann.

## Liste des abréviations et des symboles

---

**K** : Le facteur de Rollet.

**L** : Bobine.

**LO** : Local Oscillator

**LEO**: Low Earth Orbit (Orbite Terrestre basse).

**LNA** : Low Noise Amplifier (amplificateur à faible bruit).

**MEO** : Medium Earth Orbit (Orbite Terrestre Moyenne).

**MOS** : Métal Oxyde Semi-conducteur.

**N<sub>0</sub>** : La puissance de bruit.

**N<sub>e</sub>** : Le facteur de bruit à l'entrée du quadripôle.

**NF** : Noise Figure (Le facteur de bruit).

**NF<sub>min</sub>** : Minimum Noise figure (Le facteur de bruit minimum).

**NOF** : Number Of Fingers (Nombre de doigts de grille).

**N<sub>s</sub>** : Le facteur de bruit à la sortie du quadripôle.

**pHEMT** : Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor.

**R**: la résistance en Ohms.

**R<sub>ch</sub>** : Le rayon du cercle de stabilité de la charge.

**R<sub>g</sub>** : Le rayon du cercle de stabilité du générateur.

**R<sub>n</sub>** : La résistance de bruit équivalente du transistor.

**R<sub>N</sub>** : Le rayon du cercle de facteur de bruit constant.

**R<sub>p</sub>** : Le rayon du cercle à gain constant.

**S<sub>11</sub>** : Le coefficient de réflexion en entrée.

**S<sub>12</sub>** : Le coefficient de transmission dans le sens inverse.

**S<sub>21</sub>** : Le coefficient de transmission dans le sens direct.

**S<sub>22</sub>** : Le coefficient de réflexion en sortie.

**T** : Température du conducteur en degrés Kelvin.

**UIT** : Union Internationale Des Télécommunications.

**V<sub>ds</sub>** : La tension entre le drain et la source.

**V<sub>gs</sub>** : La tension entre la grille et la source.

## Liste des abréviation et des symboles

---

**Z<sub>0</sub>** : L'impédance caractéristique.

**Z<sub>ch</sub>** : L'impédance de la charge.

**Z<sub>e</sub>** : L'impédance d'entrée du transistor.

**Z<sub>g</sub>** : L'impédance du générateur.

**Z<sub>s</sub>** : L'impédance de sortie du transistor.

**Δ** : Le déterminant de la matrice [S].

**ΔF** : La bande passante en Hertz.

**Γ<sub>ch</sub>** : Le coefficient de réflexion au niveau de la charge (Load).

**Γ<sub>e</sub>** : Le coefficient de réflexion à l'entrée du transistor.

**Γ<sub>g</sub>** : Le coefficient de réflexion au niveau du générateur (Source).

**Γ<sub>opt</sub>** : Le coefficient de réflexion de la source qui nous permet d'avoir le facteur de bruit minimum.

**Γ<sub>s</sub>** : Le coefficient de réflexion à la sortie du transistor.

# **INTRODUCTION GENERALE**

---

## **INTRODUCTION GENERALE**

---

Les télécommunications par satellites sont l'aboutissement d'une recherche vers des portées et des capacités toujours plus grandes à des coûts aussi faibles que possible.

Le défi actuel de ce champ des télécommunications est d'assurer une augmentation des débits de transmission. Pour cela, plusieurs solutions sont envisagées parmi lesquelles la montée en fréquence vers le spectre des ondes millimétriques.

Ces applications font partie du domaine des hyperfréquences, et elles se sont développées grâce aux progrès des transistors et de leurs performances.

Les progrès constants réalisés en matière de physique des semi-conducteurs ont été l'origine d'une nouvelle génération de composants, dits à hétérojonction. Les transistors à hétérojonction tels que les HEMTs (High Electron Mobility Transistors) sont de maille cristalline accordée ou quasi accordée. Une autre famille de HEMTs, dit « pseudo morphiques », est constituée de semi-conducteurs en léger désaccord de maille.

La forte mobilité des électrons dans ces transistors permet un fonctionnement à des fréquences élevées, parmi leurs nombreuses applications ces composants actifs, HEMT et pHEMT sont notamment utilisés pour la conception d'amplificateurs à faible bruit LNA (Low Noise Amplifier) travaillant dans la bande Ka, qui est le sujet de ce mémoire.

Le LNA joue un rôle très important dans un récepteur. Sa principale fonction est d'amplifier des signaux extrêmement faibles sans ajout de bruit, permettant un niveau de signal exploitable par les blocs suivants ainsi qu'une restitution de l'information utile avec un minimum d'erreur possible.

La conception d'un LNA présente des défis considérables en raison de son exigence simultanée de gain élevé, un faible facteur de bruit et une stabilité inconditionnelle avec une consommation la plus faible possible.

Ces paramètres sont tous aussi importants, et comme ils sont interdépendants ils ne fonctionnent pas toujours en faveur les uns des autres, une

## **INTRODUCTION GENERALE**

---

étude soigneuse des différents compromis est nécessaire pour permettre de satisfaire la plupart de ces conditions.

Le but de ce travail est la conception d'un amplificateur à faible bruit LNA fonctionnant dans la bande Ka autour de 30 GHz, pour les applications en SATCOM.

Ce mémoire est composé de trois chapitres :

Le premier chapitre présente un état de l'art des télécommunications par satellites et les possibilités qu'offre cette technique en terme de communication, ainsi que les matériaux semi-conducteurs qui sont à la base des composants actifs capables de fonctionner en bande Ka avec un niveau élevé de performances.

Le deuxième chapitre se focalisera sur la méthodologie de conception d'un amplificateur à faible bruit LNA (Low Noise Amplifier), ainsi que les démarches mathématiques pour le calcul de toutes ses caractéristiques internes.

Dans le troisième chapitre, on abordera la conception d'un amplificateur à faible bruit large bande autour de 30 GHz, à base d'un transistor pHEMT à doigts de grille variables, sa structure devra être recherchée afin d'avoir un maximum de performances.

Enfin, le mémoire se terminera par une conclusion générale et les perspectives des travaux à effectuer à l'avenir.

# **CHAPITRE I**

---

**Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.**

# **CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.**

---

## **I.1 Introduction :**

L'objectif de ce premier chapitre est de décrire le fonctionnement d'un système de télécommunications par satellite.

Dans ce chapitre nous allons nous intéresser au segment spatial et notamment à un bloc constituant la charge utile qui est l'amplificateur à faible bruit (LNA). Ce bloc est d'un intérêt crucial pour les communications satellitaires, nous dirons dans ce chapitre pourquoi le LNA est l'amplificateur le mieux approprié en réception dans un satellite. Nous allons nous intéresser à son fonctionnement dans la bande Ka qui est la bande des télécommunications satellitaires haut débit.

## **I.2 Historique des télécommunications :**

Les prémices des télécommunications datent de 1837 avec Samuel Morse et son célèbre code éponyme, ce n'est pourtant qu'en 1864 que Maxwell prédit l'existence d'ondes radio que Hertz démontrera mathématiquement une vingtaine d'années plus tard marquant ainsi le début de l'innovation scientifique dans les télécommunications.

C'est donc par le développement constant et continu des techniques de télécommunications toujours plus performantes que se fit sentir la nécessité d'établir une réglementation de manière à promouvoir le progrès mais aussi et surtout à normaliser l'utilisation et l'exploitation de ce domaine encore nouveau, aboutissant alors à la création en 1934 de l'IUT qui définit les télécommunications modernes comme étant la transmission et la diffusion de textes, de sons ou d'images, sous la forme de signaux électriques, par câbles ou sans câble. Depuis les télécommunications n'ont cessé de poursuivre leur évolution aboutissant jusqu'à ce qui nous intéressera plus dans la suite de cette étude, l'utilisation de satellites dans la transmission de données. [1]

## **CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.**

---

### **I.3 Les télécommunications par satellites :**

#### **I.3.1 Les débuts de la télécommunication par satellite :**

Le concept de télécommunications par satellite a été proposé par Arthur Clarke en 1945, soit plus de dix ans avant le début de l'ère spatiale, s'appuyant sur les travaux de Constantin Tsiolkovski et un article de Herman Potocnik de 1929 qui avait pour titre : "le problème de l'exploration spatiale - le moteur de fusée." Pour rédiger lui-même son article qu'il intitulera "Relais extra-terrestres." Faisant de lui l'inventeur du satellite de communication. [2]

Le premier prototype de satellite de communication fut alors développé par le département de la défense américain, sous le nom de SCORE en 1958, qui sera capable d'enregistrer un message de 4 minutes pour le retransmettre. [3]

Jusqu'en 1965 aucun des satellites qui fut envoyés n'avait pu égaler celui décrit par Arthur Clarke, qui préconisait un satellite placé à une altitude de 35786 km au-dessus de la surface de la terre, puisqu'il permettrait à une antenne au sol de communiquer avec lui 24 heures sur 24, sans avoir à modifier sa position, car les lanceurs de l'époque n'étaient pas assez puissants pour mettre en orbite géostationnaire un satellite dont la masse dépasse les 35 kg.

C'est pourtant le 6 avril de cette année de 1965 que fût lancé le premier satellite de télécommunications Intelsat 1 et a été placé en orbite géostationnaire à 28° de longitude au-dessus de l'Océan Atlantique. Le nouveau satellite augmente d'un seul coup de deux tiers le nombre de lignes de télécommunications simultanées entre l'Europe et les États-Unis, lançant ainsi le début du développement technique mais aussi commercial de ce domaine.[1]

#### **I.3.2 Développement des télécommunications par satellite.**

En plus des satellites géostationnaires comme décrit par Arthur Clarke, il en existe d'un autre type appelé satellite à défilement qui sont caractérisés par une orbite plus basse. On les sépare en deux catégories. Les satellites à orbite basse (LEO) dont l'altitude ne dépasse pas les 200 km et les satellites à orbite

## **CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.**

---

Moyenne (MEO) dont l'altitude varie de 200 km à 36000 km, de par leur altitude leur période de révolution est relativement courte.

Ces satellites à défilement peuvent donc faire plusieurs tours de la Terre par jour et couvrent une zone plus réduite en se déplaçant ce qui amena à l'idée de constellations de satellites pour compenser ces caractéristiques.

Les satellites à défilement sont plus appropriés pour la téléphonie, ainsi par exemple la constellation Iridium (composée de 66 petits satellites) offre un service de téléphonie avec une couverture mondiale [4], tout comme le système Globalstar avec sa constellation de 48 satellites à défilement en orbite basse [5].

### **I.3.3 Les télécommunications par satellite de nos jours :**

Pour aller encore plus loin, de nombreux projets de ‘méga-constellations’, comme présentés en Figure I.1, émergent pour fournir l'internet à haut débit dans des régions rurales non desservies.

Deux projets [6] sont très médiatisés : OneWeb (piloté par Virgin Galactic et Qualcomm) et SpaceX. OneWeb propose une constellation de 648 satellites de 150 kg à 1800 km d'altitude tandis que Space X prévoit 4000 satellites de 150 kg à 1100 km d'altitude. Ces deux projets ont pour ambition de changer le segment spatial, il ne s'agit plus de production personnalisée mais de production de masse.

## **CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.**

---

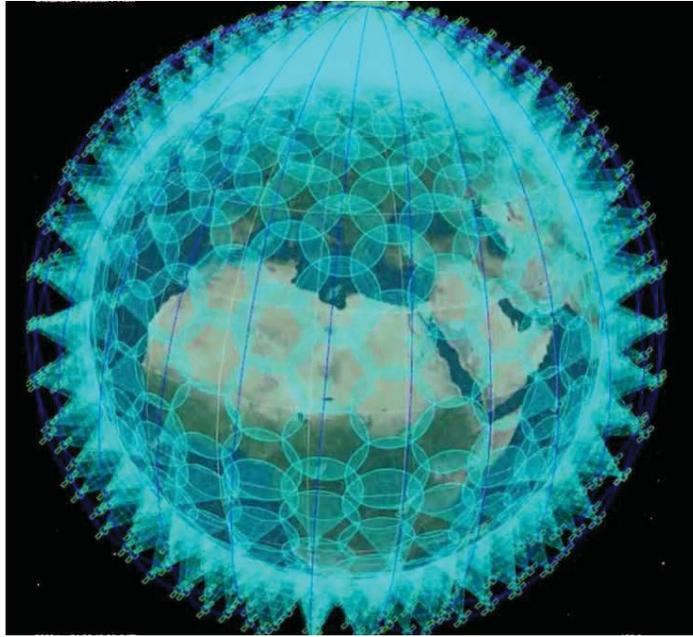


Figure I.1 : Principe d'une méga-constellation.

### **I.3.4 Les satellites Haut débit – High Throughput Satellites (HTS) :**

L'ancienne génération de satellite émet sur une grande zone fixe, souvent un continent par exemple. Ainsi, l'information est envoyée de manière constante et quasi-uniforme à tout point de cette zone. Il y a donc autant d'information envoyée dans une zone urbaine que dans une zone désertique. Par ailleurs, ne possédant qu'un seul spot, la bande passante reste limitée.

Une nouvelle génération a fait son apparition : le multispot à travers le développement des HTS. Eutelsat fit le premier pas vers ces nouvelles technologies avec KA-SAT en 2011 pour fournir une liaison internet haute qualité et à bas coût. Il permet de fournir une couverture à l'Europe à travers quatre-vingt-deux spots. On peut parler d'une approche multifaisceaux.

La couverture de KA-SAT est représentée sur la Figure 1.2.

La capacité du satellite atteint 90 Mb/s. Tooway est un service d'internet à haut débit par satellite utilisant la couverture de KA-SAT sur l'Europe, le Bassin Méditerranéen et le Moyen-Orient. Le service propose un débit descendant jusqu'à 18 Mb/s pour ses utilisateurs. KA-SAT permet alors le déploiement de services

## **CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.**

---

pour les particuliers autant que pour les professionnels avec la possibilité d'avoir des connexions sécurisées à des débits bien supérieurs à ceux proposés pour les particuliers. [7]



Figure I.2 : Couverture du satellite KA-SAT.4

### **I.4 Principe de fonctionnement d'un système de communication par satellite :**

Aujourd'hui, tous les systèmes d'information peuvent fonctionner par communication satellitaire, qu'il s'agisse d'internet, de la téléphonie ou de la télévision. Leur principal avantage est de permettre une connexion entre deux points extrêmement éloignés l'un de l'autre [8], faisant de ce système un complément incontournable des liaisons terrestres et sous-marines.

## CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.

---

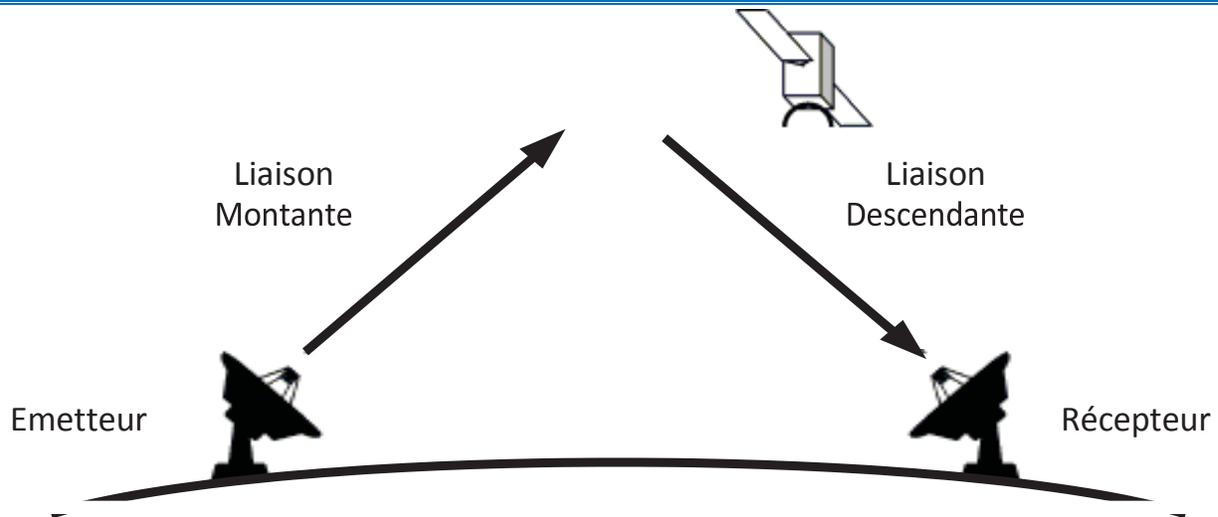


Figure I.3 : Schéma d'une télécommunication par satellite.

La communication est composée de deux sections essentielles, un segment sol et un segment spatial. Le segment sol comprend les équipements de transmission et de réception, fixes ou mobiles, situés à la surface terrestre. Le segment spatial est constitué par le satellite lui-même, qui dispose de dispositifs d'émission et de réception associés à des antennes et des amplificateurs, comme nous le verrons plus en détail dans la partie qui suivra.

Une liaison satellite, comme présentée à la Figure I.3, se compose d'une transmission d'un signal depuis une station terrestre vers un satellite : soit la liaison montante. Le satellite réceptionne ensuite le signal, l'amplifie et puis le renvoi vers une station terrestre : soit la liaison descendante. Le satellite fonctionne donc comme un répéteur.

Le développement des techniques de télécommunications spatiales est le résultat de la miniaturisation et de l'optimisation des composants ainsi que des antennes, qui a été engagé pour répondre au besoin accru en débit et donc une montée de fréquences des composants et des antennes du système, réduisant ainsi le poids et l'encombrement des équipements.

### I.4.1 Description d'un satellite de télécommunication (Satcom) :

Comme tout satellite les satcoms se décomposent en deux parties :

# **CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.**

- La plateforme ou le bus : composé de panneaux solaires de systèmes propulsifs et de systèmes de contrôle de l'orbite, elle n'a pour seul rôle que celui d'assurer le bon fonctionnement de la charge utile.
- La charge utile : reçoit et transmet les signaux radioélectriques à l'aide de ses antennes, de ses répéteurs ainsi que d'un ensemble d'amplificateurs ou de transpondeurs et de canaux de transmission dont la bande de fréquence de fonctionnement sera défini selon la couverture et l'orbite du satellite.

C'est la partie que nous traiterons plus en détail dans la suite de notre étude et ce en expliquant en premier lieu et de façon brève comment fonctionne la charge utile du satellite et en second lieu nous tenterons de nous pencher sur la partie réception et ce en nous focalisant sur l'un de ses composants clefs : l'amplificateur LNA, soit le sujet principal de notre étude.

## **I.4.2 La charge utile d'un satellite de télécommunication :**

Actuellement, la plupart des satellites de télécommunication ont une architecture assez similaire. La figure I.4 résume l'acheminement d'un signal à large bande dans un satellite classique. Un signal à large bande est composé de plusieurs signaux à bande étroite qu'on nomme plus communément canaux. A la réception du signal à large bande, ce dernier est démultiplexé en plusieurs canaux qui seront amplifiés simultanément pour être ensuite multiplexés en un seul signal large bande et retransmis vers la Terre.

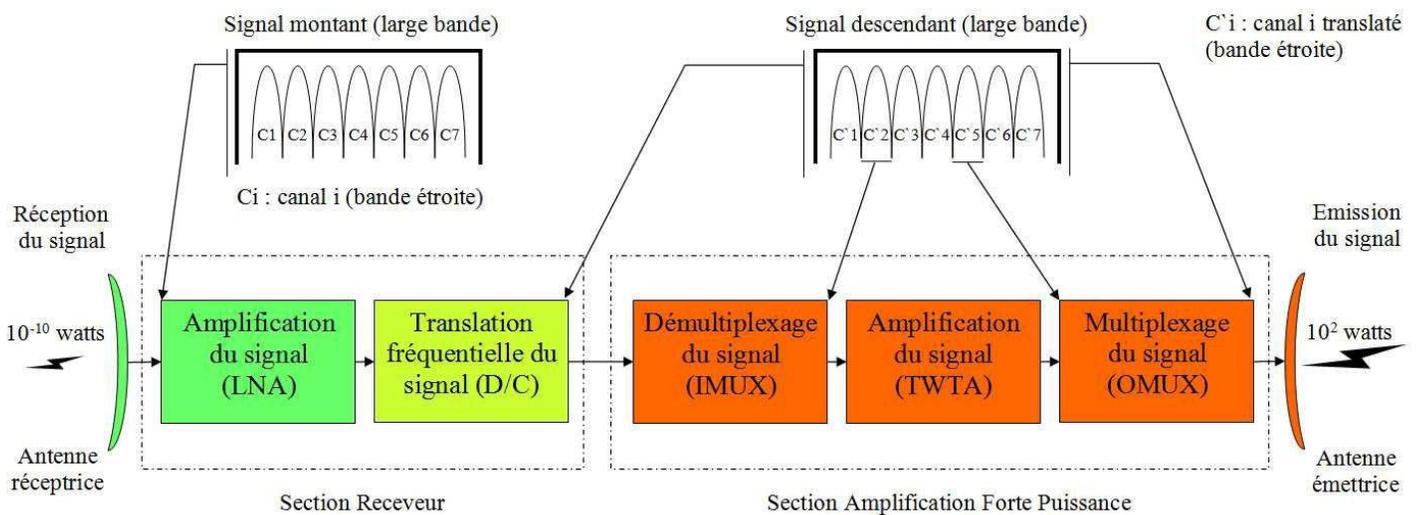


Figure I.4 : Schéma simplifié de la charge utile.

## **CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.**

---

Nous distinguerons ici deux sections de la charge utile dont nous définirons chacun des composants.

- **Les composants intervenant lors de la retransmission du signal par le satellite vers la station sol :**

- IMUX (Input Multiplexer) & OMUX (Output Multiplexer) : Un IMUX permet de séparer et de filtrer un signal à large bande en plusieurs canaux (signaux à bande étroite – 30 MHz). Un OMUX, lui, permet de recombinaison plusieurs canaux en un seul signal à large bande, opération qu'il effectuera après l'amplification de chaque canal.

- TWTA (Travelling Wave Tube Amplifier) est un tube à onde progressive. C'est l'équipement le plus demandeur en puissance de la charge utile, il consomme à lui seul de 90% à 95% de la puissance électrique du satellite. Il permet d'amplifier fortement un canal par échange d'énergie avec un faisceau d'électrons. Cependant il ne permet pas d'amplifier fortement un signal à large bande. C'est pour cette raison que le signal à large bande est démultiplexé en canaux.

- **Les composants intervenant lors de la réception du signal par le satellite depuis la station sol :**

- D/C (Down Converter) : assure une conversion fréquentielle basse du signal descendant. Un mélangeur associe un signal utile de fréquence  $F_{\text{utile}}$  et un signal de fréquence  $F_{\text{LO}}$  pour obtenir un signal utile translaté en fréquence selon la fréquence de l'oscillateur local (LO). A titre d'exemple, l'ordre de grandeur de la conversion est de quelques GHz, en bande Ka, une bande très largement utilisée en télécommunication haut débit.

- LNA (Low Noise Amplifier) : Il effectue une première amplification du signal avec un minimum de bruit. Le signal à large bande est de quelques centaines de picowatts en entrée du LNA et de quelques microwatts en sortie. Afin de minimiser la perte d'information ces LNAs sont placés au plus près de l'antenne réceptrice leur valant le surnom de préamplificateur. [9]

Nous allons nous intéresser maintenant plus en détails à ce dernier bloc qui est le point central de notre travail, l'amplificateur à faible bruit.

## **CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.**

---

### **I.5 L'amplificateur à faible bruit (LNA) :**

Dans la majorité des cas, le cahier des charges d'un amplificateur à faible bruit indique qu'il doit posséder un gain élevé et un facteur de bruit faible. L'objectif est donc d'augmenter le niveau du signal reçu le plus fortement possible avec un rapport signal sur bruit non dégradé [10]. Donc la conception d'un amplificateur à faible bruit est un compromis entre le facteur de bruit et le gain.

Il est tout aussi important de noter que suivant les fréquences, l'élément actif d'un amplificateur à faible bruit varie. Or dans le cadre de notre étude, la bande de fréquence choisie est la bande Ka aux environs de 30 GHz, cette bande de fréquence impose l'utilisation d'un transistor FET en GaAs afin d'assurer un bon fonctionnement du LNA.

#### **I.5.1 Présentation de l'élément actif d'un LNA : Le FET.**

Le transistor à effet de champ ou FET pour Field Effect Transistor est un dispositif reposant sur le principe de fonctionnement d'un semi-conducteur unipolaire, soit qu'un seul type de porteur intervient, et ce grâce à sa particularité qui est d'utiliser un champ électrique pour contrôler la forme et donc la conductivité du canal. Très préconisé pour les hautes fréquences pour ses excellentes propriétés de transports (Mobilité, vitesse et coefficient de diffusion). Il est important toutefois de noter qu'il existe une classification de ces FETs possédant chacun les avantages idéals à la réalisation d'une mission donnée, dans notre cas le transistor idéal est le pHEMT pour transistor à hétérostructure pseudomorphique développé principalement en GaAs.

#### **I.5.2 Le transistor à effet de champ à hétérostructure pseudomorphique pHEMT :**

Un pHEMT est tout d'abord un HEMT 'amélioré', nous commencerons donc par définir un HEMT avant d'expliquer comment intervient cette amélioration qui aboutit à un FET de type pHEMT.

## CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.

Un HEMT est un type de transistor à effet de champ, dont la structure des couches est réalisée de façon à séparer physiquement les électrons libres dans le canal grâce à la couche de surface qui utilise le AlGaAs fortement dopé N avec un grand gap se comportant ainsi comme un isolant. En revanche, le canal, non dopé, est composé d'un matériau à faible gap (GaAs), ce qui permet d'augmenter leur mobilité par la réduction de la répartition des impuretés ionisés.

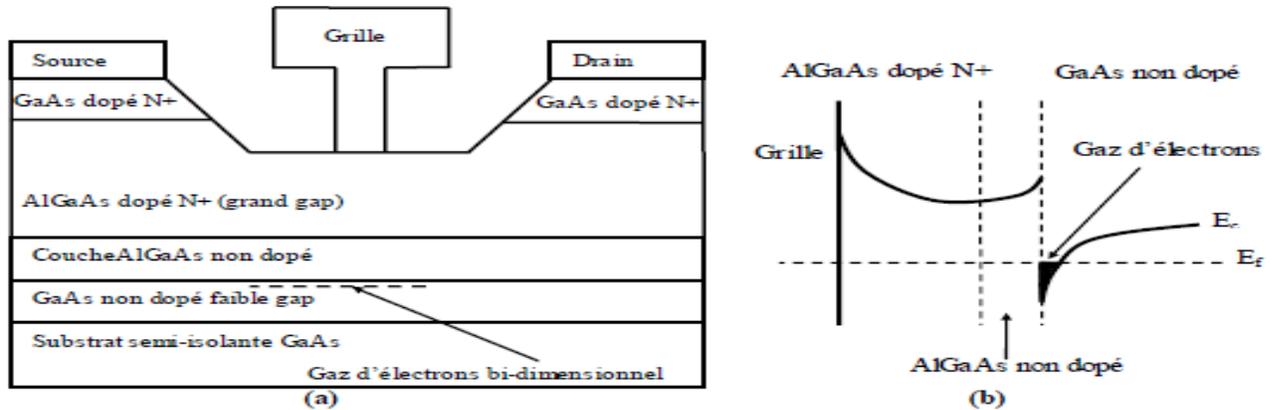


Figure I.5 : (a) vue en coupe du transistor HEMT, (b) structure de bande d'un HEMT.

Pour ce qui est du pHEMT l'amélioration réside dans le fait de remplacer le GaAs du canal par un autre matériau à faible gap (InGaAs) permettant alors une vitesse la plus élevée possible pour un champ électrique. Bien entendu cela s'accompagne d'une certaine contrainte imposant un compromis entre la teneur en Iridium et l'épaisseur du canal de manière à ce que la structure cristalline de InGaAs soit accordée avec celle du GaAs et du AlGaAs : on parle alors de couche "pseudomorphique". [11]

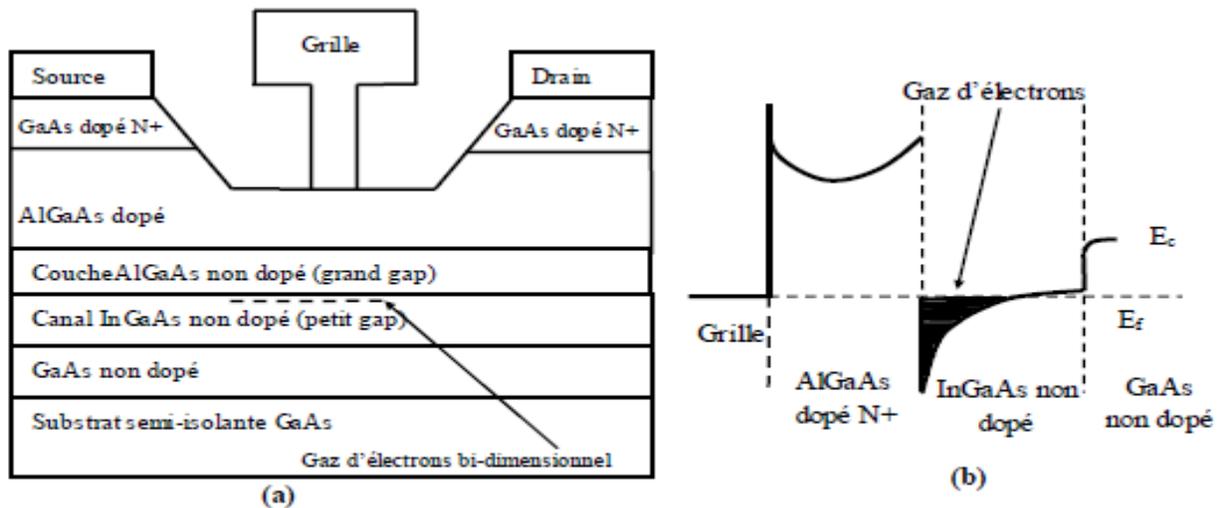


Figure I.6 : (a) Vue en coupe du pHEMT, (b) La structure de bande d'un pHEMT.

# CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.

## I.6 Le choix de la bande de fréquence Ka :

Le tableau I.1 [12] suivant présente les différentes bandes de fréquences de radiocommunication, il définit aussi l'utilité de la bande Ka comme étant celle que l'on attribue aux télécommunications par satellites à haut débit. Nous allons donc dans ce qui va suivre définir clairement quelle est la réelle utilité de la bande Ka dans les télécommunications satellitaires par ses avantages mais aussi ses inconvénients.

Tableau I.1 : Tableau illustrant la dénomination des bandes de fréquences ainsi que leurs utilisations.

Symbole latérale	Radiocommunications Spatiales	Désignation nominale	Exemples (Ghz)	
L	Bande des 1.5 GHz	1.525-1.710	GPS, téléphonie mobile par satellite (Iridium, Inmarsat, ...)	transmissions de données sur terminaux mobile.
S	Bande des 2.5 GHz	2.5-2.690	Radar météo, radar maritime, Digital audio Radio Service (DARS) broadcasting (Sirius XM radio), liaison TTC, transmissions de données sur terminaux mobiles.	
C	Bande des 4/6 GHz	3.4-4.2 4.5-4.8 5.85-7.075	1 <sup>ère</sup> bande pour la diffusion des signaux TV utilisée actuellement dans les zones tropicales (pluie).	
X	-	-	Radar civils et militaires.	
Ku	Bande des 11/14 GHz 12/14 GHz	10.7-13.25 14.0-14.5	Télécommunications par satellites	En Europe, diffusion TV [10.7 GHz – 12.75 GHz]
K	Bande des 20 GHz	18.1-27.0		Télécommunications par satellites haut débit, radars de courte distance
Ka	Bande des 30GHz	27.5-31.0		
V	Bande des 40GHz	37.5-42.5 47.2-50.2		

### I.6.1 La bande Ka et son rôle dans les télécommunications par satellites :

La bande Ka (Kurz above) correspond à une bande de fréquence comprise entre 26.5 GHz et 40 GHz, elle est utilisée principalement pour l'internet par satellite. Pour les télécommunications spatiales, cette bande de fréquence est subdivisée en deux, une première partie pour l'émission vers le satellite s'étend de 27.5 GHz à 31 GHz et une seconde partie pour la réception depuis le satellite s'étendant de 17.3 GHz à 21.2 GHz. [13]

## **CHAPITRE I : Amplificateur à faible bruit dans un système de communication par satellite à haut débit en bande Ka.**

---

Un des principaux avantages de cette bande est que les paraboles nécessaires pour recevoir les signaux sont très petites et peuvent même aller jusqu'à seulement 20 cm de diamètre.

Un autre de ses avantages est représenté par les faisceaux générés en bande Ka qui sont particulièrement directifs, l'énergie est mieux concentrée et le spectre peut être réutilisé de façon intensive d'autre part on dispose de beaucoup de fréquences pouvant être utilisés en bande Ka permettant ainsi de multiplier la capacité offerte et donc de proposer des services à des prix relativement bas.

La bande Ka a donc tout naturellement été proposée pour les satellites à haut débit offrant des services internet par satellites à des prix comparables à ceux de l'ADSL et à destination des territoires mal desservis par les infrastructures terrestres. [14]

Par contre les signaux transmis dans cette bande de fréquence sont plus sensibles à l'atténuation atmosphérique la rendant moins adaptée pour la diffusion télévisuelle dans les zones à taux élevé de précipitations.

### **I.7 Conclusion :**

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté l'état de l'art des télécommunications par satellite en dressant un historique de ces dernières avant de décrire de façon technique comment s'opère une communication par satellite.

La bande Ka qui est la bande la plus utilisée pour les télécommunications par satellites à haut débit, permet de cibler les zones à desservir en priorité notamment grâce à l'orbite qui leur permet de faire plusieurs tours de la Terre en un seul jour rendant nécessaire l'utilisation de constellation de satellites pour une couverture permanente.

Actuellement la technologie des semi-conducteurs permet d'avoir des composants performants pour cette bande de fréquences environnant les 30 GHz, ce qui nous sera très utile lors de la réalisation de l'amplificateur à faible par la suite.

## **CHAPITRE II**

---

### **Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence**

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

### II.1 Introduction :

Le principe du calcul des amplificateurs en microondes est fondé sur les paramètres S. Les considérations les plus importantes dans la conception d'un amplificateur sont la stabilité, le gain en puissance, le bruit et le choix du point de fonctionnement.

Nous allons voir dans ce chapitre, la démarche mathématique pour le calcul d'un amplificateur hyperfréquence à faible bruit.

### II.2 Amplificateur faible bruit LNA :

L'amplificateur à faible bruit (LNA) est un des blocs fonctionnels de base d'un système de communication. Il se situe habituellement à l'entrée du récepteur, donc il reçoit les signaux directement de l'antenne figure (II.1).

Le niveau du signal obtenu en entrée de la chaîne de réception est tellement faible qu'il se confond avec le plancher de bruit. Ceci impose la présence d'un amplificateur faible bruit en entrée afin de distinguer l'information transmise du bruit ambiant.

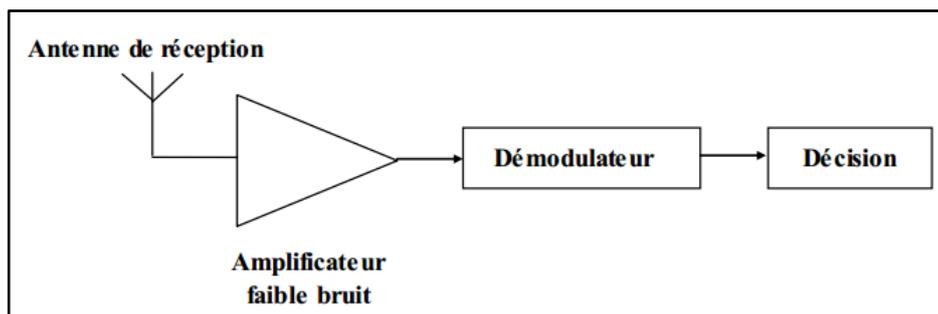


Figure II.1 : Schéma du principe de fonctionnement d'un récepteur.

Le niveau du signal utile est alors augmenté tout en réduisant au maximum l'élévation du plancher de bruit. Cette fonction doit également fournir un niveau de signal suffisant en sortie afin qu'il puisse être efficacement traité et son contenu informatif extrait avec un minimum d'erreurs. [16] [17]

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

### II.3 Le bruit Thermique :

Le bruit thermique est le résultat de l'agitation des électrons des conducteurs (résistances) sous l'action de la température. Il croît avec la température.

La densité de puissance de ce bruit  $N_0$ , dans la bande  $\Delta F$  s'exprime en Watt. Puisque nous travaillons sur des systèmes où l'impédance est adaptée alors la puissance de bruit est donnée par l'expression suivante [18] :

$$N_0 = K T \Delta F \quad (II.1)$$

Et la valeur quadratique du bruit en tension est donnée par :

$$\overline{e(t)^2} = 2 K T R \Delta F \quad (II.2)$$

Avec :

- $K$ : la constante de Boltzmann  $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$ .
- $T$  : Température du conducteur en Kelvin.
- $\Delta F$  : la bande passante en Hertz.
- $R$  : la valeur de la résistance en Ohm.

### II.4 Le facteur de Bruit :

Le facteur de bruit NF est défini comme le rapport entre la puissance totale du bruit en sortie d'un quadripôle sur la puissance du bruit en sortie de ce même quadripôle rendu non bruyant.

Le facteur de bruit est défini par :

$$NF = \frac{N_s}{G N_e} \quad (II.3)$$

$N_e$  : Facteur de bruit à l'entrée du quadripôle.

$N_s$ : Facteur de bruit à la sortie du quadripôle.

$G$  : Le gain du quadripôle.

L'expression du facteur de bruit en fonction du coefficient de réflexion de la source  $r_g$  et le facteur de bruit minimum  $NF_{\min}$  est la suivante [18] :

$$NF = NF_{\min} + 4 \frac{r_n |r_g - r_{opt}|^2}{|1 + r_{opt}|^2 (1 - |r_g|^2)} \quad (II.4)$$

Avec :

- $NF_{\min}$  : le facteur de bruit minimum du quadripôle.
- $r_g$  : coefficient de réflexion de la source.
- $r_{opt}$  : coefficient de réflexion de la source qui permet d'avoir le facteur de bruit minimum.
- $Z_0$  : L'impédance caractéristique (dans le cas générale  $Z_0 = 50 \Omega$ ).

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

- $r_n$  : la résistance équivalente réduite de bruit, exprimée par :  $r_n = \frac{R_N}{Z_0}$  où :
  - $R_N$  : la résistance du bruit équivalente du transistor.
  - $Z_0$  : l'impédance caractéristique.

### II.5 Formule de Friis :

Soit un récepteur qui se compose de n étages en cascade comme l'indique la figure (II.2).

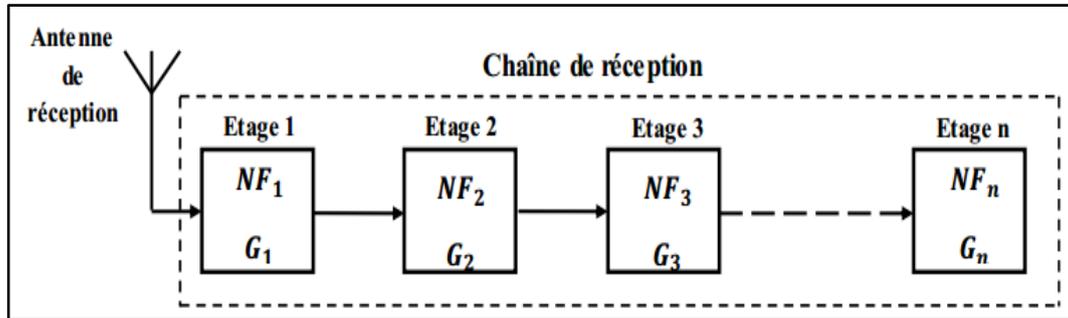


Figure II.2 : Récepteur avec n étage.

Le facteur de bruit total du récepteur est donné par la formule de Friis comme suit [18] :

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \frac{NF_4 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3} + \dots + \frac{NF_n - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \dots G_{n-1}} \quad (II.5)$$

D'après cette formule, il est clair que le facteur de bruit du récepteur qui se compose de n étages tend vers le facteur de bruit du premier étage, donc il est plus commode que ce premier étage soit un amplificateur à faible bruit « LNA ».

### II.6 Gain en puissance d'un étage amplificateur :

#### II.6.1 Gain de transfert en puissance :

Par définition, le gain de transfert en puissance  $G_T$  est le rapport de la puissance délivrée à la charge par la puissance disponible au générateur [18].

$$G_T = \frac{\text{La puissance délivrée à la charge}}{\text{La puissance disponible à la source}}$$

$$G_T = \frac{1 - |r_g|^2}{|1 - r_e r_g|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |r_{CH}|}{|1 - S_{22} r_{CH}|} \quad (II.6)$$

- $r_g$  : Coefficient de réflexion de la source.
- $r_e$  : Coefficient de réflexion à l'entrée du transistor.
- $r_{CH}$  : Coefficient de réflexion de la charge.

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

### II.6.2 Gain en puissance disponible :

Le gain en puissance disponible  $G_A$  est défini comme le rapport entre la puissance disponible du quadripôle (transistor) et la puissance disponible à la source [18].

$$G_A = \frac{\text{La puissance disponible du transistor}}{\text{La puissance disponible à la source}}$$
$$G_A = \frac{1-|r_g|^2}{|1-S_{21}r_g|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1-r_s|^2} \quad (II.7)$$

- $r_g$  : Coefficient de réflexion de la source.
- $r_s$  : Coefficient de réflexion à la sortie du transistor.

### II.6.3 Gain de l'amplificateur en puissance :

Le gain de l'amplificateur en puissance  $G_p$  est défini comme le rapport de la puissance délivrée à la charge par la puissance à l'entrée du transistor [18].

$$G_P = \frac{\text{La puissance délivré à la charge}}{\text{La puissance à l'entrée du transistor}}$$
$$G_A = \frac{1}{|1-r_e|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|r_{CH}|^2}{|1-S_{22}r_{CH}|^2} \quad (II.8)$$

- $r_e$  : Coefficient de réflexion à l'entrée du transistor.
- $r_{CH}$  : Coefficient de réflexion de la charge.

## II.7 Stabilité d'un amplificateur à transistor :

Lorsqu'un amplificateur est instable, il y a un risque d'oscillation, ce phénomène est dû au fait que les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie du transistor soient supérieurs à l'unité.

Donc stabiliser un amplificateur revient à le fermer par des impédances à partie réelle positive telle que  $|r_g| < 1$  et  $|r_{ch}| < 1$ .

On parle de stabilité conditionnelle lorsque la stabilité du quadripôle est vérifiée seulement pour certaines valeurs d'impédances de source et de charge, à la fréquence de fonctionnement. Si les conditions de stabilité sont vérifiées quelles que soient les impédances du générateur et de charge, on parle alors de stabilité inconditionnelle.

Le schéma de principe d'un amplificateur à transistor est illustré dans la figure (II.3).

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

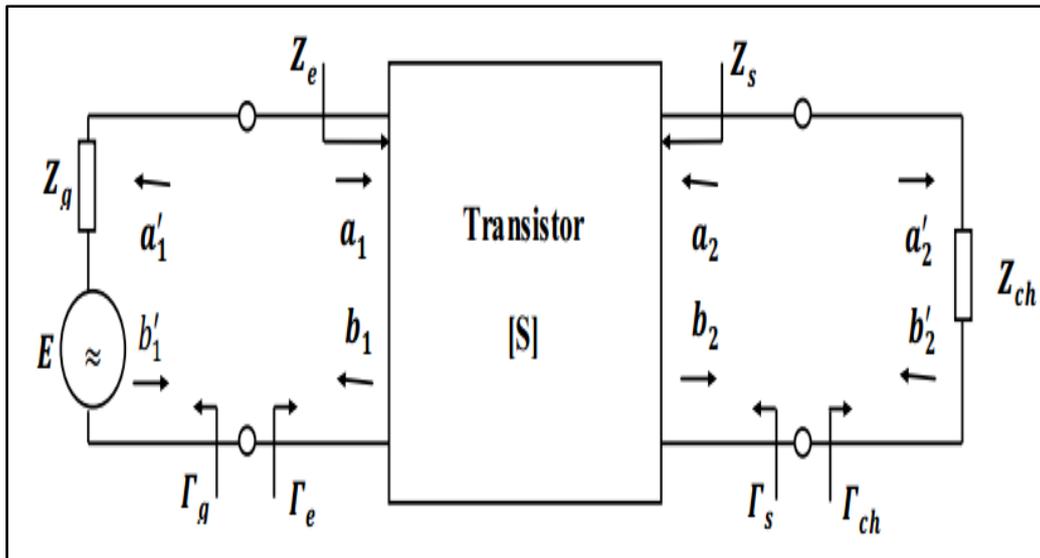


Figure II.3 : Schéma de principe d'un amplificateur à transistor.

La matrice de dispersion S de ce quadripôle est la suivante :

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$$

Sachant que :

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (\text{II.9})$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (\text{II.10})$$

Et pour que l'amplificateur soit stable il faut que :

$$|\Gamma_g| < 1 \quad (\text{II.11})$$

$$|\Gamma_{ch}| < 1 \quad (\text{II.12})$$

Sachant que  $r_e$  est le coefficient de réflexion à l'entrée du transistor avec  $a_2 = 0$ , et  $r_s$  est le coefficient de réflexion à la sortie du transistor sachant que  $a_1 = 0$  ces deux conditions se traduisent par :

$$r_e = \frac{b_1}{a_1} \Gamma_g^* \quad (\text{II.13})$$

$$r_s = \frac{b_2}{a_2} = \Gamma_{ch}^* \quad (\text{II.14})$$

A partir des équations (II.9), (II.10) et (II.12), (II.13) on trouve :

$$r_e = \Gamma_g^* = S_{11} + \frac{\Gamma_{ch} S_{21} S_{12}}{1 - \Gamma_{ch} S_{22}} \quad (\text{II.15})$$

$$(\text{II.16})$$

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

$$\Gamma_S = \Gamma_{ch}^* = S_{22} + \frac{\Gamma_g S_{21} S_{12}}{1 - \Gamma_g S_{11}}$$

En combinant ces deux relations, on obtient deux équations de second degré et leurs solutions sont les suivantes :

$$\Gamma_e = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (II.17)$$

$$\Gamma_S = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (II.18)$$

Avec :

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad \text{et} \quad C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad \text{et} \quad C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

Avec  $\Delta$ , le déterminant de la matrice S donné par :

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12} \quad (II.19)$$

On fait apparaître un facteur K dit facteur de Rollet égale à :

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad (II.20)$$

Les deux conditions nécessaires et suffisantes pour qu'un transistor soit dit inconditionnellement stable sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} K > 1 \\ \Delta < 1 \end{array} \right. \quad (II.21)$$

Si l'une des deux conditions n'est pas vérifiée, le transistor est dit conditionnellement stable, donc il peut être stable, mais juste pour certaines valeurs de  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_{ch}$ .

Dans ce cas, il est nécessaire de déterminer les régions dans lesquelles il faut choisir les impédances d'entrée et de sortie qui assurent la stabilité du transistor.

Les régions qui délimitent les zones stables, forment des cercles sur l'abaque de Smith, dit cercles de stabilité de la source et de la charge de centre C et de rayon R.

Pour la source :

$$C_g = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (II.22)$$

$$R_g = \frac{|S_{12} S_{21}|}{||S_{11}|^2 - |\Delta|^2|} \quad (II.23)$$

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

Pour la charge :

$$C_{ch} = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (II.24)$$

$$R_{ch} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{||S_{22}|^2 - |\Delta|^2|} \quad (II.25)$$

Les cercles de stabilité de la source et de la charge sont illustrés dans la figure (II.4). (Exemple tracé de façon qualitative)

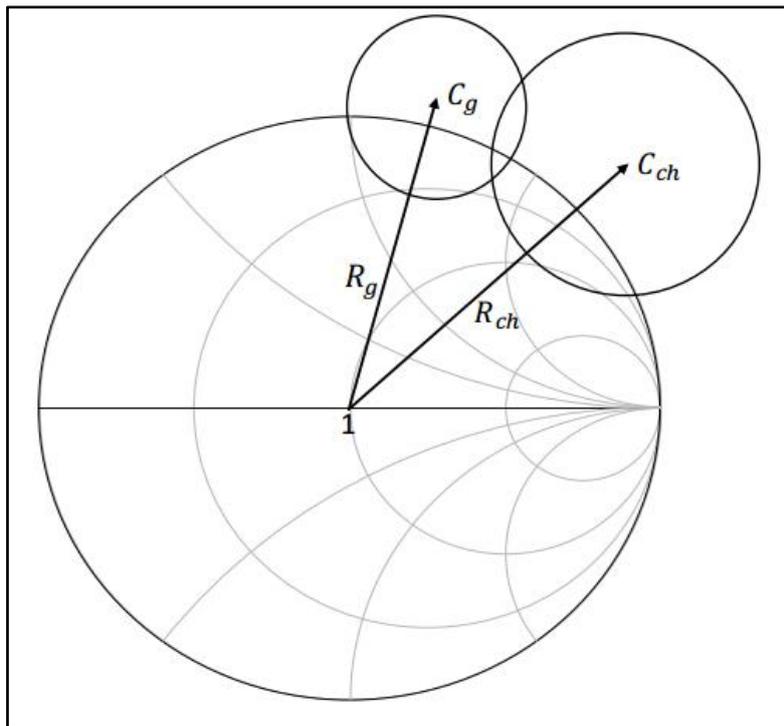


Figure II.4 : Exemple de tracé des cercles de stabilité sur l'abaque de Smith.

Souvent le module des deux paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  est inférieur à l'unité, donc le domaine délimité par les cercles pour la source et la charge qui ne contiennent pas le centre de l'abaque correspond aux régions instables pour la source et la charge.

Dans le cas contraire où le module des paramètres et est supérieur à l'unité, la région instable est dans la zone où se trouve le centre de l'abaque de Smith pour la source et la charge.

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

### II.8 Circuit de polarisation :

Il existe de nombreuses configurations possibles pour polariser un transistor en HF. La plus simple est représentée sur la figure (II.5). Le principe est d'isoler les signaux continus de ceux en HF avec une inductance. Comme cette dernière n'est pas idéalement un circuit ouvert pour les HF, elle est accompagnée d'une capacité de découplage reliée à la masse pour évacuer les signaux résiduels.

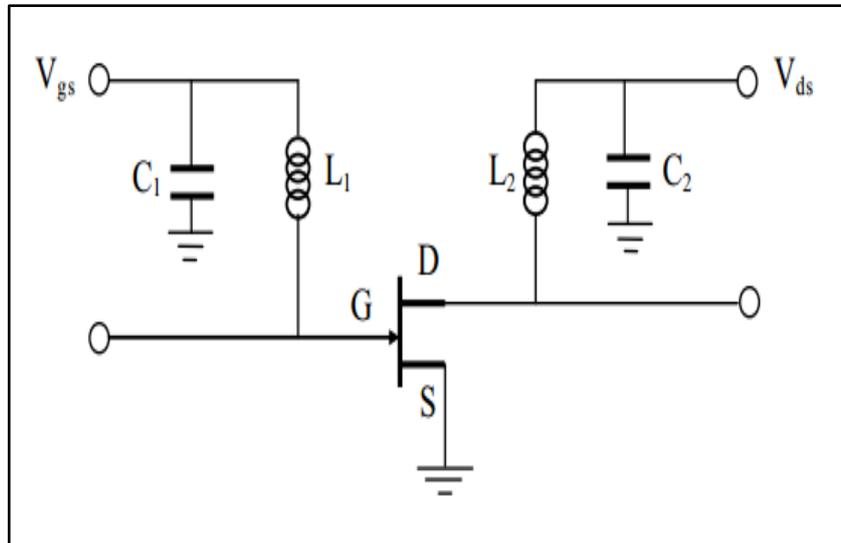


Figure II.5 : Circuit classique de polarisation d'un transistor en HF.

### II.9 Conception d'un amplificateur LNA :

#### II.9.1 Configuration à minimum de bruit :

D'après l'équation (II.4), pour atteindre cette configuration il faut que le coefficient de réflexion du générateur soit égale à  $r_{opt}$ .

Sur l'abaque de Smith, il faut vérifier que  $r_{opt}$  se trouve dans la zone stable, sinon, la configuration à minimum de bruit est impossible, dans ce cas nous allons tracer les cercles à facteur de bruit constant et choisir le coefficient de réflexion au niveau du générateur sur l'un de ces cercles tout en respectant la stabilité.

Les rayons et les centres de ces cercles sont donnés par les relations suivantes :

$$C_N = \frac{r_{opt}}{1+N} \quad (II.26)$$

$$R_N = \frac{\sqrt{N^2 + N(1-r_{opt})}}{1+N} \quad (II.27)$$

Avec :

$$N = \frac{|r_g - r_{opt}|^2}{(1 - |r_g|)^2} \quad (II.28)$$

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

Un exemple de tracé des cercles à facteur de bruit constant est illustré dans la figure (II.6) suivante.

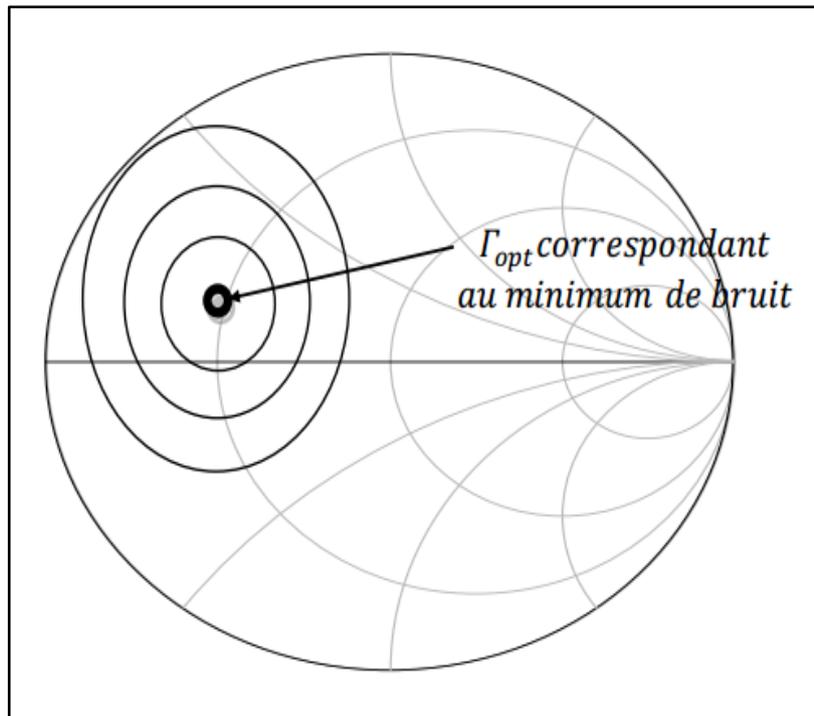


Figure II.6 : Exemple de tracé des cercles à facteur de bruit constant.

### II.9.2 Configuration à gain élevé :

Maximiser le gain de l'étage amplificateur revient à trouver les impédances  $Z_c = Z_g^*$  et  $Z_s = Z_{ch}^*$  à présenter à l'entrée et à la sortie du transistor afin de garantir le transfert maximum de puissance de la source vers la charge.

L'adaptation simultanée entrée-sortie n'est possible que si le quadripôle est inconditionnellement stable ( $K > 1$ ). Le gain de transfert s'exprime alors par :

$$G_T = \frac{|S_{21}|}{|S_{22}|} (K + \sqrt{K^2 - 1}) \quad (II.29)$$

Dans le cas où le quadripôle est conditionnellement stable, le gain est maximum pour des valeurs de  $\Gamma_{s\_max}$  et  $\Gamma_{L\_max}$  qui sont à l'extérieur de l'abaque de Smith et donc qui ne sont pas réalisables à l'aide d'éléments passifs. Il est donc inutile de chercher à obtenir le gain maximum par adaptation complexe conjugué. Les terminaisons de sources et de charges permettant de satisfaire le critère de stabilité conditionnelle ne donneront qu'un gain inférieur au gain maximum absolu.

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

On définit alors les cercles à gains constants qui permettent de déterminer les lieux des points pour lesquels les gains sont constants. Le centre et le rayon de ces cercles sont donnés par les expressions suivantes :

$$C_p = \frac{g_p(S_{22}^* - \Delta S_{11})}{1 + g_p(|S_{22}|^2 + |\Delta|^2)} \quad (\text{II.30})$$

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2g_p^2}}{|1 + g_p(|S_{22}|^2 + |\Delta|^2)|} \quad (\text{II.31})$$

Avec  $g_p$  le gain en puissance normalisé donné par la relation suivante :

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{21}|^2} \quad (\text{II.32})$$

Un exemple de tracé des cercles à gain constant est représenté dans la figure (II.7).

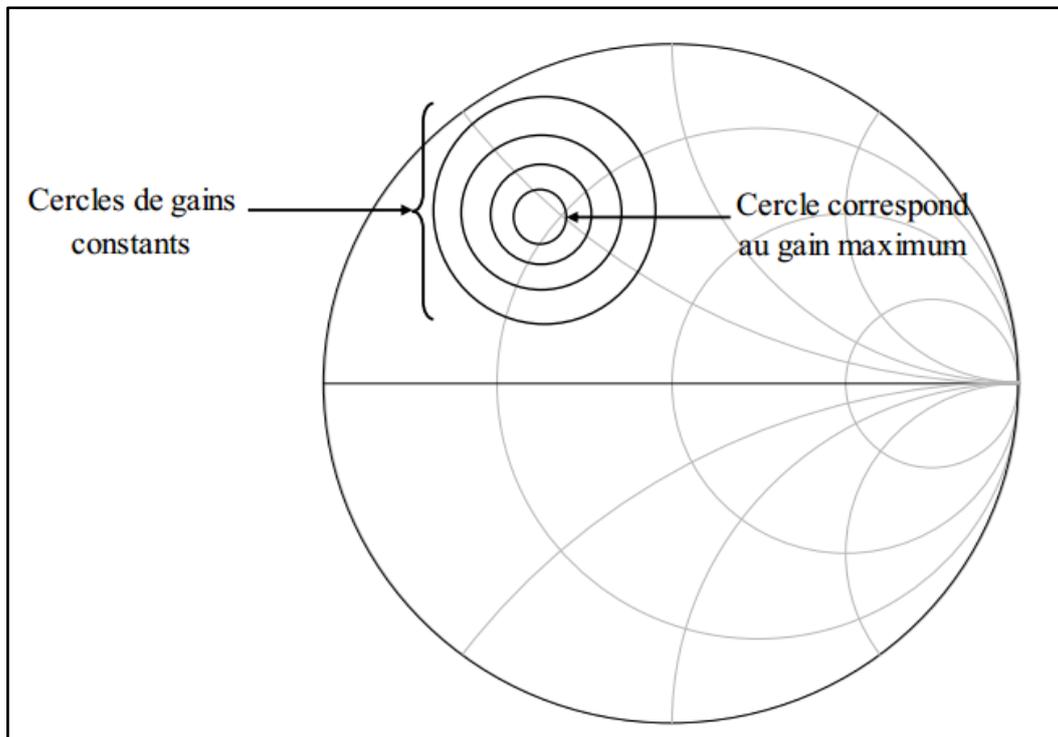


Figure II.7 : Le tracé des cercles à gain constant.

### II.9.3 Compromis gain-facteur de bruit :

Dans une telle conception, il est plus utile d'avoir un amplificateur à double objectif ; avoir un facteur de bruit minimum et en même temps un gain acceptable [19]. Pour se faire, il faut tracer les deux cercles sur l'abaque de Smith, l'un correspondant au gain et l'autre correspondant au facteur de bruit comme le montre la figure (II.8).

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

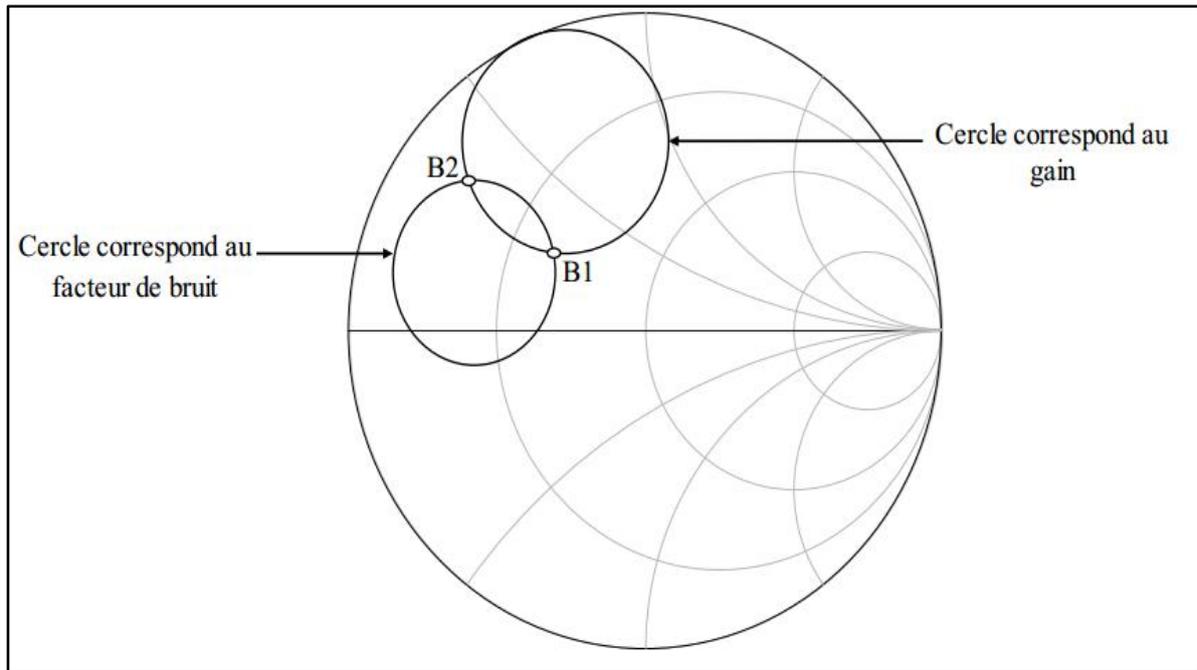


Figure II.8 : Le tracé des cercles l'un du gain et l'autre du facteur de bruit.

Les deux points B1 et B2 d'intersection entre les deux cercles correspondent à notre objectif. Si l'intersection entre les deux cercles n'existe pas, alors il est impossible de faire le compromis gain maximum - facteur de bruit minimum.

### II.10 Conception des cellules d'adaptation :

Un réseau LC est généralement utilisé pour adapter la charge à la source. Les fréquences transmises sans atténuation sont celles pour lesquelles l'adaptation entre la source et la charge est réalisée. Par contre, l'adaptation n'aura pas lieu d'être pour les fréquences que l'on ne veut pas transmettre.

Généralement la forme de ces cellules LC est en L,  $\pi$  ou T. les cellules en L permettent d'avoir une réponse étroite, par contre les cellules en  $\pi$  et T ont des réponses plus large.

#### II.10.1 Exemple de calcul d'une cellule d'adaptation en L :

En hyperfréquence nous cherchons à transférer une puissance maximale d'une source de tension E et de d'impédance  $Z_g = R_g + jX_g$  vers une charge de valeur  $Z_{ch} = R_{ch} + jX_{ch}$ .

Dans le cas où  $R_g < R_{ch}$ , la configuration utilisé est la suivante :

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

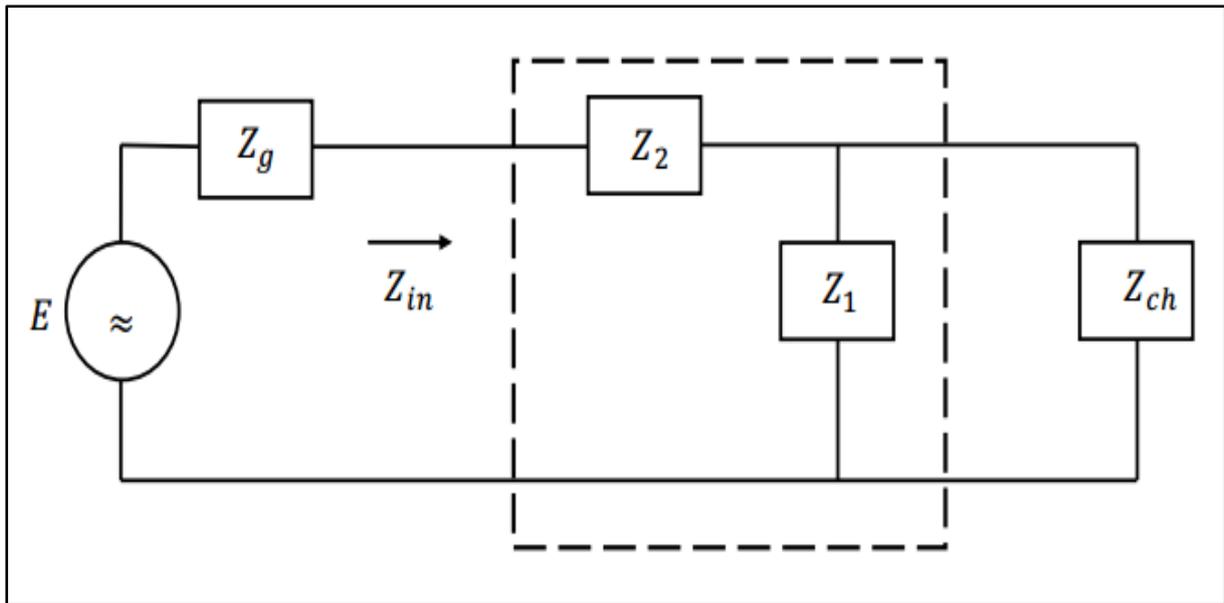


Figure II.9 : Cellule d'adaptation en L ( $R_G < R_L$ ).

Le calcul des cellules d'adaptations (Voir annexe A) nous donne :

$$X_1 = \frac{X_{ch} \pm R_{ch} \sqrt{\frac{R_{ch}}{R_g} - 1 + \frac{X_{ch}^2}{R_{ch}R_g}}}{\frac{R_L}{R_G} - 1} \quad (II.33)$$

$$X_2 = -(X_g \pm R_g \sqrt{\frac{R_{ch}}{R_g} - 1 + \frac{X_{ch}^2}{R_{ch}R_g}}) \quad (II.34)$$

Dans le cas où  $R_g > R_{ch}$ , la configuration utilisé est la suivante :

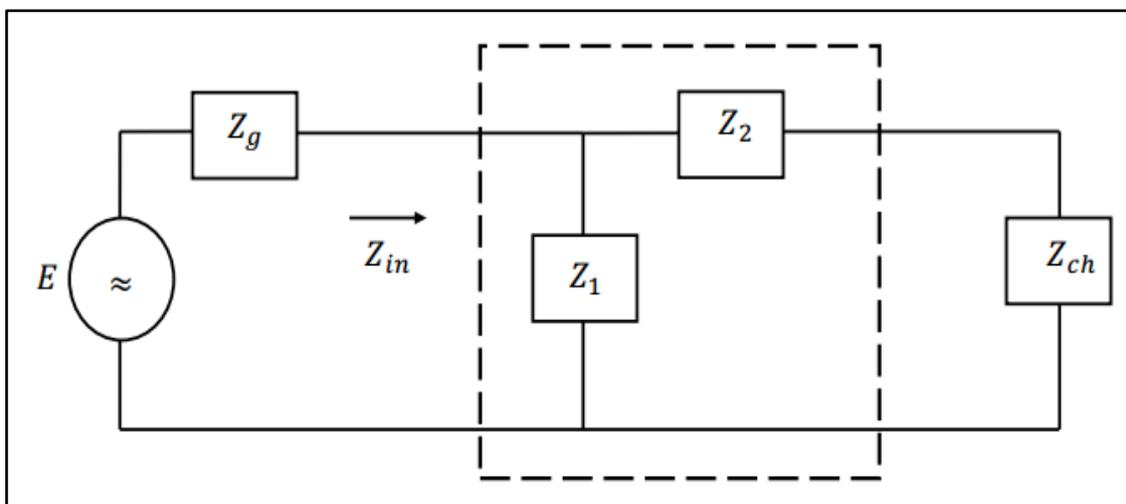


Figure II.10 : Cellule d'adaptation en L ( $R_G > R_L$ ).

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

Le calcul des cellules d'adaptation nous donne:

$$X_1 = \frac{X_g \pm R_g \sqrt{\frac{R_g}{R_{ch}} - 1 + \frac{X_g^2}{R_{ch} R_g}}}{\frac{R_g}{R_{ch}} - 1} \quad (II.35)$$

$$X_2 = -(X_{ch} \pm R_{ch} \sqrt{\frac{R_g}{R_{ch}} - 1 + \frac{X_g^2}{R_{ch} R_g}}) \quad (II.36)$$

### II.10.2 Filtre de Tchebychev :

Le filtre de Tchebychev est un filtre passif qui peut fournir des bandes passantes très larges, il est caractérisé par des ondulations (ripples) sur sa bande passante. On peut l'utiliser pour optimiser le gain d'un amplificateur.

La réponse fréquentielle du filtre est représentée dans la figure (II.11).

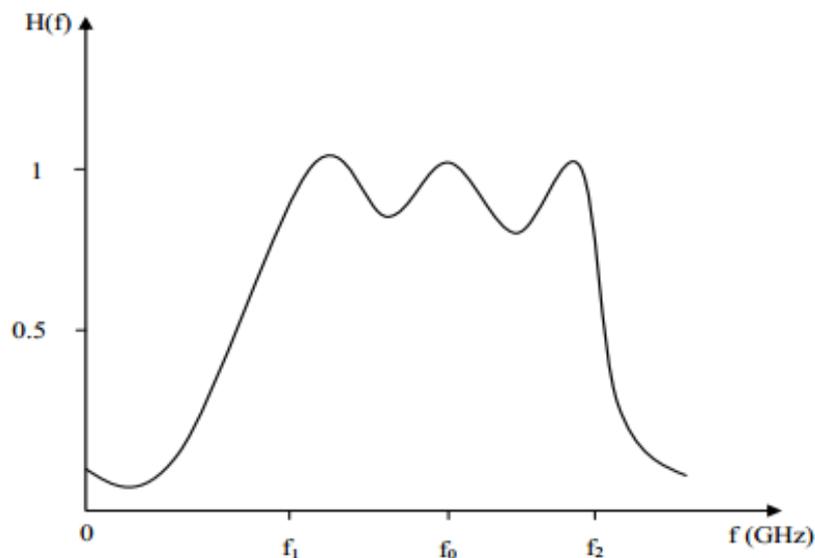


Figure II.11 : La réponse fréquentielle du filtre de Tchebychev passe-bande.

- **Le schéma électrique du filtre Tchebychev passe -bande :**

Dans le cas où  $R_g > R_{ch}$ , le schéma électrique du filtre d'ordre  $n$  est le suivant :

## CHAPITRE II : Théorie de calcul des amplificateurs à faible bruit en hyperfréquence

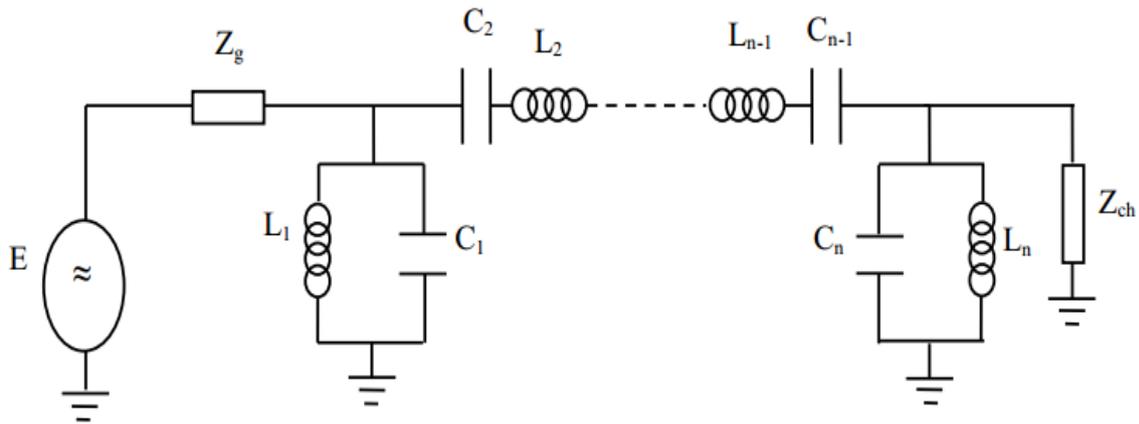


Figure II.12 : Le schéma électrique du filtre Tchebychev d'ordre  $n$  dans le cas où  $R_g > R_{ch}$ .

Dans le cas où  $R_g < R_{ch}$ , le schéma électrique du filtre d'ordre  $n$  est le suivant :

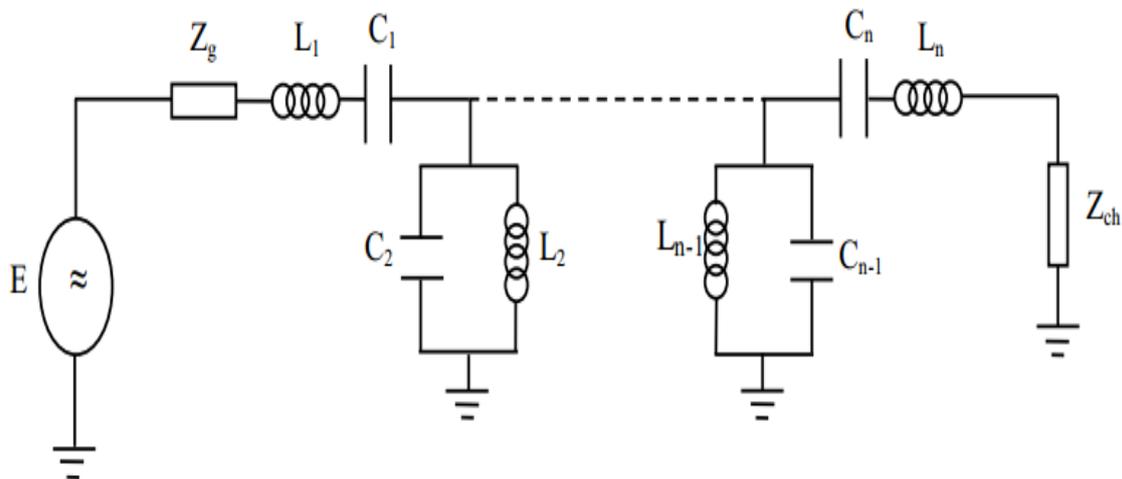


Figure II.13 : Le schéma électrique du filtre Tchebychev d'ordre  $n$  dans le cas où  $R_g < R_{ch}$ .

La théorie de calcul du filtre de Tchebychev passe bande est basée sur la transformation d'un filtre passe bas en filtre passe bande (Voir annexe B).

### II.11 : Conclusion :

Le LNA est un composant crucial dans les systèmes de communications. Le principal intérêt du LNA à l'entrée de la chaîne de traitement analogique est d'amplifier le signal informatif sans lui rajouter de bruit significatif afin de permettre un meilleur traitement analogique et numérique de l'information par les modules suivants le LNA.

Dans ce chapitre nous avons étudié les différentes configurations possibles d'un amplificateur hyperfréquence ainsi que la démarche mathématique à suivre pour assurer ces configurations (minimum de bruit et gain élevé). Nous avons aussi calculé les cellules d'adaptation en L ainsi que le filtre de Tchebychev.

## **CHAPITRE III**

---

**Conception et simulation d'un amplificateur faible  
bruit à 30 GHz**

## **CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz**

### **III.1 Introduction :**

L'objectif de ce chapitre est de concevoir un amplificateur à faible bruit LNA pour un satellite de communication fonctionnant autour d'une large bande (Ka) à la fréquence de 30 GHz avec le meilleur compromis possible entre le gain et le facteur de bruit.

La première étape de la conception d'un circuit, est le choix du composant actif. Pour cela, on a suggéré trois topologies différentes parmi lesquelles nous devons choisir celle qui convient le mieux à notre cahier des charges comme illustré dans le tableau ci-dessous.

Après, à l'aide du logiciel ADS (Advanced Design System) qui est dédiée à la simulation des circuits et des systèmes radiofréquences, on simule les différents paramètres internes (Paramètres S, la bande passante, les impédances d'entrées et de sorties des étages) et les performances des étages comme le gain et le facteur de bruit.

Tableau III.1 : Cahier des charges de l'amplificateur à faible bruit.

Fréquence (GHz)	30
Facteur de bruit NF (dB)	2
Gain de transmission (dB)	20
Isolation (dB)	25
Bande passante (GHz)	27.5-31
Consommation (mWatt)	100

### **III.2 Conception et description de l'architecture de l'amplificateur à faible bruit (LNA) :**

L'objectif principal de cette étude est de concevoir un amplificateur à faible bruit (LNA) qui fonctionne sur une large bande autour de 30GHz, pour un satellite de communication.

Le choix du transistor dans le circuit est l'étape la plus importante pour la conception du LNA, le transistor à hétérojonction pHEMT a été choisi en raison de son avantage principal qui est d'avoir une fréquence de coupure plus élevée que le MOS, ce qui permet le fonctionnement dans la bande Ka.

Le bruit et le gain, sont les paramètres essentiels à analyser lors de la conception d'un amplificateur LNA. Donc pour avoir la structure la plus adaptée à notre cahier des charges, on doit chercher une topologie qui donne les meilleures performances avec un minimum de surface occupée.

Dans ce travail, on va essayer de concevoir un amplificateur à faible bruit LNA large bande, qui devra atteindre les objectifs suivants :

- Avoir un maximum de gain et un minimum de bruit.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

- Avoir un gain et facteur de bruit constants tout le long de la gamme de fréquence d'intérêt.

### III.3 Etude technique du transistor utilisé :

#### III.3.1 Choix du transistor :

Le choix du transistor est soumis aux critères suivants :

- Le transistor doit avoir un gain élevé.
- Le transistor doit avoir une faible figure de bruit (Low Noise Figure).
- La consommation en puissance doit être la plus faible possible.

#### III.3.2 Présentation du transistor pHEMT :

Le transistor utilisé est le pHEMT PL1510-MS avec une large grille de  $0.15\mu\text{m}$ , formé par des paires de doigts.

La résistance de grille a un grand impact sur le facteur de bruit du composant. La décomposition de la largeur ( $W_u$ ) de la grille en doigts, permet la réduction de la résistance de celle-ci et donc de provoquer une diminution du facteur de bruit du composant.

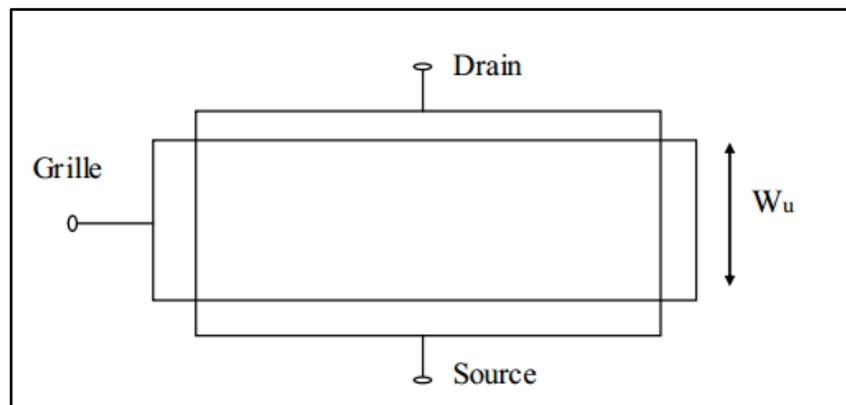


Figure III.1 : Un transistor avec une structure de grille sans doigts.

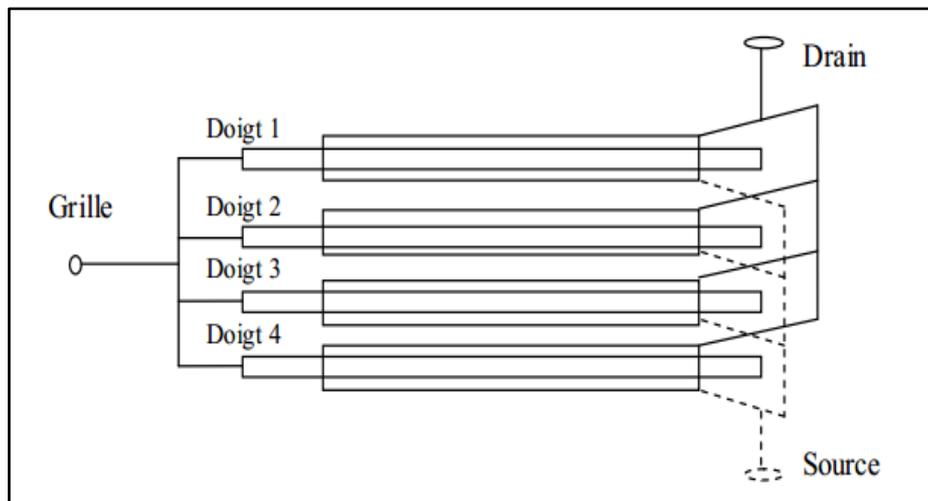


Figure III.2 : Exemple d'un transistor avec une structure de grille en 4 doigts.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

Le symbole du transistor utilisé et son layout sont illustrés dans les figures (III.3) et (III.4) ci-dessous :

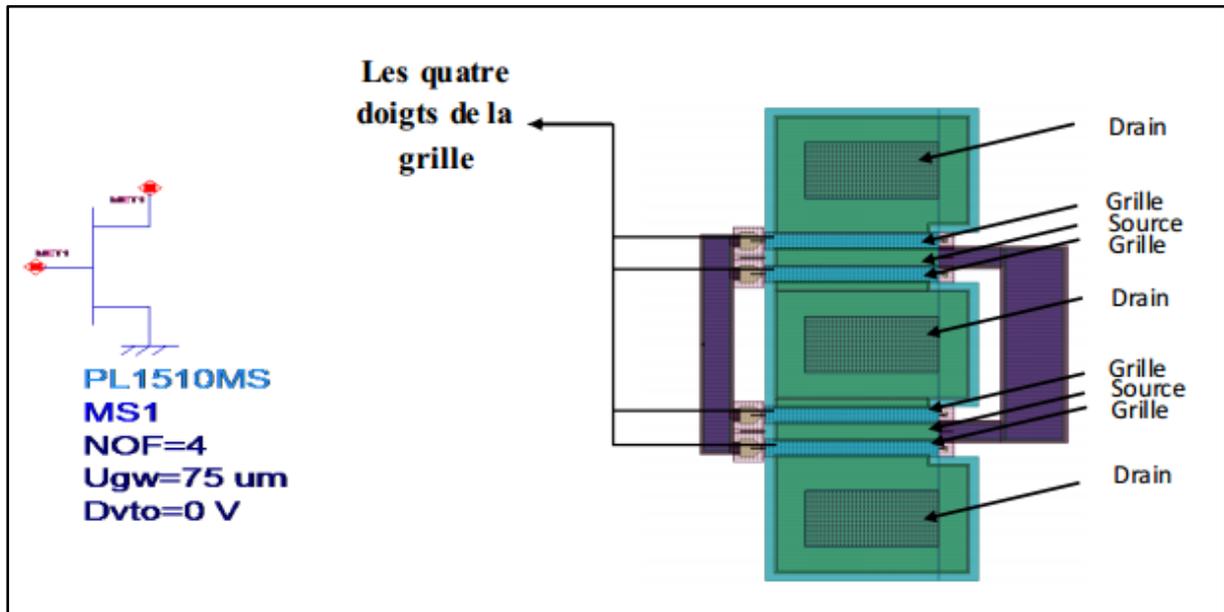


Figure III.3 : Le symbole du transistor choisi.

Figure III.4 : Le layout du transistor avec les 4 doigts de grille.

### III.3.3 Etude de l'effet du nombre de doigts de grille sur $NF_{\min}$ et $G_{\max}$ (Choix de la topologie du transistor) :

Nous cherchons dans cette étude à identifier la meilleure topologie du transistor parmi les trois topologies suggérées, afin d'avoir le minimum de bruit possible avec le maximum de gain possible.

Les topologies suggérées dépendent du nombre de doigts choisis à chaque opération.

- **Topologie 1 :**

4 doigts de grille : NOF=4.

- **Topologie 2 :**

8 doigts de grille : NOF=8.

- **Topologie 3 :**

12 doigts de grille : NOF=12.

Lors de l'évaluation du facteur de bruit minimum  $NF_{\min}$  et du gain  $G_{\max}$ , on fixe une polarisation de référence :

$$v_{ds} = 2V \quad \text{et} \quad v_{gs} = -0.3V$$

Puis, on conçoit le circuit sur ADS pour faire la simulation des paramètres  $NF_{\min}$  et  $G_{\max}$  en fonction de la polarisation et du nombre de doigts de grille (NOF), comme présenté dans la figure III.5.

# CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

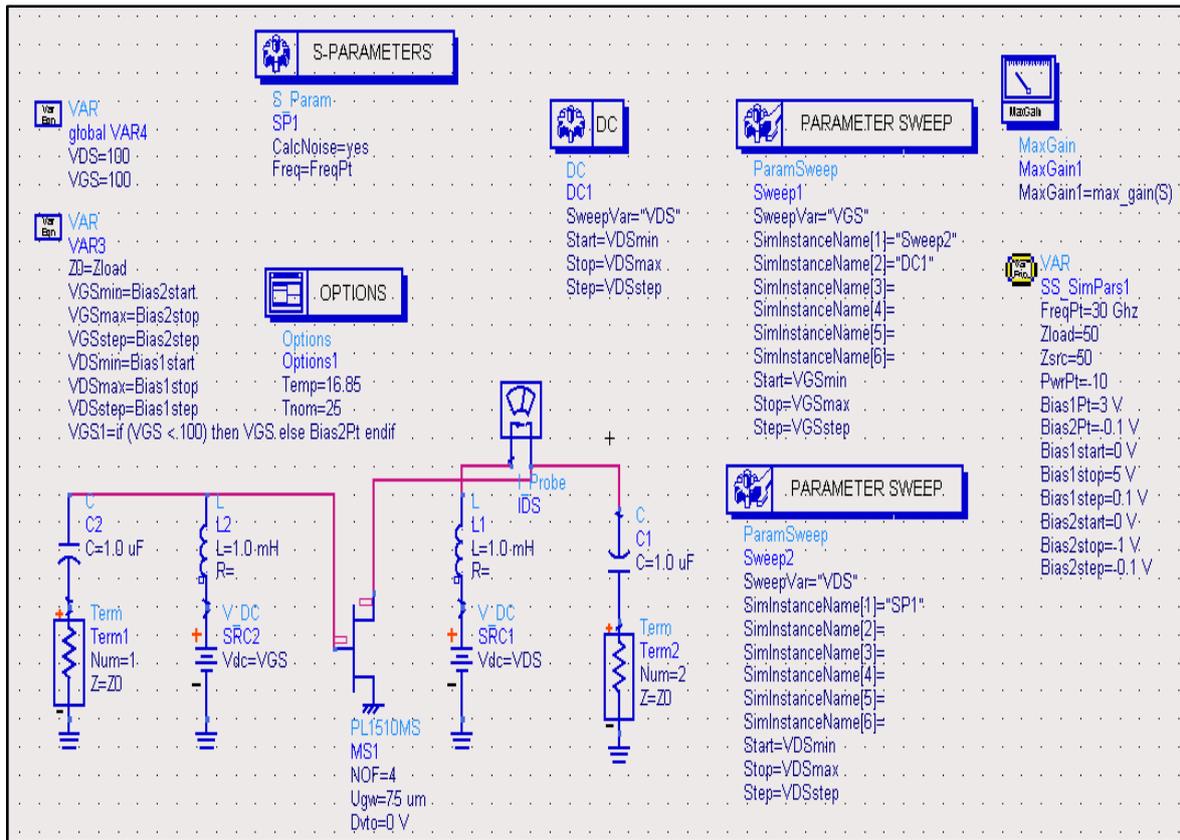


Figure III.5 : Circuit de simulation des paramètres  $NF_{min}$  et  $G_{max}$  en fonction de la polarisation.

Les figures ci-dessous, montrent l'évolution du facteur de bruit  $NF_{min}$  et le gain maximal  $G_{max}$  des trois topologies de transistor à la fréquence de 30 GHz :

- **Topologie 0.15  $\mu m$  avec NOF=4**

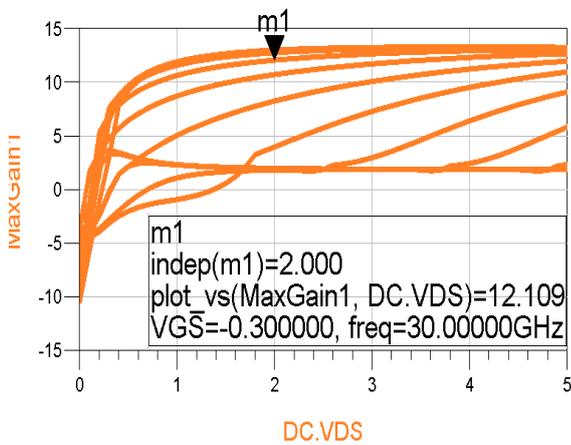


Figure III.6 : Gain maximum du transistor en fonction de vgs et vds à NOF=4.

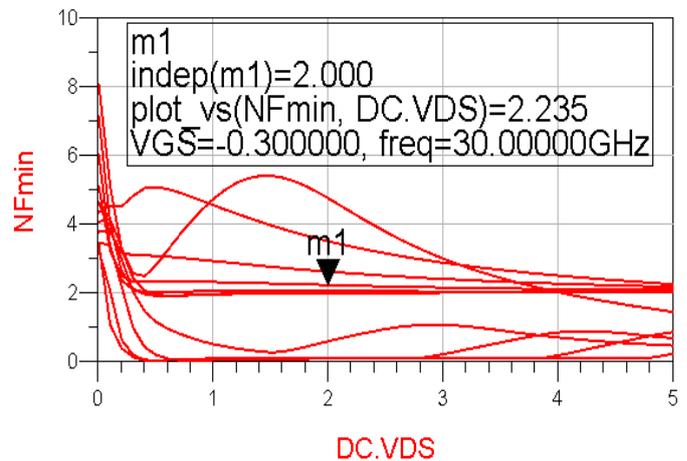


Figure III.7 : Bruit minimum du transistor en fonction de vgs et vds à NOF=4.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

Tableau III.2 : Tableau résumant les résultats de la simulation de  $NF_{min}$  et  $G_{max}$  selon la topologie NOF=4.

NOF	Fréquence	Vds	vgs	$NF_{min}$	$G_{max}$
4	30 GHz	2 V	-0.3 V	2.235 dB	12.109dB

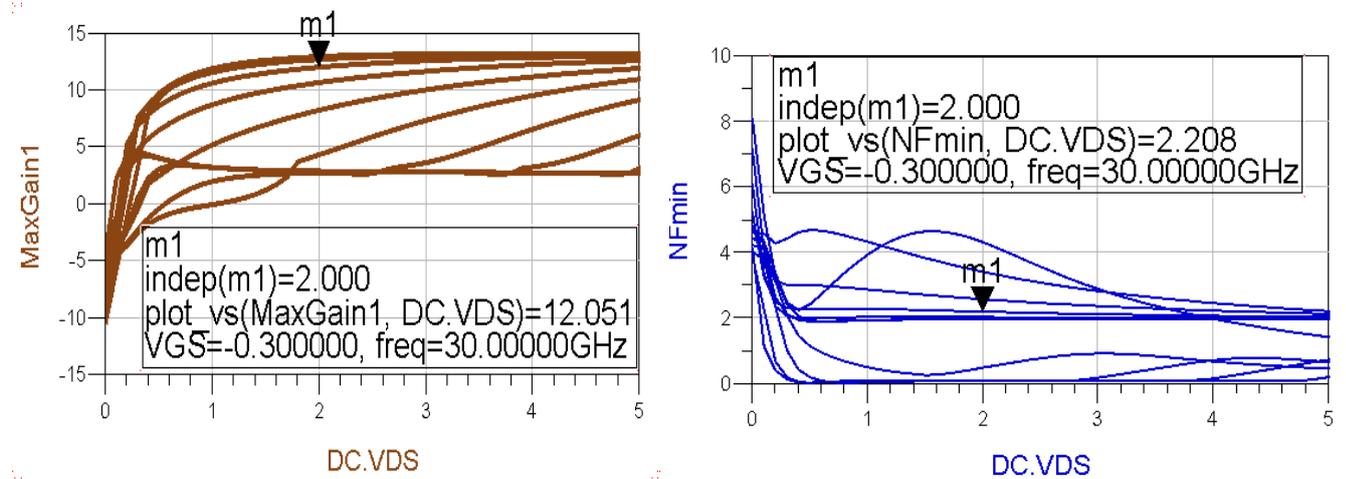


Figure III.8 : Gain maximum du transistor en fonction de vgs et vds à NOF=8.

- **Topologie 0.15  $\mu\text{m}$  avec NOF= 8 :**

Figure III.9 : Bruit minimum du transistor en fonction de vgs et vds à NOF=8.

Tableau III.3 : Tableau résumant les résultats de la simulation de  $NF_{min}$  et  $G_{max}$  selon la topologie NOF=8.

NOF	Fréquence	vds	vgs	$NF_{min}$	$G_{max}$
8	30GHz	2V	-0.3V	2.208dB	12.051dB

- **Topologie 0.15  $\mu\text{m}$  avec NOF= 12 :**

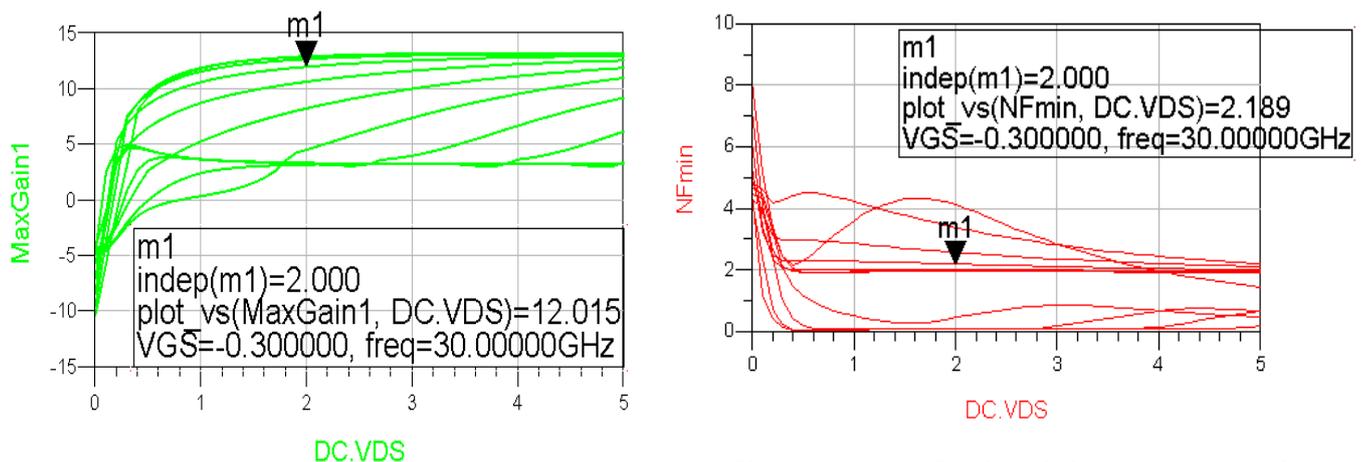


Figure III.10 : Gain maximum du transistor en fonction de vgs et vds à NOF=12.

Figure III.11 : Bruit minimum du transistor en fonction de vgs et vds à NOF=12.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

Tableau III.4 : Tableau résumant les résultats de la simulation de  $NF_{min}$  et  $G_{max}$  selon la topologie  $NOF=12$ .

NOF	Fréquence	Vds	vgs	$NF_{min}$	$G_{max}$
12	30GHz	2V	-0.3V	2.189dB	12.015dB

D'après ces courbes, on note une diminution remarquable de la valeur du facteur de bruit  $NF_{min}$  et du gain maximal  $G_{max}$  lors de l'augmentation du nombre de doigts de grille NOF.

En conséquence, nous pouvons conclure qu'il est impossible de choisir une topologie de transistor qui permet l'obtention d'un minimum de bruit et d'un maximum de gain simultanément. Il s'agira alors d'effectuer un certain compromis.

### III.3.4 L'impact du nombre de doigts de grille sur la consommation du transistor :

La consommation de puissance du système, est un autre paramètre qui doit être pris en compte lors de la conception du LNA.

Les résultats de l'optimisation de la consommation du système selon le nombre de doigts de grille, sont présentés dans les figures ci-dessous :

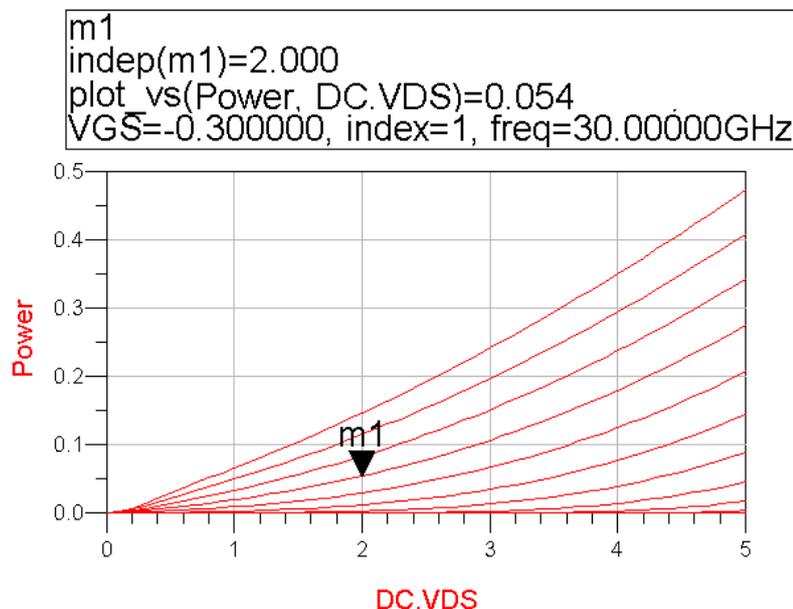


Figure III.12 : Consommation du transistor avec  $NOF=4$ , pour un point de fonctionnement arbitraire.

### CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

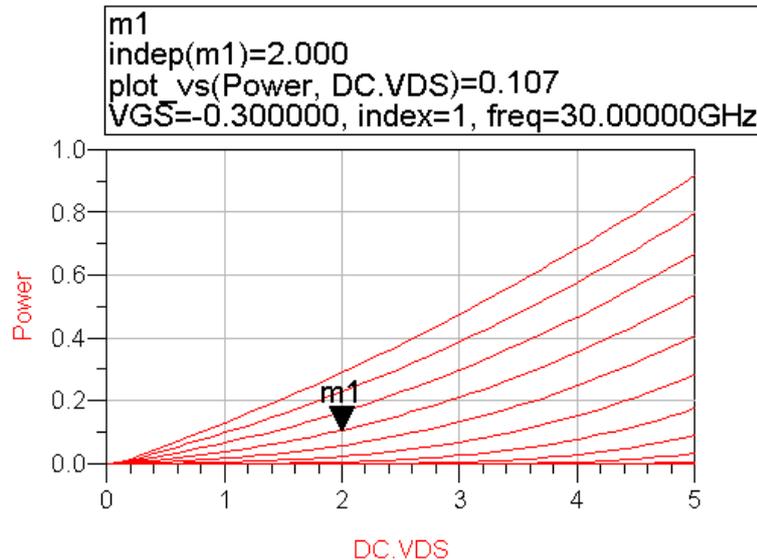


Figure III.13 : Consommation du transistor avec NOF=8, pour un point de fonctionnement arbitraire.

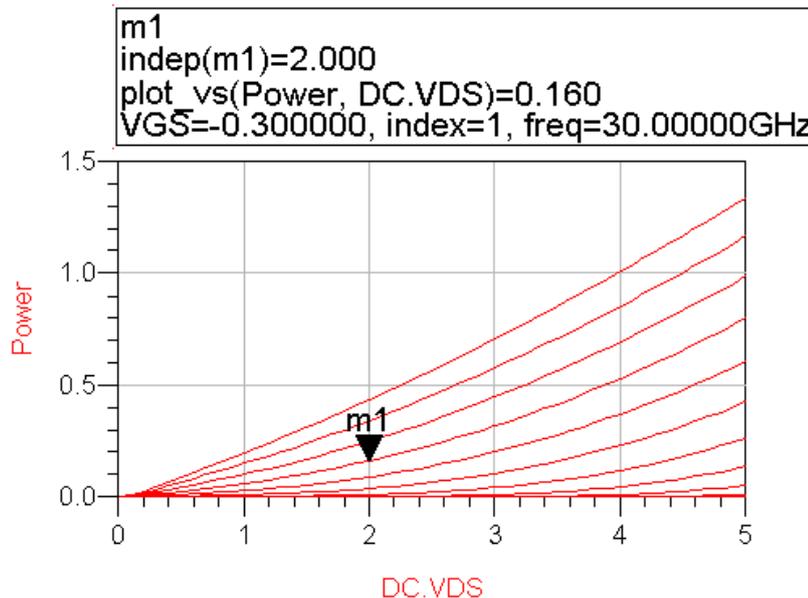


Figure III.14 : Consommation du transistor avec NOF=12, pour un point de fonctionnement arbitraire.

On remarque que la consommation du transistor augmente quand le nombre de doigts de grille (NOF) augmente.

La raison de cela, c'est que lorsqu'on augmente le nombre de doigts de grille en parallèle, la résistance de grille diminue, ce qui conduit à une augmentation du courant de drain, et de ce fait la consommation pour une tension Vds donnée augmente.

Ci-dessous un tableau qui reprend tous les résultats obtenus lors des simulations précédentes :

Tableau III.5 : Tableau résumant les résultats de la simulation de  $NF_{min}$ ,  $G_{max}$  et la consommation de puissance selon les 3 topologies suggérés.

### CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

NOF	NF <sub>min</sub> (dB)	G <sub>max</sub> (dB)	P <sub>min</sub> (Watt)
4	2.225	12.109	0.054
8	2.208	12.051	0.107
12	2.189	12.015	0.160

En se basant sur les graphiques obtenus précédemment, et selon l'analyse des différentes contraintes (Facteur de bruit, gain, consommation) présentées dans ce tableau, le compromis facteur de bruit minimum et gain maximum avec la plus faible consommation de puissance est assurée par la topologie NOF=4.

#### III.4 Le choix du point de fonctionnement :

Le choix du point de fonctionnement doit être établi selon un compromis entre le facteur de bruit minimum et le gain maximum. Les valeurs de NF<sub>min</sub>, de G<sub>max</sub> et de la consommation en puissance en fonction de VDS et VGS selon la topologie NOF=4 sont présentées ci-dessous :

- Pour VGS=-0.1V :

Tableau III.6 : Les valeurs de Gmax, NFmin et la puissance en fonction de vds à vgs constant.

VDS	Gain max (dB)	NFmin(dB)	P conso (Watt)
1.2	12.349	1.983	0.061
1.3	12.476	1.989	0.067
1.4	12.610	1.994	0.074
1.5	12.710	1.998	0.080
1.6	12.801	2.001	0.087
1.7	12.878	2.004	0.093
1.8	12.944	2.006	0.1

- Pour VGS = -0.2 V

### CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

Tableau III.7 : Les valeurs de  $G_{max}$ ,  $NF_{min}$  et la puissance en fonction de  $v_{ds}$  et  $v_{gs}$  constant.

VDS	Gain max (dB)	NFmin(dB)	P conso (Watt)
* 1.2	12.022	2.068	0.042
1.3	12.173	2.069	0.047
1.4	12.303	2.070	0.051
1.5	12.415	2.069	0.056
1.6	12.513	2.069	0.061
1.7	12.599	2.068	0.066
1.8	12.674	2.066	0.072

- Pour  $V_{GS} = -0.3$  V

Tableau III.8 : Les valeurs de  $G_{max}$ ,  $NF_{min}$  et la puissance en fonction de  $v_{ds}$  à  $v_{gs}$  constant.

VDS	Gain max(dB)	NFmin(dB)	P conso (Watt)
1.2	11.121	2.306	0.025
1.3	11.297	2.297	0.028
1.4	11.453	2.289	0.031
1.5	11.591	2.280	0.034
1.6	11.716	2.271	0.038
1.7	11.828	2.262	0.042
1.8	11.930	2.253	0.046

Nous avons choisi le point de fonctionnement ( $v_{ds}=1.2$ ,  $v_{gs}=-0.2$ ), car il nous donne le meilleur compromis entre le gain, le facteur de bruit et la consommation de puissance.

Les figures suivantes montrent les variations de  $NF_{min}$ ,  $G_{max}$  et la consommation en puissance selon le point de fonctionnement choisi :

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

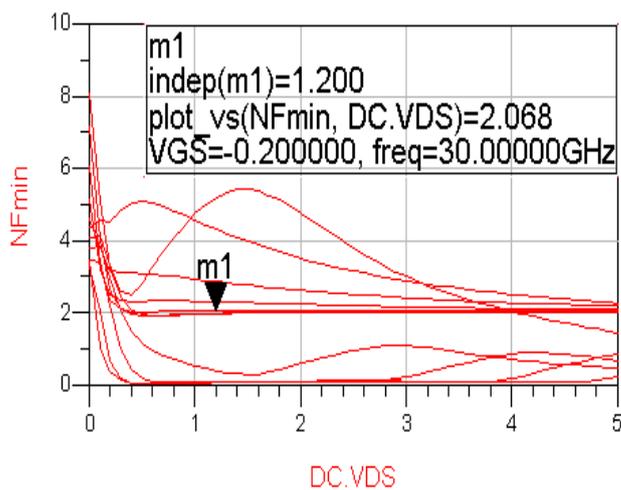


Figure III.15 : Représentation du facteur de bruit du transistor minimum en fonction de vgs et vds.

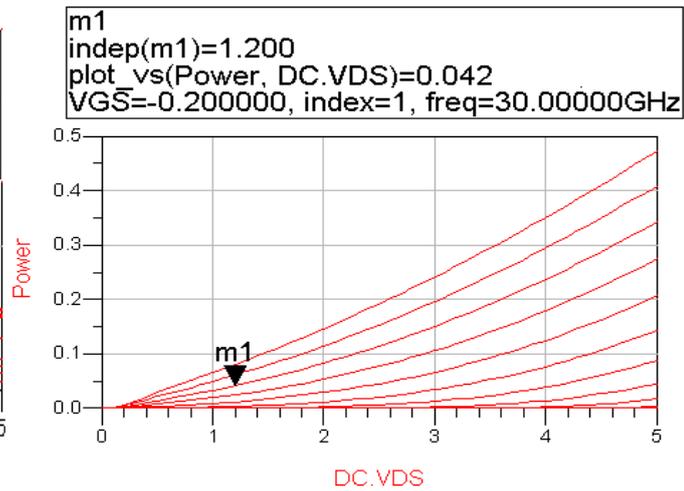


Figure III.16 : Représentation de la consommation en puissance du transistor en fonction de vgs et vds.

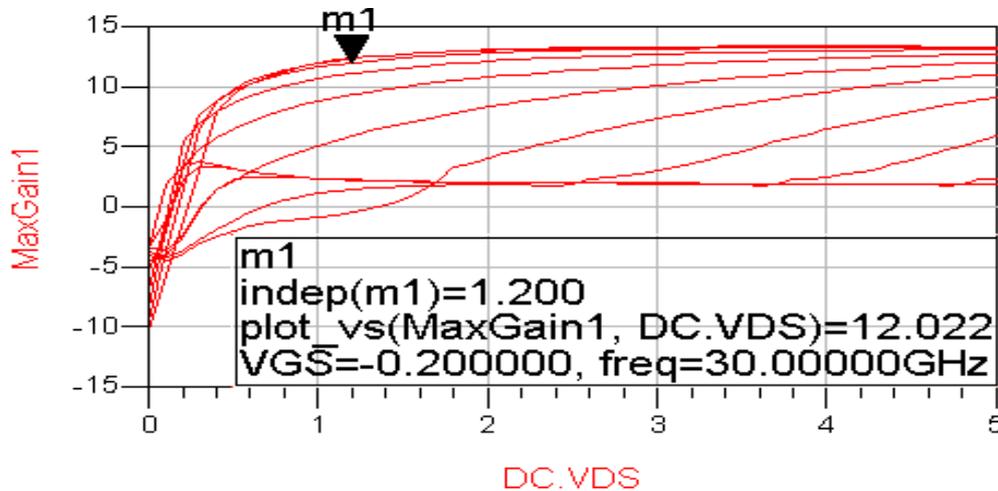


Figure III.17 : Représentation du gain maximum du transistor en fonction de vgs et vds.

### III.5 Vérification des performances du transistor au point de fonctionnement choisi :

#### III.5.1 Courbes courants-tensions :

Le circuit présenté dans la figure suivante est le circuit utilisé pour générer les courbes courants-tensions du transistor au point de fonctionnement choisi :

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

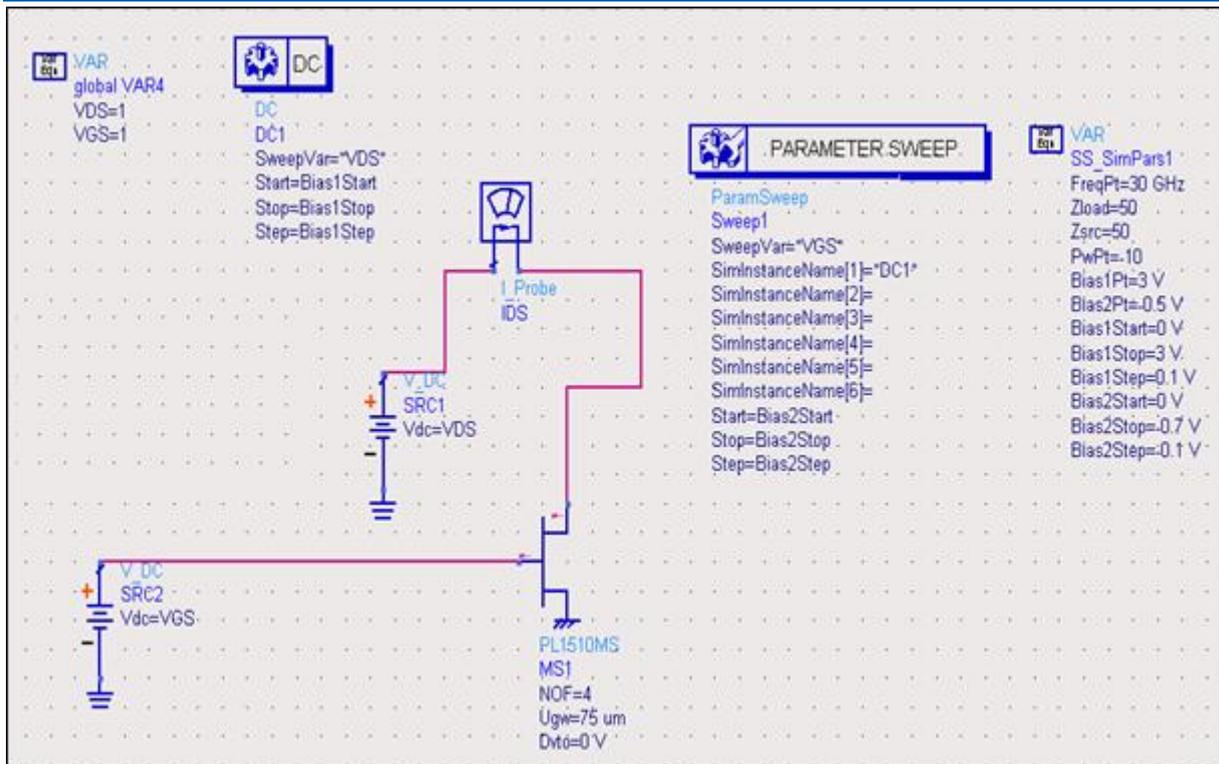


Figure III.18 : Circuit de simulation des courbes I-V du transistor PL1510 MS.

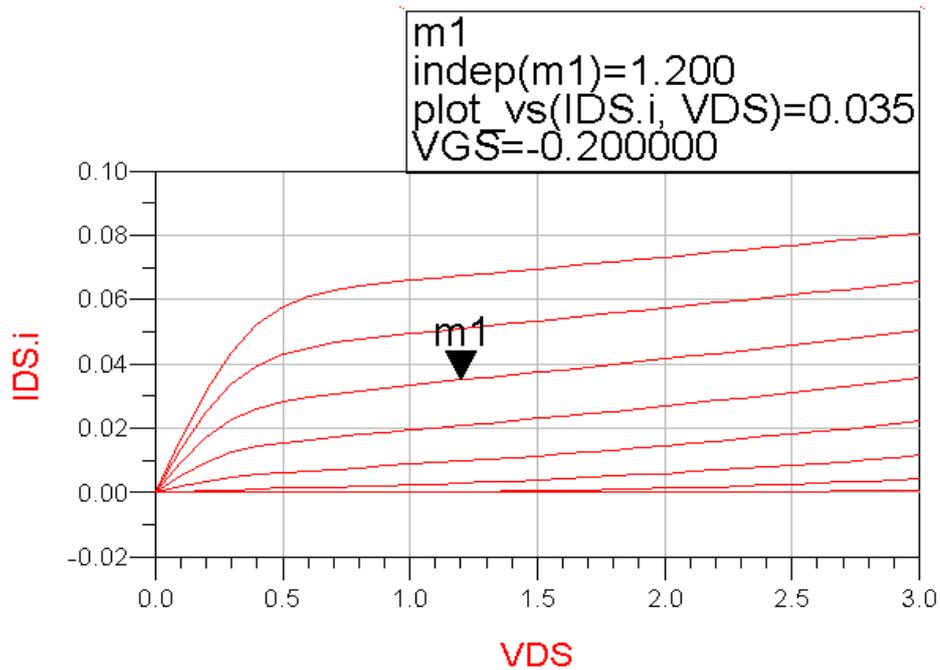


Figure III.19 : Représentation d'IDS en fonction de vds à vgs constant.

# CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

## III.5.2 Mesures des paramètres S du transistor :

Le circuit présenté dans la figure suivante, permet de mesurer :

- Les paramètres S du transistor.
- Le facteur de bruit  $NF_{min}$ .
- Le facteur de Rollet K.
- Delta  $\Delta$ .

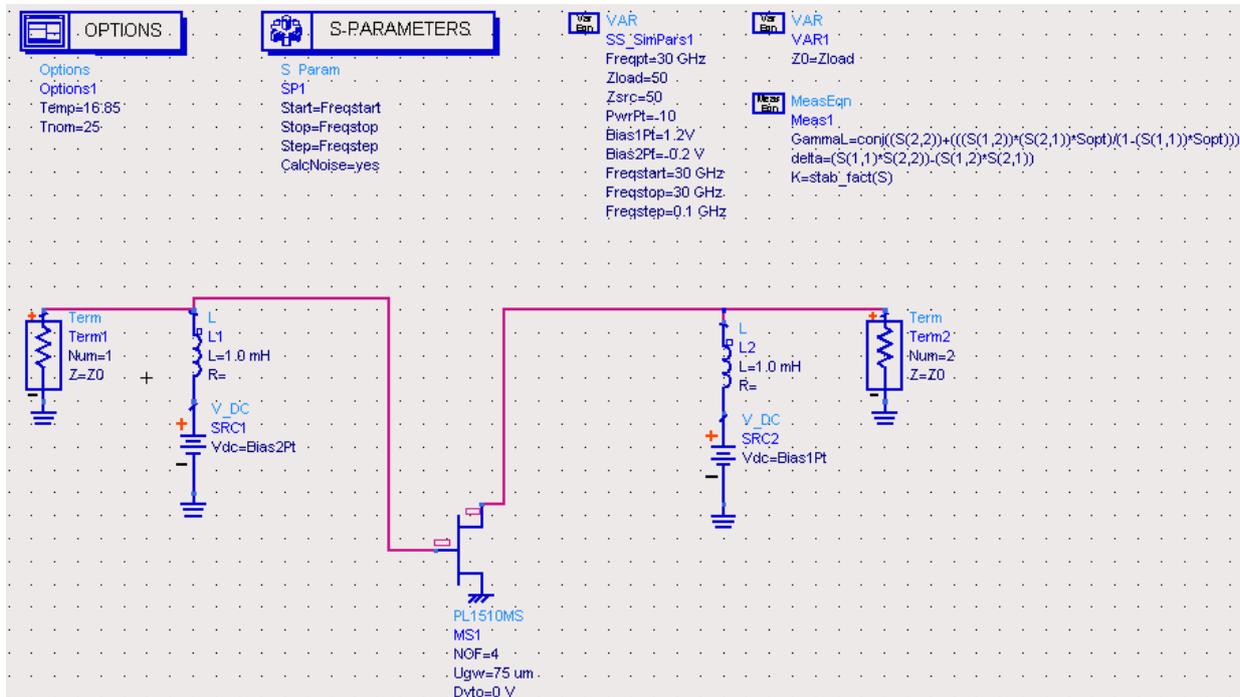


Figure III.20 : Circuit pour le calcul des paramètres S.

1-

Le tableau ci-dessous montre les valeurs calculées des paramètres S en module et en phase :

Tableau III.9 : Paramètres S en module et phase à  $v_{ds}=1.2$  et  $I_{ds}=35mA$ .

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
25.00 GHz	0.824 / -166.687	0.103 / -11.609	1.956 / 64.314	0.420 / -154.869
25.50 GHz	0.824 / -167.381	0.103 / -12.261	1.918 / 63.385	0.422 / -155.462
26.00 GHz	0.824 / -168.059	0.102 / -12.904	1.880 / 62.464	0.424 / -156.044
26.50 GHz	0.824 / -168.720	0.102 / -13.539	1.844 / 61.552	0.427 / -156.618
27.00 GHz	0.824 / -169.366	0.102 / -14.166	1.809 / 60.647	0.429 / -157.182
27.50 GHz	0.824 / -169.997	0.102 / -14.786	1.775 / 59.750	0.431 / -157.739
28.00 GHz	0.824 / -170.615	0.102 / -15.399	1.743 / 58.861	0.434 / -158.288
28.50 GHz	0.824 / -171.220	0.102 / -16.005	1.711 / 57.978	0.436 / -158.831
29.00 GHz	0.824 / -171.813	0.102 / -16.605	1.681 / 57.102	0.438 / -159.367
29.50 GHz	0.824 / -172.394	0.102 / -17.198	1.651 / 56.233	0.441 / -159.898
30.00 GHz	0.824 / -172.963	0.102 / -17.786	1.622 / 55.369	0.443 / -160.424
30.50 GHz	0.824 / -173.523	0.102 / -18.368	1.595 / 54.512	0.445 / -160.945
31.00 GHz	0.824 / -174.072	0.102 / -18.944	1.568 / 53.660	0.448 / -161.461
31.50 GHz	0.824 / -174.611	0.102 / -19.516	1.542 / 52.814	0.450 / -161.974
32.00 GHz	0.824 / -175.141	0.101 / -20.082	1.516 / 51.973	0.453 / -162.483
32.50 GHz	0.824 / -175.663	0.101 / -20.643	1.492 / 51.137	0.455 / -162.988
33.00 GHz	0.824 / -176.176	0.101 / -21.200	1.468 / 50.307	0.458 / -163.491
33.50 GHz	0.824 / -176.681	0.101 / -21.752	1.445 / 49.481	0.460 / -163.991
34.00 GHz	0.825 / -177.178	0.101 / -22.299	1.422 / 48.659	0.463 / -164.488
34.50 GHz	0.825 / -177.668	0.101 / -22.843	1.400 / 47.843	0.465 / -164.983
35.00 GHz	0.825 / -178.151	0.101 / -23.382	1.379 / 47.030	0.467 / -165.476

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

### 2- Le facteur de bruit :

Le facteur de bruit est le paramètre principal à prendre en considération lors de la conception du LNA.

La figure suivante montre l'évolution du facteur du bruit en fonction de la fréquence pour le point de fonctionnement choisi.

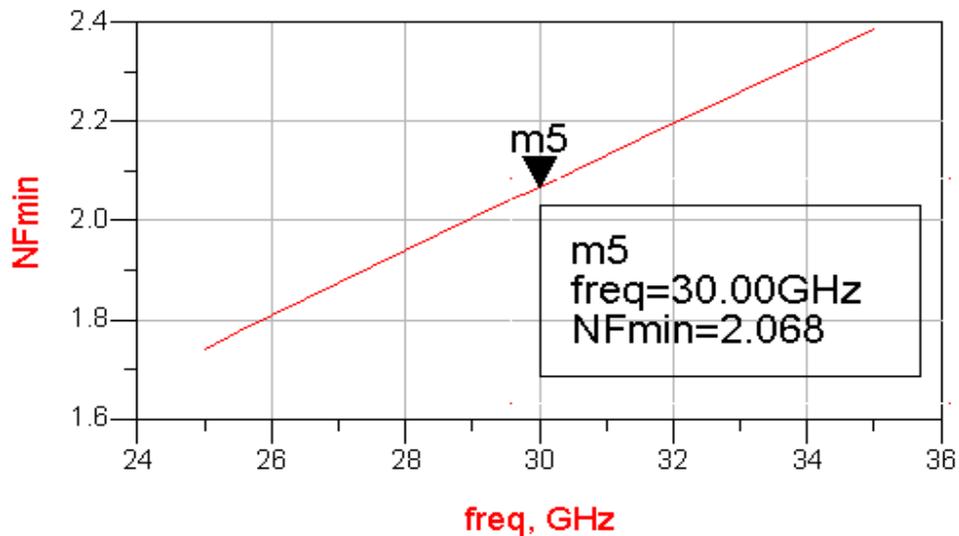


Figure III.21 : Variation de  $NF_{min}$  en fonction de la fréquence.

On peut remarquer que le facteur de bruit minimum présente une valeur acceptable ( $NF_{min}=2.068$  dB) pour une fréquence de 30GHz.

Notre but maintenant est de configurer notre préamplificateur pour un facteur de bruit qui tend vers 2 dB.

### 3- Le facteur de Rollet K et le delta $\Delta$ :

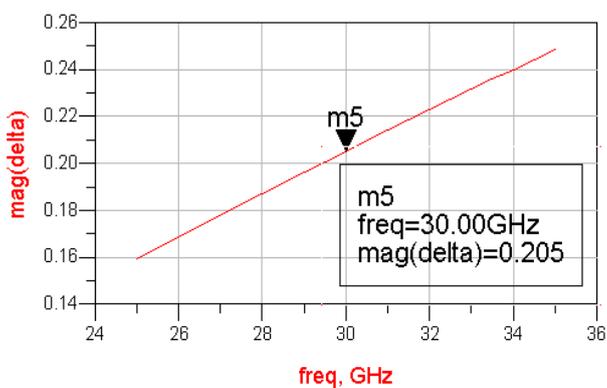


Figure III.22 : Variation de delta en fonction de la fréquence.

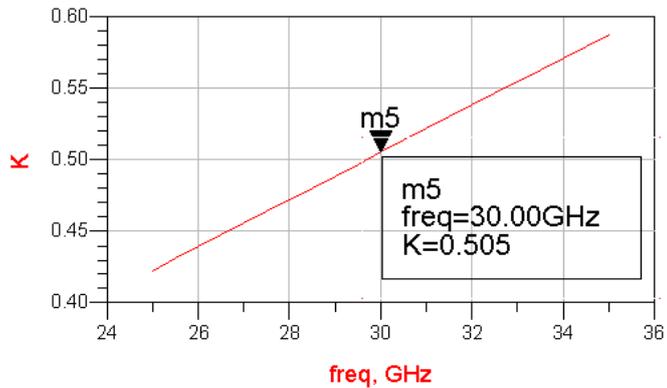


Figure III.23 : Variation du facteur de Rollet K en fonction de la fréquence.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

La mesure de ces paramètres permet d'avoir une idée sur la stabilité ainsi que les possibilités de stabilisation du transistor.

D'après les figures III.22 et III.23, on remarque que  $-1 < \Delta < 1$  et  $K < 1$ , donc le transistor est conditionnellement stable, ce qui nécessite une étude de stabilité.

### III.6 Conception de l'étage de préamplificateur :

Le travail décrit ci-dessous, montre la conception d'un amplificateur configuré pour un facteur de bruit minimum  $NF_{\min}$ .

#### III.6.1 Etude de la stabilité :

La figure III.24 représente les cercles de stabilité de la source et de la charge, ainsi que  $\Gamma_{\text{opt}}$  et  $\Gamma_{\text{chopt}}$  qui permettent de déterminer les impédances d'entrée et de sortie pour avoir un facteur de bruit minimum.

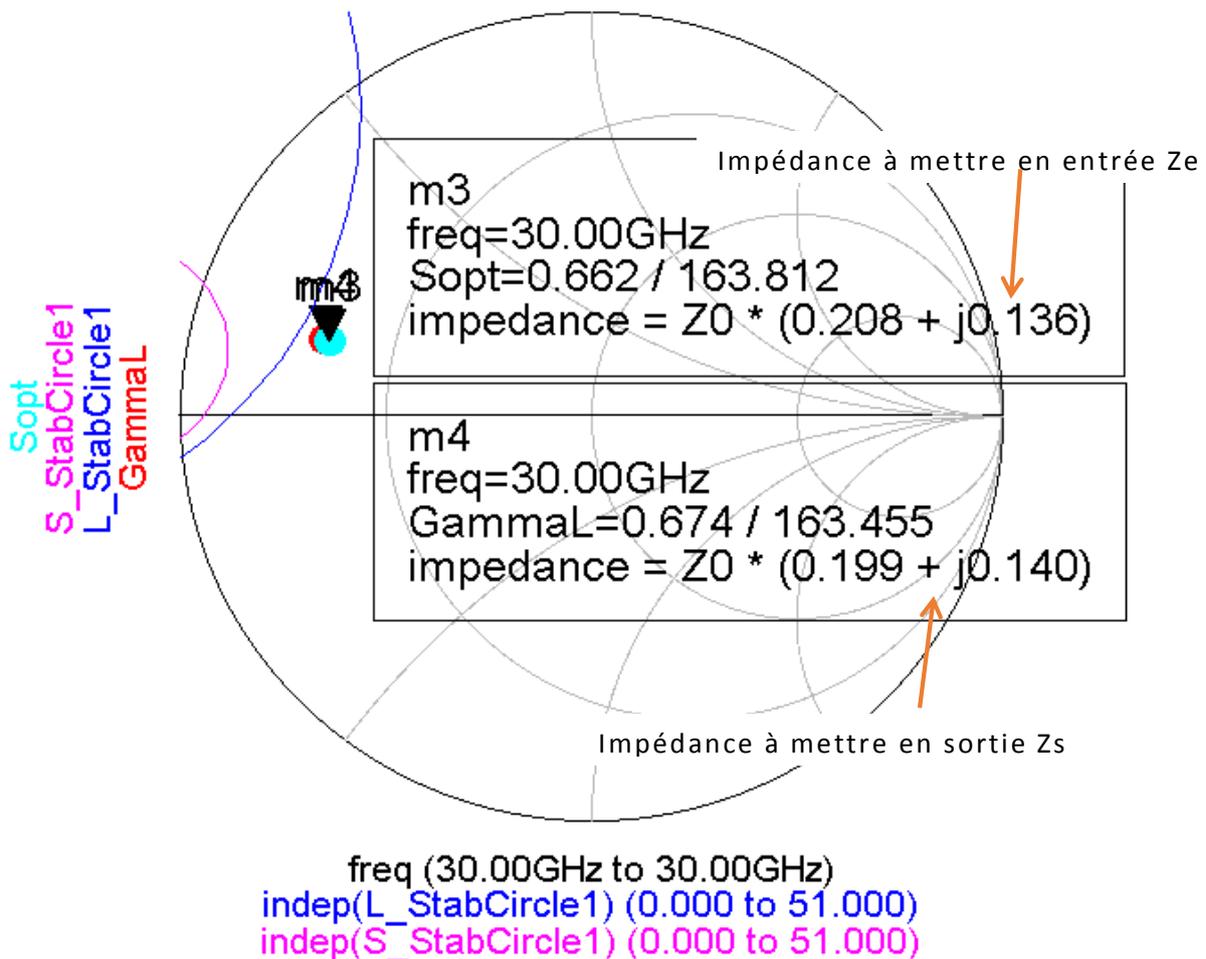


Figure III.24 : Représentation des cercles de stabilité de la source et de la charge avec  $\Gamma_{\text{opt}}$  et  $\Gamma_{\text{chopt}}$ .

En analysant la figure III.24, on remarque que la zone instable est à l'intérieur des deux cercles des stabilités, car  $|S_{11}|$  et  $|S_{22}|$  sont inférieurs à 1.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

On remarque aussi que  $r_{opt}$  pour la source et  $r_{ch}$  pour la charge sont dans la zone stable.

En conséquence, il est possible de faire une configuration pour un minimum de bruit.

### III.6.2 Calcul de la cellule d'adaptation en entrée de l'étage à faible bruit :

Nous avons :

$\Gamma_{opt} = r_g = 0.662/163.812^\circ$  qui nous donne :

$$Z_g = Z_0 * (0.208 + j0.136) = 50 * (0.208 + j0.136) = (10.4 + j 6.8) \Omega \text{ donc} \\ Z_e = (10.4 - j6.8) \Omega.$$

- **Réalisation avec les cellules LC en L :**

Après calculs, on obtient la cellule d'adaptation LC pour la source suivante :

L en parallèle : 0.13661849 nH.

C en série : 0.39149927 pF.

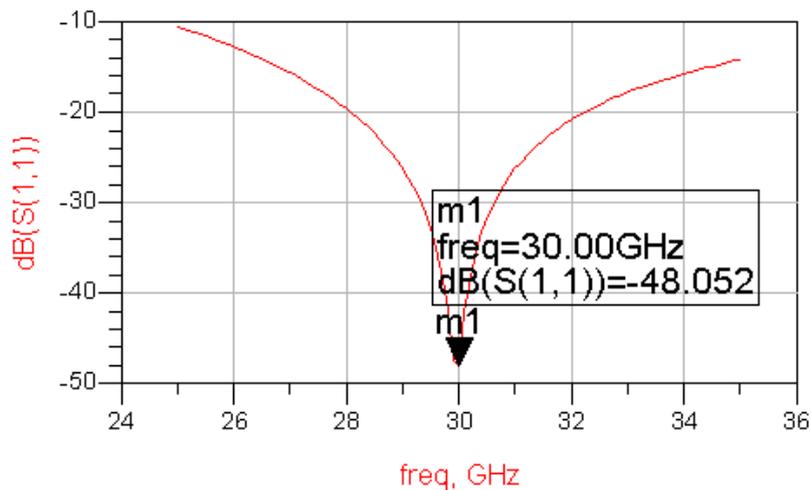


Figure III.25 : Résultats de l'adaptation en entrée de l'étage à faible bruit.

### III.6.3 Calcul de la cellule d'adaptation en sortie de l'étage à faible bruit :

Nous avons :

$$\Gamma_{chopt} = r_s = 0.674/163.455^\circ$$

Ce qui nous donne :

$$Z_s = Z_0 * (0.199 + j 0.140) = 50 * (0.199 + j 0.140) = (9.95 + j 7) \Omega.$$

Après calculs, on obtient la cellule d'adaptation LC pour la charge suivante :

L en parallèle : 0.13431859 nH.

C en série : 0.40475831 nH.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

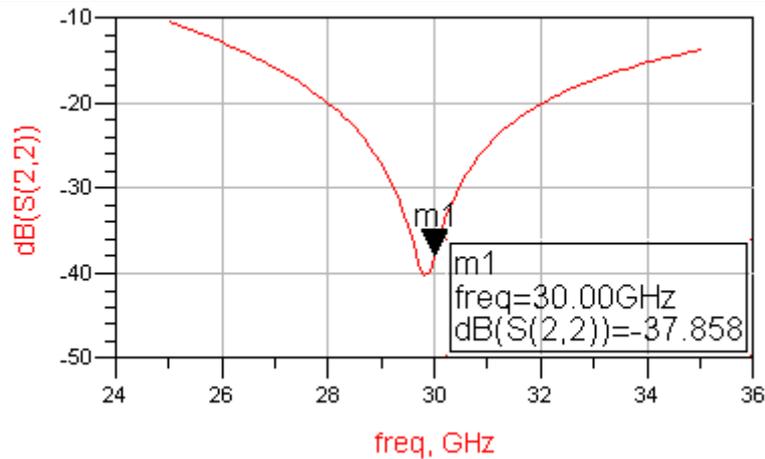


Figure III.26 : Résultats de l'adaptation en sortie de l'étage à faible bruit.

### III.6.4 Simulation de l'amplificateur :

La figure III.27 illustre le circuit calculé de l'amplificateur :

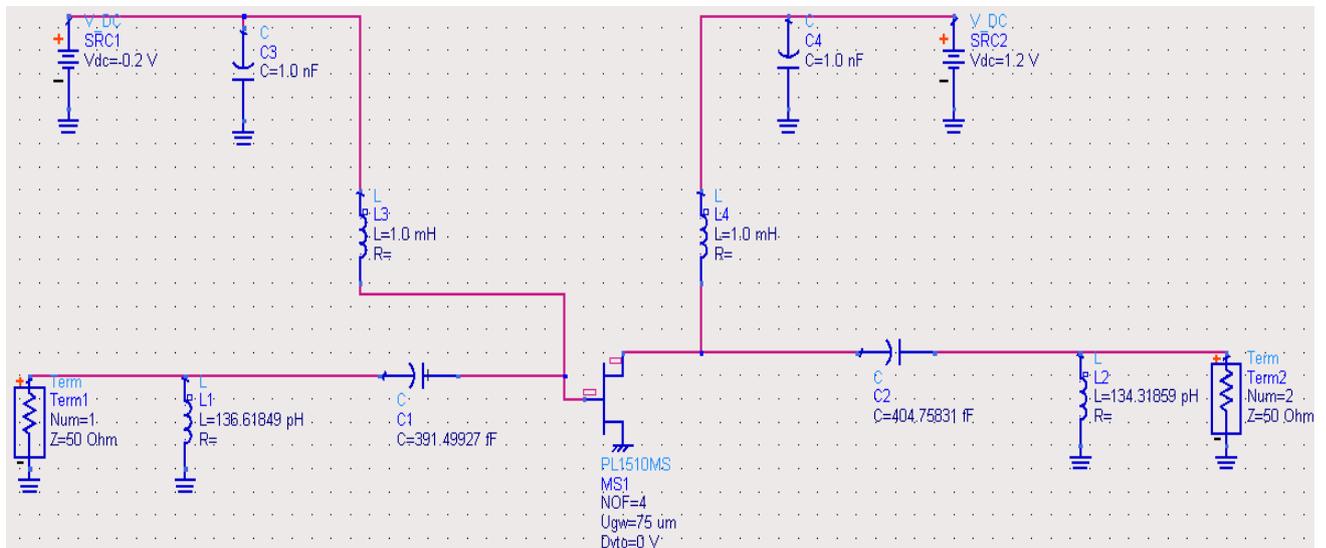


Figure III-27 : Circuit amplificateur à faible bruit.

En utilisant ce circuit, on a lancé la simulation pour voir l'évolution du gain et du facteur de bruit, comme le démontre les résultats représentés dans les figures III.28 et III.29 :

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

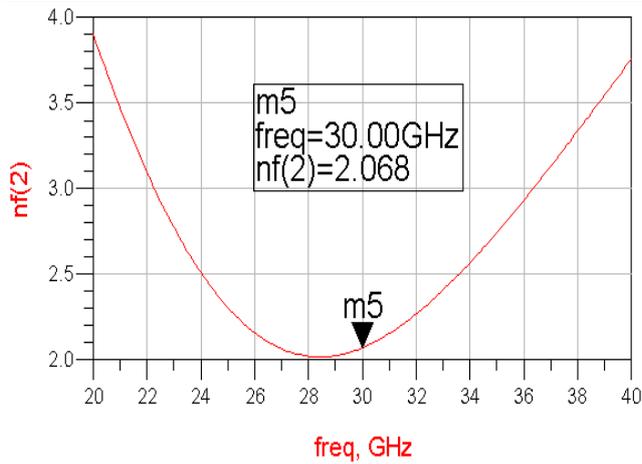


Figure III.28 : Figure de bruit du préamplificateur.

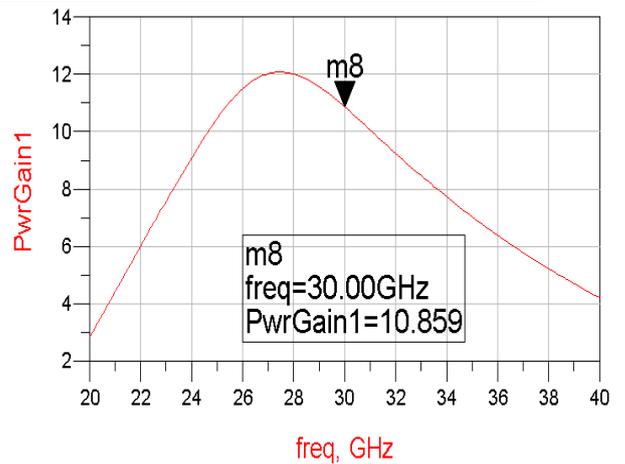


Figure III.29 : Le gain du préamplificateur.

On remarque dans la figure III.30 ci-dessous, que le coefficient de réflexion optimal en bruit  $r_{opt}$  est pratiquement nul à 30GHz, ce qui prouve que notre circuit a été bien adapté pour un minimum de bruit.

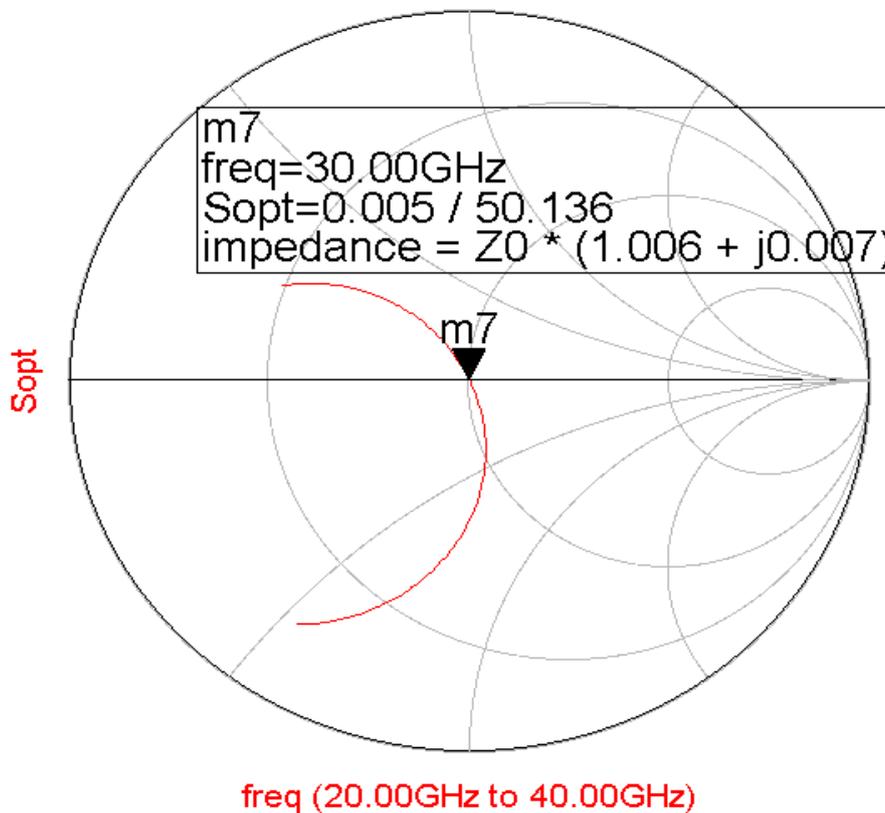


Figure III.30 : Détermination du coefficient de réflexion optimal en bruit.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

### III.7 Conception d'un étage configuré pour un maximum de gain :

Dans cette partie de notre étude, nous allons faire une conception d'un deuxième étage à gain élevé, car le gain dans le premier étage n'est pas suffisamment élevé.

Pour réaliser cette conception, certaines étapes sont nécessaires :

- Tracer les cercles à gain constant.
- Choisir le cercle qui a un gain élevé, puis choisir le coefficient de réflexion de la charge sur ce cercle.
- Localiser le coefficient de réflexion de la source qui lui correspond.

Une autre chose à prendre en considération, est que les deux coefficients de réflexion doivent être dans la zone stable, par rapport aux cercles de stabilité de la source et de la charge.

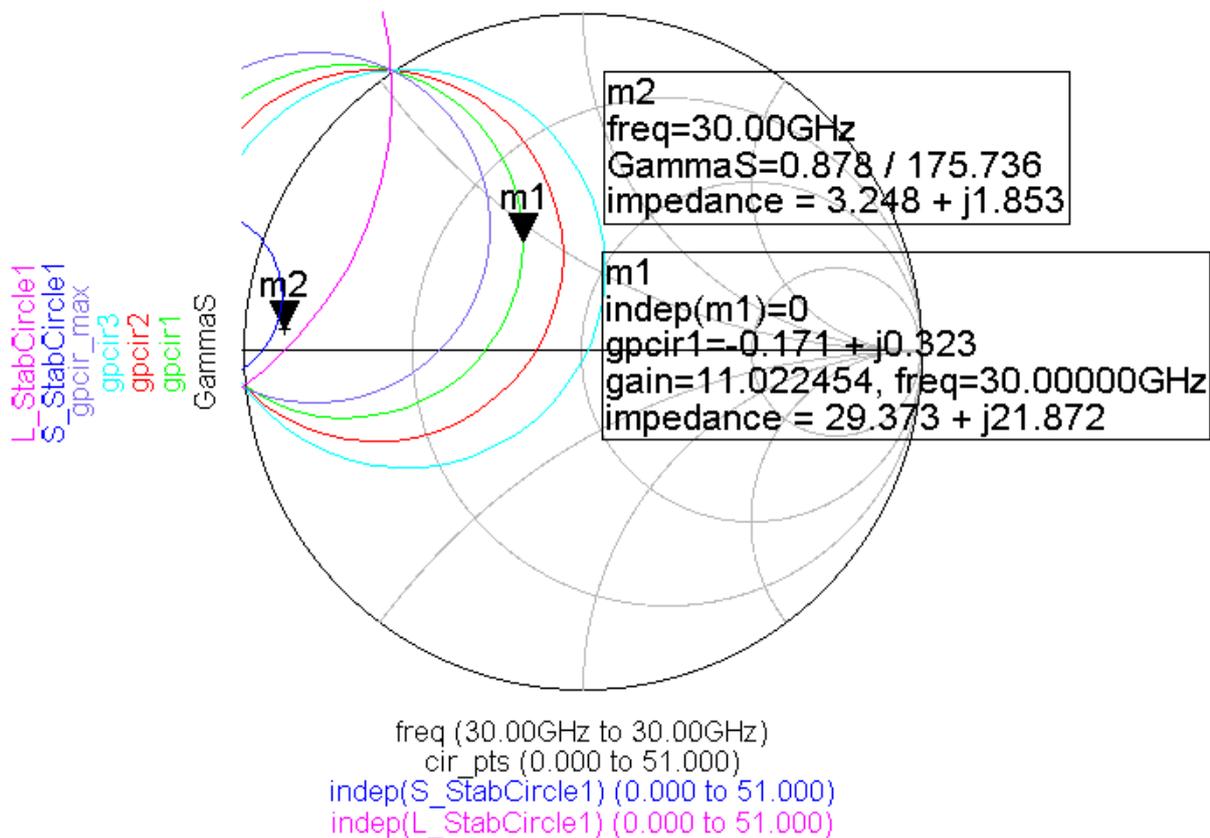


Figure III.31 : Représentation des cercles de stabilité de la source et de la charge, avec les cercles à gain constant, ainsi que Gamma L et Gamma S.

#### III.7.1 Conception des cellules d'adaptation en entrée et en sortie de l'étage à gain élevé :

Réalisation des cellules LC en L :

- Pour la source :

L en parallèle = 0.06925089 nH.

C en série = 0.51430637 pF.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

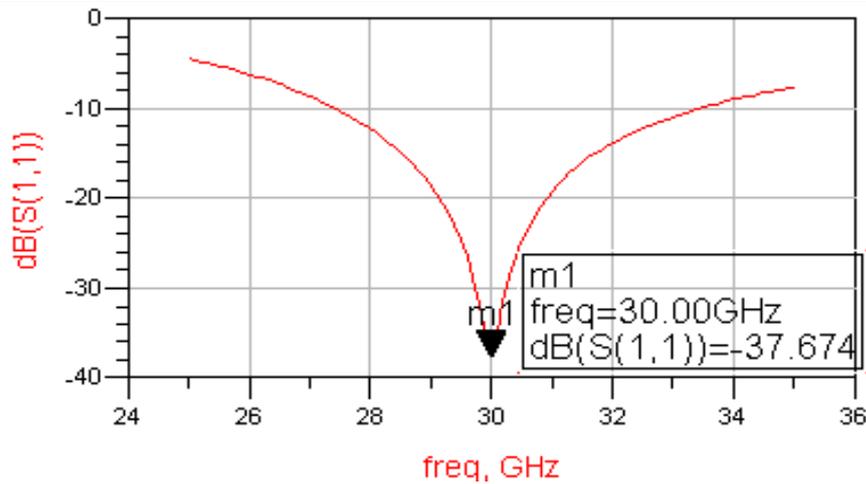


Figure III.32 : Résultats de l'adaptation en entrée de l'étage à gain élevé.

- Pour la charge :

L en parallèle = 0.32334413 nH.

C en série = 2.10692 PF.

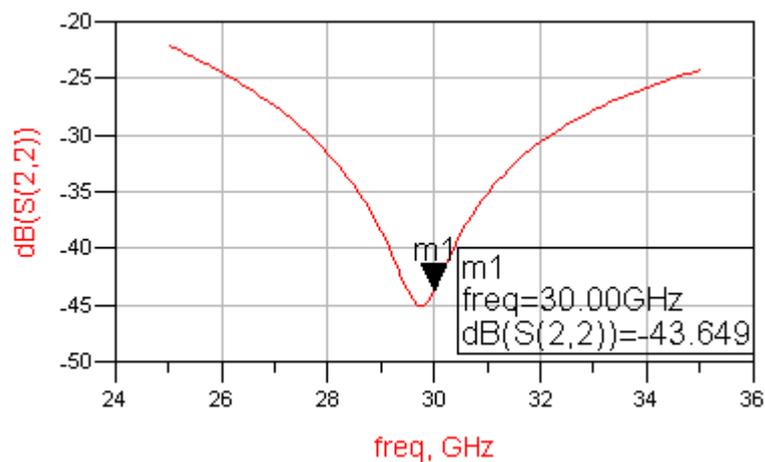


Figure III.33 : Résultats de l'adaptation en sortie de l'étage à gain élevé.

### III.7.2 Circuit du deuxième étage et simulation de ses paramètres S :

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

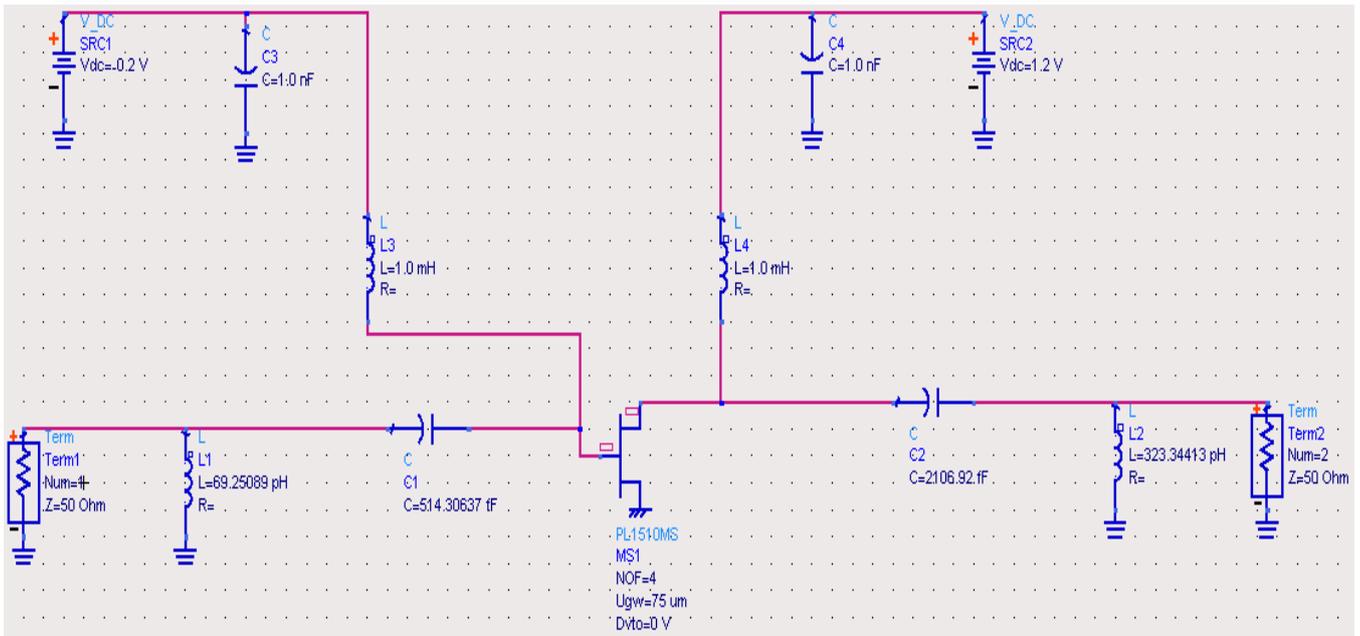


Figure III.34 : Second étage du préamplificateur.

Les résultats de la simulation du gain et du facteur de bruit, sont illustrés dans les figures III.35 et III.36 :

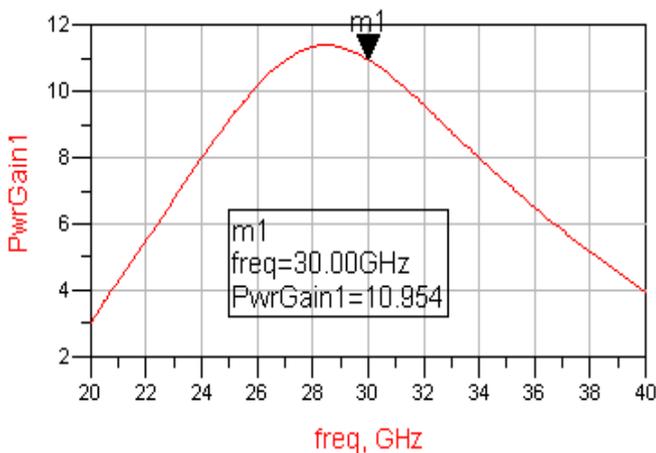


Figure III.35 : Représentation du gain de l'étage à gain élevé en fonction de la fréquence.

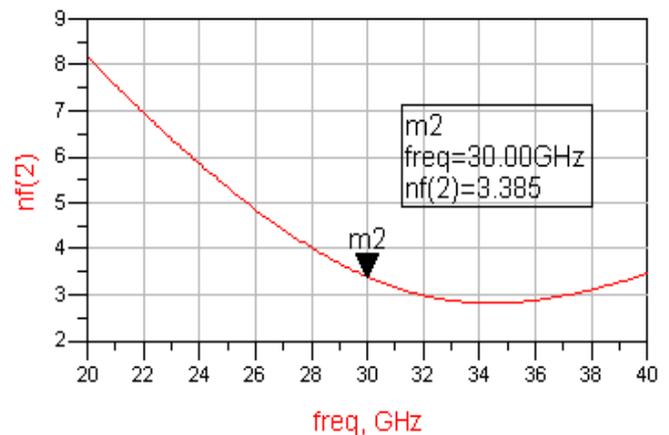


Figure III.36 : Représentation du facteur de bruit de l'étage à gain élevé en fonction de la fréquence.

D'après la figure III.35 on peut remarquer que cet étage nous permet d'avoir un gain plus élevé égale à 10.954 dB.

D'autre part, on note que le bruit est égale à 3.385 dB comme le montre la figure III.36, ce résultat nous est facultatif puisqu'il n'a pratiquement aucun impact sur le facteur de bruit totale de l'amplificateur final qui tendra vers le NF du premier étage.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

### III.8 Le préamplificateur : liaison de deux étages :

Après la simulation des deux étages, on passe maintenant à la conception de notre amplificateur, en mettant les deux étages en cascade comme le montre la figure III.37 ci-dessous :

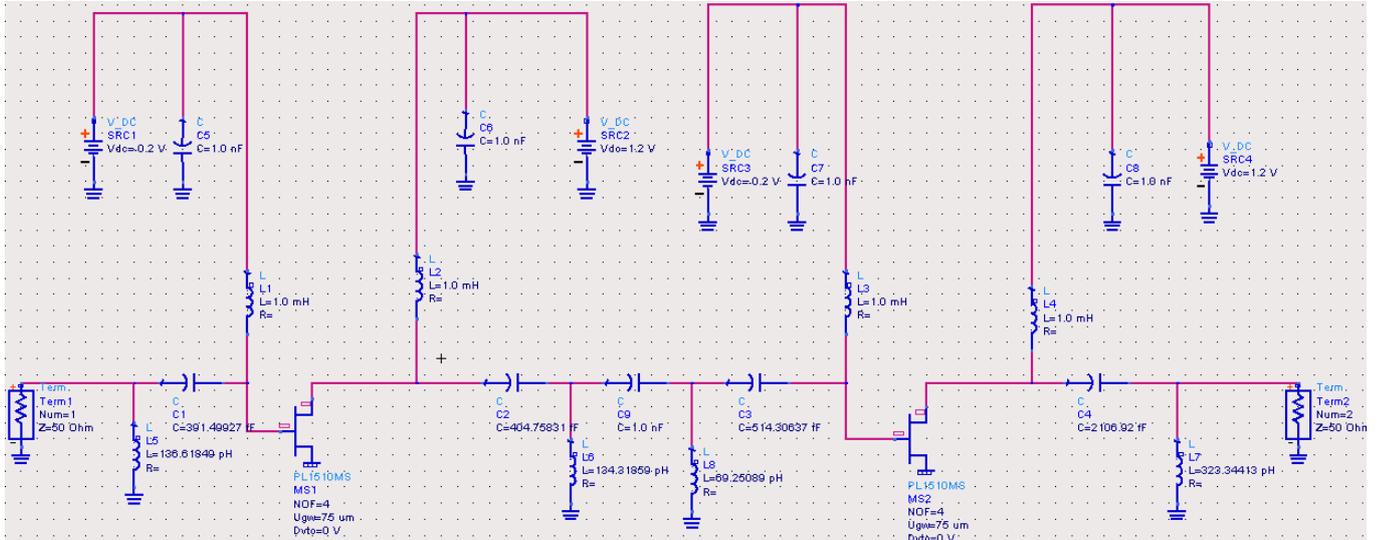


Figure III.37 : Circuit complet de préamplificateur.

Les résultats de la simulation du paramètre S12, du gain et du facteur de bruit, sont illustrés dans les figures (III.38),(III.39) et (III.40) :

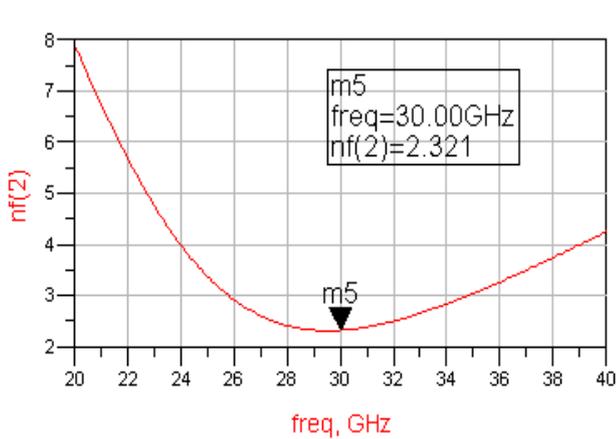


Figure III.39 : Représentation du facteur de bruit du préamplificateur en fonction de la fréquence.

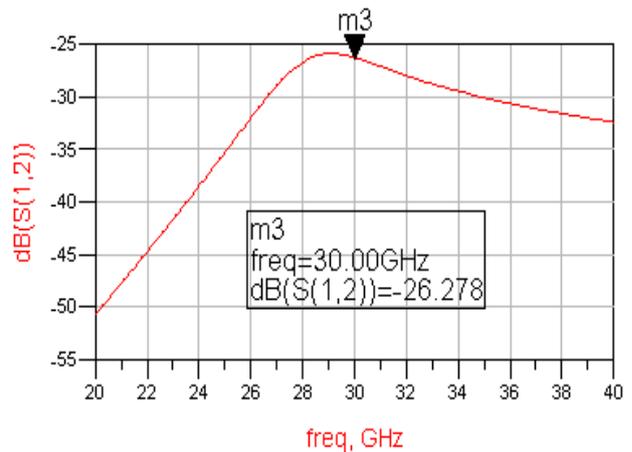


Figure III.38 : Représentation du paramètre S12 du préamplificateur en fonction de la fréquence.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

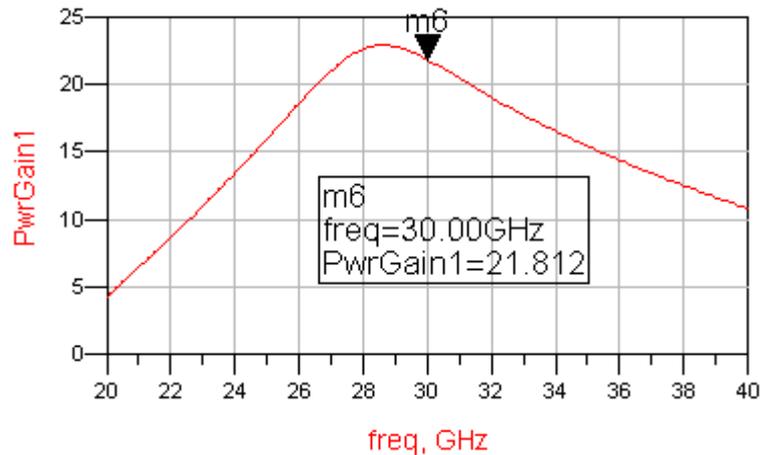


Figure III.40 : Représentation du gain du préamplificateur en fonction de la fréquence.

Comme présenté dans la figure III.40, le gain total de l'amplificateur, qui est la somme des gains des deux étages en dB, est supérieure avec une valeur de 21.8 dB, en outre, le facteur de bruit présente une valeur de 2.321 dB.

L'analyse des paramètres S, nous permet de constater que notre amplificateur est bien isolé au sens inverse car S12 est très faible (-26.278dB).

### III.9 Liaison direct entre les deux étage :

Dans cette partie, on va mettre une adaptation entre la sortie du premier étage et l'entrée du deuxième étage, afin de diminuer le nombre de composants. Cela nous permettra de gagner de l'espace sur la surface d'intégration, c'est là sa véritable importance dans la conception des circuits hyper-fréquences ou micro-ondes.

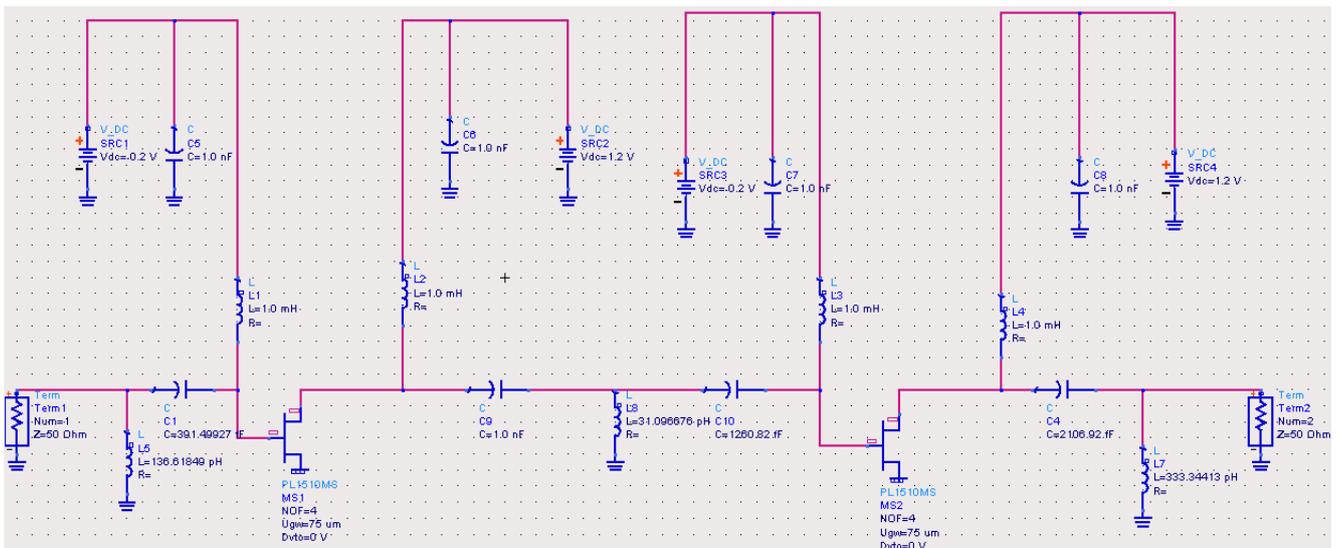


Figure III.41 : Circuit final du préamplificateur adapté avec des cellules en L.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

Les résultats de la simulation du paramètre S12, du gain et du facteur de bruit, sont illustrés dans les figures (III.42), (III.43) et (III.44) :

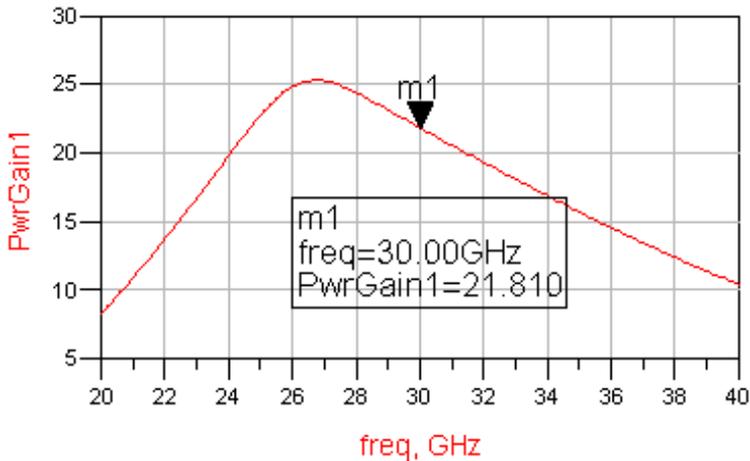


Figure III.43 : Représentation du gain du préamplificateur final.

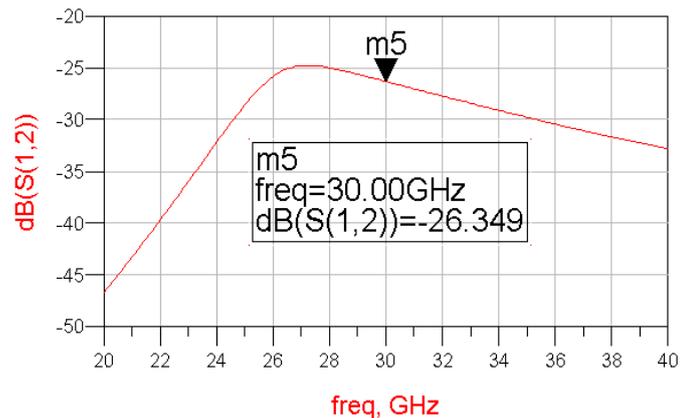


Figure III.42 : Représentation du paramètre S12 du préamplificateur final.

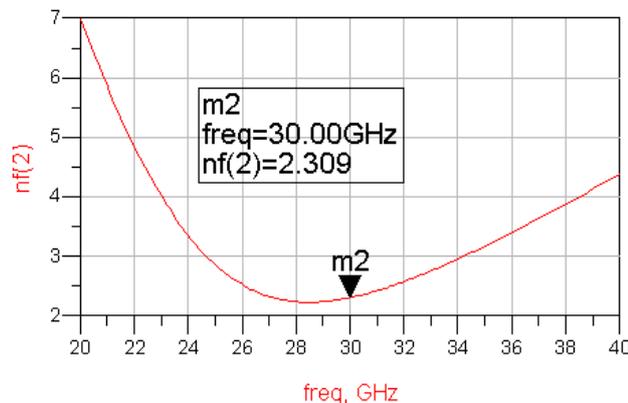


Figure III.44 : Représentation du facteur de bruit du préamplificateur final.

Avec l'adaptation inter-étage on voit que presque tous les paramètres conservent leurs valeurs. En plus, il faut savoir que les composants en moins apportent un gain d'espace d'intégration et font baisser les coûts de revient de notre amplificateur.

- **Consommation de l'amplificateur :**

Pour calculer la consommation de cet amplificateur, il faut prendre les deux étages en compte, c'est-à-dire que l'alimentation VDS sera doublée. La consommation de la puissance de l'amplificateur vaut :

$$P_{\text{Consommée}} = 2 \times VDS \times IDS.$$

Sachant que le courant de drain IDS égale à 0.035A, et VDS égale à 1.2V donc :

$$P_{\text{Consommée}} = 2 \times 1.2 \times 0.035 = 84 \text{ mWatt.}$$

Les caractéristiques de cet amplificateur sont toutes résumées dans le tableau ci-dessous :

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

Tableau III.10: Performances de l'amplificateur LNA avec cellules d'adaptation en L.

Fréquence (GHZ)	30
Le facteur de bruit NF (dB)	2.309
Gain de transmission (dB)	21.810
Isolation (dB)	26.349
Consommation (mWatt)	84

### III.10 Optimisation du gain avec un filtre Tchebychev :

Dans cette partie, Nous allons optimiser le gain en mettant un filtre Tchebychev à l'entrée du premier étage de l'amplificateur et ce afin d'obtenir une véritable bande de fréquence sur laquelle l'amplificateur fonctionnera tout le long.

#### III.10.1 Calcul du filtre de Tchebychev :

Pour faire cette optimisation nous allons concevoir un filtre Tchebychev d'ordre 7 avec un taux d'ondulation de 0.01dB et une bande passante allant de 27.5 GHz à 31 GHz.

La figure ci-dessous illustre la cellule d'adaptation Tchebychev en entrée de l'amplificateur :

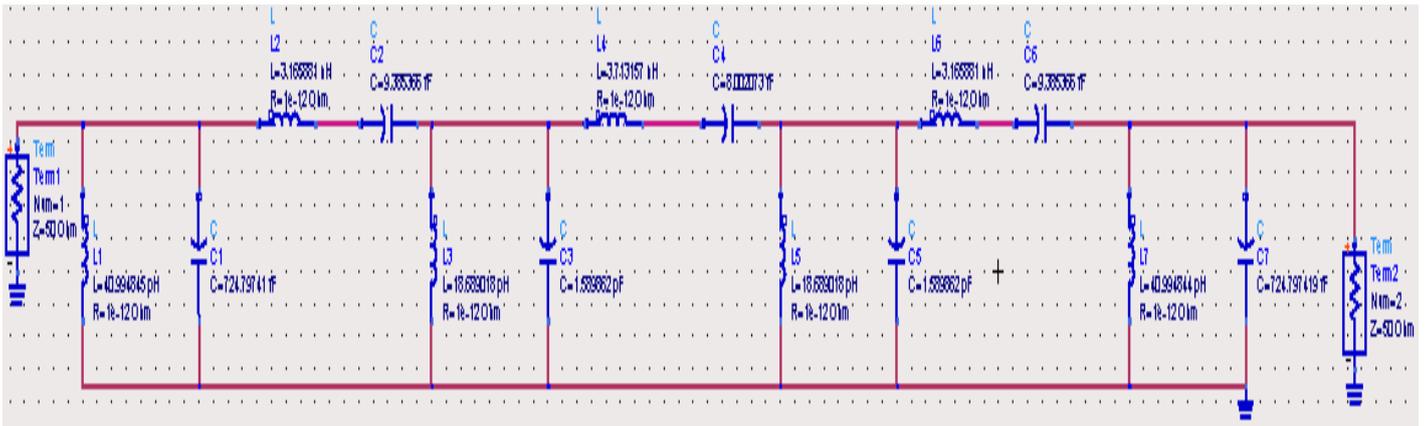


Figure III.45 : Filtre Tchebychev calculé.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

### III.10.2 La réponse du filtre Tchebychev :

La figure III.46 montre la réponse du filtre Tchebychev :

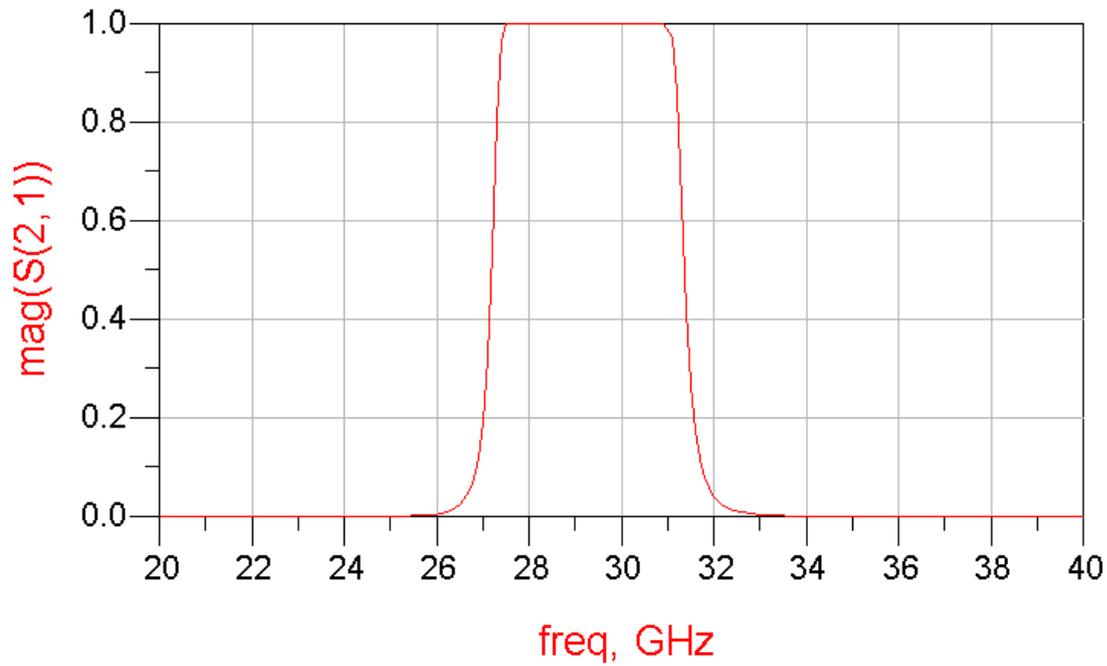


Figure III.46 : Réponse du filtre Tchebychev dans la bande choisie.

# CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

## III.10.3 Circuit du préamplificateur avec un filtre Tchebychev en entrée :

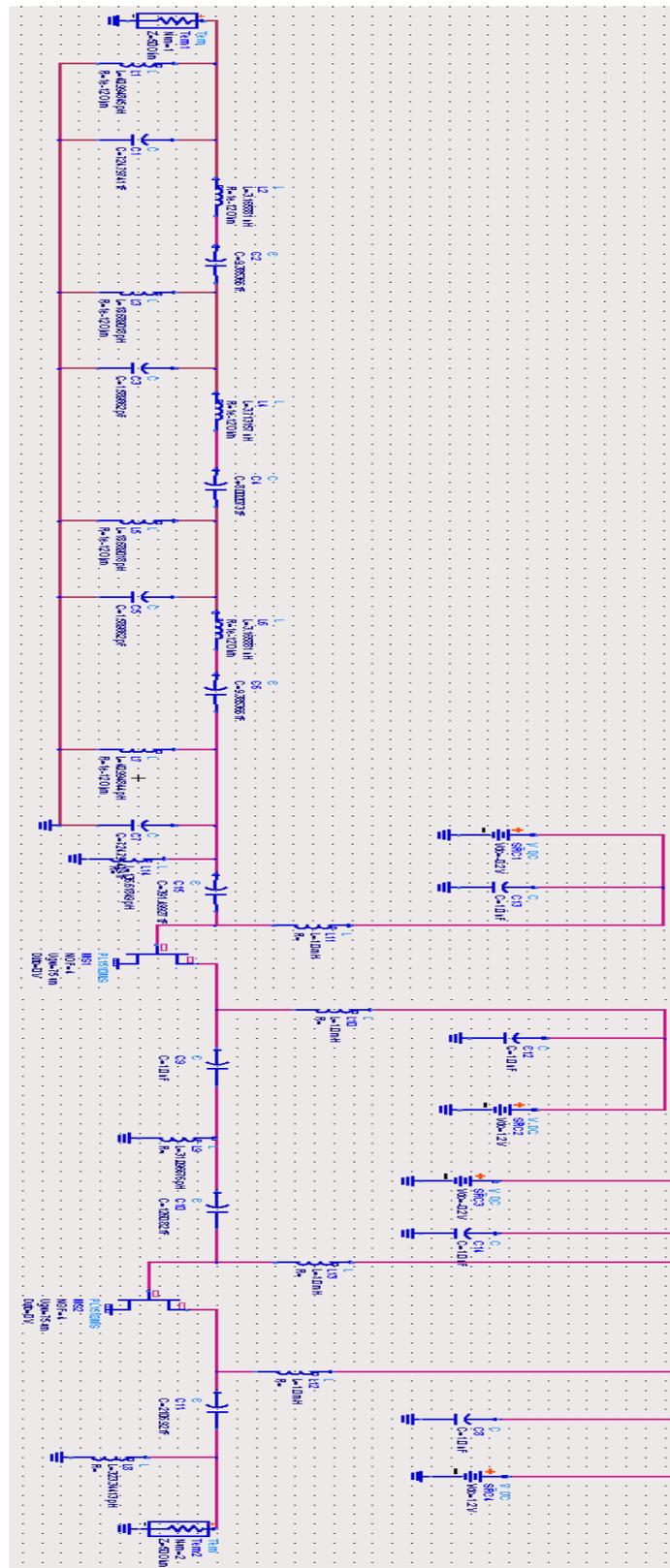


Figure III.47 : Circuit du préamplificateur avec le filtre Tchebychev en entrée.

### CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

La simulation de paramètre S12 du préamplificateur avec un filtre Tchebychev est illustrée dans la figure III.46 suivante :

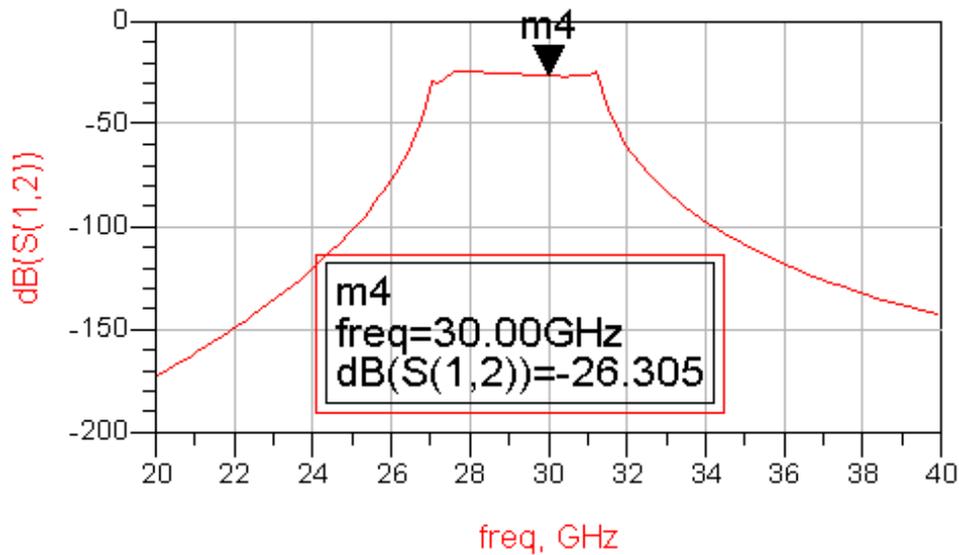


Figure III.48 : Représentation du paramètre S12 du préamplificateur avec un filtre Tchebychev en fonction de la fréquence.

La simulation de gain et de facteur de bruit du préamplificateur avec un filtre Tchebychev est illustrée dans les figures (III.49) et (III.50) suivantes :

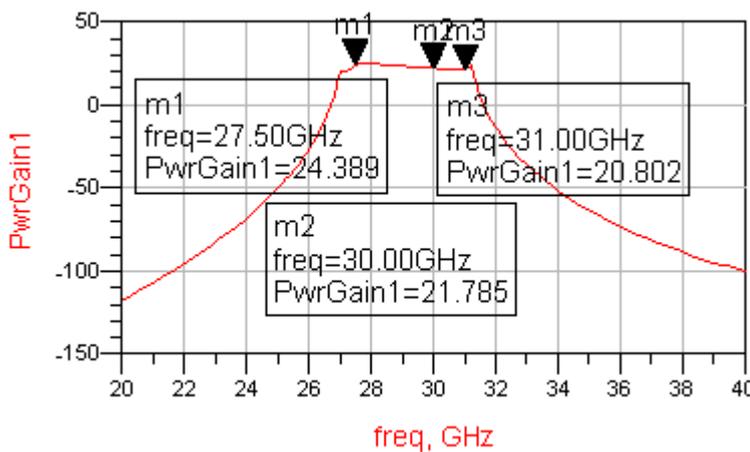


Figure III.49 : Représentation du gain du préamplificateur avec un filtre Tchebychev en fonction de la fréquence.

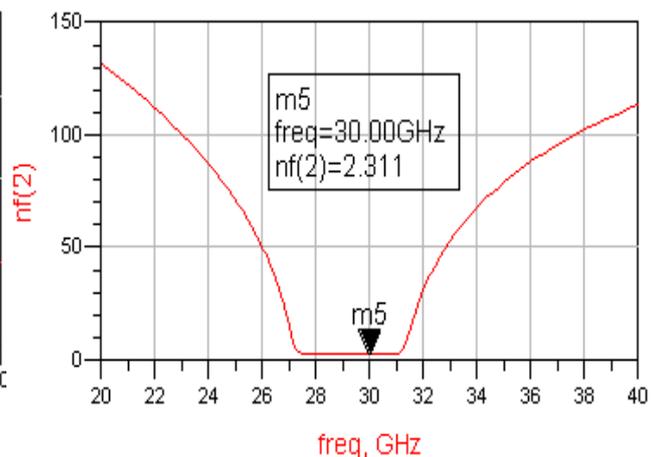


Figure III.50 : Représentation du bruit du préamplificateur avec un filtre Tchebychev en fonction de la fréquence.

L'analyse de ces résultats, nous permet de conclure que :

- Le paramètre S12 reste constant sur toute la bande d'intérêt avec une valeur de -26 dB, ce qui assure une très bonne isolation.

## CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

- Le facteur de bruit NF reste presque constant tout au long de la bande comprise entre [27.5-31GHz] avec une valeur de 2.3 dB.
- Le gain est presque constant sur la bande d'intérêt [27.5GHz-31GHz], il est à peu près égale à 22 dB.

D'après les points énoncés ci-dessus, l'objectif d'aplatir les caractéristiques de gain et de facteur de bruit ainsi que de l'isolation de notre amplificateur et d'assurer une stabilité des performances sur toute la bande d'intérêt a été possible grâce à l'utilisation du filtre Tchebychev, qui permet d'avoir une réponse qui présente de très faibles ondulations sur une large bande de fréquences.

En conclusion, ces analyses nous montrent que l'utilisation du filtre Tchebychev en entrée pour une configuration d'amplificateur large bande, a donné de très bons résultats répondant à notre cahier de charge de départ.

Ce tableau résume les caractéristiques de l'amplificateur conçu avec le filtre Tchebychev en entrée :

Tableau III.11 : Performances de l'amplificateur LNA avec un filtre Tchebychev.

Fréquence (GHz)	30
Facteur de bruit NF (dB)	2.311
Gain de transmission (dB)	21.785
Isolation (dB)	26.305
Bande passante (GHz)	27.5-31
Consommation (mWatt)	84

### III.11 Comparaison avec l'état de l'art :

Une comparaison avec plusieurs LNA fonctionnant autour de 30 GHz publiés récemment est illustré dans le tableau III-11 afin de situer le travail effectué dans ce mémoire (notons que les résultats portés ont été mesurés pour une seule fréquence qui est la fréquence de travail).

### CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz

Tableau III.12 : Comparaison entre le LNA proposé et les différents LNA trouvés dans la littérature.

Référence	Fréquence (GHz)	Technologie	Topologie	G <sub>max</sub> (dB)	NF (dB)	P <sub>dc</sub> (mW)	Année
[20]	26-36	100 nm	4 étages sources communes cascades	33	1.9	-	2014
[21]	18.5-30	100 nm	3 étages sources communes	29	2.2	27	2014
[22]	27.3-32.6	150 nm	2 étages sources communes	12.5	3.3	-	2008
[23]	28-38	100 nm	3 étages sources communes cascades	21	2.3	-	2016
[24]	27-31	250 nm	3 étages sources communes cascades	20	2.6	150	2003
LNA proposé	27.5-31.5	150 nm	2 étages sources communes	21	2.3	84	2019

Les LNA [20] et [21] présentent un gain élevé (33 dB et 29 dB) respectivement et cela est dû aux topologies en 4 étages pour le LNA [20] et en 3 étages pour le LNA [21], car chaque étage en plus augmente considérablement le gain.

Le LNA proposé présente un bon compromis entre le facteur de bruit NF, le gain et la bande passante comparés aux autres LNA, avec une consommation en puissance qui reste acceptable. De plus le filtre Tchebychev utilisé en entrée permet d'obtenir des performances presque constantes sur toute la largeur de la bande de 27.5 GHz à 31 GHz.

## **CHAPITRE III : Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit à 30 GHz**

---

### **III.12 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons conçu à l'aide de logiciel ADS (Advanced Design System) un amplificateur à faible bruit, fonctionnant sur une large bande 27.5-31.5 GHz.

Nous avons commencé par un amplificateur à bande étroite. Un premier étage configuré à un minimum de bruit ( $NF=2.068$  dB), puis on a conçu un deuxième étage en cascade afin d'améliorer le gain de l'amplificateur,

Le gain du premier étage a une valeur de 10.859 dB et le gain du deuxième étage a une valeur de 10.954 dB. Donc, le gain total de l'amplificateur (gain des deux étages en cascade) vaut 21.785 dB. Le facteur de bruit total de l'amplificateur présente une valeur de 2.311 dB qui tend vers le facteur de bruit du premier étage.

Enfin, Pour avoir une valeur de gain et de facteur de bruit et d'isolation stable sur toute la bande 27.5-31 GHz, nous avons utilisé un filtre Tchebychev à l'entrée pour une configuration d'amplificateur large bande. Cette dernière technique, a assuré de bonnes performances avec un facteur de bruit constant ( $NF=2.3$  dB), un gain presque plat, et une isolation constante ( $S_{12}=-26.3$ dB), sur toute la bande d'intérêt de 3.5 GHz.

## **CONCLUSION GENERALE**

---

## Conclusion Générale

---

Le présent travail nous a permis, dans une première étape, d'étudier l'état de l'art des télécommunications par satellite, et les possibilités offertes par cette technique en termes de communications, en particulier les communications en bande Ka qui permettent un haut débit de communication, ainsi que les différentes technologies utilisées qui sont capables de satisfaire un niveau élevé de performances en fonctionnant dans cette bande de fréquences telle que les transistors HEMT et pHEMT.

Dans la deuxième étape, nous avons abordé la partie théorique qui comprend la méthodologie de calcul d'un amplificateur à faible bruit.

Dans la troisième étape, nous avons simulé deux amplificateurs à faibles bruit à une fréquence de 30 GHz.

Une étude approfondie sur la topologie du transistor permettant de satisfaire un maximum de performances a été effectuée. Nous nous sommes basés sur l'influence du nombre de doigts de grille sur le facteur de bruit, le gain et la consommation pour fixer la topologie adéquate. Celle-ci a permis de choisir la topologie à quatre doigts de grille (NOF=4).

Un premier amplificateur faible bruit a été réalisé avec une structure en source commune à deux étages cascades. Cette configuration a permis d'avoir un facteur de bruit de 2.309 dB, et un gain maximum de 21.810 dB à 30 GHz.

Afin d'élargir la bande passante et d'aplatir le gain sur la bande de fréquence [27.5 GHz-31 GHz], un deuxième amplificateur à large bande a été réalisé avec des performances quasi constantes sur toute la bande d'intérêt.

La technique utilisée est un filtre de Tchebychev à l'entrée de l'amplificateur qui a permis d'avoir des résultats probants, et l'amplificateur résultant a comme caractéristiques un facteur de bruit de 2.311 dB en moyenne et un gain de 21.785 dB en moyenne sur une bande passante de 3.5 GHz allant de 27.5 à 31 GHz.

Ces résultats ont été validés par une comparaison avec d'autres travaux similaires.

## **Conclusion Générale**

---

Comme perspectives :

-Essayer des techniques pour améliorer la stabilité totale de l'amplificateur comme les boucles de retour ou bien en ajoutant une résistance en parallèle avec la source, cette stabilité permettra entre autre de faire des configurations en gain maximal, tout en veillant à ce que les autres performances ne se dégradent pas.

-Essayer de calculer l'équivalent des éléments localisés utilisés pour l'adaptation en technologie d'intégration c'est-à-dire en micro ruban, ensuite passer au layout final du préamplificateur

# **BIBLIOGRAPHIE**

---

## BIBLIOGRAPHIE

---

- 1) Anton A. Huurdeman, « The Worldwide History of Telecommunications », Wiley 2003
- 2) B. Y. Chen, C. C. Chiong and H. Wang, « A high gain K-band LNA in GaAs 0.1- $\mu\text{m}$  pHEMT for radio astronomy application, » 2014 Asia-Pacific Microwave Conference, Sendai, Japan, 2014, pp. 226-228.
- 3) Chia-Song, Wu & Chien-Huang, Chang & Hsing-Chung, Liu & Tah-Yeong, Lin & Hsien-Ming, Wu.(2010).« A Ka-band low-noise amplifier with a coplanar waveguide (CPW) structure with 0.15- $\mu\text{m}$  GaAs pHEMT technology». Journal of Semiconductors. Vol31.No.1
- 4) Christian Lardier et Théo Pirard, « Satcoms : un secteur en constante évolution », Air et Cosmos, n° 2230, 3 septembre 2010, pp. 19,20.
- 5) D. Cuadrado-Calle, D. George and G. Fuller, « A GaAs Ka-band (26-36 GHz) LNA for radio astronomy, » 2014 IEEE International Microwave and RF Conference (IMaRC), Bangalore, 2014, pp. 301-303.
- 6) D. M. Pozar, « Microwave Engineering », John Wiley and Sons, 1998.
- 7) D.E. Sterling and J.E Hatlelid, « The Iridium system- a revolutionary satellite communications system developed with innovative applications of technology, » in MILCOM 91 – Conference record, Nov 1991, pp 436-440 vol.2.
- 8) David J. Whalen « Communications satellites: Making the global village possible », NASA History Division, Nasa 2016
- 9) Fawzi Cheik Bessaih. « Optimisation et validation de la charge utile d'un satellite de télécommunication ». Université d'Avignon, 2013.
- 10) G. Gonzalez, « Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design » New Jersey: Prentice Hall, 1997.
- 11) <https://www.futura-sciences.com/sciences/actualites/astronautique-ka-sat-satelliterecevoir-internet-partout-26892/>
- 12) J.Krige et A. Russo avec des contributions de M. De Maria et L. Sebesta, A History of the European Space Agency, 1958 -1987: Vol. 1 – ESRO and ELDO, 1958-1973, ESA Publications Division (n° SP1235) p.257, 2000
- 13) K. Misra, « Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits: Analysis and Design 2<sup>nd</sup> », John Wiley & Sons Inc, 2001.
- 14) M. C.E. Yagoub, H. Boudrand, « Conception de circuits linéaires et non linéaires microondes », de L'INP de Toulouse, Octobre 2000.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- 15) Miller, Peter. « Ka-Band – The future of satellite communication? », TELE-satellite & Broadband, Septembre 2007
- 16) Motchenbacher, C. D. Connelly, J. A. (1993), Low-Noise Electronic System Design, John Wiley
- 17) P. Bacon, « Introduction to globalsatrtm [Satellite communication system], » in IEE Colloquium on communication Opportunities Offered by Advanced Satellite Systems – Day 1 (Ref. No. 1998/484), Oct 1998, pp. 3/1-3/8.
- 18) P. Mahmoudidaryan and A. Medi, « Codesign of Ka-Band Integrated Limiter and Low Noise Amplifier, » in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 9, pp. 2843-2852, Sept. 2016.
- 19) R. Ludwig, P. Bretchko, « RF Circuit Design, Theory and Applications », Prentice Hall NJ, 2000
- 20) R. Swinford and B. Grau, « High throughput satellites: Delivering future capacity needs, » Arthur D. Little, Tech. Rep. 2, July 2015.
- 21) Recommandation UIT-R V.431-8, « Nomenclature des bandes de fréquences et de longueurs d'onde employées en télécommunication », Août 2015.
- 22) V. Armengaud, J. Lintignat, B. Barelaud, B. Jarry, L. I. Babak and C. Laporte, « Design of a Ka band MMIC Filtering LNA with a Metamorphic HEMT Technology for a Space Application, » 2008 38th European Microwave Conference, Amsterdam, 2008, pp. 1358-1361.
- 23) V. Velivela, « Small satellite constellations: The promise of ‘ Internet for all ‘, Observer Research Foundation, no. 107, Sept 2015.
- 24) Z. Hmaizia, « Conception d'un amplificateur faible bruit à base d'un transistor à effet de champ à hétérojonction pHEMT » thèse présenté à l'université Mohamed Khider de Biskra, Février 2011.

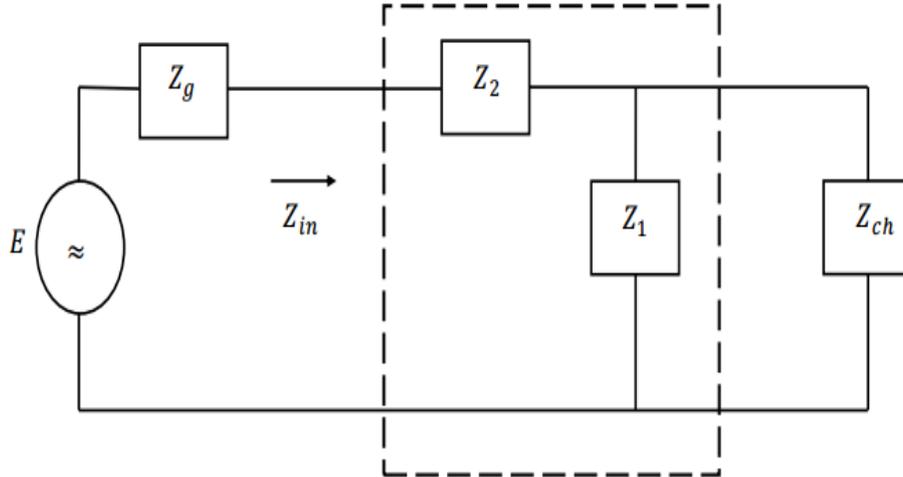
## **ANNEXES**

---

## Le calcul des cellules d'adaptation en L

Pour le calcul des cellules en L, on prend le cas où  $R_g < R_{ch}$

La configuration utilisée est la suivante :



Cellule d'adaptation en L ( $R_g < R_{ch}$ ).

Avec :

$$Z_1 = jX_1 \text{ et } Z_2 = jX_2$$

Pour que le maximum de la puissance est présenté à la sortie du générateur il faut que :

$$Z_{in} = Z_g^* = (R_g - jX_g)$$

Sachant que :

$$Z_{in} = Z_2 + \frac{Z_1 Z_{ch}}{Z_1 + Z_{ch}}$$

Et en remplaçant  $Z_2$ ,  $Z_1$  et  $Z_{ch}$  par leurs valeurs.

$$Z_{in} = jX_2 + \frac{(R_{ch} + jX_{ch})jX_1}{R_{ch} + j(X_{ch} + X_1)}$$

En écrivant  $Z_{in}$  sous la forme  $Z_{in} = a + jb$ .

$$Z_{in} = \frac{X_1 R_{ch} (X_1 + X_{ch}) - X_{ch} X_1 R_{ch}}{R_{ch}^2 + (X_{ch} + X_1)^2} + j \left( X_2 + \frac{X_{ch} X_1 (X_1 + X_{ch}) - X_1 R_{ch}^2}{R_{ch}^2 + (X_{ch} + X_1)^2} \right)$$

Par identification avec  $Z_{in} = R_g - jX_g$

$$R_g = \frac{X_1 R_{ch} (X_1 + X_{ch}) - X_{ch} X_1 R_{ch}}{R_{ch}^2 + (X_{ch} + X_1)^2}$$

$$X_g = -(X_2 + \frac{X_{ch}X_1(X_1 + X_{ch}) - X_1R_{ch}^2}{R_{ch}^2 + (X_{ch} + X_1)^2})$$

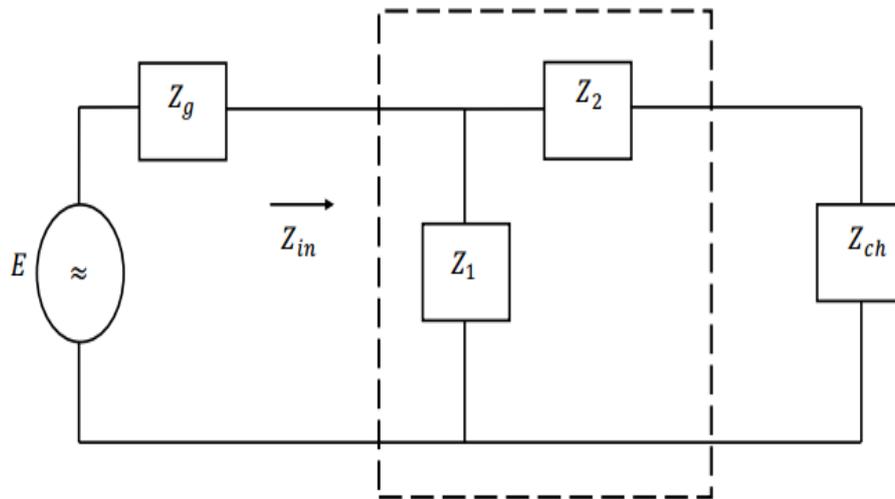
Nous arrivons à partir des deux équations précédentes à une équation de second degré :

$$\left(\frac{R_{ch}}{R_g} - 1\right)X_1^2 - 2X_{ch}X_1 - (X_{ch}^2 + R_{ch}^2) = 0$$

Les solutions sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} X_1 = \frac{X_{ch} \pm R_{ch} \sqrt{\frac{R_{ch}}{R_g} - 1 + \frac{X_{ch}^2}{R_{ch}R_g}}}{\frac{R_{ch}}{R_g} - 1} \\ X_2 = -(X_g \pm R_g \sqrt{\frac{R_{ch}}{R_g} - 1 + \frac{X_{ch}^2}{R_{ch}R_g}}) \end{array} \right.$$

Dans le cas où  $R_g > R_{ch}$ , la configuration utilisée est la suivante :



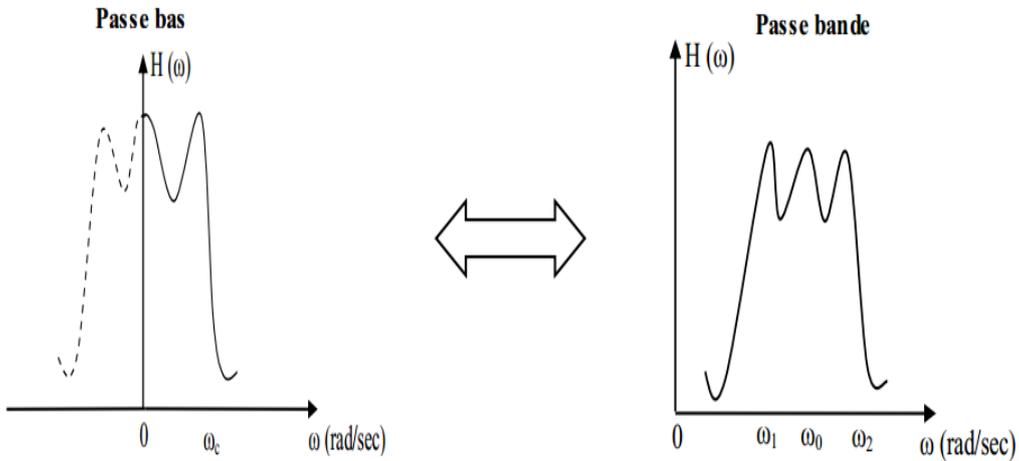
**Cellule d'adaptation en L ( $R_g > R_L$ )**

De même on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} X_1 = \frac{X_g \pm R_g \sqrt{\frac{R_g}{R_{ch}} - 1 + \frac{X_g^2}{R_{ch}R_g}}}{\frac{R_g}{R_{ch}} - 1} \\ X_2 = -(X_{ch} \pm R_{ch} \sqrt{\frac{R_g}{R_{ch}} - 1 + \frac{X_g^2}{R_{ch}R_g}}) \end{array} \right.$$

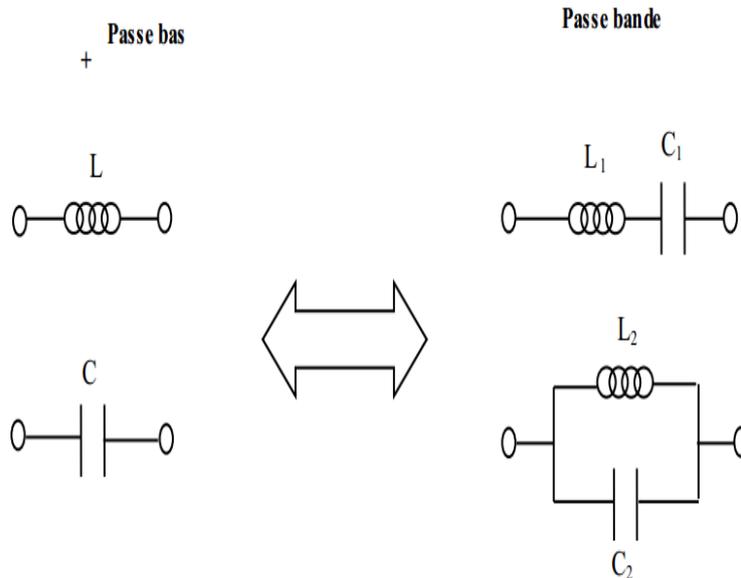
**Le calcul du filtre de Tchebychev :**

La théorie de calcul du filtre de Tchebychev passe bande est basée sur la transformation d'un filtre passe bas en filtre passe bande comme le montre la figure suivante :

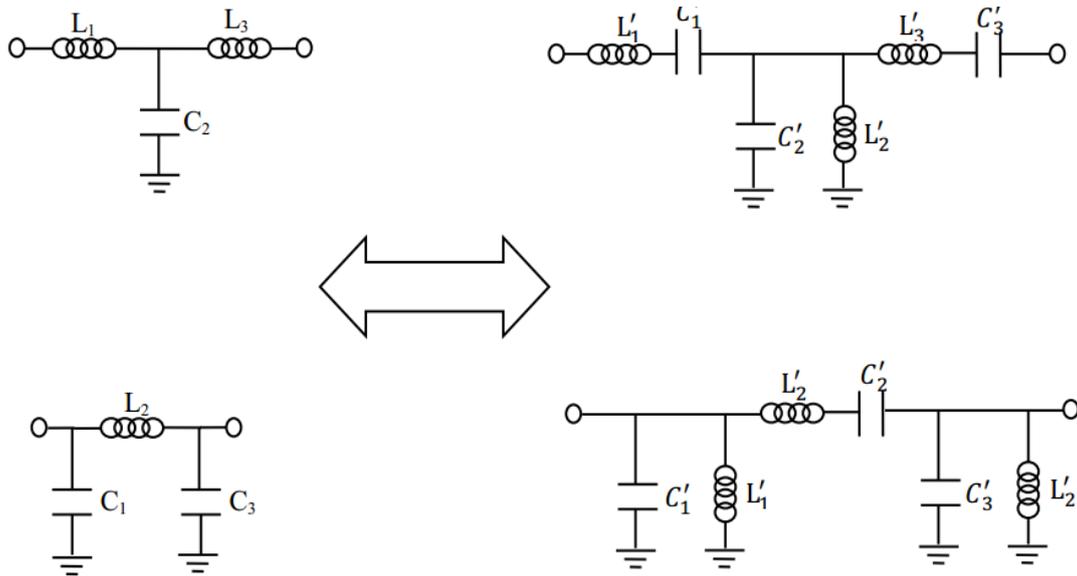


**La transformation de la réponse d'un filtre passe bas en réponse d'un filtre passe bande.**

Il suffit de choisir le nombre d'éléments  $n$  du filtre passe bas et les transformés en éléments passe bande. Comme le montre les deux figures suivantes :



**La transformation des éléments passe bas en éléments passe haut.**



**La transformation des circuits électrique d'un filtre passe bas en circuits filtre passe haut.**

Le nombre de composants  $n$  qui constituent le filtre passe bas représente l'ordre du filtre est donné par la relation suivante :

$$n = \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{(10^{H_{min}} - 1)}{(10^{H_{max}} - 1)}}}{\cosh^{-1}(\omega_s')}$$

Avec :

- $H_{min}$  est l'amplitude minimale des ondulations.
- $H_{max}$  est l'amplitude maximale des ondulations.

Et :

$$\omega_s' = \frac{\omega_2}{\omega_1}$$

**Les transformations de fréquences**

La plupart des prototypes normalisés existants dans la littérature sont des Passe Bas.

Pour passer de topologies connues (Passe bas) en une autre topologie (Passe Bande), il faut procéder à une transposition de fréquences ou changement de variable d'un point de vue mathématique.

### Le calcul des éléments normalisés

Les valeurs normalisées des éléments qui constituent le filtre passe bande de Tchebychev sont obtenues par les relations suivantes :

- Branches parallèles (valeurs normalisées).

$$C_{K//}' = \frac{\omega_0 g_k}{\omega_2 - \omega_1}$$

$$L_{K//}' = \frac{1}{C_{K//}'}$$

- Branche s séries (valeurs normalisées).

$$L_{Ksérie}' = \frac{\omega_0 g_k}{\omega_2 - \omega_1}$$

$$C_{Ksérie}' = \frac{1}{L_{Ksérie}'}$$

Avec :

$g_k$  : Les pôles de la réponse du filtre de Tchebychev.

$Z_c$  : Impédance caractéristique.

## ملخص :

الهدف من هذا العمل هو دراسة وتصميم مضخم منخفض الضوضاء لقمر صناعي موجه للاتصالات, يعمل حول النطاق Ka بتردد 30 GHz.

يتم إجراء التمثيل والتحليل باستخدام برنامج نظام التصميم المتقدم (ADS), وذلك لمحاكاة دوائر تردد الراديو.

لقد اقترحنا في بداية هذا العمل مضخم ضيق النطاق, ومن ثم قدمنا مضخم واسع النطاق يعتمد على مرشح تشيبيشيف.

## Abstract:

The purpose of this work is the study and design of a LNA low noise amplifier, for a communication satellite operating around the Ka band at the frequency of 30 GHz.

Simulation and synthesis are performed using the Advanced Design System (ADS) software for simulations of radio frequency circuits.

We first proposed a narrowband amplifier and then a broadband amplifier based on a Chebyshev filter.

## Résumé :

Le but de ce travail est l'étude et la conception d'un amplificateur faible bruit LNA, pour un satellite de communication fonctionnant autour de la bande Ka à la fréquence de 30 GHz.

La simulation et la synthèse sont effectuées à l'aide du logiciel ADS (Advanced Design System) destiné aux simulations des circuits radiofréquences.

Nous avons proposé tout d'abord un amplificateur à bande étroite, puis un amplificateur à large bande basé sur un filtre de Tchebychev.