

## Résumé

L'amplificateur de puissance (AP) est généralement le dernier bloc actif dans une chaîne d'émission. Sa fonction est d'amplifier la puissance du signal jusqu'au niveau requis avant de pouvoir la transmettre dans l'espace libre.

De cela, nous pouvons dire que l'amplificateur de puissance est un élément essentiel dans tous les systèmes électroniques micro-ondes comme les radars, les systèmes de communication ou même de navigation. Due à l'avancée technologique rapide, il y a un besoin important d'améliorer les performances des circuits micro-ondes. L'effort s'est focalisé sur la conception des nouvelles structures d'amplificateur de puissance bien adaptées avec une puissance de sortie et un gain de puissance élevé, à bas coût, stable et fiable. Plusieurs techniques de conception et des topologies sont décrites, et elles ont été appliquées à la conception des nouvelles structures d'amplificateurs de puissance hyperfréquences.

Après un survol des principes de fonctionnement des amplificateurs, de la technologie planaire micro-ruban, le rôle d'adaptation d'impédance dans la fonction d'amplificateur, les différentes méthodes de conception et d'amélioration des performances, nous avons présenté d'abord les étapes de conception d'amplificateurs micro-ondes en détail. Par la suite nous avons présenté deux structures des amplificateurs de puissance avec des différentes approches de conception, la première structure fonctionnant à 1.71GHz, qui comporte un seul étage, polarisé en classe A, a permis d'obtenir une puissance de sortie de 20dBm pour un rendement de 31% et un gain de puissance de 13dB. Et pour la deuxième structure a été conçue avec deux étages qui fonctionnant à 2.6GHz, a pour objectif d'améliorer à la fois l'adaptation d'impédance et le gain de puissance. Enfin pour répondre aux besoins des applications nécessitant des circuits à bande de fréquence large, la troisième et la quatrième structure sont un amplificateur de puissance à configuration équilibrée fonctionnant dans la bande ISM [2.4GHz; 2.5GHz] avec de meilleures performances. Grâce à ces approches de conception, nous avons étudié chaque structure d'une manière bien détaillée, ce qui nous a permis de bien comprendre le comportement de ces structures ainsi que les paramètres essentiels capables de modifier et d'améliorer les caractéristiques de l'amplificateur.

**Mots-Clés:** Amplificateur de Puissance, Micro-Ondes, Télécommunications, Technologie Hybride, Transistor, Adaptation d'Impédance, Polarisation, Gain de Puissance, Stabilité, Puissance de Sortie, Coupleur Hybride.

## Abstract

The power amplifier (PA) is generally the last active block in a transmission chain. Its function is to amplify the power of the signal to the required level before it can be transmitted in the air.

From this, it can be said that the power amplifier is an essential element in all microwave electronic systems, be it radar, communication or even navigation systems. Due to the rapid technological advance, there is a great need to improve the performance of microwave circuits. The effort has focused on the design of new structures of power amplifier that are well-matched with high output power and power gain, low cost, stable and reliable. Several design techniques and topologies are described, and they have been applied to the design of the new structures of microwave power amplifier.

After an overview of the functioning principles of amplifiers, microstrip technology, the role of impedance matching in the function of a power amplifier, the different methods of design and performance improvement, we first presented the steps in designing microwave amplifiers in detail. Subsequently, we presented two structures of the power amplifier with different design approaches, the first structure operating at 1.71GHz, with a single-stage, polarized in class-A, resulted in output power of 20dBm with an efficiency of 31% and a power gain of 13dB. And for the second structure was designed with two stages operating at 2.6GHz to improve both impedance matching and power gain. Finally, to meet the needs of applications requiring broadband circuits, the third and fourth structures will be a balanced power amplifier configuration operating in the ISM band [2.4GHz; 2.5GHz] with a good performance. Thanks to these design approaches, we have studied each structure in a very detailed way, which has allowed us to understand the behaviour of these structures as well as the essential parameters capable of modifying and improving the characteristics of the amplifier.

**Keywords:** Power Amplifier, Microwave, Telecommunications, Hybrid Technology, Transistor, Impedance Matching, Polarization, Power Gain, Stability, Output Power, Hybrid Coupler.



Université Hassan 1<sup>er</sup>  
Centre d'Études Doctorales



Faculté des Sciences et Techniques  
Settat

## THÈSE DE DOCTORAT

Pour l'obtention de grade de Docteur en Physique et Sciences de l'Ingénieur

Spécialité: Electronique et Télécommunications

Sous le thème

# Etude et Conception de Nouvelles Structures d'Amplificateurs de Puissance Hyperfréquences

Présentée par :

**Mr. Amine RACHAKH**

Soutenue le: 13/11/2020

A la Faculté des Sciences et Techniques de Settat devant le jury composé de :

|                           |     |               |                       |
|---------------------------|-----|---------------|-----------------------|
| Pr. Abdelali TAJMOUATI    | PES | FST, Settat   | Président             |
| Pr. Mohammed BENBRAHIM    | PES | ENSA, Kénétra | Rapporteur            |
| Pr. Larbi SETTI           | PES | FP, Larache   | Rapporteur            |
| Pr. Elhassane ABDELMOUNIM | PES | FST, Settat   | Rapporteur            |
| Pr. Ahmed ERRKIK          | PES | FST, Settat   | Examineur             |
| Pr. Jamal ZBITOU          | PES | FST, Settat   | Co-Directeur de thèse |
| Pr. Larbi EL ABDELLAOUI   | PES | FST, Settat   | Directeur de thèse    |

Année Universitaire: 2019/2020

Amine RACHAKH

ETUDE ET CONCEPTION DE NOUVELLES STRUCTURES  
D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE HYPERFREQUENCES

2019/2020  
PSI

## Remerciements

**A** L'issue de l'obtention de mon doctorat, je suis convaincu que la thèse est loin d'être un travail solitaire. En effet, je n'aurais jamais pu réaliser ce travail doctoral sans le soutien d'un grand nombre de personnes dont la générosité, la bonne humeur et l'intérêt manifestés à l'égard de ma recherche m'ont permis de progresser dans cette phase d'apprenti-chercheur.

Le travail présenté dans ce manuscrit de thèse a été réalisé au sein du laboratoire de Mécanique, Informatique, Electronique et Télécommunications (**LMJET**) de la Faculté des Sciences et Techniques de Settat (**FSTS**), de l'université Hassan 1er de Settat. Il a été dirigé par les professeurs **Larbi EL ABDELLAOUI** et **Jamal ZBITOU**.

J'exprime ma profonde gratitude à mon Encadrant et Directeur de thèse, le Professeur **Larbi EL ABDELLAOUI**, pour ces conseils et son suivi dans les différentes démarches scientifiques et administratives, son aide, sa gentillesse, sa bonne foi, de m'avoir introduit dans le monde passionnant des hyperfréquences.

J'adresse mes plus chaleureux remerciements à un homme très spécial, Monsieur **Jamal ZBITOU**, **mon Co-Directeur** de thèse, pour la confiance qu'il m'a accordé en encadrant ce travail doctoral, pour leurs multiples conseils et pour toutes les heures qu'il a consacrées à diriger cette thèse. J'aimerais également lui dire à quel point j'ai apprécié sa grande disponibilité, son expérience et ses compétences scientifiques.

Je tiens également à remercier monsieur le Professeur **Ahmed ERRKIK**, **Directeur du laboratoire MIET**, de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire.

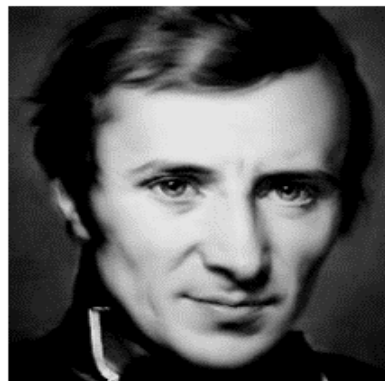
Je remercie en particulier le Professeur **Abdelali TAJMOUATI** d'avoir accepté de présider ma thèse et tous les membres du Jury qui m'a fait l'honneur d'évaluer mes travaux.

Je tiens vivement à remercier mes rapporteurs, le Professeur **Mohammed BENBRAHIM**, le Professeur **larbi SETTI** et le Professeur **Elhassane ABDELMOUNIM** pour avoir accepté de lire et de juger mes travaux de thèse.

Mes remerciements vont aussi aux doctorants et étudiant doctorants présents à la Faculté des Sciences et Techniques de Settat (**FSTS**) avec qui j'ai passé de bons moments.

Je voudrais également remercier très sincèrement toute ma famille ; Mes parents **Miloud RACHAKH**, **Malika MABROUK**, mon frère **Zouhair RACHAKH** et mes sœurs **Raja RACHAKH** et **Dalal Rachakh** de m'avoir permis de faire mes études dans de bonnes conditions et de m'avoir soutenu de près et de loin ces années de thèse.

Enfin, Un grand merci pour toutes les personnes qui m'ont aidé, soutenu et encouragé pendant ces années de thèse. Je remercie également toute personne ayant contribué d'une manière ou d'une autre à l'aboutissement de ce travail de thèse



*« La science ne sert guère qu'à  
nous donner une idée de l'étendue  
de notre ignorance. »*

**Hugues Félicité Robert de  
Lamennais**

## Résumé

L'amplificateur de puissance (AP) est généralement le dernier bloc actif dans une chaîne d'émission. Sa fonction est d'amplifier la puissance du signal jusqu'au niveau requis avant de pouvoir la transmettre dans l'espace libre.

De cela, nous pouvons dire que l'amplificateur de puissance est un élément essentiel dans tous les systèmes électroniques micro-ondes comme les radars, les systèmes de communication ou même de navigation. Due à l'avancée technologique rapide, il y a un besoin important d'améliorer les performances des circuits micro-ondes. L'effort s'est focalisé sur la conception des nouvelles structures d'amplificateur de puissance bien adaptées avec une puissance de sortie et un gain de puissance élevé, à bas coût, stable et fiable. Plusieurs techniques de conception et des topologies sont décrites, et elles ont été appliquées à la conception des nouvelles structures d'amplificateurs de puissance hyperfréquences.

Après un survol des principes de fonctionnement des amplificateurs, de la technologie planaire micro-ruban, le rôle d'adaptation d'impédance dans la fonction d'amplificateur, les différentes méthodes de conception et d'amélioration des performances, nous avons présenté d'abord les étapes de conception d'amplificateurs micro-ondes en détail. Par la suite nous avons présenté deux structures des amplificateurs de puissance avec des différentes approches de conception, la première structure fonctionnant à 1.71GHz, qui comporte un seul étage, polarisé en classe A, a permis d'obtenir une puissance de sortie de 20dBm pour un rendement de 31% et un gain de puissance de 13dB. Et pour la deuxième structure a été conçue avec deux étages qui fonctionnant à 2.6GHz, a pour objectif d'améliorer à la fois l'adaptation d'impédance et le gain de puissance. Enfin pour répondre aux besoins des applications nécessitant des circuits à bande de fréquence large, la troisième et la quatrième structure sont un amplificateur de puissance à configuration équilibrée fonctionnant dans la bande ISM [2.4GHz; 2.5GHz] avec de meilleurs performances. Grâce à ces approches de conception, nous avons étudié chaque structure d'une manière bien détaillée, ce qui nous a permis de bien comprendre le comportement de ces structures ainsi que les paramètres essentiels capables de modifier et d'améliorer les caractéristiques de l'amplificateur.

**Mots-Clés:** Amplificateur de Puissance, Micro-Ondes, Télécommunications, Technologie Hybride, Transistor, Adaptation d'Impédance, Polarisation, Gain de Puissance, Stabilité, Puissance de Sortie, Coupleur Hybrid

## Abstract

**T**he power amplifier (PA) is generally the last active block in a transmission chain. Its function is to amplify the power of the signal to the required level before it can be transmitted in the air.

From this, it can be said that the power amplifier is an essential element in all microwave electronic systems, be it radar, communication or even navigation systems. Due to the rapid technological advance, there is a great need to improve the performance of microwave circuits. The effort has focused on the design of new structures of power amplifier that are well-matched with high output power and power gain, low cost, stable and reliable. Several design techniques and topologies are described, and they have been applied to the design of the new structures of microwave power amplifier.

After an overview of the functioning principles of amplifiers, microstrip technology, the role of impedance matching in the function of a power amplifier, the different methods of design and performance improvement, we first presented the steps in designing microwave amplifiers in detail. Subsequently, we presented two structures of the power amplifier with different design approaches, the first structure operating at 1.71GHz, with a single-stage, polarized in class-A, resulted in output power of 20dBm with an efficiency of 31% and a power gain of 13dB. And for the second structure was designed with two stages operating at 2.6GHz to improve both impedance matching and power gain. Finally, to meet the needs of applications requiring broadband circuits, the third and fourth structures will be a balanced power amplifier configuration operating in the ISM band [2.4GHz; 2.5GHz] with a good performance. Thanks to these design approaches, we have studied each structure in a very detailed way, which has allowed us to understand the behaviour of these structures as well as the essential parameters capable of modifying and improving the characteristics of the amplifier.

**K**eywords : Power Amplifier, Microwave, Telecommunications, Hybrid Technology, Transistor, Impedance Matching, Polarization, Power Gain, Stability, Output Power, Hybrid Coupler.

# Table des matières

|                                        |    |
|----------------------------------------|----|
| Remerciements .....                    | 2  |
| Résumé .....                           | 5  |
| Abstract .....                         | 6  |
| Liste des Figures .....                | 10 |
| Liste des Tableaux .....               | 14 |
| Liste des Abréviations et Sigles ..... | 15 |
| Introduction Générale .....            | 17 |

---

## Chapitre 1

### État de l'Art sur les Amplificateurs de Puissance Hyperfréquences

---

|                                                                          |    |
|--------------------------------------------------------------------------|----|
| I. Introduction .....                                                    | 21 |
| II. Présentation des concepts théoriques et état de l'art .....          | 21 |
| II.1. Amplification de puissance .....                                   | 21 |
| II.2. Amplification en micro-ondes .....                                 | 22 |
| II.2.1. Applications .....                                               | 22 |
| II.2.2. La matrice de répartition .....                                  | 25 |
| II.2.2.1. Définition des paramètres S .....                              | 25 |
| II.2.2.2. Paramètres [S] d'un circuit en single-ended .....              | 27 |
| II.2.3. Les différents gains .....                                       | 29 |
| II.2.4. Le rendement .....                                               | 30 |
| II.2.5. Le critère de stabilité .....                                    | 30 |
| II.2.5.1. Définition .....                                               | 30 |
| II.2.5.2. Stabilité Inconditionnelle .....                               | 31 |
| II.2.6. Les effets non-linéaires de l'amplification de puissance .....   | 31 |
| II.2.6.1. Point de compression à 1 dB .....                              | 31 |
| II.2.6.2. Point d'intermodulation .....                                  | 33 |
| III. Les classes de fonctionnement .....                                 | 34 |
| III.1. Les classes sinusoïdales : A, AB, B et C .....                    | 35 |
| III.2. Les classes commutées .....                                       | 39 |
| IV. Les transistors de puissance en micro-onde .....                     | 42 |
| IV.1. Le MESFET GaAs .....                                               | 42 |
| IV.2. Les transistors à effet de champ à hétérojonction .....            | 44 |
| IV.2.1. Le HEMT .....                                                    | 44 |
| IV.2.2. Le HFET .....                                                    | 47 |
| IV.2.3. Le MOSFET .....                                                  | 48 |
| IV.2.4. Les transistors à effet de champ et les nouveaux matériaux ..... | 49 |
| IV.3. Le transistor bipolaire .....                                      | 50 |
| IV.3.1. Le transistor bipolaire à homojonction .....                     | 50 |
| IV.3.2. Le transistor bipolaire à hétérojonction .....                   | 50 |
| IV.4. Critères de choix .....                                            | 51 |
| V. Conclusion .....                                                      | 54 |
| Référence .....                                                          | 55 |

## Chapitre 2

### Techniques d'Adaptation des Amplificateurs en Hyperfréquences

|                                                                       |     |
|-----------------------------------------------------------------------|-----|
| <b>I. Introduction</b>                                                | 61  |
| <b>II. Principes fondamentaux</b>                                     | 61  |
| <b>II.1. L'abaque de Smith</b>                                        | 64  |
| <b>II.2. Adaptation avec des éléments localisés</b>                   | 69  |
| II.2.1. Transformateurs en L                                          | 70  |
| II.2.2. Transformateurs en $\pi$                                      | 73  |
| II.2.3. Transformateurs en T                                          | 74  |
| II.2.4. Amplificateur de puissance UHF bipolaire                      | 75  |
| II.2.5. Amplificateur haute puissance VHF MOSFET                      | 80  |
| <b>II.3. Adaptation avec les lignes de transmission</b>               | 83  |
| II.3.1. Conception d'amplificateur de puissance à bande étroite       | 90  |
| II.3.2. Amplificateur haute puissance à large bande                   | 92  |
| <b>III. Technologie HMIC</b>                                          | 95  |
| <b>IV. Types de ligne de transmission</b>                             | 96  |
| <b>IV.1. Les lignes de transmission avec la technologie planaires</b> | 96  |
| IV.1.1. Lignes planaires microrubans                                  | 97  |
| IV.1.2. Lignes guide d'onde coplanaires                               | 97  |
| IV.1.3. Lignes CPS                                                    | 98  |
| IV.1.4. Lignes à fente ou Slotline                                    | 98  |
| IV.1.5. Lignes à multi-couche                                         | 98  |
| <b>V. Conclusion</b>                                                  | 100 |
| <b>Référence</b>                                                      | 101 |

## Chapitre 3

### Conception des Amplificateurs de Puissance à Bande Etroite

|                                                                                                 |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <b>I. Introduction</b>                                                                          | 104 |
| <b>II. Conception d'amplificateur</b>                                                           | 104 |
| <b>II.1. Type de transistor et technologie de fabrication</b>                                   | 104 |
| <b>II.2. Sélection de la taille du transistor</b>                                               | 105 |
| <b>II.3. Méthode de conception</b>                                                              | 106 |
| <b>II.4. Topologie de circuit</b>                                                               | 106 |
| <b>II.5. Analyse de stabilité et thermique</b>                                                  | 107 |
| <b>II.6. Analyse et optimisation de circuit</b>                                                 | 107 |
| <b>III. Techniques de conception d'amplificateurs</b>                                           | 108 |
| <b>III.1. Méthode de la ligne de charge</b>                                                     | 109 |
| <b>III.2. Technique de conception par l'adaptation à faible perte</b>                           | 112 |
| <b>III.3. Méthode de conception non linéaire</b>                                                | 114 |
| <b>IV. Procédure de conception des amplificateurs de puissance en hyperfréquence</b>            | 115 |
| <b>IV.1. Conception d'une nouvelle structure d'amplificateur de puissance pour la bande DCS</b> | 117 |
| IV.1.1. Outil de conception et de simulation                                                    | 117 |
| IV.1.2. Spécifications du circuit                                                               | 117 |
| IV.1.3. Architecture d'amplificateur de puissance                                               | 118 |
| IV.1.4. Sélection de dispositif                                                                 | 118 |
| IV.1.5. Vérification DC du modèle de dispositif                                                 | 119 |
| IV.1.6. Conception de circuit de polarisation                                                   | 120 |
| IV.1.7. Conception de réseau d'adaptation                                                       | 123 |
| IV.1.7.1. Analyse Source/ Load-Pull pour le signal fondamental                                  | 124 |
| IV.1.7.2. Circuit d'adaptation d'impédance                                                      | 126 |

|                                                                                                 |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| IV.1.8. Amplificateur de puissance final                                                        | 128 |
| IV.1.9. Résultats de simulation et analyse des performances                                     | 129 |
| <b>IV.2. Conception d'une nouvelle structure d'amplificateur de puissance pour la bande LTE</b> | 131 |
| IV.2.1. Procédure de conception                                                                 | 131 |
| IV.2.2. Conception le réseau d'adaptation de l'amplificateur                                    | 133 |
| IV.2.3. Amplificateur de puissance final                                                        | 134 |
| IV.2.4. Résultats de simulation et analyse des performances                                     | 135 |
| IV.2.5. Performance globale de l'amplificateur de puissance en cascade                          | 136 |
| <b>V. Conclusion</b>                                                                            | 140 |
| <b>Référence</b>                                                                                | 141 |

## Chapitre 4

### Conception des Amplificateurs de Puissance Large Bande

|                                                                                                        |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <b>I. Introduction</b>                                                                                 | 145 |
| <b>II. Limitation de la bande passante des transistors</b>                                             | 145 |
| II.1. Gain de transistor Roll-off                                                                      | 145 |
| II.2. Impédance d'entrée et de sortie du dispositif                                                    | 146 |
| II.3. La bande passante                                                                                | 146 |
| <b>III. Techniques d'amplification à large bande</b>                                                   | 146 |
| III.1. Topologie réactive / résistive                                                                  | 148 |
| III.2. Amplificateurs de contre-réaction                                                               | 149 |
| III.3. Amplificateurs équilibrés                                                                       | 152 |
| III.4. Amplificateurs distribués                                                                       | 153 |
| <b>IV. Procédure de conception d'un amplificateur de puissance équilibré</b>                           | 156 |
| IV.1. Présentation détaillée d'un amplificateur de puissance équilibré                                 | 156 |
| IV.1.1. Coupleur Hybride : diviseur et combineur de puissance à 90°                                    | 157 |
| IV.1.2. Fonctionnement d'un amplificateur équilibré                                                    | 162 |
| IV.2. Conception d'une nouvelle structure d'amplificateur de puissance large bande pour la bande ISM   | 172 |
| IV.2.1. Conception de l'amplificateur de puissance à un étage                                          | 172 |
| IV.2.1.1. Procédure de conception                                                                      | 172 |
| IV.2.1.2. Résultats de simulation et analyse des performances                                          | 174 |
| IV.2.2. Conception de l'amplificateur de puissance équilibré à base du diviseur de puissance Wilkinson | 176 |
| IV.2.3. Conception de l'amplificateur de puissance équilibré à base des coupleurs en modèle T          | 178 |
| IV.2.3.1. Techniques de miniaturisation                                                                | 179 |
| IV.2.3.1.1. La ligne de quart d'onde                                                                   | 179 |
| IV.2.3.1.2. La ligne de transmission en forme $\pi$                                                    | 179 |
| IV.2.3.1.3. La ligne de transmission en forme T                                                        | 180 |
| IV.2.3.1.4. La ligne de transmission de combinaison de deux modèles (T et $\pi$ )                      | 181 |
| IV.2.4. Conception de coupleur en utilisant le modèle T                                                | 182 |
| IV.2.5. Amplificateur de puissance équilibré final                                                     | 184 |
| IV.2.6. Comparaison des performances                                                                   | 185 |
| <b>V. Conclusion</b>                                                                                   | 187 |
| <b>Référence</b>                                                                                       | 188 |
| <b>Conclusion Générale</b>                                                                             | 192 |
| <b>Liste des articles durant la thèse</b>                                                              | 194 |
| <b>Annexes</b>                                                                                         | 196 |

# Liste des Figures

|             |                                                                                         |    |
|-------------|-----------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 1.1  | : Quadripôle amplificateur .....                                                        | 21 |
| Figure 1.2  | : Un amplificateur de puissance avec des différentes puissances .....                   | 22 |
| Figure 1.3  | : Système de communication (émission-réception) .....                                   | 23 |
| Figure 1.4  | : Système de communication par satellite .....                                          | 24 |
| Figure 1.5  | : Ligne de transmission .....                                                           | 26 |
| Figure 1.6  | : Paramètres [S] d'un quadripôle définis par des ondes de puissance normalisées ...     | 27 |
| Figure 1.7  | : Amplificateur de puissance .....                                                      | 29 |
| Figure 1.8  | : Zone de fonctionnement d'un AP .....                                                  | 32 |
| Figure 1.9  | : Représentation simplifiée d'un phénomène nonlinéaire pour un signal deux tons ..      | 33 |
| Figure 1.10 | : Représentation de produit d'intermodulation de troisième ordre .....                  | 34 |
| Figure 1.11 | : Modèle simplifié d'un transistor à effet de champ .....                               | 35 |
| Figure 1.12 | : Réseau de caractéristiques statiques d'un transistor à effet de champ (FET) .....     | 35 |
| Figure 1.13 | : Caractéristiques statiques et variations temporelles des .....                        | 36 |
|             | signaux pour un fonctionnement en classe A                                              |    |
| Figure 1.14 | : Caractéristiques statiques et variations temporelles des .....                        | 38 |
|             | signaux pour un fonctionnement en classe AB                                             |    |
| Figure 1.15 | : Caractéristiques statiques et variations temporelles des .....                        | 38 |
|             | signaux pour un fonctionnement en classe B et C                                         |    |
| Figure 1.16 | : Formes temporelles de la tension et du courant de drain .....                         | 40 |
| Figure 1.17 | : Expressions temporelles et spectres fréquentiels d'un .....                           | 41 |
|             | signal sinusoïdal et d'un signal carré                                                  |    |
| Figure 1.18 | : Topologie de l'amplificateur classe F .....                                           | 41 |
| Figure 1.19 | : Formes d'onde des signaux .....                                                       | 41 |
| Figure 1.20 | : Structure d'un GaAs MESFET .....                                                      | 43 |
| Figure 1.21 | : Structure inter-digitée d'un MESFET de puissance .....                                | 43 |
| Figure 1.22 | : Structure d'un HEMT Al <sub>x</sub> Ga <sub>1-x</sub> As/GaAs conventionnel .....     | 45 |
| Figure 1.23 | : Structure générale d'un HFET .....                                                    | 47 |
| Figure 2.1  | : Circuits équivalents avec (a) une source de tension et (b) une source de courant ..   | 62 |
| Figure 2.2  | : Schémas de circuit d'adaptation .....                                                 | 64 |
| Figure 2.3  | : L'abaque de Smith d'impédance et d'admittance simplifiée .....                        | 67 |
| Figure 2.4  | : L'abaque de Smith .....                                                               | 68 |
| Figure 2.5  | : Circuits d'adaptation sous forme de transformateurs en L (a), $\pi$ (b) et T(c) ..... | 69 |
| Figure 2.6  | : Impédance (a) circuits équivalent en parallèle et (b) en série .....                  | 69 |
| Figure 2.7  | : Impédance d'entrée d'un réseau à deux ports .....                                     | 70 |
| Figure 2.8  | : Circuits d'adaptation de type L et équations correspondantes .....                    | 70 |
| Figure 2.9  | : Circuit résonant parallèle résultant du chargement du transformateur en L .....       | 71 |
| Figure 2.10 | : Diagramme de fréquence de l'impédance d'entrée pour un circuit résonant .....         | 71 |
|             | parallèle                                                                               |    |
| Figure 2.11 | : Transformateur en L avec circuit résonant LC supplémentaire .....                     | 72 |
| Figure 2.12 | : circuits d'adaptation développés en connectant deux transformateurs en L .....        | 73 |
| Figure 2.13 | : Transformateurs $\pi$ et des équations pertinentes .....                              | 74 |
| Figure 2.14 | : Transformateurs en T et des équations pertinentes .....                               | 75 |
| Figure 2.15 | : Réseau d'entrée complet .....                                                         | 76 |
| Figure 2.16 | : L'abaque de Smith pour des éléments de la Figure 2.15 .....                           | 77 |
| Figure 2.17 | : Circuit complet du réseau de sortie .....                                             | 78 |
| Figure 2.18 | : L'abaque de Smith avec des éléments de la Figure 2.17 .....                           | 79 |
| Figure 2.19 | : Circuit complet du réseau d'entrée à large bande .....                                | 80 |
| Figure 2.20 | : L'abaque de Smith avec des éléments de la Figure 2.19 .....                           | 82 |

|             |                                                                                                                                                                                          |     |
|-------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 2.21 | : Circuit complet du réseau de sortie à large bande                                                                                                                                      | 82  |
| Figure 2.22 | : L'abaque de Smith avec des éléments de la Figure 2.21                                                                                                                                  | 83  |
| Figure 2.23 | : Transformateur de ligne de transmission pour toute<br>impédance de source et de charge                                                                                                 | 85  |
| Figure 2.24 | : Les éléments localisés avec les lignes de transmission équivalentes                                                                                                                    | 85  |
| Figure 2.25 | : Transformateur en L avec une ligne de transmission en série                                                                                                                            | 86  |
| Figure 2.26 | : Nomogrammes pour le calcul du transformateur en L                                                                                                                                      | 88  |
| Figure 2.27 | : Transformateurs en T et en $\pi$ avec les lignes de transmission                                                                                                                       | 88  |
| Figure 2.28 | : Transformateur en $\pi$ de ligne de transmission avec ces équations                                                                                                                    | 89  |
| Figure 2.29 | : Transformateur en T de ligne de transmission avec ces équations                                                                                                                        | 90  |
| Figure 2.30 | : Circuit complet à deux ports de sortie                                                                                                                                                 | 90  |
| Figure 2.31 | : L'abaque de Smith avec des éléments de la Figure 2.30                                                                                                                                  | 92  |
| Figure 2.32 | : Circuit complet d'entrée à large bande à deux ports                                                                                                                                    | 93  |
| Figure 2.33 | : L'abaque de Smith avec des éléments de la Figure 2.32                                                                                                                                  | 94  |
| Figure 2.34 | : Schéma d'une ligne microruban                                                                                                                                                          | 97  |
| Figure 2.35 | : Schéma du guide d'ondes coplanaire                                                                                                                                                     | 97  |
| Figure 2.36 | : Coupe Transverse d'une ligne CPS                                                                                                                                                       | 98  |
| Figure 2.37 | : Coupe transverse d'une ligne slotline                                                                                                                                                  | 98  |
| Figure 3.1  | : Schéma d'un amplificateur FET de source commune                                                                                                                                        | 109 |
| Figure 3.2  | : Courbes I-V : (a) idéal et (b) avec tension de seuil                                                                                                                                   | 110 |
| Figure 3.3  | : Schéma d'un amplificateur à deux étages montrant<br>les impédances de charge optimales                                                                                                 | 112 |
| Figure 3.4  | : Représentations du calcul des pertes dissipatives : (a) réseaux<br>d'adaptation d'entrée et de sortie et (b) représentation<br>d'adaptation conjuguée simultanée d'un inter-étage [19] | 113 |
| Figure 3.5  | : Représentation d'un réseau à un seul port pour le calcul de désadaptation                                                                                                              | 114 |
| Figure 3.6  | : Flot de conception de l'AP                                                                                                                                                             | 118 |
| Figure 3.7  | : Schéma du circuit d'amplification                                                                                                                                                      | 118 |
| Figure 3.8  | : Analyse DC de transistor                                                                                                                                                               | 119 |
| Figure 3.9  | : Boîte de dialogue                                                                                                                                                                      | 120 |
| Figure 3.10 | : Courbes DC I-V simulées pour AT-41486                                                                                                                                                  | 120 |
| Figure 3.11 | : Circuit de polarisation à contre-réaction du collecteur                                                                                                                                | 121 |
| Figure 3.12 | : Calcul du point de biais                                                                                                                                                               | 122 |
| Figure 3.13 | : Calcul des résistances du réseau de polarisation                                                                                                                                       | 123 |
| Figure 3.14 | : Diagramme de contour de l'analyse Load-pull pour le signal fondamental                                                                                                                 | 124 |
| Figure 3.15 | : Diagramme de contour de l'analyse Source-Pull pour le signal fondamental                                                                                                               | 125 |
| Figure 3.16 | : Zone de balayage pour l'analyse Load-pull (en haut) et Source-pull (en bas)                                                                                                            | 126 |
| Figure 3.17 | : Conception du réseau d'adaptation d'entrée                                                                                                                                             | 127 |
| Figure 3.18 | : Conception du réseau d'adaptation des sorties                                                                                                                                          | 127 |
| Figure 3.19 | : Schéma de l'amplificateur de puissance final                                                                                                                                           | 128 |
| Figure 3.20 | : Schéma de dessin de masque de l'amplificateur de puissance                                                                                                                             | 128 |
| Figure 3.21 | : Les coefficients de réflexion d'entrée / sortie de l'amplificateur                                                                                                                     | 129 |
| Figure 3.22 | : Le gain de puissance et le coefficient de transmission<br>unilatérale de l'amplificateur                                                                                               | 129 |
| Figure 3.23 | : Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence.                                                                                                                    | 130 |
| Figure 3.24 | : Puissance de sortie en fonction à la puissance d'entrée à 1.71 GHz.                                                                                                                    | 130 |
| Figure 3.25 | : Rendement en puissance ajouté en fonction à la puissance d'entrée.                                                                                                                     | 131 |
| Figure 3.26 | : Analyse DC pour ATF-21170                                                                                                                                                              | 132 |
| Figure 3.27 | : Réponse de la RF Choke à 2GHz.                                                                                                                                                         | 133 |
| Figure 3.28 | : (a) Réseau d'adaptation d'entrée ;(b) Perte de retour en entrée                                                                                                                        | 134 |
| Figure 3.29 | : (a) Réseau d'adaptation de sortie ;(b) Perte de retour en sortie                                                                                                                       | 134 |
| Figure 3.30 | : Schéma de l'amplificateur de puissance a un étage                                                                                                                                      | 135 |

|             |                                                                                                                                                    |     |
|-------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 3.31 | : Schéma de dessin de masque de l'amplificateur de puissance                                                                                       | 135 |
| Figure 3.32 | : Les coefficients de réflexion d'entrée / sortie de l'amplificateur                                                                               | 136 |
| Figure 3.33 | : Le gain de puissance et le coefficient de transmission unilatérale de l'amplificateur                                                            | 136 |
| Figure 3.34 | : Puissance de sortie en fonction à la puissance d'entrée à 2.6GHz.                                                                                | 136 |
| Figure 3.35 | : Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence.                                                                              | 136 |
| Figure 3.36 | : Schéma de l'amplificateur de puissance en cascade final                                                                                          | 137 |
| Figure 3.37 | : Schéma de dessin de masque de l'amplificateur de puissance en cascade                                                                            | 137 |
| Figure 3.38 | : Les coefficients de réflexion d'entrée / sortie de l'amplificateur                                                                               | 138 |
| Figure 3.39 | : Le gain de puissance et le coefficient de transmission unilatérale de l'amplificateur                                                            | 138 |
| Figure 3.40 | : Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence.                                                                              | 138 |
| Figure 3.41 | : Puissance d'entrée en fonction à la puissance de sortie à 2.6GHz                                                                                 | 138 |
| Figure 4.1  | : Configurations d'amplificateur large bande: (a) réactif / résistif, (b) contre-réaction, (c) équilibré et (d) onde distribuée ou progressive     | 147 |
| Figure 4.2  | : (a) Schéma d'un amplificateur à deux étages avec réseaux de compensation de gain. (b) Circuits de compensation de gain couramment utilisés [22]  | 148 |
| Figure 4.3  | : Réponse en gain des circuits de compensation pour la Figure 4.2b.                                                                                | 149 |
| Figure 4.4  | : Configuration de contre-réaction de l'amplificateur                                                                                              | 150 |
| Figure 4.5  | : Une représentation de circuit équivalente d'un (a) transistor avec contre-réaction et (b) d'un transistor avec contre-réaction et charge [26]    | 150 |
| Figure 4.6  | : Configuration d'un amplificateur équilibré à base des coupleurs de 90°.                                                                          | 153 |
| Figure 4.7  | : Une topologie simplifiée d'amplificateur distribué utilisant n sections.                                                                         | 154 |
| Figure 4.8  | : Circuits équivalents pour lignes artificielles : (a) la grille et (b) le drain                                                                   | 154 |
| Figure 4.9  | : Une topologie d'amplificateur distribué modifiée utilisant n sections.                                                                           | 155 |
| Figure 4.10 | : Amplificateur équilibré comportant des coupleurs hybrides à 90°                                                                                  | 157 |
| Figure 4.11 | : Coupleurs hybrides en quadrature employés comme diviseurs et combineurs de puissance                                                             | 158 |
| Figure 4.12 | : Schéma bloc d'un élément à 4 ports avec Matrice [S]                                                                                              | 158 |
| Figure 4.13 | : Symbole d'un coupleur hybride antisymétrique                                                                                                     | 160 |
| Figure 4.14 | : Les formes d'onde en tension d'amplificateur équilibré                                                                                           | 163 |
| Figure 4.15 | : AP équilibré avec coupleur hybride 90°                                                                                                           | 163 |
| Figure 4.16 | : Variation de la tension de sortie de l'amplificateur en fonction de la phase du coefficient de réflexion à la sortie de la structure équilibrée. | 169 |
| Figure 4.17 | : Impédances des APs en quadrature (A et B) en dépendance de l'impédance de sortie de la structure équilibrée (Load) sur l'abaque de Smith         | 171 |
| Figure 4.18 | : Schéma de l'amplificateur de puissance a un étage                                                                                                | 174 |
| Figure 4.19 | : Paramètres S en fonction de la fréquence de l'amplificateur de puissance à un étage.                                                             | 175 |
| Figure 4.20 | : Puissance de sortie par rapport à la puissance d'entrée à 2,45 GHz.                                                                              | 175 |
| Figure 4.21 | : Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence.                                                                              | 175 |
| Figure 4.22 | : Le schéma du circuit du diviseur de puissance Wilkinson                                                                                          | 176 |
| Figure 4.23 | : Les résultats simulés du diviseur de puissance Wilkinson                                                                                         | 176 |
| Figure 4.24 | : Schéma de dessin de masque de l'amplificateur de puissance équilibré                                                                             | 177 |
| Figure 4.25 | : Paramètres S en fonction de la fréquence de l'amplificateur équilibré.                                                                           | 177 |
| Figure 4.26 | : Puissance de sortie en fonction à la puissance d'entrée à 2,45 GHz.                                                                              | 178 |
| Figure 4.27 | : Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence.                                                                              | 178 |
| Figure 4.28 | : Ligne de transmission équivalente quarte d'onde                                                                                                  | 178 |
| Figure 4.29 | : Ligne de transmission quart d'onde                                                                                                               | 179 |
| Figure 4.30 | : Ligne de transmission en forme $\pi$ équivalente de la ligne quart d'onde                                                                        | 179 |
| Figure 4.31 | : Ligne de transmission en forme T équivalente de la ligne quart d'onde                                                                            | 180 |
| Figure 4.32 | : Ligne de transmission de combinaison de deux modèles ( $\pi$ et T)                                                                               | 181 |
| Figure 4.33 | : Coupleur proposé en modèle T                                                                                                                     | 182 |

|             |   |                                                                                                                           |     |
|-------------|---|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 4.34 | : | Résultats de simulation (a) l'adaptation $S_{11}$ et (b) l'isolation $S_{14}$                                             | 183 |
| Figure 4.35 | : | Résultats de simulation de pertes d'insertion (a) la voie directe $S_{21}$ (b) la voie couplée $S_{31}$                   | 183 |
| Figure 4.36 | : | Résultats de simulation de différence de phase                                                                            | 183 |
| Figure 4.37 | : | Schéma de dessin de masque de l'amplificateur de puissance équilibré                                                      | 184 |
| Figure 4.38 | : | Le gain de puissance ( $S_{21}$ ) et le coefficient de transmission unilatérale ( $S_{12}$ ) de l'amplificateur équilibré | 184 |
| Figure 4.39 | : | Les coefficients de réflexion d'entrée ( $S_{11}$ )/sortie ( $S_{22}$ ) de l'amplificateur équilibré                      | 184 |
| Figure 4.40 | : | Puissance de sortie en fonction à la puissance d'entrée à 2,45 GHz.                                                       | 185 |
| Figure 4.41 | : | Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence.                                                       | 185 |

## Liste des Tableaux

|             |   |                                                                                 |     |
|-------------|---|---------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Tableau 1.1 | : | Comparaison des caractéristiques des classes de fonctionnement .....            | 39  |
| Tableau 1.2 | : | Amplificateurs de puissance réalisés avec des PHEMT .....                       | 46  |
|             |   | AlGaAs/InGaAs sur GaAs                                                          |     |
| Tableau 1.3 | : | Amplificateurs de puissance réalisés avec des HFET .....                        | 48  |
| Tableau 1.4 | : | Les caractéristiques physiques des matériaux .....                              | 49  |
| Tableau 1.5 | : | Amplificateurs de puissance réalisés avec des HBT .....                         | 51  |
| Tableau 1.6 | : | Caractéristiques essentielles à l'amplification de .....                        | 52  |
|             |   | puissance et atouts des différents composants                                   |     |
| Tableau 3.1 | : | Performance attendue par la conception de l'amplificateur de puissance .....    | 117 |
| Tableau 3.2 | : | Sélection du point de fonctionnement de dispositif .....                        | 122 |
| Tableau 3.3 | : | $R_b$ et $R_c$ calculés en fonction de $I_{BB}$ .....                           | 123 |
| Tableau 3.4 | : | Terminaisons d'impédance optimales à différentes fréquences harmoniques .....   | 125 |
| Tableau 3.5 | : | Sommaire de quelques rapports concernant la conception des amplificateurs ..... | 139 |
| Tableau 4.1 | : | Les valeurs de dimensions du coupeur proposé en modèle T .....                  | 182 |
| Tableau 4.2 | : | Comparaison du résultat simulé entre un amplificateur un étage .....            | 185 |
|             |   | et un amplificateur équilibré à base des coupleurs en modèle T                  |     |
| Tableau 4.3 | : | Comparaison de la performance de l'amplificateur de puissance à large .....     | 186 |
|             |   | bande proposé avec celle de certains amplificateurs de puissance existants      |     |

## Liste des Abréviations et Sigles

|                       |                                                                  |
|-----------------------|------------------------------------------------------------------|
| <b>ACPR</b>           | <b>: Rapport de Puissance du Canal Adjacent</b>                  |
| <b>AD</b>             | <b>: Amplificateur Distribué</b>                                 |
| <b>ADS</b>            | <b>: Advanced Design System</b>                                  |
| <b>AP</b>             | <b>: Amplificateur de Puissance</b>                              |
| <b>BJT</b>            | <b>: Transistor Bipolaire</b>                                    |
| <b>CAO</b>            | <b>: Conception Assisté par Ordinateur</b>                       |
| <b>CPS</b>            | <b>: Technologie Stripline Coplanaire</b>                        |
| <b>CPW</b>            | <b>: Technologie du Guide d'Ondes Coplanaire</b>                 |
| <b>dB</b>             | <b>: Décibel</b>                                                 |
| <b>dBm</b>            | <b>: Décibel Avec Référence de Puissance à 1mW</b>               |
| <b>DC</b>             | <b>: Courant Continu</b>                                         |
| <b>DL</b>             | <b>: Perte Dissipative</b>                                       |
| <b>EC</b>             | <b>: Circuit Equivalent</b>                                      |
| <b>FET</b>            | <b>: Transistors à Effet de Champ</b>                            |
| <b>GaAs</b>           | <b>: Arséniure de Gallium</b>                                    |
| <b>GCN</b>            | <b>: Réseau de Compensation de Gain</b>                          |
| <b>HBT</b>            | <b>: Transistor Bipolaire à Hétérojonction</b>                   |
| <b>HEMT</b>           | <b>: Transistor à Haute Mobilité d'Electrons</b>                 |
| <b>HFET</b>           | <b>: Transistor à Effet de Champ à Hétérojonction</b>            |
| <b>HMIC</b>           | <b>: Circuit Hyperfréquence Hybride Intégré</b>                  |
| <b>Hz</b>             | <b>: Hertz</b>                                                   |
| <b>IP<sub>n</sub></b> | <b>: Point d'Interception d'Ordre n</b>                          |
| <b>IP<sub>3</sub></b> | <b>: Point d'Interception d'Ordre 3</b>                          |
| <b>LDMOS</b>          | <b>: Semi-conducteur à Oxyde Métallique Diffusé Latéralement</b> |
| <b>LLM</b>            | <b>: Méthode d'adaptation à Faible Perte</b>                     |
| <b>LMDS</b>           | <b>: Radiodiffusion Locale</b>                                   |

|               |                                                                               |
|---------------|-------------------------------------------------------------------------------|
| <b>LNA</b>    | <b>: Amplificateur Faible Bruit</b>                                           |
| <b>MHEMT</b>  | <b>: Métamorphique Transistor à Haute Mobilité d'Electrons</b>                |
| <b>ML</b>     | <b>: Perte de Désadaptation</b>                                               |
| <b>MMIC</b>   | <b>: Circuit Micro-ondes Monolithique Intégré</b>                             |
| <b>MN</b>     | <b>: Réseau d'Adaptation</b>                                                  |
| <b>MODFET</b> | <b>: Transistor à Effet de Champ Dopé Par Modulation</b>                      |
| <b>MOSFET</b> | <b>: Transistor à Effet de Champ à Semi-Conducteur à Oxyde<br/>Métallique</b> |
| <b>MIC</b>    | <b>: Circuits Hyperfréquences Intégrés</b>                                    |
| <b>MVDS</b>   | <b>: Radiodiffusion Vidéo</b>                                                 |
| <b>PCB</b>    | <b>: Cartes de Circuits Imprimés</b>                                          |
| <b>TEGFET</b> | <b>: Transistor Bidimensionnel à Effet de Champ à Electrons<br/>Gazeux</b>    |
| <b>TL</b>     | <b>: Perte Totale</b>                                                         |

## Introduction Générale

**L**es systèmes modernes de communication par radiofréquence (RF) et par micro-ondes constituent un domaine dynamique et passionnant, en raison notamment de la cohérence entre les progrès récents de la technologie des dispositifs électroniques modernes et le développement de la demande de capacités de communication vidéo, audio et de données à partir des années 1990 et se poursuit aujourd'hui. Avec cet avancement dans les communications, le domaine des micro-ondes est devenu le domaine presque choisi de l'industrie; la croissance récente et spectaculaire de la demande de systèmes de communication pour des applications telles que la vidéo diffusion, la radiomessagerie sans fil, la téléphonie mobile et les réseaux informatiques connectés ou non connectés a conduit le secteur à évoluer. Ces systèmes de communication sont utilisés dans un large éventail d'environnements, y compris des installations industrielles et de production, des bureaux d'entreprise, des résidences privées, ainsi que des infrastructures pour les municipalités. La variété des applications et des environnements opérationnels a conduit, à travers les grands volumes de production qui l'accompagnent, à d'énormes progrès dans les capacités de fabrication rentables des produits radiofréquence et micro-ondes.

Cela a permis de réduire le coût de mise en œuvre d'une multitude de nouveaux services sans fil et de services filaires à hyperfréquences et à radiofréquences innovants et économiques. Le radar anticollision automobile, les aides à la navigation GPS portables peu coûteux et l'accès au service numérique à large bande largement disponible en font partie. Le domaine hyperfréquence est généralement adapté à ces applications apparentes en matière de détection et de communication, car les hautes fréquences opérationnelles permettent à la fois un grand nombre de canaux indépendants pour la grande diversité d'utilisations envisagées, ainsi qu'une bande passante disponible considérable par canal pour la communication à haut débit.

Les systèmes d'émission-réception qui sont indispensables à ces applications sont de plus en plus complexes dans le but de garantir la qualité de l'information à transmettre. Ainsi, puisque toute propagation d'un signal entraîne des affaiblissements, il est nécessaire que les caractéristiques de l'étage émetteur permettent de compenser ces déperditions. Pour cette raison, la conception d'amplificateurs de puissance hyperfréquences fait l'objet d'une attention particulière.

Les progrès dans le domaine des hyperfréquences ont conduit au remplacement progressif d'amplificateurs à tubes à ondes progressives par une technologie plus adéquate en termes de taille ou de consommation : les amplificateurs de puissance à l'état solide. Ils font maintenant partie de la plupart des équipements de communication. L'optimisation de leurs caractéristiques est donc une question clé dans la conception des systèmes d'émission. En effet, même si les priorités sont différentes selon les applications visées, il reste que la puissance délivrée, le gain de puissance, la stabilité, l'adaptation, l'énergie consommée ou encore la linéarité dans le cadre de la transmission de signaux numériques, sont des critères de choix déterminants.

Dans ce cadre, les travaux introduits dans ce manuscrit visent la recherche de nouvelles structures d'amplificateurs de puissance hyperfréquences en utilisant la technologie planaire

compacte pour le développement des circuits avec de bonnes performances. Cette recherche s'inscrit dans le contexte d'une demande croissante des structures d'amplification hyperfréquences planaires performantes capables d'assurer un fonctionnement optimal tout en gardant un coût réduit.

Ce manuscrit est structuré en quatre chapitres :

Le premier chapitre a pour objectif de traiter des concepts fondamentaux liés à l'amplification de puissance en micro-ondes. Ainsi, une première partie présente les diverses définitions des grandeurs électriques avant de préciser les principales applications des amplificateurs. Nous abordons deuxièmement la notion de classes de fonctionnement des amplificateurs à travers la présentation de chacune d'entre elles. Finalement, nous mettons l'accent sur les différentes technologies de transistors actuellement utilisées dans le domaine de l'amplification de puissance hyperfréquences. En effet, la performance électrique est différente selon la technologie utilisée. Une présentation des performances optimales obtenues à ce jour nous permet de fournir quelques informations sur le choix du transistor pour une application donnée.

Le second chapitre est consacré à la présentation des principaux outils d'adaptation d'impédance que nous pouvons utiliser dans la conception des amplificateurs hyperfréquences. Généralement, une solution optimale dépend des exigences du circuit, telles que la simplicité de réalisation pratique, la bande-passante de fréquence et l'ondulation de puissance minimale, mise en œuvre de la conception et adaptabilité, conditions de fonctionnement stables et suppression suffisante des harmoniques. En conséquence, de nombreux types de réseaux d'adaptation seront disponibles, y compris les éléments localisés et les lignes de transmission. Pour simplifier et visualiser la procédure de conception d'adaptation, une approche analytique et les différents graphes de l'abaque de Smith seront discutées. Enfin, nous allons également présenter la technologie hybride et les différentes technologies de ligne de transmission, notamment les lignes à micro rubans, les guides d'ondes coplanaires, les Striplines, les Slotlines et les lignes à multi-couches.

Le troisième chapitre est dédié à la conception de nouvelles structures d'amplificateurs de puissance pour une application et une gamme de fréquences particulières en utilisant la technologie planaire. Dans un premier temps, nous allons nous focaliser sur l'étude théorique des différentes techniques de conception des amplificateurs à bande étroite. Une technique à base de méthode de la ligne de charge, une technique à base de conception par l'adaptation à faible perte, une technique à base de méthode de conception non linéaire, chacune a sa propre performance. Par la suite nous présentons de nouvelles structures d'amplificateurs de puissance avec différentes approches de conceptions, la première concerne la méthode de la contre-réaction du collecteur. Et la deuxième approche concerne la méthode de l'amplificateur en cascade. Grâce à ces approches de conception, nous étudions chaque structure d'une manière bien détaillée, ce qui va nous permettre de bien comprendre le comportement de ces structures ainsi que les paramètres essentiels capables de modifier et d'améliorer les caractéristiques de l'amplificateur.

Dans le dernier chapitre nous présentons en premier lieu la méthodologie générale pour la conception d'amplificateurs de puissance large bande en hyperfréquence. Ensuite en se basant

sur les notions et les techniques détaillées, dans ce chapitre, nous allons décrire la conception de deux structures d'amplificateurs de puissance en se basant sur l'approche de configuration équilibrée. Les éléments constituant cet amplificateur (amplificateur individuel et coupleur hybride) seront détaillés. L'amplificateur individuel est conçu et optimisé afin d'obtenir les fonctions souhaitées. Les coupleurs hybrides sont conçus en utilisant une nouvelle méthodologie de conception pour faciliter son intégration dans l'amplificateur final.

Ce manuscrit se conclut par une conclusion générale et des perspectives pour des travaux futurs.

# Chapitre 1

---

## État de l'Art sur les Amplificateurs de Puissance Hyperfréquences

---

## I. INTRODUCTION

L'étude des amplificateurs de puissance (APs) fait actuellement l'objet d'une attention particulière dans le monde des hyperfréquences. D'une part, le progrès actuel des systèmes de communication est tel qu'il a besoin d'occuper des bandes de fréquences de plus en plus élevé. En revanche, à l'intérieur même des sous-systèmes d'émission-réception, les amplificateurs jouent un rôle prédominant car ils déterminent généralement la qualité de la transmission des informations.

Par conséquent, afin d'envisager une conception performante et rigoureuse d'amplificateurs de puissance, il faut souligner quelques généralités les concernant. C'est le but de ce premier chapitre.

Dans la première partie de ce chapitre, nous rappelons les caractéristiques électriques et les définitions spécifiques à l'amplification en général et à l'amplification de puissance micro-ondes en particulier. Les principales applications sont également présentées.

Dans la deuxième partie, nous présentons une description des diverses classes de fonctionnement linéaires (A, AB, B et C), ainsi que des classes de fonctionnement de commutation (D, E).

Et enfin, nous allons détailler les différentes technologies des transistors utilisés dans l'amplification de puissance micro-ondes. Aussi, un résumé bibliographique des performances obtenues jusqu'à présent avec diverses technologies, ainsi que quelques orientations quant au choix du transistor convenable.

## II. Présentation des concepts théoriques et état de l'art

### II.1. L'amplification de puissance

Un quadripôle est un amplificateur d'une grandeur électrique si la grandeur présentée à la sortie est supérieure à celle qui est mesurée à l'entrée. La figure 1.1 montre un quadripôle amplificateur (Q) et les valeurs d'entrée (E) et de sortie (S).

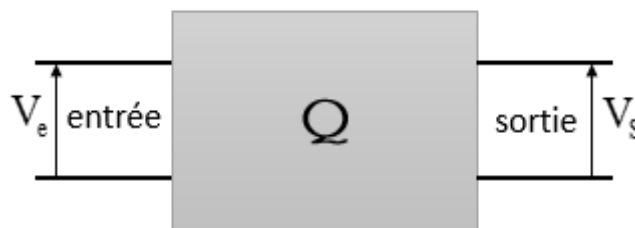


Figure 1.1 : Quadripôle amplificateur

Le gain de l'amplificateur est alors déterminé par la formule suivante :

$$G = \frac{P_s}{P_e} \quad (1.1)$$

Concrètement, la fonction de l'amplificateur est de fournir, à partir d'une source d'énergie, l'énergie nécessaire pour amplifier le signal placé à son entrée. Nous pouvons alors distinguer diverses puissances qui sont :

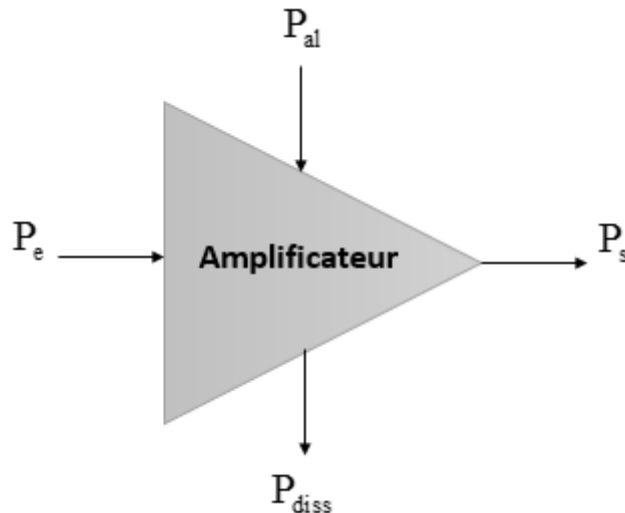


Figure 1.2 : Un amplificateur de puissance avec des différentes puissances

- $P_e$  : puissance d'entrée de l'amplificateur.
- $P_{al}$  : puissance totale fournie par l'alimentation.
- $P_{diss}$  : puissance dissipée par l'amplificateur.
- $P_s$  : puissance de sortie de l'amplificateur.

## II.2. L'amplification en micro-onde

Les amplificateurs micro-ondes sont employés dans de multiples applications, notamment au niveau des étages d'émission-réception.

Dans les paragraphes suivants, nous présenterons d'abord une série d'applications micro-ondes utilisant des amplificateurs avant de rappeler certaines de leurs caractéristiques spécifiques.

### II.2.1. Applications

Généralement, les amplificateurs micro-ondes ont une fonction bien déterminée et nous les répartirons ensuite en trois catégories :

- **Les amplificateurs faible bruit** : ils sont localisés à la tête des chaînes de réception et se caractérisent par un faible facteur de bruit, ce qui leur permet d'amplifier de très petits signaux.
- **Les amplificateurs de moyenne puissance** : il s'agit généralement d'amplificateurs situés aux étages intermédiaires. Ils fonctionnent dans le domaine linéaire et fournissent un signal d'un niveau suffisamment élevé jusqu'à l'étage final.
- **Les amplificateurs de puissance** : ils représentent la composante active du bloc d'émission et doivent donc délivrer la puissance suffisante pour la bonne transmission du signal transmis. Nous reviendrons plus en détail sur leur utilisation actuelle.

Généralement, un système de communication implique la présence d'un système émetteur. Les amplificateurs de puissance sont utilisés en particulier dans tout système de radiocommunication, dans lequel les signaux hertziens sont employés en tant que vecteur de transmission. Le diagramme du fonctionnement général d'un système de communication est illustré à la figure 1.3. L'amplificateur de puissance délivre à l'antenne émettrice la puissance requise pour une meilleure qualité de transmission du signal. Ce signal doit avoir la possibilité d'être reconstitué lors de la réception malgré les pertes lors de la propagation en espace libre.

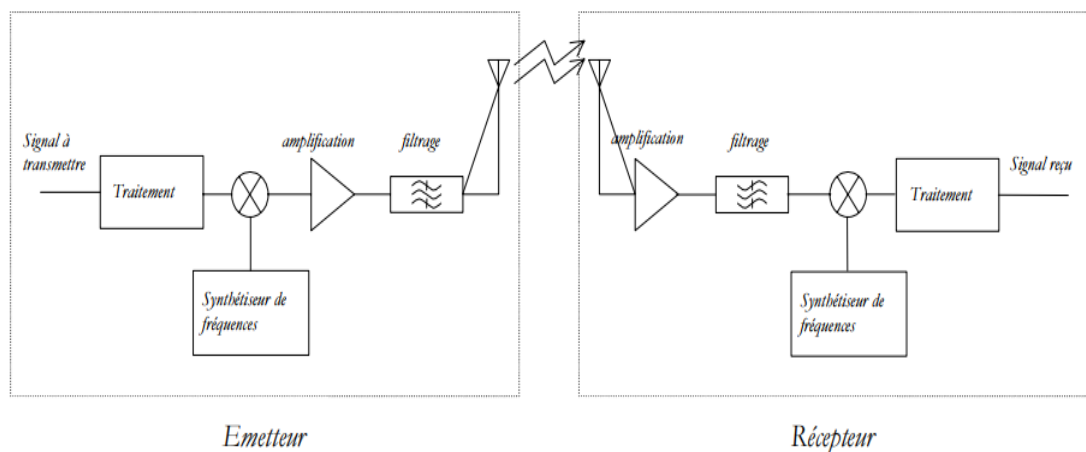


Figure 1.3 : Système de communication (émission-réception)

Aujourd'hui, ces systèmes de communication sont omniprésents et leurs différents champs d'application peuvent être classés en de nombreuses catégories : téléphonie cellulaire, télécommunications par satellite, radars en sont des exemples spécifiques que nous allons élaborer [1].

- **La téléphonie cellulaire** : L'AP est un des composants essentiels des systèmes de transmission utilisés en radiotéléphonie cellulaire. En général, l'infrastructure de base d'un système de communication mobile comporte un "sous-système radio", qui assure le lien entre le mobile et le réseau. La cellule est l'élément de base du "sous-système radio" : cette cellule est en fait une station avec des émetteurs-récepteurs et une antenne ; on l'appellons plus communément "station de base". En juxtaposant ces stations, dont chacune offre une couverture de qualité dans une zone limitée, il est possible d'étendre un réseau à un vaste territoire. A ce jour, la téléphonie sans fil (UMTS, WCDMA, LTE) fonctionne principalement en bande S et L, et les besoins sont de plusieurs dizaines de Watts en puissance de sortie, pour les amplificateurs de puissance des stations de base de troisième et de quatrième génération. En revanche, les contraintes d'alimentation sont plus faibles pour les terminaux téléphoniques, tandis que leur taille, leur efficacité ou leur linéarité fait l'objet d'une attention particulière.
- **Les télécommunications par satellites** : Un autre champ d'activité très important pour les amplificateurs de puissance est la transmission de signaux par satellite. Un système de communication par satellite se compose de deux parties principales (figure 1.4) : le secteur terrestre et le secteur spatial. Ces deux secteurs comprennent

naturellement les systèmes émetteurs-récepteurs et par conséquent les amplificateurs de puissance. Ces derniers doivent délivrer la puissance requise aux signaux avant leur émission. Deux technologies d'amplification de puissance sont présentes dans les stations terriennes émettrices et des répéteurs satellites. Les amplificateurs à tubes à ondes progressives (ATOP) ont toujours permis et permettent encore aujourd'hui de fournir de très fortes puissances dans le domaine des micro-ondes. Ils sont donc utilisés à la fois dans les stations terriennes et dans les répéteurs de satellite. D'autre part, dans le but de réduire les besoins en masse et en espace pour les charges utiles des satellites, où le plus petit gramme incorporé vaut de l'or, la technologie des amplificateurs à semi-conducteurs (SSPA) est apparue. Par conséquent, ils sont également utilisés dans les répéteurs de satellite pour compenser l'atténuation du signal due à sa propagation en espace libre et pour le transmettre à la station terrienne de réception avec un minimum de bruit.

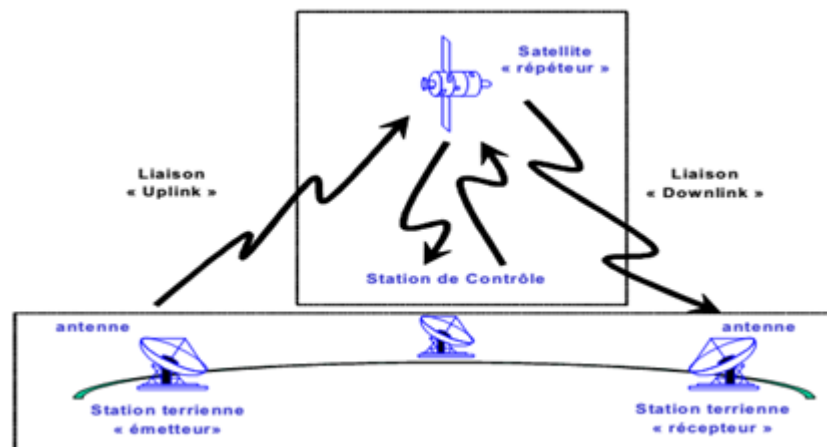


Figure 1.4 : Système de communication par satellite

Les bandes de fréquences pour les applications satellitaires commerciales sont la bande C (4 à 8GHz) et la bande Ku (12 à 18GHz), tandis que les applications militaires sont situées dans la bande X (8 à 12GHz).

Nous pouvons préciser enfin que le principe de la transmission par faisceaux hertziens est similaire à celui de la transmission par satellite et que, par conséquent, les amplificateurs de puissance en sont également des composants primordiaux.

- **Les radars** : Les besoins en énergie radar sont élevés, qu'il s'agisse d'applications civiles ou militaires. Ainsi, les amplificateurs de puissance se retrouvent en grand nombre dans leurs systèmes de transmission. Pour ce faire, les radars ont de multiples domaines d'application.

Citons tout d'abord, le domaine spatial militaire : depuis les radars d'imagerie implantés sur les satellites, les radars ont des missions d'observation au sol, de renseignement stratégique, de cartographie ou de détection et de reconnaissance de cibles. Dans le domaine aérien ou maritime, les radars installés à bord d'hélicoptères ou d'avions permettent d'effectuer des missions de surveillance aérienne, côtière et maritime, d'interception, d'évitement d'obstacles, de combat

et d'assistance au débarquement. Les applications des radars cités ci-dessus sont aussi nombreuses dans le domaine civil, tant dans le spatial (cartographie, météorologie, observation et surveillance au sol) que dans le transport aérien (prévention des collisions en vol, détection des nuages, assistance à l'atterrissage et surveillance aérienne).

L'émission d'un radar peut être réalisée soit à partir de tubes à micro-ondes résonnants comme le magnétron, soit à partir de tubes à ondes progressives (TOP). Les antennes actives, qui combinent de nombreux émetteurs à semi-conducteurs, coexistent désormais avec l'association traditionnelle "émetteur – antenne passive".

Nous ne prétendons pas que les applications que nous venons de décrire identifient définitivement l'utilisation des amplificateurs de puissance d'une manière complète.

Par exemple, nous pouvons noter que les systèmes de radiodiffusion multipoint sont en plein essor [2]: la radiodiffusion locale (LMDS) et la radiodiffusion vidéo (MVDS) sont effectuées à hautes fréquences (bandes Ka et Q) et compliquent encore davantage la conception des amplificateurs de puissance. Enfin, les communications optiques et l'industrie automobile sont également des secteurs qui utilisent des amplificateurs à hautes fréquences.

D'une façon générale, à l'heure actuelle, la multiplication des besoins alliée à l'occupation des bandes de fréquences "les plus basses" conduit à se tourner vers des fréquences de plus en plus élevées.

Nous venons d'identifier les principales applications d'amplificateurs de puissance micro-ondes. Nous devons ensuite décrire les caractéristiques électriques essentielles de ces éléments.

### **II.2.2. La matrice de répartition [3]**

Cette coupe présente une synthèse des paramètres [S]. Ces paramètres permettent de décrire pleinement le comportement électrique des réseaux électroniques à des fréquences plus ou moins élevées (radiofréquences, micro-ondes), en fonction des signaux d'entrée. D'où leur importance.

#### **II.2.2.1. Définition des paramètres S**

Généralement un quadripôle est caractérisé par un ensemble de paramètres S (matrice [Z]), matrice [Y]), en basse fréquence (moins de 100MHz), un quadripôle est caractérisé par des courants et des tensions. Les paramètres Y ou Z sont utilisés pour décrire complètement le circuit. D'autres paramètres tels que la matrice hybride H ou la matrice ABCD peuvent également être utilisés.

Dans les hautes fréquences, il est difficile de mesurer les courants, les tensions et de créer des circuits ouverts et des courts-circuits. Alors, La matrice [Z, Y] n'est plus utilisable à ces fréquences. Une nouvelle matrice de diffusion [S] ou (Scattering matrix, en anglais) est définie. Elle a l'avantage d'être mesurable avec des impédances dites de source (entrée) et de charge (sortie). La matrice [S] permet de caractériser une ligne comme un élément de circuit qui peut

être représenté comme un quadripôle. La figure 1.5 montre une ligne de transmission avec une impédance caractéristique  $Z_c$  chargée par une impédance  $Z_L$ .

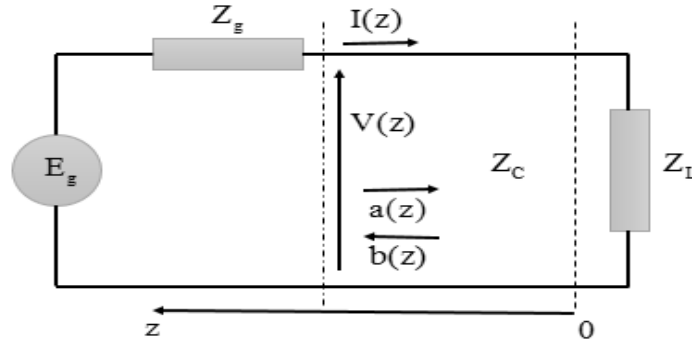


Figure 1.5 : Ligne de transmission

L'onde de tension  $V(z)$  est égale à la somme des ondes incidente  $V^+(z)$  et réfléchie  $V^-(z)$  :

$$V(z) = V^+(z) + V^-(z) \quad (1.2)$$

Avec :

$$V^+(z) = V_+ \cdot e^{-j\beta z} \quad \text{et} \quad V^-(z) = V_- \cdot e^{j\beta z} \quad (1.3)$$

Où  $\beta$  une constante de propagation.

De même, l'onde de courant  $I(z)$  est égale à :

$$I(z) = I^+(z) - I^-(z) \quad (1.4)$$

Avec :

$$I^+(z) = \frac{V^+(z)}{Z_c} \quad \text{et} \quad I^-(z) = \frac{V^-(z)}{Z_c} \quad (1.5)$$

En normalisant  $V(z)$  et  $I(z)$  par rapport à l'impédance caractéristique  $Z_c$  et en considérant  $a(z)$  et  $b(z)$  comme des ondes incidente et réfléchie, alors nous avons :

$$v(z) = \frac{V(z)}{\sqrt{Z_c}} = a(z) + b(z) \quad (1.6)$$

Et

$$i(z) = \sqrt{Z_c} \cdot I(z) = a(z) - b(z) \quad (1.7)$$

Avec :

- $a(z) = \frac{V^+(z)}{\sqrt{Z_c}}$  : Onde de puissance **incidente**
- $b(z) = \frac{V^-(z)}{\sqrt{Z_c}}$  : Onde de puissance **réfléchie**

Nous en déduisons l'expression des ondes  $a(z)$  et  $b(z)$  en fonction de  $V(z)$ ,  $I(z)$  et  $Z_c$ :

$$a(z) = \frac{1}{2} [v(z) + i(z)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_c}} [V(z) + Z_c \cdot I(z)] \quad (1.8)$$

$$b(z) = \frac{1}{2} [v(z) - i(z)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_c}} [V(z) - Z_c \cdot I(z)] \quad (1.9)$$

A l'aide de ces ondes de puissances, il est à présent possible de caractériser un circuit fonctionnant dans les hautes fréquences.

### II.2.2.2. Paramètres [S] d'un circuit en single-ended [4]

Les ondes de puissance indiquées dans le paragraphe précédent sont utilisées pour définir une matrice [S] d'un quadripôle. Les paramètres [S] sont généralement utilisés pour décrire un réseau à  $n$  ports en hyperfréquences ou en radiofréquences par exemple. Ils sont utilisés pour exprimer certaines grandeurs électriques telles que les gains, les pertes d'insertion, les coefficients de transmission et de réflexion, la stabilité du circuit, etc.

La figure 1.6 présente un quadripôle  $Q$  piloté par un générateur de tension  $E_g$  avec une impédance de source  $Z_s$  et chargé par une impédance  $Z_L$ . Les ondes de courant  $I_1$  et  $I_2$  ainsi que les ondes de tension  $V_1$  et  $V_2$  sont également représentées sur la figure ci-dessous.

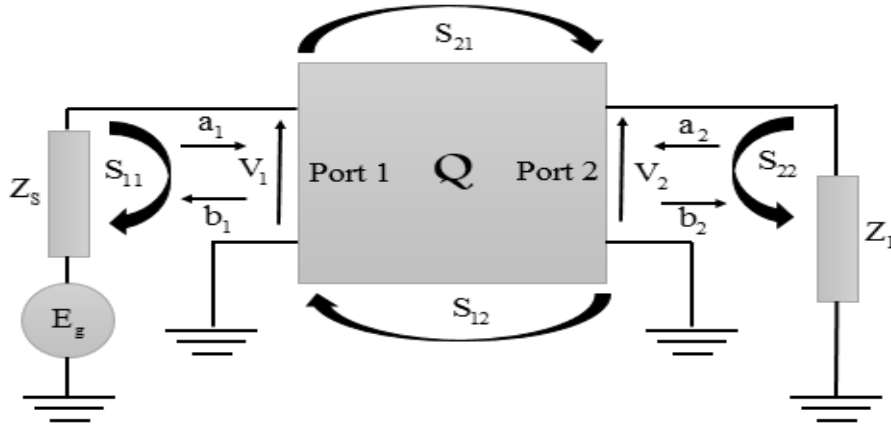


Figure 1.6 : Paramètres [S] d'un quadripôle définis par des ondes de puissance normalisées

Les ondes de propagation utilisées dans la théorie des lignes de transmission sont définies par les ondes de puissance incidentes normalisées  $a_n$  et réfléchies  $b_n$  qui s'expriment comme suit :

$$a_n = \frac{V_n + Z_c^* I_n}{2\sqrt{\Re(Z_c)}} \quad (1.10)$$

$$b_n = \frac{V_n - Z_c^* I_n}{2\sqrt{\Re(Z_c)}} \quad (1.11)$$

Où l'indice  $n$  désigne le numéro d'un port ( $n=1$  ou  $2$ ) et  $Z_c^*$  est l'expression conjuguée de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission.

La matrice [S] d'un circuit à deux ports peut être exprimée comme suit :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (1.12)$$

D'après l'équation (1.12) nous pouvons encore écrire :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \\ b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \end{cases} \quad (1.13)$$

Les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  correspondent aux coefficients de réflexion et les paramètres  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  sont des coefficients de transmission.

Avec :

- $S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0, Z_L=Z_c^*}$  est le coefficient de réflexion en entrée lorsque le quadripôle est adapté en sortie, c'est-à-dire lorsque l'impédance de charge  $Z_L$  est égale au conjugué de l'impédance caractéristique  $Z_c$  de la ligne ( $Z_L = Z_c^*$ ). Dans ce cas, l'onde réfléchie  $a_2$  est nulle car elle est absorbée par la charge  $Z_L$ .
- $S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$  est le coefficient de transmission de la sortie vers l'entrée (c'est l'isolation).
- $S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$  est le coefficient de transmission de l'entrée vers la sortie (c'est le gain en puissance).
- $S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0, Z_s=Z_c^*}$  est le coefficient de réflexion en sortie du quadripôle lorsque le quadripôle est adapté en entrée, c'est-à-dire lorsque l'impédance de source  $Z_s$  est égale au conjugué de l'impédance caractéristique  $Z_c$  de la ligne ( $Z_s = Z_c^*$ ). Dans ce cas,  $a_i = 0$ . L'onde de puissance incidente est complètement absorbée par l'impédance source  $Z_s$ .

Pour un réseau à n-ports, l'équation (1.12) peut être généralisée et s'exprime comme suit :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

À base de cette paramètre (les paramètres S), nous allons étudier les caractéristiques essentielles d'amplificateurs de puissance tel que les gains, la stabilité...

### II.2.3. Différents gains

La fonction principale d'un amplificateur est d'amplifier le signal électrique qui est présent à son entrée. La figure 1.7 nous montre un amplificateur de puissance piloté par un générateur ( $e_g, Z_g$ ) et chargé par une impédance  $Z_l$ .

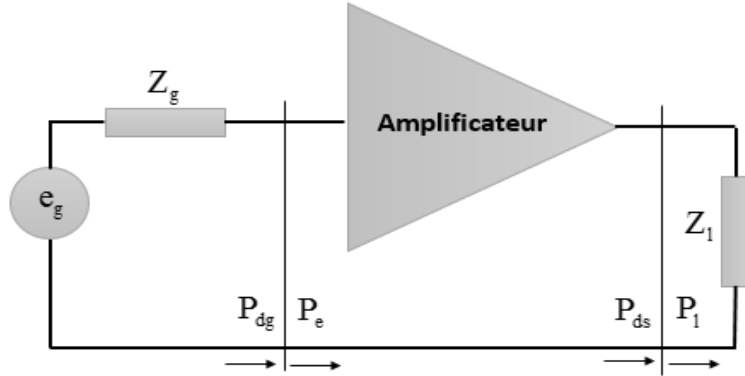


Figure 1.7 : Amplificateur de puissance

Avec :

- $P_{dg}$  : Puissance maximale disponible au générateur.
- $P_e$  : Puissance d'entrée de l'amplificateur.
- $P_{ds}$  : Puissance maximale disponible à la sortie de l'amplificateur.
- $P_l$  : Puissance de sortie délivrée à la charge.

Quand le transfert de puissance entre le générateur et l'amplificateur de puissance est optimal c.-à-d. Toute la puissance de sortie de l'amplificateur est transmise entièrement à la charge, nous pouvons dire que l'adaptation du gain en puissance est réalisée, alors :

$$P_{dg} = P_e \quad \text{et} \quad P_{ds} = P_l \quad (1.15)$$

En fonction des puissances considérées, il est donc possible de définir trois modes de gain qui sont les suivants :

- Le gain en **puissance opérant (ou gain en puissance)** :

$$G = \frac{P_l}{P_e} = \frac{|S_{21}|^2(1-|r_L|^2)}{(1-|r_{in}|^2)|1-S_{22}r_L|^2} \quad (1.16)$$

- Le gain en **puissance disponible** :

$$G_{dis} = \frac{P_{ds}}{P_{dg}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|r_s|^2)}{|1-S_{11}r_s|^2(1-|r_{out}|^2)} \quad (1.17)$$

- Le gain **transducique** :

$$G_T = \frac{P_l}{P_{dg}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|r_s|^2)(1-|r_L|^2)}{|1-r_sr_{in}|^2|1-S_{22}r_L|^2} \quad (1.18)$$

Un autre cas particulier est le gain transducique unilatérale,  $G_{TU}$ , lorsque  $S_{12} = 0$  (ou est négligeable). Cette caractéristique non réciproque est presque correcte pour de nombreux transistors.

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-\Gamma_S S_{11}|^2|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (1.19)$$

L'expression du gain **transducique** est la plus usitée dans la conception des amplificateurs microondes, puisqu'elle est la seule facilement mesurable et qu'elle tient compte de l'adaptation en entrée et en sortie.

#### II.2.4. Le rendement

Le rendement est la fonction qui définit la relation entre la puissance d'alimentation  $P_{al}$  et la puissance fournie à la charge  $P_l$ . Lorsque nous utilisons des composants à effet de champ, nous parlons de rendement de drain  $\eta_d$ , avec :

$$\eta_d = \frac{P_l}{P_{al}} \quad (1.20)$$

La puissance ajoutée est, quant à elle, la différence linéaire entre la puissance fournie à la charge et la puissance disponible au générateur :

$$P_{aj} = P_l - P_{dg} \quad (1.21)$$

Le rendement en puissance ajoutée est donc le ratio entre la puissance ajoutée  $P_{aj}$  et la puissance d'alimentation  $P_{al}$  :

$$PAE = \frac{P_{aj}}{P_{al}} = \frac{P_l - P_{dg}}{P_{al}} \quad (1.22)$$

En reportant les formules du gain transducique (1.18) et du rendement de drain (1.20), alors nous obtenons une nouvelle formule du rendement en puissance ajoutée:

$$PAE = \eta_d \left(1 - \frac{1}{G_T}\right) \quad (1.23)$$

Cette dernière formule permet de montrer que, quand le gain transducique augmente, le rendement en puissance ajoutée  $PAE$  tend vers un maximum qui est le rendement de drain  $\eta_d$ .

De plus, ce concept de rendement en puissance ajoutée est un paramètre important de la comparaison des performances électriques d'amplificateurs de puissance.

#### II.2.5. Le critère de stabilité [5-6]

La stabilité d'un amplificateur est définie par rapport aux impédances  $Z_s$  et  $Z_C$  et par conséquent par rapport à  $\Gamma_s$  et  $\Gamma_C$ . L'adjonction des réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie peut générer des problèmes d'instabilité de l'amplificateur pour se mettre à osciller, à cet effet, il est très utile d'étudier la stabilité de l'amplificateur.

##### II.2.5.1. Définition

Un amplificateur est inconditionnellement stable si les parties réelles des impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur sont supérieures à zéro à une fréquence donnée quel que soit

l'impédance de source et de charge. Peut-être s'exprimer en termes de paramètres S et de coefficients de réflexion comme suit :

- Un amplificateur est inconditionnellement stable à condition :

$$\forall |\Gamma_s| < 1 \text{ et } \forall |\Gamma_c| < 1, \text{ on a } |S'_{11}| < 1 \text{ et } |S'_{22}| < 1 \quad (1.24)$$

- Un amplificateur est conditionnellement stable à condition :

$$\forall |\Gamma_s| < 1 \text{ et } \forall |\Gamma_c| < 1, \text{ on a } |S'_{11}| > 1 \text{ et } |S'_{22}| > 1 \quad (1.25)$$

### II.2.5.2. Stabilité Inconditionnelle

Dans le fonctionnement inconditionnellement stable d'un amplificateur, on veut que tout l'intérieur de l'abaque de Smith entraîne un comportement instable pour le quadripôle (pour l'entrée et la sortie).

Les équations exprimées précédemment peuvent s'écrire en fonction des paramètres S du quadripôle, à l'aide du facteur de Rollet K :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad (1.26)$$

La condition nécessaire pour assurer la stabilité inconditionnelle d'un amplificateur sont celles-ci :

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (1.27)$$

Avec une des conditions suivantes :

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (1.28)$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 + |\Delta|^2 > 0 \quad (1.29)$$

$$|\Delta|^2 = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (1.30)$$

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (1.31)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (1.32)$$

Un nouveau critère de stabilité unique en son genre a récemment été mis au point. La condition

$$\mu_1 = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (1.33)$$

Ou

$$\mu_2 = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{11}^* \Delta| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (1.34)$$

Elle assure seule une stabilité inconditionnelle.

## II.2.6. Les effets non-linéaires de l'amplification de puissance

### II.2.6.1. Point de compression à 1dB

Dans le paragraphe II.2.1, nous avons abordé deux grandes catégories d'amplificateurs micro-ondes : les amplificateurs de forte puissance et de faible puissance. D'une façon générale, nous

passons d'une catégorie à l'autre lorsque nous passons d'un fonctionnement à petit signal à un fonctionnement à grand signal. Cela signifie que le mode de fonctionnement passe du régime linéaire au régime non linéaire. Par conséquent, la puissance de sortie n'est plus une fonction linéaire de la puissance d'entrée.

En effet, en se basant sur la figure 1.2, le bilan des puissances dans un montage amplificateur nous indique :

$$P_s + P_{dis} = P_e + P_{al} \quad (1.35)$$

$$\text{Où,} \quad P_s = G \cdot P_e \quad (1.36)$$

$$\text{Donc :} \quad P_{dis} = (1 - G) \cdot P_e + P_{al} \quad (1.37)$$

Selon l'équation (1.37), il apparaît que si le gain  $G$  du transistor augmente indéfiniment, la puissance dissipée peut devenir négative, ce qui ne correspond pas à une réalité physique. Par conséquent, à partir d'une certaine valeur de la puissance d'entrée, le gain de l'élément actif diminue et le phénomène de compression du gain se produit.

Il y a trois zones de fonctionnement, comme nous pouvons le voir sur la figure 1.8.

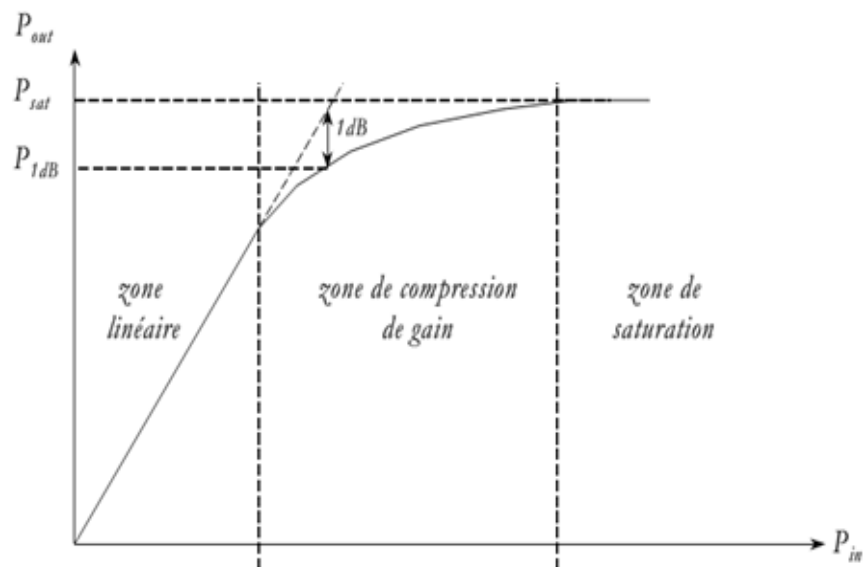


Figure 1.8 : Zone de fonctionnement d'un AP

- La zone **linéaire** correspond à un fonctionnement faibles signaux où la relation entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie est la suivante :  $P_{out} = G \cdot P_e$ .
- Dans la zone de **compression du gain**, le gain tend à diminuer à mesure que la puissance d'entrée augmente. Le point de compression est alors défini à 1dB, ce qui correspond à une baisse de 1dB de la puissance de sortie par rapport au comportement linéaire extrapolé. Ce point est employé dans l'étude comportementale des amplificateurs de puissance; en effet, la puissance de sortie à 1dB de compression est fournie par tous les concepteurs et est ensuite utilisée comme élément de référence et de comparaison.
- La zone de **saturation** correspond à un régime de compression à gain élevé où la puissance de sortie a atteint son niveau maximum. La puissance qui ne peut être transférée au fondamental est ensuite répartie sur les différentes harmoniques. De plus,

cette zone de saturation est synonyme d'une dégradation significative des performances électriques de l'élément actif. Enfin, un fonctionnement prolongé dans cette zone peut entraîner la destruction du composant.

### II.2.6.2. Point d'intermodulation

La diminution du gain à partir d'une certaine puissance est causée par les produits d'intermodulation, provoquée par les différents non linéarités des composants actifs. Une partie de l'énergie sera transportée par les lignes spectrales correspondant à ces produits d'intermodulation, ainsi que par les différentes harmoniques.

En effet, lorsque deux signaux de fréquences  $f_1$  et  $f_2$  sont appliqués à l'entrée d'un amplificateur, il apparaît à la sortie, non seulement les signaux amplifiés à ces mêmes fréquences, mais également des porteuses indésirables aux harmoniques de  $f_1$  et  $f_2$  ainsi qu'aux combinaisons linéaires de  $f_1$  et  $f_2$  :  $m f_1 \pm n f_2$ , appelées produits d'intermodulation d'ordre  $n + m$ .

La figure 1.9 montre le spectre de sortie d'un amplificateur de puissance lorsque deux signaux sont introduits à son entrée. Le spectre a été délibérément tronqué à l'ordre 3, parce qu'en raison de la gamme spectrale à la sortie, il nous est impossible de placer tout le spectre ; c'est pourquoi, les fréquences proches de  $f_1$  et  $f_2$  ont seulement été représentées.

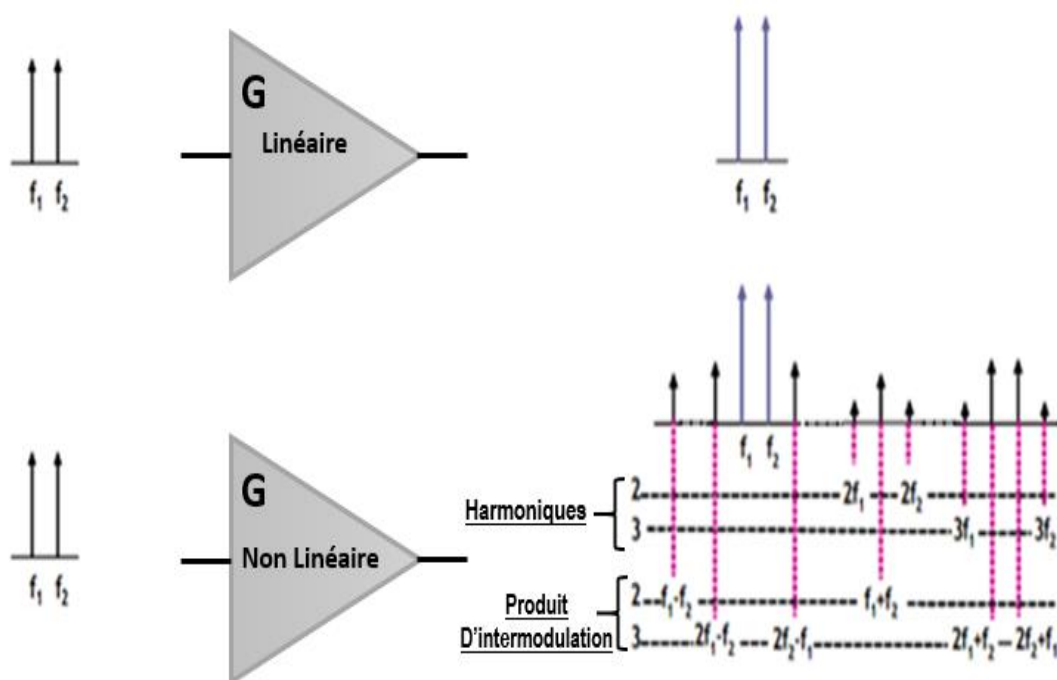


Figure 1.9 : Représentation simplifiée d'un phénomène non-linéaire pour un signal à deux tons

Cette figure met en évidence l'importance des produits d'intermodulation de troisième ordre, c'est-à-dire aux fréquences  $2f_1 - f_2$  et  $2f_2 - f_1$ . En effet, plus les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  sont proches l'une de l'autre, plus les produits d'intermodulation de troisième ordre sont proches de  $f_1$  et  $f_2$ , ce qui sera problématique lors du filtrage du canal.

Le point d'interception d'ordre  $n$ , noté  $IP_n$ , est un point fictif caractérisant les non-linéarités d'ordre  $n$ . Ce point est déterminé en projetant l'interpolation linéaire de la courbe représentant la puissance sur le fondamental (ordre 1).

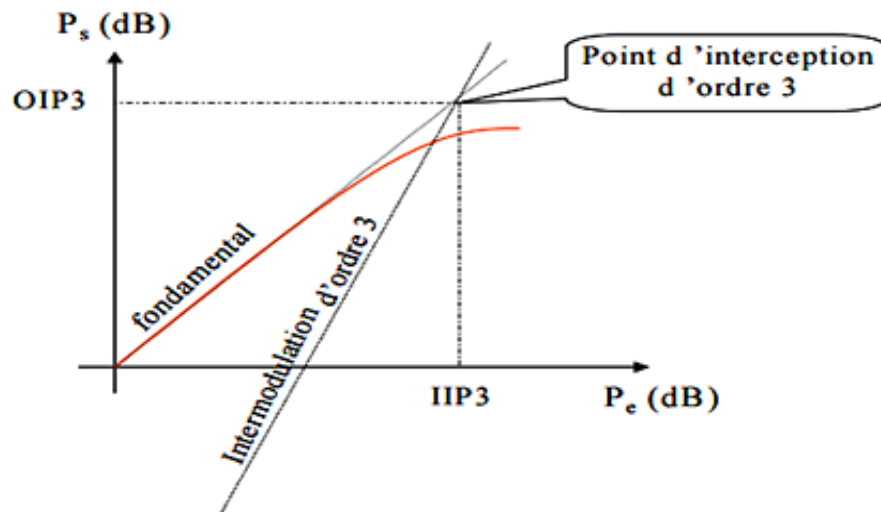


Figure 1.10 : Représentation de produit d'intermodulation de troisième ordre

Pour les raisons indiquées ci-dessus, nous sommes particulièrement intéressés par le point d'interception de troisième ordre, donc noté  $IP_3$ , défini par la valeur de la puissance d'entrée en dBm pour laquelle les puissances des raies situées à  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $2f_1 - f_2$  et  $2f_2 - f_1$  sont égales.

Une relation particulière a été définie entre le point de compression et le point d'interception de troisième ordre dans [7] :

$$IIP3_{dBm} - ICPI_{dBm} = 9.6 \quad (1.38)$$

Cette équation est applicable aux petits signaux, de sorte que dans le cas particulier des amplificateurs de puissance, cette relation devient plus approximative. Cependant, cela nous donne un ordre de grandeur d' $IIP3$  si nous connaissons  $ICP1$ , ou vice versa.

Nous venons d'étudier les caractéristiques essentielles des amplificateurs de puissance. Nous allons, à présent, présenter les différentes classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance.

### III. Les classes de fonctionnement

Dans les amplificateurs de puissance en hyperfréquences, le transistor peut se comporter comme un interrupteur à basse impédance ou comme une source de courant à haute impédance, alors nous distinguons deux modes de fonctionnement.

- Les classes **sinusoïdales** : ce type comprend les classes A, B, AB et C. Le transistor agit comme une source de courant et la puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée.
- Les classes à **haut rendement** : ce type comprend des classes appelées D, E et F. Le transistor agit comme un interrupteur : c'est alternativement un circuit ouvert (c-o) et

un court-circuit (c-c) et la puissance de sortie n'est pas une fonction linéaire de la puissance en entrée.

Pour présenter les propriétés des différentes classes de fonctionnement, nous utiliserons, dans la suite de ce paragraphe, un transistor à effet de champ dont un modèle équivalent petit signal est illustré à la figure 1.11. Et la figure 1.12 montre le réseau caractéristique du transistor.

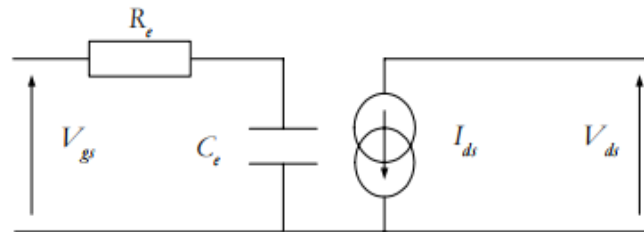


Figure 1.11 : Modèle simplifié d'un transistor à effet de champ

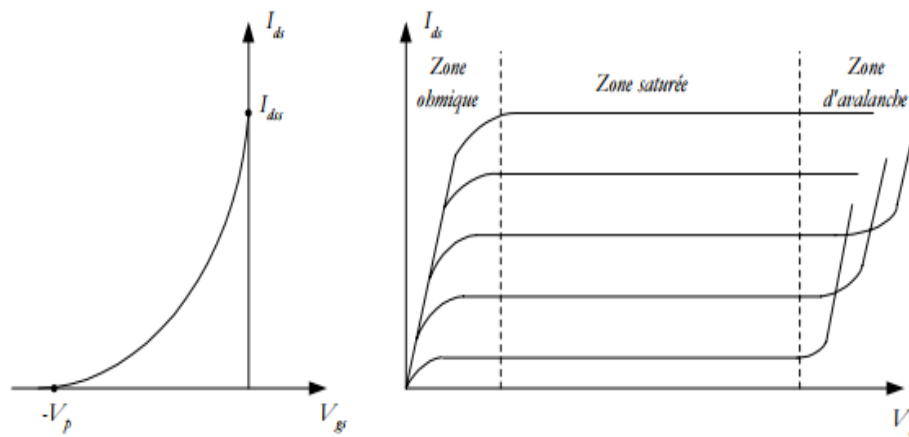


Figure 1.12 : Réseau de caractéristiques statiques d'un transistor à effet de champ (FET)

### III.1. Les classes sinusoïdales : A, AB, B et C [7-9]

Les classes sinusoïdales rassemblent les modes de fonctionnement des transistors pour lesquels les signaux sont de nature sinusoïdale. Il existe quatre types de fonctionnement qui diffèrent en fonction du temps pendant lequel le transistor fonctionne sur une période donnée. Nous introduisons ensuite la notion d'angle de conduction du transistor, qui peut varier entre  $0^\circ$  et  $360^\circ$ , défini par rapport au temps pendant lequel le courant ne s'annule pas.

#### ➤ La classe A

La classe de fonctionnement A est généralement appelée classe "linéaire". En effet, les FETs sont considérés comme parfaitement linéaires entre leurs zones de saturation et leur zone de blocage. Ainsi, si le point de polarisation est sélectionné comme valeur moyenne de la tension de blocage  $-V_p$  et de la tension de conduction de la diode d'entrée Schottky  $V_\phi$ , le fonctionnement sera linéaire, tant que la tension d'excitation d'entrée  $V_{gs}$  restera entre les tensions  $-V_p$  et  $V_\phi$ . La figure 1.13 est une représentation des caractéristiques statiques et des variations temporelles des signaux

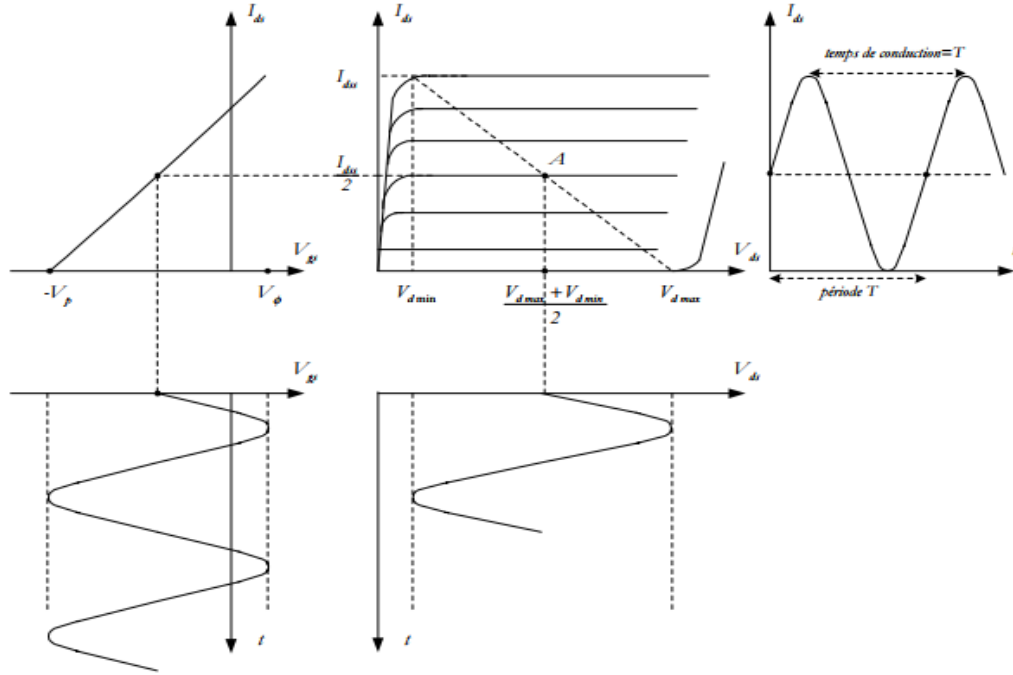


Figure 1.13 : Caractéristiques statiques et variations temporelles des signaux pour un fonctionnement en classe A

La classe A se caractérise par une recherche d'excursions maximales des courants et tensions de drain. La ligne de charge dynamique traverse donc de manière optimale le réseau de caractéristiques statiques, à la fois en courant et en tension.

Le point de polarisation  $A(I_{dA}, V_{dA})$  est alors calculé par les relations suivantes :

$$I_{dA} = \frac{I_{dss}}{2} \quad (1.39)$$

$$V_{dA} = \frac{V_{dmax} + V_{dmin}}{2} \quad (1.40)$$

Les formes des tensions d'entrée et de sortie, et du courant de drain sont purement sinusoïdales. Ils peuvent donc être exprimés sous la forme de :

$$V_{gs} = V_{gs0} + V_{gs1} \cos(\omega t) \quad (1.41)$$

$$V_{ds} = V_{ds0} + V_{ds1} \cos(\omega t) \quad (1.42)$$

$$I_{ds} = I_{ds0} + I_{ds1} \cos(\omega t) \quad (1.43)$$

Les valeurs de  $V_{ds0}$  et  $V_{ds1}$  qui conduisent à une excursion maximale en tension de drain qui sont :

$$V_{ds0} = \frac{V_{dmax} + V_{dmin}}{2} \quad (1.44)$$

$$V_{ds1} = \frac{V_{dmax} - V_{dmin}}{2} \quad (1.45)$$

De même, on obtient pour  $I_{ds0}$  et  $I_{ds1}$  :

$$I_{ds0} = \frac{I_{dss}}{2} \quad (1.46)$$

$$I_{ds1} = \frac{I_{dss}}{2} \quad (1.47)$$

Dans ces conditions, la puissance de sortie maximale délivrée à la charge optimale à la fréquence fondamentale vaut :

$$P_{s\max} = \frac{1}{2} \cdot I_{ds1} \cdot V_{ds1} = \frac{I_{dss}(V_{d\max} - V_{d\min})}{8} \quad (1.48)$$

Tandis que la puissance délivrée par l'alimentation est donnée par:

$$P_{al} = I_{ds0} \cdot V_{ds0} = \frac{I_{dss}(V_{d\max} + V_{d\min})}{4} \quad (1.49)$$

Le rendement de drain théorique s'est exprimé alors par le rapport des puissances de sortie et d'alimentation. Sa valeur maximum est :

$$\eta_{d\max} = 50\% \quad (1.50)$$

L'étude des classes de fonctionnement AB, B et C nous permettra d'introduire la notion d'angle d'ouverture et d'étudier l'évolution des puissances de sortie et du rendement.

#### ➤ Les classes à angles de conduction réduits (AB, B et C)

Les classes de fonctionnement AB, B et C se caractérisent par un angle de conduction réduit  $\theta$  par rapport à la classe A.

En fait pour la classe A, le temps de conduction  $\tau$ , qui correspond à la durée, sur une période  $T$ , pendant laquelle les  $I_{ds}$  actuels ne s'annulent pas, est  $T$  (figure 1.13). L'angle de conduction  $\theta$  est défini par rapport à la moitié du temps pendant lequel le courant ne s'annule pas :

$$\theta = \frac{180}{T} \cdot \tau \quad (1.51)$$

Pour un fonctionnement en classe A, l'angle de conduction est donc de  $180^\circ$  puisque les  $I_{ds}$  actuels ne s'annulent jamais ( $\tau = T$ ).

Nous donnons l'exemple d'un transistor fonctionnant en classe AB (figure 1.14). Le point de polarisation se situe entre  $-V_p$  et  $(V_\phi - V_p)/2$ .

Dans ce cas, le cycle de conduction est plus petit que la période ainsi que l'angle de conduction est inférieur à  $180^\circ$ . En effet, les valeurs du point de polarisation  $V_{gs0}$  et l'amplitude des  $V_{gs1}$  fondamentaux de la tension d'entrée sont telles que cette tension devient inférieure à  $-V_p$  pour un certain temps, ce qui élimine le courant de drain. Dans le cas d'un fonctionnement en classe AB, le temps de conduction est entre  $2T$  et  $T$ .

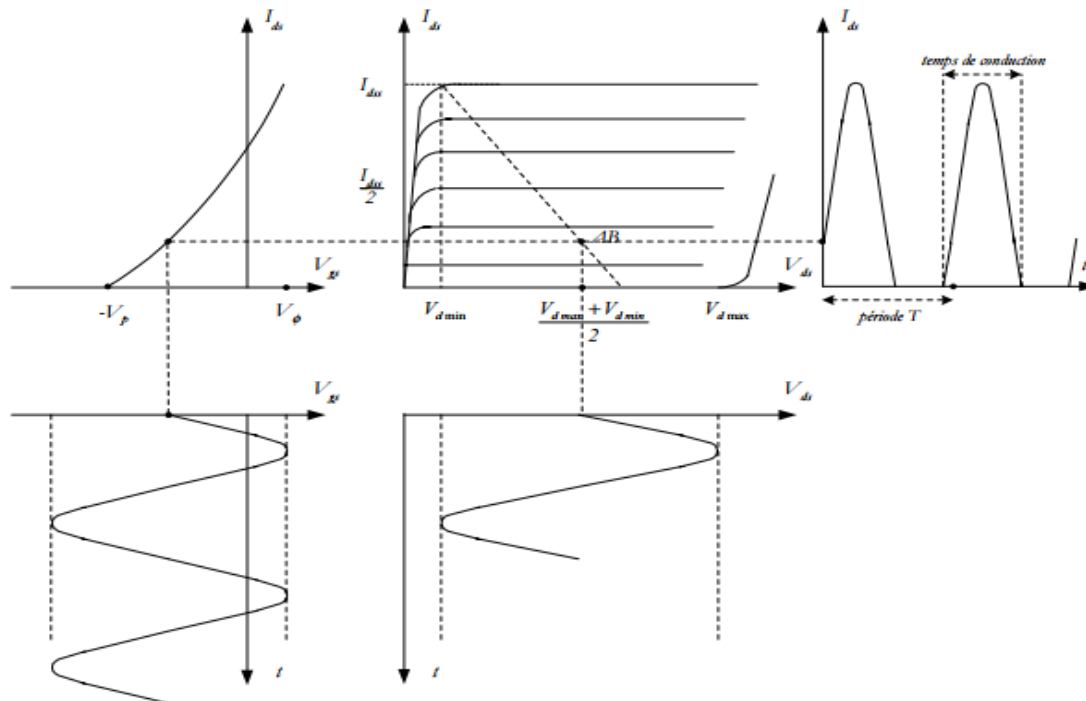


Figure 1.14 : Caractéristiques statiques et variations temporelles des signaux pour un fonctionnement en classe AB

➤ Pour le cas des classes B et C

Lorsque le transistor ne conduit que sur une demi-période, c'est-à-dire si l'angle de conduction vaut  $180^\circ$ , le transistor fonctionne en classe B. La dernière classe correspond à un angle de conduction inférieur à  $180^\circ$ , il s'agit de la classe C. La figure 1.15 nous permet de montrer le cas des classes B et C.

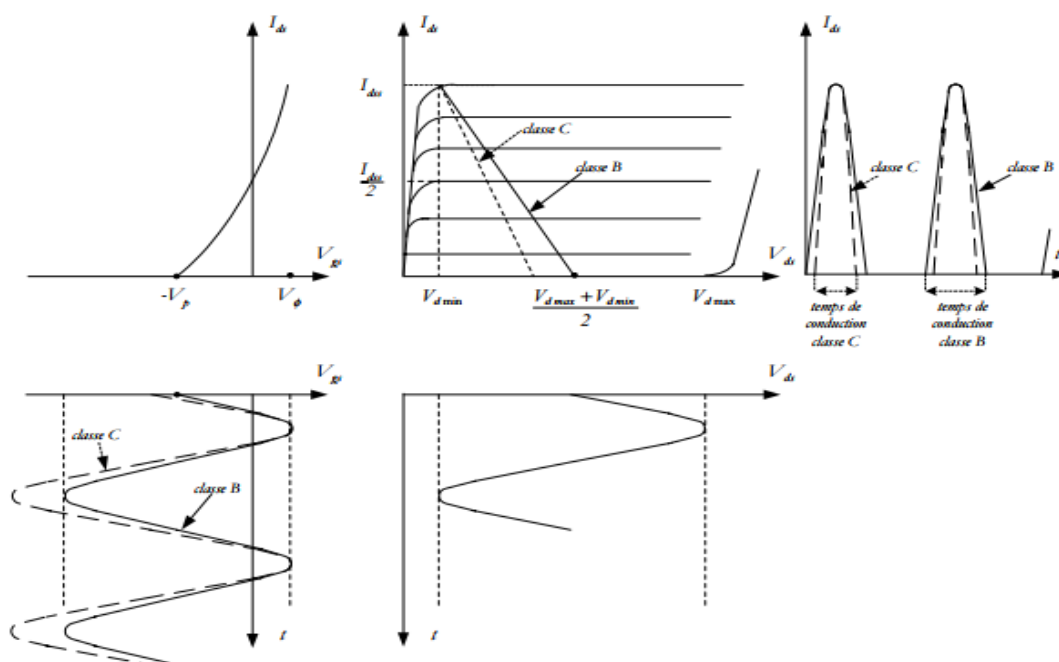


Figure 1.15 : Caractéristiques statiques et variations temporelles des signaux pour un fonctionnement en classe B et C

Vers la fin de la présentation des différentes classes de fonctionnement statique, nous pouvons résumer toutes les caractéristiques de chacune d'elles.

Par exemple, une observation simple ses courbes, nous permet de constater que lorsque nous passons d'une opération de classe A à une opération de classe C, le temps de conduction diminue de la période entière à une valeur inférieure à la demi-période.

Le tableau 1.1 résume les conditions nécessaires sur la tension d'entrée  $V_{gs}(t)$  (en particulier sur  $V_{gs_0}$  et  $V_{gs_1}$ ) et les effets en termes d'angle d'ouverture et de rendement de drain pour chaque classe de fonctionnement.

| Classe de Fonctionnement            | A                                       | AB                                         | B                             | C                                  |
|-------------------------------------|-----------------------------------------|--------------------------------------------|-------------------------------|------------------------------------|
| $V_{gs_0}$                          | $-V_p < V_{gs_0} < -V_\phi$             | $-V_p < V_{gs_0} < \frac{V_\phi - V_p}{2}$ | $-V_p$                        | $V_{gs_0} < -V_p$                  |
| $V_{gs_1}$                          | $0 < V_{gs_1} < \frac{V_\phi - V_p}{2}$ | $0 < V_{gs_1} < V_\phi - V_{gs_0}$         | $0 < V_{gs_1} < V_\phi + V_p$ | $0 < V_{gs_1} < V_\phi - V_{gs_0}$ |
| Temps de Conduction $\tau$          | $T$                                     | $\frac{T}{2} < \tau < T$                   | $\frac{T}{2}$                 | $\tau < \frac{T}{2}$               |
| Angle d'ouverture $\theta$ en degré | 180                                     | $90 < \theta < 180$                        | 90                            | $0 < \theta < 90$                  |
| Rendement max $\eta_{D_{max}}$      | $\eta_{d_{max}} < 50\%$                 | $50\% < \eta_{d_{max}} < 78.5\%$           | 78.5%                         | $78.5\% < \eta_{d_{max}} < 100\%$  |

Tableau 1.1 : Comparaison des caractéristiques des classes de fonctionnement

Il est à noter que ces performances ont été établies pour une forme linéaire des variations de courant de drain. En d'autres termes, les  $I_{ds}$  peuvent s'exprimer sous la forme :

$$I_{ds}(t) = G_m(V_{gs}(t) - V_\phi) + G_d(V_{ds}(t) - V_{ds_{min}}) + I_{dss} \quad (1.52)$$

$G_m$  et  $G_d$  sont des grandeurs propres au transistor.

### III.2. Les classes commutées

#### ➤ La classe E

La classe E est une classe dans laquelle le mode de fonctionnement du transistor peut être conducteur ou est bloqué. Cette classe a été développée pour améliorer le rendement en réduisant la dissipation d'énergie. Elle est basée sur la classe D [10], dont le principe est le suivant : lorsqu'un courant apparaît aux bornes du transistor, la tension du drain ou du collecteur doit être minimale et inversement.

Avec des fréquences de fonctionnement élevées, les autres classes n'atteignent pas cet objectif: la consommation électrique reste élevée et le rendement diminue. La classe E a permis une amélioration significative en contrôlant les temps de montée et de descente de la tension et du courant de drain, afin d'éviter les chevauchements [11]. La forme temporelle de la tension et du courant de drain en classe E est illustrée à la figure 1.16.

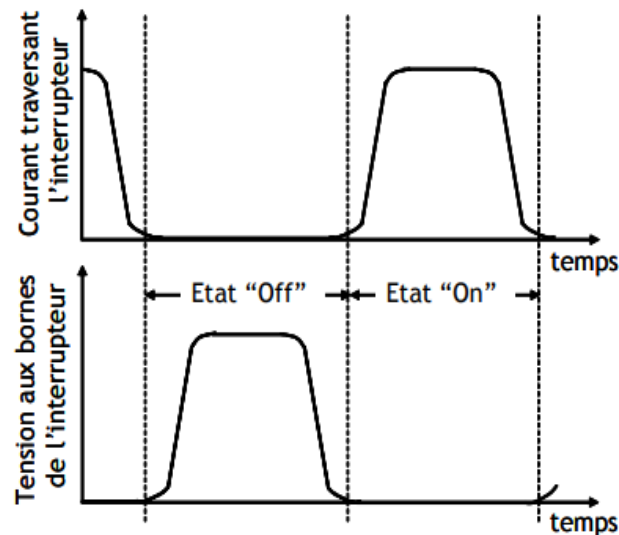


Figure 1.16 : Formes temporelles de la tension et du courant de drain

Si cette classe de fonctionnement atteint un rendement élevé, une limitation majeure apparaît au fur et à mesure que la fréquence augmente. Elle provient de la nature du signal à présenter à l'entrée de l'appareil. En effet, le niveau de puissance d'entrée doit être suffisamment élevé pour présenter une forme carrée au circuit, ce qui se traduit par un faible rendement en puissance ajoutée pour des fréquences supérieures à 1GHz.

#### ➤ La classe F

La présentation des classes sinusoïdales a permis de montrer que les classes A, AB ou B permettent d'obtenir des rendements en puissance ajoutée élevés aux fréquences utilisées en radiocommunication. Pour ces classes, la tension de drain est maintenue sinusoïdale par la mise en œuvre d'un circuit de charge sélectif à la fréquence de travail. Le rapport amplitude sur valeur moyenne, utilisé dans le calcul du rendement, est alors au maximum égal à 1. Or une amélioration du rendement est obtenue si le rapport de l'amplitude de la composante à la fréquence de travail sur la valeur moyenne de la tension de collecteur augmente. Un tel résultat peut être obtenu en privilégiant certaines composantes harmoniques et ainsi en modifiant la forme d'onde [12].

Le principe de la classe F est alors de présenter des impédances de charge spécifiques aux différents harmoniques afin de tendre vers une forme carrée pour la tension de drain. En effet, cette forme de signal a la caractéristique particulière d'avoir une composante fondamentale supérieure à l'amplitude du signal (*figure 1.17*). Or, dans le calcul de la puissance de sortie fournie au circuit de charge ou dans celui du rendement en puissance ajoutée, seules les composantes fondamentales des courants et tensions de sortie sont prises en compte.

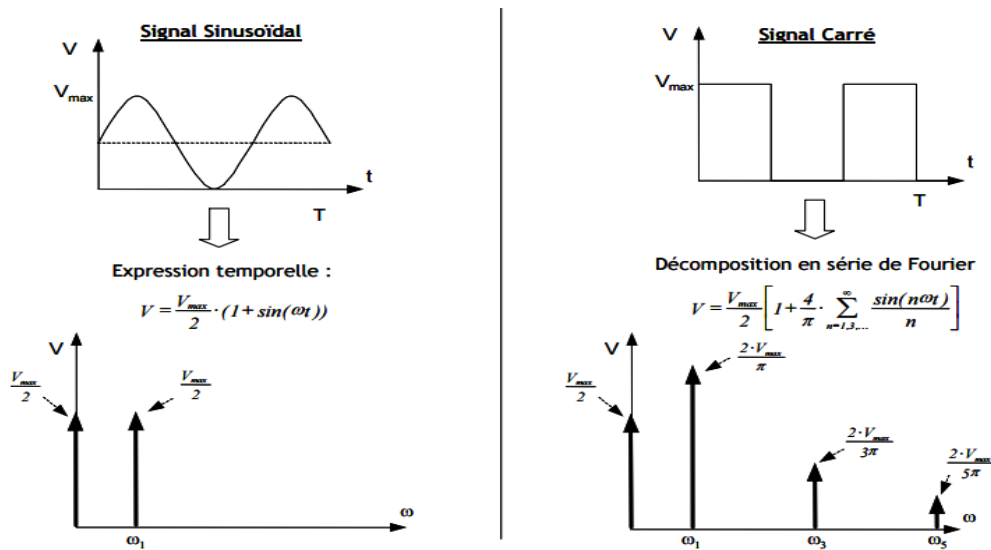


Figure 1. 17 : Expressions temporelles et spectres fréquentiels d'un signal sinusoïdal et d'un signal carré

Le principe général pour obtenir un fonctionnement en classe F est alors de partir d'un circuit polarisé dans une classe statique (A, AB, B ou C), puis de réaliser un circuit de charge qui permet d'obtenir les conditions optimales à la fréquence fondamentale afin d'optimiser les performances électriques souhaitées. Pratiquement, l'obtention d'un signal carré passe par la présence de la troisième composante harmonique sur la tension et cela conduit au schéma de principe présenté à la figure 1.18 et aux formes d'onde de la figure 1.19.

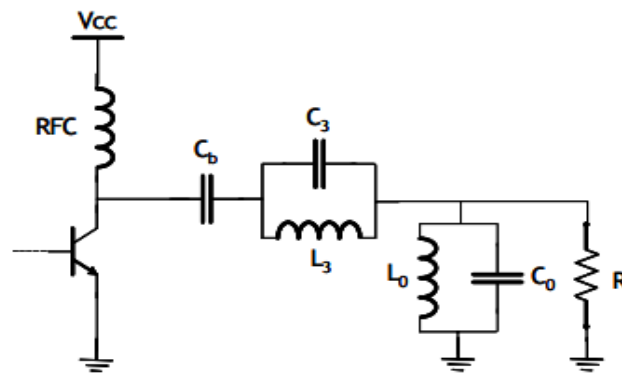


Figure 1. 18 : Topologie de l'amplificateur classe F

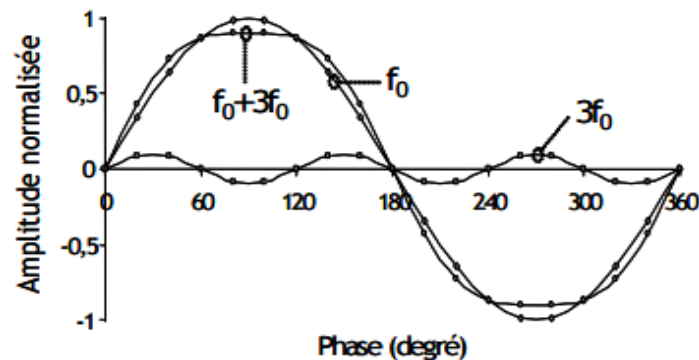


Figure 1. 19 : Formes d'onde des signaux

La classe F permet d'obtenir des rendements électriques élevés en utilisant néanmoins un signal d'excitation de forme sinusoïdale. Le gain par rapport à un signal sinusoïdal est de l'ordre de 15%.

Nous venons de voir que la performance atteinte par les amplificateurs de puissance dépend de la classe de fonctionnement choisie. Mais ces performances dépendent aussi des technologies utilisées et en particulier du choix des transistors. C'est pourquoi, dans le paragraphe suivant, nous présentons les différents transistors utilisés pour l'amplification de puissance micro-ondes ainsi que leurs principales performances.

## **IV. Les transistors de puissance en micro-onde**

Aujourd'hui, il existe de nombreux composants de puissance dédiés aux applications en hyperfréquence. Historiquement, le transistor à effet de champ s'est rapidement imposé comme le composant actif de référence pour les hyperfréquences. Nous allons d'abord donner une description plus générale des MESFET GaAs, avant de présenter tous les autres transistors de puissance qui sont maintenant disponibles pour les concepteurs d'amplificateurs. Enfin, en comparant les différentes performances, nous fournirons quelques critères de sélection en fonction des applications ciblées.

### **IV.1. Le MESFET GaAs**

Le transistor à effet de champ (FET) est apparu pour la première fois en 1952, lorsque William Shockley a publié un article présentant son fonctionnement [13]. L'idée principale est que, contrairement au transistor bipolaire, le transport est effectué par un seul type de porteur, ce qui donne au FET un caractère unipolaire.

A ce jour, le transistor à effet de champ est le composant de base dans le monde des micro-ondes. Il existe aujourd'hui différentes variantes, en fonction de la structure du canal et des matériaux utilisés.

En 1966, Mead et Carver envisagent la première réalisation, sur GaAs, du transistor à effet de champ à jonction Schottky, comme le MESFET [14]. Cette mesure est entrée en vigueur en 1970 [15]. Les performances du MESFET proviennent de l'utilisation de composés III-V, en particulier l'Arséniure de Gallium (GaAs), dans lequel la mobilité des électrons est supérieure à celle du Silicium, ainsi que de l'existence d'un contact métal-semi-conducteur Schottky dans la grille du transistor.

La structure traditionnelle d'un MESFET est un barreau de semi-conducteur de type N, sur laquelle les contacts ohmiques source et drain sont réalisés aux deux extrémités. Au centre se trouve l'électrode de grille. La figure 1.20 nous montre une structure d'un MESFET GaAs.

La couche tampon améliore les performances électriques de l'interface couche active-substrat (notamment pour limiter les courants de fuite dans le substrat). La couche active dopée N est produite sur cette couche tampon, soit par croissance épitaxiale, soit par implantation ionique. Le contact Schottky est développé dans l'espace drain-source, créant ainsi une zone de charge

d'espace, et en polarisant la grille, il est possible de contrôler l'épaisseur de la zone épuisée cela revient à contrôler donc l'intensité du courant dans le canal.

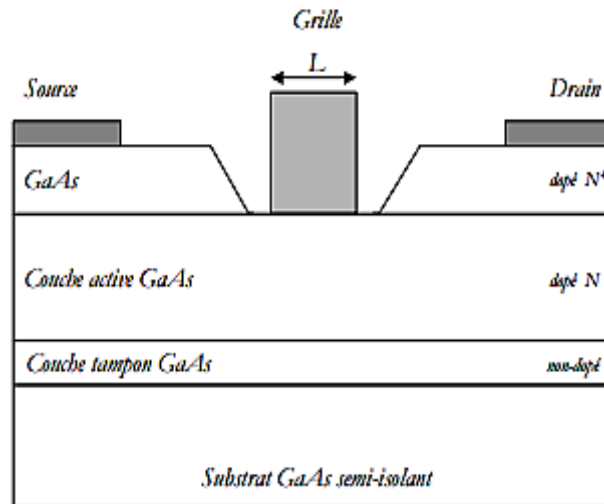


Figure 1. 20 : Structure d'un MESFET GaAs

Une couche fortement dopée permet de fixer les contacts de drain/source et limite ainsi la résistance parasite.

Par convention, la largeur de grille est de grande dimension. Par contre, la longueur de grille  $L$  est alors de petite dimension et perpendiculaire au plan de la figure 1.20.

Afin d'améliorer les performances, différents paramètres technologiques doivent être maîtrisés.

Pour pousser les limites de fréquence et améliorer le facteur de bruit, il faut d'abord que la longueur de la grille soit la plus courte possible (car la fréquence maximale de fonctionnement est inversement proportionnelle à la longueur de grille [16]) et que les résistances aux parasites d'accès soient réduites.

De plus, afin d'obtenir des niveaux de puissance élevés, il faut construire des structures avec de grandes largeurs de grille. Par conséquent, tous les transistors de puissance MESFET sont aujourd'hui des structures à doigts multiples ou des structures inter-digitées, comme le présente la figure 1.21.

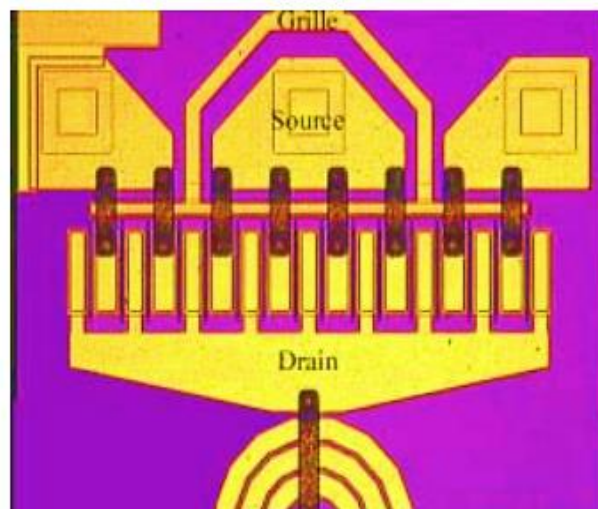


Figure 1.21 : Structure inter-digitée d'un MESFET de puissance

Le développement global de la grille est alors obtenu par le produit de la largeur d'un doigt de la grille par le nombre de doigts de la grille.

A ce jour, les performances les plus convaincantes des MESFET de puissance ont été réalisées pour des applications concernant les systèmes cellulaires de 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup> génération. Parmi celles-ci, il convient de noter les applications à haute puissance pour les stations de base : Morimoto et al [17] ont développé, dans la bande 2.1-2.2GHz, un amplificateur de puissance fournissant 120W à partir de 4 MESFETs avec une largeur de grille de 90.2mm. En bande S, il faut aussi mentionner les travaux de G. Sarkissian et al [18], qui ont obtenu une puissance de sortie de 60W, en configuration push-pull, avec 2 MESFET de développement de grille de 42mm chacun.

Simultanément au développement des structures hybrides, les progrès de la technologie MMIC ont permis d'obtenir des performances intéressantes : König et al [19], ont mis au point un amplificateur MMIC à trois étages de 4W pour les applications W-CDMA. Avec une topologie à un étage, une technologie de longueur de grille de 0,5µm et un développement total de 1,05mm, Portilla et al [20], ont développé un amplificateur MMIC à 2,4GHz offrant une puissance de sortie de 24dBm pour un rendement de 79%.

Les applications à plus hautes fréquences ont également fourni des performances intéressantes [21-22].

Par conséquent, afin d'améliorer la performance de puissance des composants actifs micro-ondes, en particulier pour augmenter la tension de claquage et les densités de puissance, des développements structurels ont été envisagés.

Premièrement, l'utilisation de nouveaux composés III-V est apparue. En effet, ces récentes années, beaucoup des travaux ont été faits sur les semi-conducteurs "à large bande interdits". Des MESFET sur carbure de silicium [23] ont été réalisés en 1996, afin de tirer parti de la haute tension de claquage, d'un taux de saturation électronique élevé et de la conductivité thermique élevée du SiC.

Des densités de puissance de 4,6W/mm ont été atteintes [24]. Les derniers résultats, tant pour les MESFETs sur SiC que sur GaN [25-26] prouvent que ces matériaux ont un réel avenir dans l'amplification de puissance micro-ondes. Nous verrons que l'utilisation de ces matériaux "broadband gap" est encore plus efficace avec les transistors à hétérojonction. Ce sont ces nouvelles structures à hétérojonctions que nous allons décrire dans le paragraphe suivant.

## **IV.2. Les transistors à effet de champ à hétérojonction**

L'émergence des structures de transistors à hétérojonction a conduit à une amélioration significative des performances liées à la puissance.

### **IV.2.1. Le HEMT**

Les transistors HEMT (High Electron Mobility Transistor) ont été produits en 1980 : en parallèle, deux équipes de Fujitsu [27] et Thomson-CSF [28] ont utilisé les propriétés de l'hétérostructure AlGaAs/GaAs, en particulier la grande mobilité de la couche d'électrons bidimensionnelle accumulée à l'intersection de l'hétérojonction. Ce transistor est aussi appelé

TEGFET (Two Electron Gas Field Effect Transistor) ou MODFET (Modulation Doped Field Effect Transistor). Son idée générale est d'utiliser comme canal conducteur d'un transistor à effet de champ, un gaz bidimensionnel d'électrons dans le matériau peu dopé.

La structure de base d'un HEMT  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$  conventionnel est montrée à la figure 1.22. Elle se compose d'une couche tampon, du canal formé par un matériau à faible bande interdite (ici GaAs) dopé de façon non intentionnelle, de l'espaceur  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  dont l'effet est d'améliorer les caractéristiques de transport du canal, de la couche  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  dopée N qui fournit les électrons libres au canal, et de la couche GaAs dopée positivement qui permet de réaliser les contacts ohmiques de drain et de source.

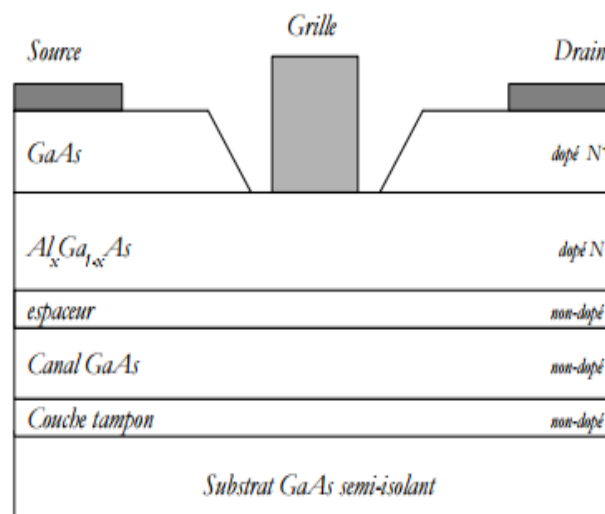


Figure 1. 22 : Structure d'un HEMT  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$  conventionnel

Dès les premières réalisations pour les applications à faible bruit, des progrès significatifs ont été réalisés dans la performance des HEMTs. Cependant, la performance en puissance a été plus tardive, principalement en raison des faibles tensions de claquage et des faibles courants de drain des premières conceptions.

La recherche s'est ensuite concentrée sur les structures présentant une discontinuité élevée de la bande de conduction pour obtenir des densités de courant élevées, une hauteur de barrière Schottky la plus élevée possible pour repousser les tensions de claquage des transistors, et un canal à mobilité électronique et taux de saturation élevés pour améliorer les performances en fréquence.

Ainsi, suivant la structure conventionnelle  $\text{AlGaAs}/\text{GaAs}$ , l'hétérostructure  $\text{AlGaAs}/\text{InGaAs}$  (Pseudomorphic HEMT) apparaît. La présence d'Indium dans le canal améliore les performances en augmentant la discontinuité de la bande de conduction, ce qui permet un meilleur confinement des électrons, et parce que la mobilité de l' $\text{InGaAs}$  est supérieure à celle du GaAs. Enfin, l'utilisation du substrat  $\text{InP}$  a également permis d'améliorer les performances en fréquence et d'obtenir des HEMTs  $\text{AlInAs}/\text{GaInAs}/\text{InP}$  à canaux composites.

Les progrès se situent aujourd'hui principalement dans l'optimisation des procédés technologiques : la technique du double recess de grille [29] (qui permet de loger la grille dans

les couches inférieures) a permis d'augmenter la tension de claquage des P-HEMT. En général, la performance est liée à la parfaite maîtrise de la structure des couches.

Actuellement, les PHEMTs ont non seulement d'excellentes propriétés pour les applications à faible bruit, mais fournissent également des densités de puissance élevées qui, combinées à des gains élevés, en font un composant très attractif et largement utilisé pour des applications nécessitant un bon rendement, sur une très large gamme de fréquences.

Le procédé AlGaAs/InGaAs sur substrats GaAs est désormais celui qui donne les résultats les plus probants. La maturité technologique de ce secteur et sa fiabilité ont conduit à des coûts de production relativement bas.

Le tableau 1.2 présente les différentes performances obtenues à ce jour entre la bande L et la bande W. Nous avons conservé uniquement dans ce tableau, les valeurs les plus importantes par bande de fréquence :

- ✓ La gamme de fréquences (Fréq.) exprimée en GHz,
- ✓ Le type de structure de l'amplificateur : hybride ou MMIC,
- ✓ La longueur de grille (L) exprimée en  $\mu\text{m}$ ,
- ✓ Le développement total de la grille  $W_T$  (en mm), ou la surface totale de la puce S (en  $\text{mm}^2$ ),
- ✓ La puissance de sortie ( $P_s$ ) de l'amplificateur exprimée en W,
- ✓ Le rendement en puissance ajoutée (PAE) en %,
- ✓ Le gain en puissance (G) de l'amplificateur en dB.

| Fréq. (GHz) | Structure        | Longueur de grille ( $\mu\text{m}$ ) | Taille (Largueur de grille et/ou surface de piste)        | G (dB)   | $P_s$     | PAE (%)  | Réf  |
|-------------|------------------|--------------------------------------|-----------------------------------------------------------|----------|-----------|----------|------|
| 94          | MMIC             | 0.1                                  | $W_T = 15,36\text{mm}$<br>$S = 2,3 \times 1,8\text{mm}^2$ | 8        | 0.3W      | 10.5     | [30] |
| 29-33       | MMIC             | 0.15                                 | $W_T = 8\text{mm}$<br>$S = 1,94 \times 2\text{mm}^2$      | 14       | 2.5W      | 25-31    | [31] |
| 20          | MMIC             | 0.14                                 | $W_T = 0,64\text{mm}$                                     | 9        | 0.5W      | 52       | [32] |
| 18-27       | MMIC             | 0.25                                 | $S = 2,64 \times 1,48\text{mm}^2$                         | 14       | 1.25W     | 25       | [33] |
| 8           | Hybride          | 0.25                                 | $W_T = 14,4\text{mm}$                                     | 12       | 8W        | 55       | [34] |
| 5-5.8       | MMIC             | 0.25                                 | $W_T = 22\text{mm}$<br>$S = 5,2 \times 3,5\text{mm}^2$    | 28       | 6.3W      | 44       | [35] |
| 4           | Hybride          | 0.25                                 | $W_T = 5,6\text{mm}$                                      | 13       | 2.5W      | 73       | [36] |
| 3-6         | MMIC+<br>Hybride | 0.25                                 | $W_T = 40\text{mm}$<br>$S = 4,6 \times 6,1\text{mm}^2$    | 17       | 11W       | 42       | [37] |
| 2.45        | Hybride          | 0.5                                  | $W_T = 19,2\text{mm}$                                     | 13       | 12W       | 62       | [38] |
| 1.9         | Hybride          | 0.6                                  | $W_T = 15,4\text{mm}$                                     | 15       | 10W       | 59       | [39] |
| 1.5         | Hybride          | 0.3                                  | $W_T = 5\text{mm}$<br>$W_T = 2 \times 25\text{mm}$        | 15<br>15 | 2W<br>20W | 72<br>66 | [40] |

Tableau 1.2 : Amplificateurs de puissance réalisés avec des PHEMT AlGaAs/InGaAs sur GaAs

Ce tableau nous permet de constater que les PHEMT sont devenus aujourd'hui des composants très attractifs pour une large gamme d'applications de puissance, notamment en raison de leur gain élevé, leur linéarité et leurs propriétés de puissance de sortie élevées.

Comme nous l'avons mentionné plus haut, d'autres types d'HEMT ont été mis au point. Jusqu'à présent, les AlGaAs/InGaAs PHEMT sur GaAs ont montré des performances de puissance plus élevées que les AlGaAs/GaAs HEMT sur InP, sur l'ensemble du spectre de 1 à 100GHz. Les résultats obtenus récemment à 94GHz [41], [42], ainsi que le gain et les rendements élevés présentés par ce secteur promettent un bel avenir à la recherche scientifique et l'entreprise lorsque les améliorations en matière de tension de claquage, de contrôle technologique du procédé ou de coûts de fabrication seront efficaces.

En concluant, différents secteurs HEMT sont actuellement en concurrence. Le secteur PHEMT AlGaAs/InGaAs sur GaAs offre aujourd'hui les meilleures performances grâce à sa maturité technologique et son coût réduit. Mais une attention particulière devra être accordée à l'évolution des secteurs HEMT AlInAs/GaInAs sur l'InP, PHEMT AlGaInP/GaInAs sur le GaAs ou MHEMT (HEMT Métamorphique) AlInAs/GaInAs sur le GaAs.

#### IV.2.2. Le HFET

Le deuxième genre de transistor à effet de champ à hétérojonction est le HFET (Heterojunction Field Effect Transistor), dont la structure générale est illustrée à la figure 1.23. La grille est séparée du canal par la couche AlGaAs.

Le transistor HFET a vu le jour dans les années 1990 et son développement a été assuré par la société Texas Instrument [43].

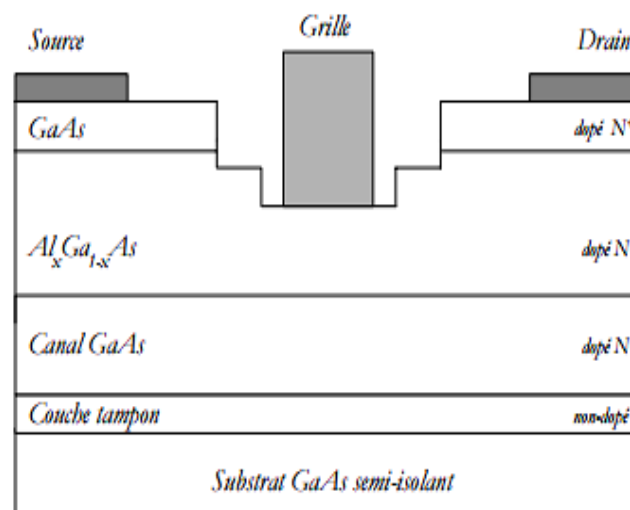


Figure 1. 23 : Structure générale d'un HFET

En comparaison avec le MESFET, l'augmentation de la barrière Schottky, en raison de l'utilisation d'un matériau avec une bande passante élevée, a pour conséquence l'augmentation de la tension de claquage.

On a étudié différents types d'hétéro-structures pour améliorer la performance de la puissance. D'autre part, les performances en fréquence restent limitées, en raison du type de conduction

volumique. Les meilleurs résultats ont donc été obtenus pour les fréquences inférieures à 10GHz et sont présentés dans le tableau 1.3.

| Fréq. (GHz) | Structure         | Longueur de grille ( $\mu\text{m}$ ) | Taille (Largeur de grille et/ou surface de piste) | G (dB) | $P_s$ | PAE (%) | Ref  |
|-------------|-------------------|--------------------------------------|---------------------------------------------------|--------|-------|---------|------|
| 28          | MMIC              | 0.35                                 | $W_T=9.6$                                         | 6.5    | 4W    | 58      | [44] |
| 5.8-6.5     | Hybride Push-pull | 0.6                                  | $W_T=28.8$                                        | 10     | 50W   | 45      | [45] |
| 2.2         | Hybride Push-pull | 1                                    | $W_T=328$                                         | 13     | 140W  | 54      | [46] |
| 2.14        | Hybride Push-pull | 0.9                                  | $W_T=380$                                         | 14.2   | 240W  | 50      | [47] |
| 1.96        | Hybride Push-pull | 1                                    | $W_T=86$                                          | 12.6   | 100W  | 44      | [48] |
| 1.6         | Hybride           | 0.5                                  | $W_T=86.4$                                        | 15     | 50W   | 17.4    | [49] |

Tableau 1.3 : Amplificateurs de puissance réalisés avec des HFET

Les résultats du tableau 1.3 montrent que les transistors HFET présentent un grand intérêt pour les applications à forte puissance en bande S ou L. Les différents composants développés, principalement par Fujitsu et NEC, sont en technologie hybride pour les stations de base de nouvelle génération (W-CDMA). Ainsi, même si les contraintes d'intermodulation du troisième ordre requises par ce système sont importantes ( $<-35\text{dBc}$ ), la bonne performance des HFETs face à ce problème est un atout supplémentaire [50].

En parallèle au développement des HFET haute puissance, nous constatons enfin l'émergence de certaines recherches pour limiter les coûts et l'encombrement des amplificateurs de puissance : l'utilisation de HFETs à enrichissement [51-52], présentant des tensions de seuil positives ou nulles, permet d'éviter la polarisation négative de la grille et donc de réduire le poids et le coût des composants.

#### IV.2.3. Le MOSFET

Le transistor à effet de champ du type MOS (MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) a jusqu'à présent été très peu utilisé dans la conception des circuits de micro-ondes, principalement en raison de la forte capacité de ce transistor en entrée. Néanmoins, des progrès significatifs ont été réalisés dans l'évolution des technologies. Actuellement, les transistors LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor) ont des propriétés de gain, de linéarité et de stabilité thermique élevée, offrant une technologie de choix pour les amplificateurs de puissance des stations de base. Ils sont commercialisés pour des applications autour de 2GHz et leur tension d'alimentation unique (environ 26V) est un avantage supplémentaire [53-54].

Dans le même temps, la nécessité de réduire les coûts, la puissance et l'intégration des composants afin de minimiser la taille des puces a conduit à l'utilisation de technologies CMOS "standard" afin de tirer parti de la maturité de ces secteurs. Les meilleurs résultats obtenus sont les travaux de Fallesen et al [55], qui ont réussi à développer un amplificateur de 1,8GHz qui

fournit 1W avec un rendement de 55% pour une tension de 3,5V utilisant la technologie CMOS ou de Heo et al. à 2,4GHz [56], qui ont obtenu les résultats les plus concluants. Mais la principale difficulté reste l'intégration des inductances sur des puces dont les coefficients de qualité sont suffisamment élevés pour limiter les pertes. Les faibles tensions de claquage des technologies CMOS du commerce limitent également les performances énergétiques à l'heure actuelle.

#### IV.2.4. Les transistors à effet de champ et les nouveaux matériaux

La puissance des transistors à effet de champ (FETs) a longtemps été limitée par les faibles tensions de claquage des matériaux employés. Comme nous l'avons mentionné avant, les caractéristiques des matériaux à large bande sont intéressantes pour les applications de puissance en micro-onde.

Le tableau 1.4 présente les caractéristiques physiques de plusieurs matériaux III-V. Nous remarquons que les principales caractéristiques du carbure de silicium sont un champ de claquage, un taux de saturation élevé et une conductivité thermique élevée. Des densités de puissance de 4,6W/mm ont été atteintes avec les MESFET SiC [57].

| Matériau                                                            | GaN            | InP              | 4H-SiC           | GaAs           | Si             |
|---------------------------------------------------------------------|----------------|------------------|------------------|----------------|----------------|
| Constante diélectrique                                              | 9.5            | 12.3             | 10               | 12.9           | 11.7           |
| Conductivité thermique<br>(W/K.cm)                                  | 1.3            | 0.67             | 4                | 0.54           | 1.5            |
| Vitesse de saturation des<br>Electrons ( $10^7$ cm <sup>2</sup> /s) | 2.7            | 1.84             | 2                | 1.33           | 1              |
| Mobilité des électrons<br>(cm <sup>2</sup> /V.s)                    | 1500           | 5000             | 800              | 8000           | 1500           |
| Champ de claquage<br>(V /cm)                                        | $2 \cdot 10^6$ | $4.5 \cdot 10^5$ | $3.5 \cdot 10^6$ | $4 \cdot 10^5$ | $3 \cdot 10^5$ |
| Eg (eV)                                                             | 3.4            | 1.34             | 3.2              | 1.43           | 1.12           |

Tableau 1.4 : Les caractéristiques physiques des matériaux

Au cours des dernières décennies, le secteur HEMT AlGaN/GaN s'est également développé. Il bénéficie non seulement des propriétés d'un champ de décomposition élevé et d'un taux de saturation élevé du GaN, mais aussi des avantages de l'hétérostructure, c'est-à-dire d'une grande mobilité électronique grâce au gaz 2D. Par exemple, des recherches récentes publiées par Wu et al [58] ont conduit à une puissance atteindre de 14,1W à 8GHz.

Actuellement, les performances sont limitées par les contraintes de substrat : la croissance est réalisée soit sur un substrat Saphir, soit sur un substrat SiC. La première difficulté est le désaccord avec le Nitrure de Gallium. De plus, bien que le Saphir soit beaucoup moins cher que le SiC, il a une dissipation thermique beaucoup plus faible.

Cependant, les résultats obtenus récemment font de l'hétérostructure AlGaN/GaN, une composante de puissance digne d'intérêt pour les hyperfréquences [43,56].

Le FET est le composant de référence dans les micro-ondes. Nous venons de détailler les performances de puissance des différentes versions technologiques de ce transistor à effet de

champ. Dans un deuxième temps, nous nous concentrerons sur la présentation du transistor bipolaire.

### **IV.3. Le transistor bipolaire**

#### **IV.3.1. Le transistor bipolaire à homojonction**

Dans le domaine des micro-ondes, l'utilisation du transistor bipolaire homo-jonction (BJT), en particulier pour l'amplification de puissance, a toujours été limitée par la faible mobilité et la faible vitesse des porteurs en Silicium, en comparaison, par exemple, avec l'Arséniure de Gallium. Actuellement, les transistors sur le marché permettent d'obtenir des performances remarquables en termes de puissance pour des fréquences inférieures à 2GHz.

Par ailleurs, la croissance des communications sans fil, qui nécessitent à la fois une forte intégration à faible coût et une puissance de sortie élevée avec de faibles tensions d'alimentation (de l'ordre de 12V), a conduit à la conception d'amplificateurs de puissance monolithiques sur silicium. Ainsi Simbürger et al. [57] ont conçu un amplificateur avec une puissance de sortie de 5W et un rendement de 59 % à 0,9GHz, alors qu'une puissance de 3,2W et un rendement de 54% étaient atteints [58] mais avec une tension d'alimentation au plus bas (2,8V) à la même fréquence. A 1,9GHz, avec tension d'alimentation de 2,5V, une puissance de 1W en sortie a pu être achevée [59]. Enfin, Dekker, Van Rijs et al. [60-61] ont mené des recherches pour améliorer le rendement des transistors bipolaires en technologie hybride.

#### **IV.3.2. Le transistor bipolaire à hétérojonction**

Le transistor bipolaire à hétérojonction (HBT : Heterojunction Bipolar Transistor) est basé sur l'hétérojonction émetteur-base. En effet, l'émetteur est constitué d'un matériau à large bande interdite (généralement AlGaAs ou GaInP), tandis que la base est constituée d'un matériau à large bande gap plus faible (généralement GaAs). La discontinuité de la bande de valence conduit à une meilleure efficacité d'injection des électrons de l'émetteur à la base. En outre, il a un temps de transit d'électrons faible, le HBT permet alors de traduire les performances du transistor bipolaire à homojonction vers des fréquences plus élevées.

Le HBT offre un gain de puissance élevé, une fréquence maximale élevée, des rendements élevés, des densités de puissance élevées, une tension de claquage élevée et une bonne linéarité par rapport au MESFET.

Par conséquent, ces caractéristiques font de HBT un composant intéressant pour les applications de communications sans fil en bande L et en bande S qui nécessite une linéarité élevée (en raison des modulations numériques qui sont utilisées), ainsi que pour les applications ultras large bande.

Dans le tableau 1.5, comme pour les HEMT, nous présentons les performances les plus significatives des HBTs.

| Fréq.<br>(GHz) | Structure                 | Taille<br>de la<br>puce<br>(mm <sup>2</sup> ) | V <sub>bias</sub><br>(V) | P <sub>s</sub> | ACPR<br>(dBc)    | G (dB) | Réf. |
|----------------|---------------------------|-----------------------------------------------|--------------------------|----------------|------------------|--------|------|
| 22-24          | MMIC<br>InGaAs/InAlAs/InP | 11                                            | 3                        | 0.4W           | -                | 9      | [62] |
| 8-14           | MMIC<br>AlGaAs/GaAs       | 11                                            | 10                       | 3W             | -                | 15     | [63] |
| 4.5-16         | MMIC InGaP/GaAs           | 12.9                                          | 8                        | 1.5W           | -                | 10     | [64] |
| 1.95           | MMIC InGaP/GaAs           | -                                             | 3.5                      | 0.4W           | -35 (à<br>5MHz)  | 28     | [65] |
| 1.5            | Hybride InGaP/GaAs        | -                                             | 3.5                      | 1.25W          | -52 (à<br>50kHz) | 28     | [66] |

**Tableau 1.5 : Amplificateurs de puissance réalisés avec des HBT**

Les premières lignes du tableau, nous montrent des exemples d'amplificateurs de puissance HBT qui combinent une bonne linéarité (caractérisée par une faible ACPR), une puissance élevée et des tensions d'alimentation faibles. Ce sont donc des candidats intéressants pour les communications numériques sans fil, d'autant plus que l'utilisation d'une seule tension d'alimentation réduit le poids et le coût d'amplificateurs de puissance HBTs.

En plus, afin de profiter des avantages de maturité de la technologie bipolaire au Silicium, des amplificateurs employant des HBT sur SiGe ont été développés, principalement pour des applications GSM 900MHz [67], mais ils sont aussi candidats pour des fréquences très fortes [68-69].

#### IV.4. Critères de choix

L'identification des différents transistors de puissance en hyperfréquence et de leurs performances respectives a le mérite de mettre en évidence l'observation suivante :

Choisir un transistor pour une application de puissance micro-ondes est toujours un compromis. Aucun transistor ne peut être positionné aujourd'hui comme le composant idéal pour toutes les applications et fréquences.

D'autre part, nous pouvons essayer de donner quelques suggestions qui permettent au concepteur de choisir un composant spécifique.

Le tableau 1.6 comprend une liste non exhaustive des caractéristiques essentielles de l'amplification de puissance ainsi que des semi-conducteurs qui présentent des forces ou des faiblesses par rapport à ces propriétés. Les transistors indiqués en gras sont des composants du type III-V, les autres sont des composants en Silicium.

| Caractéristiques                                                   | Composants présentant des atouts | Composants présentant des faiblesses |
|--------------------------------------------------------------------|----------------------------------|--------------------------------------|
| <b>Linéarité</b>                                                   | <b>HEMTs</b><br><b>MESFETs</b>   | MOSFETs                              |
| <b>Fort rendement</b>                                              | <b>HEMTs</b>                     | BJTs                                 |
| <b>Tension d'alimentation unique</b>                               | BJTs<br>MOSFETs                  | <b>HEMTs</b><br><b>MESFETs</b>       |
| <b>Fortes densités de puissance et Fortes tensions de claquage</b> | <b>HBTs</b>                      | MOSFETs<br><b>MESFETs</b>            |
| <b>Coût</b>                                                        | BJTs<br>MOSFETs                  | <b>HEMTs</b>                         |

**Tableau 1.6 : Caractéristiques essentielles à l'amplification de puissance et atouts des différents composants**

En général, nous constatons que les composants hétéro-structurés présentent des caractéristiques intéressantes pour les applications de puissance.

Toutefois, d'autres critères de sélection tels que la gamme de fréquences et la capacité d'intégration des composants seront pris en compte.

Pour les applications des fréquences inférieures à 3.5GHz, le spectre des composants disponibles est le plus large. Il ne fait aucun doute qu'aux alentours de 1GHz, les technologies bipolaire sont désormais disponibles et ne souffrent d'aucune concurrence, ne serait-ce qu'en termes de coûts de fabrication.

En revanche, lorsque la fréquence de fonctionnement approche 2GHz, la fréquence autour de laquelle se situe actuellement une grande partie des communications sans fil, l'évolution évidente des composantes des GaAs, tant PHEMT que HBT, les rend plus efficaces. Évidemment, les besoins en puissance et, en revanche, les contraintes en termes de surface et de tension d'alimentation, sont différentes selon que nous trouvons sur le téléphone cellulaire ou sur la station de base.

Enfin, pour les plus grandes fréquences dédiées aux communications militaires, aux communications par satellite ou aux réseaux locaux (LMDS), les composés III-V présentent tous leurs avantages.

Actuellement, les composants d'amplification sont classés selon les bandes de fréquences :

- Jusqu'à 2GHz
  - BJT
- Entre 2 et 20GHz
  - Les MESFET GaAs
- Entre 20 et 30GHz
  - Les HBT AlGaAs/GaAs ou InGaP/GaAs
  - Les PHEMT AlGaAs/GaInAs sur GaAs
  - Les MESFET SiC -HEMT AlGaIn/GaN
- Entre 30 et 40GHz :
  - sur GaAs : -Les PHEMT AlGaAs/GaInAs

- Au-delà de 40GHz :
  - Sur GaAs :
    - les PHEMT AlGaAs/GaInAs
    - Les PHEMT AlGaInP/GaInAs
  - Sur InP :
    - les HEMT à canal composite AlInAs/GaInAs

## **V. CONCLUSION**

Nous avons discuté dans ce premier chapitre la notion d'amplification de puissance micro-onde.

En présentant différentes grandeurs électriques, nous avons souligné l'importance de concepts tels que la puissance de sortie, la puissance ajoutée ou le rendement en puissance ajoutée.

Le choix d'une classe de fonctionnement statique A, AB, B ou C (parce qu'elle est déterminée par le point de polarisation choisi) détermine à la fois les formes des signaux d'entrée et de sortie des transistors, mais aussi les valeurs optimales de la puissance de sortie ou du rendement en puissance ajoutée. De plus, à partir de la classe statique choisie, l'utilisation de signaux spécifiques à la sortie transistor améliore rendement.

Les performances obtenues dans la conception des amplificateurs dépendent de la technologie des transistors. En effet, aucun composant n'est actuellement idéal pour toutes les applications et toutes les fréquences. Nous parlons toujours de compromis. C'est pourquoi, dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons présenté les différents transistors de puissance utilisés en micro-ondes.

Il nous a semblé important de présenter l'état de l'art des performances actuelles pour chaque technologie utilisée : en effet, du transistor MESFET GaAs au LDMOS, en passant par l'hétéro-structure PHEMT ALGaAs/InGaAs sur substrat GaAs ou HFET, les particularités de chacun leur donnent des caractéristiques différentes en termes de densité de puissance, rendement, linéarité ou encore coût. Le choix du transistor est alors essentiel en fonction de l'application.

D'autre part, la conception d'amplificateurs de puissance nécessite une connaissance sur les méthodes d'adaptation des circuits micro-ondes. Alors, dans le prochain chapitre, Nous allons discuter des différentes techniques d'adaptation d'impédance qui sont utilisés dans la conception des amplificateurs de puissance.

## Référence

- [1-1] P. F. Combes, *Micro-ondes: Lignes, guides et cavités: cours et exercices*. Dunod, 1996.
- [1-2] M. A. Laouiti, "Unicast et Multicast dans les réseaux ad hoc sans fil," Versailles-St Quentin en Yvelines, 2002.
- [1-3] J. E. Schutt-Aine and R. Mittra, "Scattering parameter transient analysis of transmission lines loaded with nonlinear terminations," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 36, no. 3, pp. 529–536, 1988.
- [1-4] W. Fan, A. Lu, L. L. Wai, and B. K. Lok, "Mixed-mode S-parameter characterization of differential structures," in *Proceedings of the 5th Electronics Packaging Technology Conference (EPTC 2003)*, 2003, pp. 533–537.
- [1-5] J. Jugo, J. Portilla, A. Anakabe, A. Suárez, and J. M. Collantes, "Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers," *Electron. Lett.*, vol. 37, no. 4, pp. 226–228, 2001.
- [1-6] V. Rizzoli and A. Lipparini, "General stability analysis of periodic steady-state regimes in nonlinear microwave circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 33, no. 1, pp. 30–37, 1985.
- [1-7] C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications Steve," 2006.
- [1-8] S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees, and J. Benedikt, "On the continuity of high efficiency modes in linear RF power amplifiers," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 19, no. 10, pp. 665–667, 2009.
- [1-9] G. A. Rincon-Mora and R. Stair, "A low voltage, rail-to-rail, class AB CMOS amplifier with high drive and low output impedance characteristics," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Analog Digit. Signal Process.*, vol. 48, no. 8, pp. 753–761, 2001.
- [1-10] C. Duvanaud, "Les classes de fonctionnement à haut rendement pour l'amplification de puissance microonde, en vue d'applications spatiales et de radiocommunications mobiles," Limoges, 1993.
- [1-11] M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, "Analytical design equations for class-E power amplifiers," *IEEE Trans. circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 54, no. 12, pp. 2706–2717, 2007.
- [1-12] Y. Y. Woo, Y. Yang, B. Kim, and others, "Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 5, pp. 1969–1974, 2006.
- [1-13] W. Shockley, "A unipolar" field-effect" transistor," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 11, pp. 1365–1376, 1952.
- [1-14] C. A. Mead, "Schottky barrier gate field effect transistor," *Proc. IEEE*, vol. 54, no. 2, pp. 307–308, 1966.
- [1-15] K. E. Drangeid, R. Sommerhalder, and W. Walter, "High-speed gallium-arsenide Schottky-barrier field-effect transistors," *Electron. Lett.*, vol. 6, no. 8, pp. 228–229, 1970.

- [1-16] P. Pouvil, "Composants semi-conducteurs micro-ondes", Masson, Collection Technologies, 1994.
- [1-17] S. Morimoto, M. Maeda, T. Yokoyama, H. Ishida, M. Nakamura, Y. I. Ota, and D. Ueda, "A compact, high efficiency, 120 Watts GaAs power amplifier module for the 3rd generation cellular base stations," in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 99CH36282)*, 2009, vol. 1, pp. 325–328.
- [1-18] G. Sarkissian, R. Basset, Z. Shingu, and F. Ono, "A S-band push-pull 60-watt GaAs MESFET for MMDS applications," in *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1997, vol. 3, pp. 1409–1412.
- [1-19] F. Konig, H. Shimizu, H. Takahashi, S. Miyazawa, and J. Fukaya, "4W GaAs MMIC Power Amplifier for PCS and W-CDMA Base Station," in *2000 30th European Microwave Conference*, 2000, pp. 1–3.
- [1-20] J. Portilla, H. Garcia, and E. Artal, "High power-added efficiency MMIC amplifier for 2.4 GHz wireless communications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 1, pp. 120–123, 1999.
- [1-21] S. Backus, R. Bartels, S. Thompson, R. Dollinger, H. C. Kapteyn, and M. M. Murnane, "High-efficiency, single-stage 7-kHz high-average-power ultrafast laser system," *Opt. Lett.*, vol. 26, no. 7, pp. 465–467, 2001.
- [1-22] J. Grundlingh, K. Parker, and G. Rabjohn, "A high efficiency Chireix out-phasing power amplifier for 5GHz WLAN applications," in *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No. 04CH37535)*, 2004, vol. 3, pp. 1535–1538.
- [1-23] S. T. Allen, J. W. Palmour, C. H. Carter, C. E. Weitzel, K. E. Moore, K. J. Nordquist, and L. L. Pond, "Silicon Carbide MESFET's with 2 W/mm and 50% PAE at 1.8 GHz," in *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1996, vol. 2, pp. 681–684.
- [1-24] S. T. Allen, W. L. Pribble, R. A. Sadler, T. S. Alcorn, Z. Ring, and J. W. Palmour, "Progress in high power SiC microwave MESFETs," in *1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 99CH36282)*, 1999, vol. 1, pp. 321–324.
- [1-25] Y. Yang, L. Huang, X. Luo, and Z. Hu, "High 1dB gain compression and harmonic suppression octave bandwidth Power Amplifier," in *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2019, vol. 569, no. 3, p. 32067.
- [1-26] R. Murphree, S. Roy, S. Ahmed, M. Barlow, A. Rahman, A. M. Francis, J. Holmes, H. A. Mantooth, and J. Di, "A SiC CMOS Linear Voltage Regulator for High-Temperature Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, 2019.
- [1-27] T. Mimura, S. Hiyamizu, T. Fujii, K. Nanbu, "A new field-effect transistor with selectively doped GaAs/n-Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As heterojunctions", *Japanese Journal of Applied Physics*, Volume 19, Issue 5, 1980, pp. L225-L227.
- [1-28] D. Delagebeaudeuf and al., "Two-dimensional electron gas MESFET structure", *Electronics Letters*, Volume 16, Issue 17, 1980, pp. 667-668.

- [1-29] Z. Touati, "Contribution à la modélisation non linéaire et l'optimisation des transistors à effet de champ à hétérojonction par des méthodes intelligentes," *Université Mohamed Khider-Biskra*, 2019.
- [1-30] P T. Huang and al., "A 94 GHz monolithic high output power amplifier", *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* , 1997, pp. 1175-1178, Volume 3.
- [1-31] J.J. Komiak, W. Kong, P.C .Chao, K. Nichols, "Fully monolithic 4 watt high efficiency Ka-band power amplifier", *1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* , 1999, pp. 947-950, Volume 3.
- [1-32] K. Kiziloglu and al., "High-performance AlGaAs/InGaAs/GaAs PHEMTs for K and Ka-band applications", *1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1999, pp. 681-684, Volume 2.
- [1-33] S.A .Brown, J.M .Carroll, "Compact, 1 Watt, power amplifier MMICs for K-band applications", *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits Symposium, 22nd Annual Technical Digest* 2000, pp. 223-226.
- [1-34] D. Teeter, S. Bouthillette, L. Aucoin, A. Platzker, C. Alfaro, D. Bradford, "High power, high efficiency PHEMTs for use at 8 GHz", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1995, pp. 323-326, Volume 2.
- [1-35] Y. Butel, T. Adam, B. Cogo, M. Soulard, "A 6 W C-band high power MMIC amplifier for a space radar application", *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits Symposium, 22nd Annual Technical Digest*, 2000, pp. 215-218.
- [1-36] J.A .Pusl and al. "High-efficiency GaAs-based pHEMT power amplifier technology for 1-18 GHz", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* , 1996, pp. 693-696, Volume 2.
- [1-37] J.J .Komiak, S.C .Wang, T.J .Rogers, "High efficiency 11 watt octave S/C-band PHEMT MMIC power amplifier", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* , 1997, pp. 1421-1424, Volume 3.
- [1-38] A. Platzker, S. Bouthillette, "Variable output, high efficiency-low distortion S-band power amplifiers and their performances under single tone and noise power excitations", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1995, pp. 441-444, Volume 2.
- [1-39] W.C.B .Peatman, O. Hartin, B. Knappenberger, M. Miller, R. Hooper, "Power amplifiers for 3.5 GHz W-CDMA applications", *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits Symposium, 22nd Annual Technical Digest*, 2000, pp. 71-74.
- [1-40] J.A .Pusl and al., "High-efficiency L and S-band power amplifiers with highbreakdown GaAs based pHEMTs", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1998, pp. 711-714, Volume 2.
- [1-41] A. M. A. Abdelbar and A. M. El-Tager, "Nonlinear Modelling of RF GaN Devices and Utilization in RF Power Amplifiers for 4G Applications," in *2018 International Conference on High Performance Computing & Simulation (HPCS)*, 2018, pp. 69–75.

- [1-42] M. A. Alim, M. M. Ali, and A. A. Rezazadeh, "Nonlinear distortion analysis for single heterojunction GaAs HEMT with frequency and temperature," *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 33, no. 7, p. 75002, 2018.
- [1-43] P. Saunier, W.S. Kopp, H.Q. Tserng, Y.C. Kao, D.D. Heston, "A heterostructure FET with 75.8-percent power added efficiency at 10 GHz", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1992, pp. 635-638, Volume 2.
- [1-44] K. Matsunaga, I. Miura, N. Iwata, "A CW 4 watt Ka-band power amplifier utilizing MMIC multi-chip technology", *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium, 21st Annual Technical Digest*, 1999, pp. 153-156.
- [1-45] T. Yamamoto and al., "A 6 GHz, 50 watt low distortion push-pull GaAs power FET optimized for 12 V class A-B operation", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, pp. 1055-1058, Volume 2.
- [1-46] I. Takenaka, K. Ishikura, H. Takahashi, K. Asano, M. Kanamori, "Low distortion high power GaAs pseudomorphic heterojunction FETs for L/S-band digital cellular base stations", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2000, pp. 1711-1714, Volume 3.
- [1-47] H. Hayashi and al., "A L-Band 50-watt GaAs power FET with 58% Power added efficiency", *Proceedings of the Gallium Arsenide Applications Symposium*, 2000, pp. 632-635.
- [1-48] Y. Tateno, H. Takahashi, T. Igarashi, J. Fukaya, "A 150 W E-mode GaAs power FET with 35% PAE for W-CDMA base station", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1999, pp. 1087-1090, Volume 3.
- [1-49] Y. Bito, T. Kato, T. Kato, N. Iwata, "High efficiency power amplifier module with novel enhancement-mode heterojunction FETs for wide-band CDMA handsets", *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits Symposium, 22nd Annual Technical Digest*, 2000, pp. 255-258.
- [1-50] J. J. Klaren, D. Kovac, E. S. Shapiro, C. C. Murphy, R. M. Englekirk, K. Bargroff, and T. T. Ranta, "Cascode Amplifier Bias Circuits." *Google Patents*, 2019.
- [1-51] A. Tessmann, A. Leuther, F. Heinz, F. Bernhardt, and H. Massler, "High Gain 220-275 GHz Amplifier MMICs Based on Metamorphic 20 nm InGaAs MOSFET Technology," in *2018 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS)*, 2018, pp. 156–159.
- [1-52] C. Fallesen, P. Asbeck, "A 1 W CMOS power amplifier for GSM-1800 with 55% PAE", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, pp. 911-914, Volume 2.
- [1-53] D. Heo and al., "A high efficiency 0.25  $\mu\text{m}$  CMOS PA with LTCC multi-layer highQ integrated passives for 2.4 GHz ISM band", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, pp. 915-918, Volume 2.
- [1-54] S.T. Allen and al., "Progress in high power SiC microwave MESFETs", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1999, pp. 321-324, Volume 1.
- [1-55] Y.F. Wu, D. Wapolnek, J. Ibbetson, P. Parikh, B.P. Keller, U.K. Mishra, "14-W GaN-based microwave power amplifiers", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2000, pp. 963-965, Volume 2.

- [1-56] K. Shinohara, C. King, E. J. Regan, J. Bergman, A. D. Carter, A. Arias, M. Urteaga, B. Brar, R. Page, R. Chaudhuri, and others, "GaN-Based FETs with Laterally-Gated Multi-2DEG Channels for High Power and Linearity," 2019.
- [1-57] W. Simbürger, H.D. Wohlmuth, P. Weger, A. Heinz, "A monolithic transformer coupled 5-W silicon power amplifier with 59% PAE at 0.9 GHz", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Volume 34, Issue 12, 1999, pp. 1881-1892.
- [1-58] A. Heinz and al., "A monolithic 2.8 V, 3.2 W silicon bipolar power amplifier with 54% PAE at 900 MHz", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium Digest*, 2000, pp. 117-120.
- [1-59] W. Simbürger and al., "A monolithic 2.5 V, 1 W silicon bipolar power amplifier with 55% PAE at 1.9 GHz", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2000, pp. 853-856, Volume 2.
- [1-60] R. Dekker and al., "77% power added efficiency surface-mounted bipolar power transistors for low-voltage wireless applications," *Proceedings of the 2000 BIPOLAR/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, 2000, pp. 191-194.
- [1-61] F. Van Rijs and al., "Influence of output impedance on power added efficiency of Si-bipolar power transistors", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2000, pp. 1945-1948, Volume 3.
- [1-62] W. Okamura et al. "K-band 76% PAE InP double heterojunction bipolar power transistors and a 23 GHz compact linear power amplifier MMIC," *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits Symposium, 22nd Annual Technical Digest* 2000, pp. 219-222.
- [1-63] M. Salib, A. Gupta, A. Ezis, M. Lee, M. Murphy, "A robust 3W high efficiency 8-14 GHz GaAs/AlGaAs heterojunction bipolar transistor power amplifier", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1998, pp. 581-584, Volume 2.
- [1-64] P.F. Alleaume, Ph. Auxemery, J.P. Viaud, H. Ianck, M. Lajugie, "HBT technology for high power X band and broadband amplification" *Proceedings of the 30th European Microwave Conference*, 2000, pp. 151-155, Volume 1.
- [1-65] T.B. Nishimura and al., "A 50% efficiency InGaP/GaAs HBT power amplifier module for 1.95 GHz wide-band CDMA handsets", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, 2001, pp. 31-34.
- [1-66] T. Iwai, S. Ohara, T. Miyashita, K. Joshin, "63.2% high efficiency and high linearity two-stage InGaP/GaAs HBT power amplifier for personal digital cellular phone system", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1998, pp. 435-438, Volume 2.
- [1-67] S. Tanaka, "Progress of the Linear RF Power Amplifier for Mobile Phones," *IEICE Trans. Fundam. Electron. Commun. Comput. Sci.*, vol. 101, no. 2, pp. 385–395, 2018.
- [1-68] S. Kang, M.-S. Jeon, and J. Kim, "Highly efficient 5.15-to 5.85-GHz neutralized HBT power amplifier for LTE applications," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett*, vol. 28, no. 3, pp. 254–256, 2018.
- [1-69] Z. Griffith, M. Urteaga, and P. Rowell, "A Compact 140-GHz, 150-mW High-Gain Power Amplifier MMIC in 250-nm InP HBT," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett*, vol. 29, no. 4, pp. 282–284, 2019.

# Chapitre 2

---

## Techniques d'Adaptation des Amplificateurs en Hyperfréquences

---

## I. Introduction

Dans la partie précédente, nous avons démontré que la performance du gain d'un transistor (dispositif actif) est en fonction des impédances source et charge  $Z_S$  et  $Z_L$ , et que ces impédances peuvent être optimisées pour extraire le gain de puissance maximal du transistor. En fait, nous n'avons pas toujours le contrôle sur les terminaisons. Alors nous avons besoin d'un moyen de traduire une source et une charge données en fonction des valeurs de terminaison dont nous avons besoin au niveau des ports des transistors afin d'atteindre nos exigences de performances spécifiques.

Le transfert maximal de la puissance du signal est l'un des objectifs fondamentaux de la conception des circuits RF/hyperfréquences. La puissance passe par un réseau depuis une source vers une charge habituellement par une cascade, ou au moins une séquence, de réseaux à deux ports. Pour obtenir un transfert de puissance maximal, le circuit doit être adapté. Plus précisément, la charge doit être le conjugué complexe de l'impédance que la charge voit vers la source. Si les impédances sont résistives, un transformateur magnétique peut être utilisé pour adapter des impédances. Cela ne fonctionnera pas aux fréquences RF/hyperfréquences car le problème de conception est généralement lié aux impédances complexes.

Jusqu'à quelques gigahertz, les éléments localisés (inductances et condensateurs) peuvent être utilisés dans les réseaux d'adaptations, et cela se fait en téléphonies cellulaires. Au-delà de quelques gigahertz, les parasites répartis (perte et effets capacitifs ou inductifs supplémentaires) peuvent rendre les réseaux d'éléments localisés peu pratiques. Ensuite, des segments de lignes de transmission sont utilisés. Ils sont également utilisés à des fréquences plus basses lorsque la perte doit être réduite au minimum ou que les niveaux de puissance sont élevés. Cela est dû au fait que la perte du composant de la ligne de transmission est généralement inférieure à la perte d'une inductance localisée. De nombreux facteurs affectent la sélection des composants d'un réseau d'adaptation. Les plus importants sont la taille, la complexité, la bande passante et le réglage [1].

Ce chapitre se concentre sur les techniques d'adaptation d'impédance, toutes les questions relatives à l'adaptation seront explorées. L'accent est mis ici sur le développement d'équations de conception et la synthèse des résultats souhaités. Une approche alternative, utilisée par certains concepteurs, consiste à choisir une topologie de circuit, puis à utiliser un optimiseur de circuit pour arriver à des valeurs de circuit qui donnent les caractéristiques désirées.

## II. Principes fondamentaux [2-6]

L'adaptation d'impédance signifie le transfert maximal de puissance disponible à partir de source RF vers la charge. Pour déterminer une valeur optimale de l'impédance de charge  $Z_L$  à laquelle la puissance délivrée à la charge est maximale, considérons le circuit équivalent illustré à la figure 2.1(a).

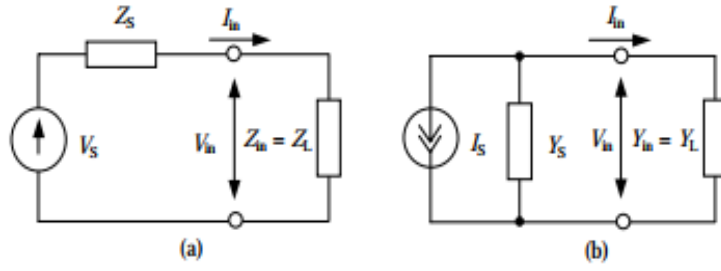


Figure 2.1 : Circuits équivalents avec (a) une source de tension et (b) une source de courant

La puissance fournie à la charge peut être définie comme suit :

$$P = \frac{1}{2} V_{in}^2 \operatorname{Re} \left( \frac{1}{Z_L} \right) = \frac{1}{2} V_S^2 \left| \frac{Z_L}{Z_L + Z_S} \right|^2 \operatorname{Re} \left( \frac{1}{Z_L} \right) \quad (2.1)$$

Où :

$$Z_S = R_S + jX_S \quad (2.2)$$

Et

$$Z_L = R_L + jX_L \quad (2.3)$$

$V_S$  exprime l'amplitude de la tension de source et  $V_{in}$  est l'amplitude de la tension de charge. En substituant les parties réelles et imaginaires des impédances de source et de charge,  $Z_S$  et  $Z_L$ , à l'équation. (2.1).

$$P = \frac{1}{2} V_S^2 \frac{R_L}{(R_L + R_S)^2 + (X_L + X_S)^2} \quad (2.4)$$

Supposons que l'impédance de source  $Z_S$  soit fixe et qu'il est nécessaire de faire varier les parties réelle et imaginaire de l'impédance de charge  $Z_L$  jusqu'à ce qu'une puissance maximale soit délivrée à la charge. Pour maximiser la puissance de sortie, les conditions suivantes sont appliquées :

$$\frac{\partial P}{\partial R_L} = 0 \quad (2.5)$$

$$\frac{\partial P}{\partial X_L} = 0 \quad (2.6)$$

En appliquant ces conditions et en tenant compte de l'équation (2.4), le système suivant de deux équations peut être écrit :

$$\begin{cases} \frac{1}{(R_S + R_L)^2 + (X_S + X_L)^2} - \frac{2R_L(R_S + R_L)}{\left[ (R_S + R_L)^2 + (X_S + X_L)^2 \right]^2} = 0 \\ \frac{2X_L(X_S + X_L)}{\left[ (R_S + R_L)^2 + (X_S + X_L)^2 \right]^2} = 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

En simplifiant les équations (2.7)

$$\begin{cases} R_S^2 - R_L^2 + (X_S + X_L)^2 = 0 \\ X_L(X_S + X_L) = 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

La résolution de système (2.8) simultanément pour  $R_S$  et  $X_S$ , nous obtenons :

$$\begin{cases} R_S = R_L \\ X_L = -X_S \end{cases} \quad (2.9)$$

Ou comme dans le cas d'impédance commun, nous avons :

$$Z_L = Z_S^* \quad (2.10)$$

L'équation (2.10) est appelée condition d'adaptation conjuguée et son accomplissement a pour résultat que la puissance délivrée à la charge est maximale pour une impédance de source fixe.

La puissance maximale délivrée à la charge doit être égale à :

$$P = V_S^2 / 8R_S \quad (2.11)$$

Les conditions d'adaptation d'admittance (conjuguée) appliquées au circuit équivalent présenté à la figure 2.1(b).

$$Y_L = Y_S^* \quad (2.12)$$

Peut être facilement obtenu de la même manière que l'équation (2.11). La puissance maximale fournie à la charge dans ce cas peut être écrite comme suit :

$$P = I_S^2 / 8G_S \quad (2.13)$$

Où  $G_S = R_S Y_S$  et  $I_S$  est l'amplitude du courant de source.

Ainsi, les conditions d'adaptation dans un cas commun peuvent être déterminées à travers les paramètres d'immittance, c'est-à-dire tout système de paramètres d'impédance ( $Z$ ) ou de paramètres d'admittance ( $Y$ ), peut être écrit sous la forme suivante :

$$W_L = W_S^* \quad (2.14)$$

Le circuit d'adaptation est connecté entre les électrodes de source et de l'entrée d'un dispositif actif, représentée sur la figure 2.2(a) et entre les électrodes de sortie d'un dispositif actif et la charge, représentée sur la figure 2.2(b). Pour un amplificateur de puissance à plusieurs étages, la charge est un circuit d'entrée de l'étage suivant. Par conséquent, le circuit d'adaptation est connecté entre la sortie du dispositif actif de l'étage d'amplificateur précédent et l'entrée du dispositif actif de l'étage suivant de l'amplificateur de puissance, est présentée à la figure 2.2 (c).

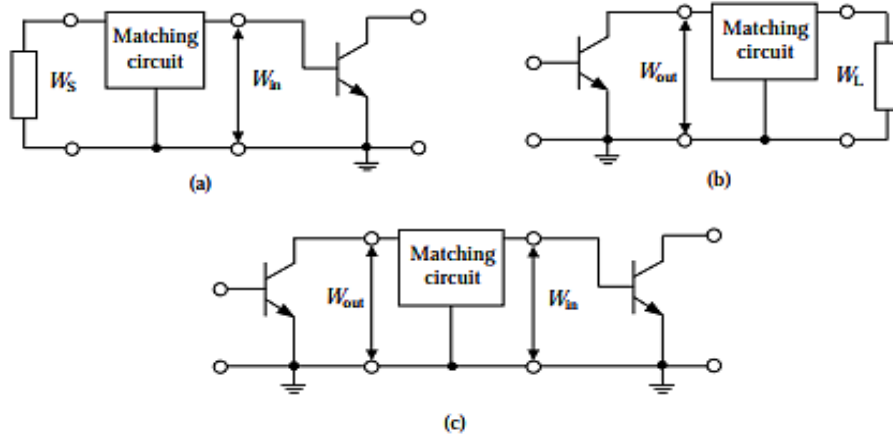


Figure 2.2 : Schémas de circuit d'adaptation

Habituellement, l'immittance de charge  $W_L$  diffère de l'immittance de sortie  $W_{out}$ , qui est nécessaire pour réaliser le mode de fonctionnement optimal de l'amplificateur de puissance. L'objectif principal est donc de transformer l'immittance de charge  $W_L$  en une immittance de sortie optimale  $W_{out}$ , dont la valeur est déterminée par la tension d'alimentation, la puissance de sortie, la tension de saturation du transistor et la classe de fonctionnement sélectionnée du transistor. De plus, les circuits d'adaptation doivent être choisis en fonction des besoins pour les caractéristiques d'amplitude et de phase, du contrôle de la forme d'onde et de la tension du transistor, ainsi que de la condition de la stabilité. Les pertes dans les circuits d'adaptation doivent être aussi faibles que possible pour pouvoir transmettre la puissance de sortie à la charge avec un rendement maximal. Enfin, il est souhaitable que le circuit d'adaptation soit facile à réaliser.

Nous venons de voir que le transfert maximal de la puissance du signal dépend des impédances. C'est pourquoi, dans le paragraphe suivant, nous présentons l'abaque de Smith sur laquelle nous pouvons tracer ces impédances afin de déterminer le circuit optimal d'adaptation.

## II.1. L'abaque de Smith

L'abaque de Smith est l'un des outils les plus utilisés pour l'adaptation du circuit en hyperfréquences car elle donne une représentation graphique de la procédure de conception d'adaptation consécutive [7]. L'abaque de Smith peut être appliquée pour adaptation en utilisant des éléments localisés ou des lignes de transmission. L'abaque de Smith est particulièrement utile pour les conceptions de circuit d'adaptation utilisant les lignes de transmission, car les calculs analytiques sont très compliqués. En outre, lors de l'utilisation de l'abaque de Smith complète, les paramètres du circuit tels que VSWR, le coefficient de réflexion ou les pertes dans la ligne de transmission peuvent être calculés directement [5, 7-8].

L'abaque de Smith représente une relation entre l'impédance de charge  $Z$  et le coefficient de réflexion  $\Gamma$ . Il convient de réécrire cette équation sous la forme normalisée de :

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad (2.15)$$

Nous pouvons définir une impédance normalisée comme :

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{R}{Z_0} + j \frac{X}{Z_0} \quad (2.16)$$

Et représente le coefficient de réflexion par :

$$\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i \quad (2.17)$$

Ensuite, en substituant les équations. (2.16) et (2.17) en équation. (2.15) qui donne :

$$\frac{R}{Z_0} + j \frac{X}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i} \quad (2.18)$$

En assimilant les parties réelles et imaginaires, nous obtenons :

$$\left( \Gamma_r - \frac{R}{Z_0 + R} \right)^2 + \Gamma_i^2 = \left( \frac{Z_0}{Z_0 + R} \right)^2 \quad (2.19)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left( \Gamma_i - \frac{Z_0}{X} \right)^2 = \left( \frac{Z_0}{X} \right)^2 \quad (2.20)$$

En conséquence, dans le plan de coordonnées  $\Gamma_r$ - $\Gamma_i$ , l'équation (2.19) représente une famille de cercles centrés aux points  $\Gamma_r = R/(R + Z_0)$  et  $\Gamma_i = 0$  avec un rayon de  $Z_0/(R + Z_0)$  appelés cercles constants ( $R/Z_0$ ). L'équation (2.20) représente une famille de cercles aux points  $\Gamma_r = 1$  et  $\Gamma_i = Z_0/X$  avec de rayon de  $Z_0/X$  appelés cercles constants ( $X/Z_0$ ). Ces cercles constants ( $R/Z_0$ ) et ( $X/Z_0$ ) avec différents paramètres normalisés sont illustrés à la figure 2.3(a), où les points  $\Gamma_r = -1$  et  $\Gamma_r = 1$  sont également indiqués. Le graphique de tels cercles s'appelle l'abaque de **Smith d'impédance** ou l'**abaque de Smith Z**. La courbe du point A au point C représente la transformation d'impédance à partir de la résistance pure de  $25\Omega$  à l'impédance inductive de  $(25 + j25)\Omega$ , qui peut être obtenue en utilisant l'inductance connectée en série avec la résistance.

Les équations. (2.19) et (2.20) peuvent être facilement réécrites sous la forme admittance avec la partie réelle G et la partie imaginaire B lorsqu'une relation entre l'impédance et le coefficient de réflexion peut être écrite comme suit :

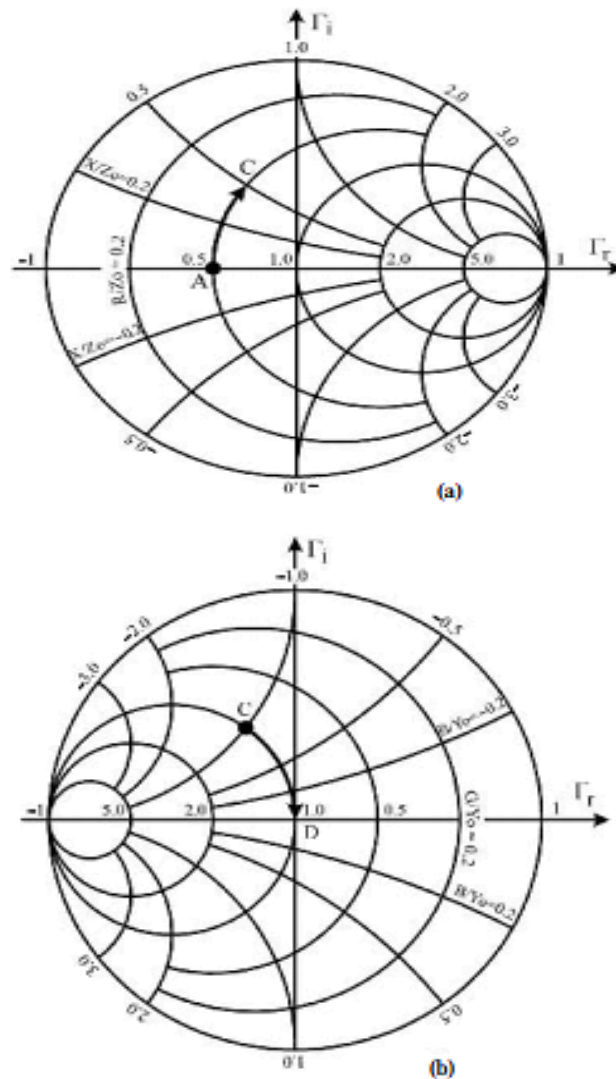
$$\frac{G}{Y_0} + j \frac{B}{Y_0} = \frac{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i}{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i} \quad (2.21)$$

Où  $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$ . Alors,

$$\left( \frac{G}{Y_0 + G} + \Gamma_r \right)^2 + \Gamma_i^2 = \left( \frac{Y_0}{Y_0 + G} \right)^2 \quad (2.22)$$

$$\left( \Gamma_i + \frac{Y_0}{B} \right)^2 + (\Gamma_r + 1)^2 = \left( \frac{Y_0}{B} \right)^2 \quad (2.23)$$

A partir des équations (2.22) et (2.23) il s'ensuit que les cercles constants  $-(G/Y_0)$  sont centrés à  $\Gamma_r = -G/(G + Y_0)$  et  $\Gamma_i = 0$  avec un rayon de  $Y_0/(G + Y_0)$ . Les cercles constants  $-(B/Y_0)$  sont centrés aux points  $\Gamma_r = -1$  et  $\Gamma_i = -Y_0/B$  avec un rayon de  $Y_0/B$  qui sont représentés à la figure 2.3(b). Les cercles indiqués sont centrés sur des points antisymétriques, contrairement au diagramme de Smith à impédance. **L'abaque de Smith à admittance** ou **l'abaque de Smith Y**, dont les admittances coïncident avec les impédances appropriées tracées au diagramme Z, est l'abaque de Smith à impédance inversé de 180°. La courbe du point C au point D montre la transformation de l'admittance entre l'admittance inductive de  $(20 - j20)$  mS et la conductance pure de 20mS ou la résistance de  $50\Omega$ , qui peut être obtenue en utilisant la capacité connectée en parallèle à l'admittance initiale. L'impédance et l'admittance peuvent être déterminées à n'importe quel diagramme de Smith d'impédance ou d'admittance où les paramètres normalisés sont indiqués. Ce diagramme s'appelle le diagramme de **Smith d'immittance**. Cependant, dans ce cas, le point d'impédance et sa valeur d'admittance correspondante sont situés l'un contre l'autre à la même distance du centre (1, 0).



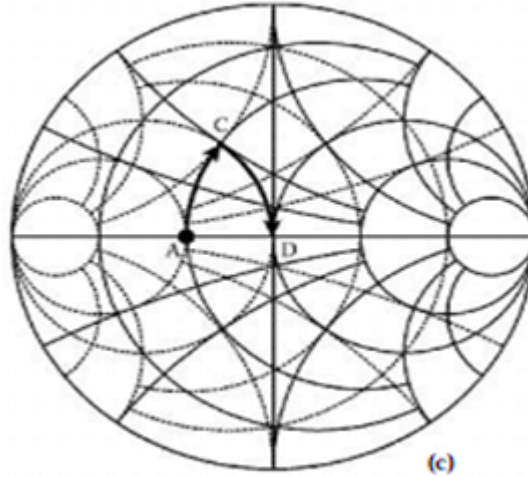


Figure 2.3 : L'abaque de Smith d'impédance et d'admittance simplifiées [9]

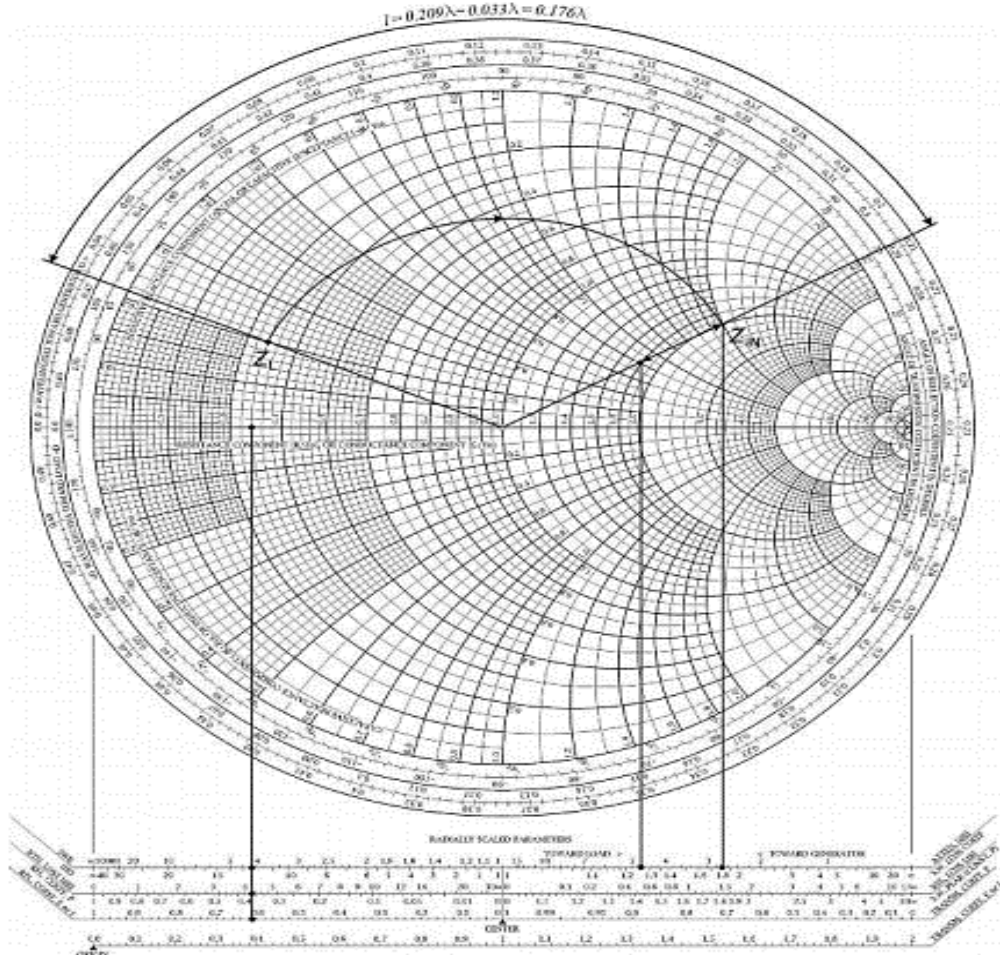
Par conséquent, il est parfois conseillé d'utiliser le diagramme de Smith combiné d'admittance par impédance illustré à la figure 2.3(c). C'est le cas lorsque, pour n'importe quel point, nous pouvons lire l'impédance normalisée du diagramme de Smith  $Z$  et l'admittance normalisée du diagramme de Smith  $Y$ . Ce diagramme de Smith  $Z$ - $Y$  évite la nécessité de faire pivoter l'impédance de  $180^\circ$  pour trouver l'admittance correspondante. Un diagramme de Smith d'admittance d'impédance combiné est très pratique pour une adaptation utilisant des éléments localisés. Par exemple, il est nécessaire de convertir l'impédance de source de  $25\Omega$  (point A) dans la résistance de charge de  $50\Omega$  (Point D). Tout d'abord, nous traçons l'inductance en série sur le diagramme de Smith  $Z$ , puis nous modifions l'impédance de la source en se déplaçant du cercle constant ( $X/Z_0$ ) à partir du point A jusqu'au point C. Ensuite, il est converti en diagramme de Smith  $Y$ . En conséquence, la capacité parallèle commençant à ce point modifie l'admittance donnée en se déplaçant le long du cercle constant ( $B/Y_0$ ) du point C jusqu'au point D. Une transformation entre deux résistances pour normaliser l'impédance  $Z_0 = 50\Omega$  est illustrée à la figure 2.3(c).

Lors de la conception d'amplificateurs de puissance en hyperfréquences, il est très important de déterminer des paramètres tels que le VSWR, le coefficient de réflexion ou les pertes dans les circuits d'adaptation en fonction des paramètres localisés ou par l'utilisation des lignes de transmission. Une échelle de référence linéaire, placée sous l'indication de ces caractéristiques supplémentaires, a été ajoutée au diagramme de Smith présenté à la figure 2.4. Des échelles à sa périphérie indiquent la longueur d'onde électrique calibrée et les angles des coefficients de réflexion. Le diagramme de Smith peut être facilement implémenté dans la conception graphique en utilisant les lignes de transmission. L'équation pour l'impédance d'entrée de la ligne de transmission sans perte peut être réécrite en termes de coefficient de réflexion comme suit :

$$\frac{Z_{in}}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma \exp(-2j\theta)}{1 - \Gamma \exp(-2j\theta)} \quad (2.24)$$

Cette équation diffère de l'équation (2.15) seulement par l'angle de phase ajouté. Cela signifie que l'impédance d'entrée normalisée vue dans la ligne de transmission avec une longueur

électrique de  $\theta$  peut être trouvée en faisant pivoter ce point d'impédance de  $2\theta$  dans le sens des aiguilles d'une montre autour du centre du diagramme de Smith avec le même rayon  $|\Gamma|$ . En soustrayant  $2\theta$  de l'angle de phase du coefficient de réflexion, sa valeur diminue dans le sens des aiguilles d'une montre, selon l'échelle de la périphérie. Dans ce cas, la ligne de transmission demi-onde assure une rotation dans le sens des aiguilles d'une montre de  $2\pi$  ou  $360^\circ$  autour du centre, ramenant le point à sa position d'origine.



**Figure 2.4 : L'abaque de Smith [9]**

Par exemple, une ligne de transmission typique  $50\Omega$  fournit une transformation de l'impédance de charge de  $Z_L = (12 + 10j)\Omega$  à une nouvelle impédance de  $Z_{in} = (100 + j100)\Omega$ . L'impédance de charge normalisée est  $Z_L/Z_0 = (0.24 + 0.2j)\Omega$ , Qui est tracée sur le diagramme de Smith, comme indiqué sur la figure 2.4. En utilisant un compas pour tracer le cercle de ce point au point d'intersection avec un axe réel, nous obtenons  $|\Gamma| = 0.61$  à l'échelle du coefficient de réflexion,  $R_L = 4.3dB$  à l'échelle de perte de retour, et  $VSWR = 4.2$  à l'échelle du rapport d'onde stationnaire (SWR). Pour déterminer l'angle du coefficient de réflexion, nous traçons une ligne radiale passant par le point d'impédance de la charge jusqu'à l'intersection du cercle périphérique (un angle de  $83^\circ$  peut être lu). Si une ligne radiale est tracée à travers le point de l'impédance d'entrée à l'échelle de longueur d'onde externe, la différence entre les points  $0.209\lambda$  et  $0.033\lambda$  donne la longueur de la ligne de transmission égale à  $0.176\lambda$ .

Toutefois, dans le cas de la ligne de transmission avec des pertes de 2dB, le point obtenu doit être déplacé vers le point  $Z_{in} = (90 + 40j)\Omega$ , En fonction de l'échelle d'atténuation.

## II.2. Adaptation avec des éléments localisés [5, 10-11]

Les circuits d'adaptation localisés sous la forme de transformateur en **L** (a), de transformateur  $\pi$  (b) et de transformateur en **T** (c) présentés à la figure 2.5 se sont révélés plus efficaces pour la conception d'un amplificateur de puissance. Le circuit d'adaptation le plus simple se présente sous la forme du transformateur en **L**. Les propriétés de transformation de ce circuit d'adaptation peuvent être analysées en utilisant la transformation équivalente du parallèle en représentation en série du circuit  $RX$ .

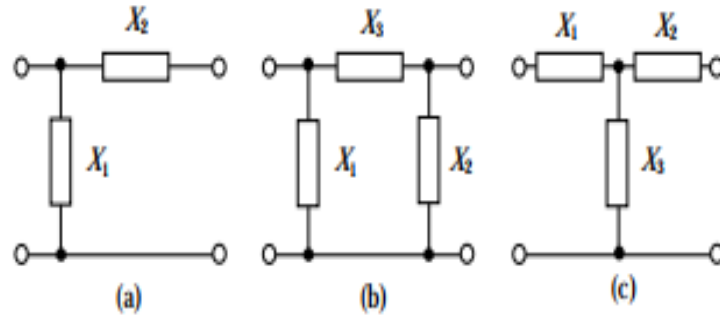


Figure 2.5 : Circuits d'adaptation sous forme de transformateurs en L (a),  $\pi$  (b) et T(c)

Soient  $R_1$  et  $X_1$  la résistance et la réactance de l'impédance  $Z_1 = jX_1 R_1 / (R_1 + jX_1)$  du circuit parallèle (voir figure 2.6(a)), et  $R_2$  et  $X_2$  les parties résistives et réactives de l'impédance  $Z_2 = R_2 + jX_2$  du circuit série (voir figure 2.6(b)).

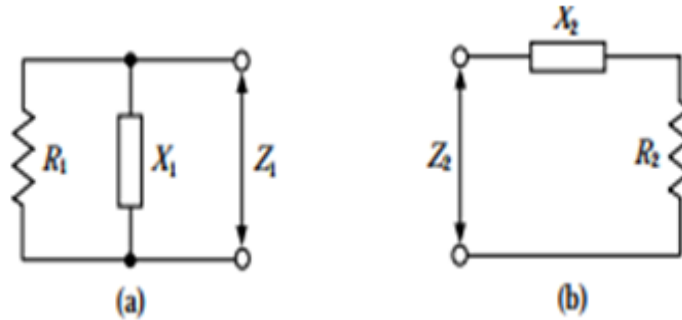


Figure 2.6 : Impédance circuits équivalent en parallèle (a) et (b) en série

Par conséquent, ces deux circuits sont équivalents à une certaine fréquence si  $Z_1 = Z_2$ , c'est-à-dire lorsque :

$$R_2 + jX_2 = \frac{R_1 X_1^2}{R_1^2 + X_1^2} + j \frac{R_1^2 X_1}{R_1^2 + X_1^2} \quad (2.25)$$

L'équation (2.25) peut être résolue comme suit :

$$R_1 = R_2 (Q^2 + 1) \quad (2.26)$$

$$X_1 = X_2 (Q^2 + 1) \quad (2.27)$$

Où  $Q = R_1/|X_1| = |X_2|/R_2$  est le **facteur de qualité**, qui est égal pour les deux circuits en série et en parallèle.

Par conséquent, si l'impédance réactive  $X_1 = -X_2(1 + Q^{-2})$  est connectée au circuit série  $R_2X_2$ , cela permet de compenser l'impédance réactive du circuit parallèle équivalent. L'impédance d'entrée du réseau à deux ports obtenu, présentée à la figure 2.7, sera uniquement résistive et égale à  $R_1$ . Ainsi, pour transformer la résistance  $R_1$  en une autre résistance  $R_2$  à la fréquence donnée, il suffit de connecter entre eux un transformateur en L à deux ports avec les signes opposés des réactances  $X_1$  et  $X_2$  ayant les paramètres suivants :

$$\begin{cases} |X_1| = \frac{R_1}{Q} \\ |X_2| = R_2 Q \\ Q = \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1} \end{cases} \quad (2.28)$$

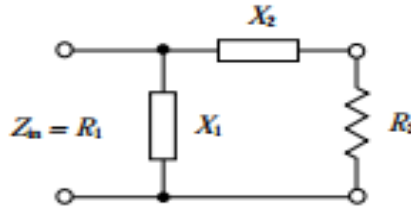


Figure 2.7 : Impédance d'entrée d'un réseau à deux ports

### II.2.1. Transformateurs en L

En raison des signes opposés des réactances  $X_1$  et  $X_2$ , deux configurations de circuit possibles du transformateur en L avec les mêmes propriétés de transformation peuvent être réalisées (voir figure 2.8). L'expression suivante permet un calcul direct et rapide des paramètres des transformateurs L :

$$R_1 R_2 = \frac{L}{C} \quad (2.29)$$

Où  $C = C_1$  et  $L = L_2$  pour le circuit d'adaptation de la figure 2.8(a) et  $L = L_1$  et  $C = C_2$  pour le circuit d'adaptation de la figure 2.8(b).

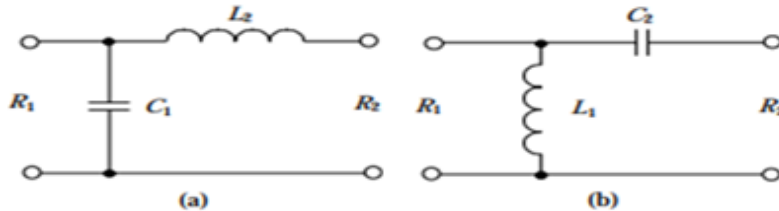


Figure 2.8 : Circuits d'adaptation de type L et équations correspondantes

Où :

$$\omega C_1 = Q/R_1, \omega L_2 = QR_2, Q = \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}, \omega L_1 = R_1/Q \text{ et } \omega C_2 = 1/(QR_2)$$

Les circuits d'adaptation sous la forme du transformateur en  $L$  chargé sur la résistance  $R_2$  peuvent également être considérés comme le circuit résonant parallèle illustré à la figure 2.9. L'inductance série  $L'_2$  et la résistance  $R'_2$  sont les fonctions dépendantes de la fréquence.

$$R_1 = R'_2 = R_2(Q^2 + 1) \quad (2.30)$$

$$L'_2 = L_2(Q^2 + 1) \quad (2.31)$$

Avec :

$$Q = \frac{\omega L_2}{R_2} \quad (2.32)$$

La fréquence de résonance d'un tel circuit résonnant parallèle équivalent est déterminée à l'aide de l'équation suivante :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{1}{L_2 C_1} - \left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2} \quad (2.33)$$

Si ce circuit d'adaptation à de petites valeurs de  $Q$ , il est possible d'obtenir une bande passante plus large, mais une mauvaise suppression hors bande. Cependant, avec de grandes valeurs de  $Q$ , la bande passante est considérablement réduite. Pour le cas de  $R_1/R_2 \geq 10$ , qui correspond à la condition de  $Q \geq 3$ , la bande passante de fréquence  $2\Delta f$  et le facteur de suppression hors bande  $F_n$  d'un tel transformateur en  $L$  peut être évalué par les mêmes formules que pour un circuit résonant parallèle [12] :

$$\begin{cases} 2\Delta f \cong \frac{f_0}{Q} \\ F_n \cong Q^2(n^2 - 1) \end{cases} \quad (2.34)$$

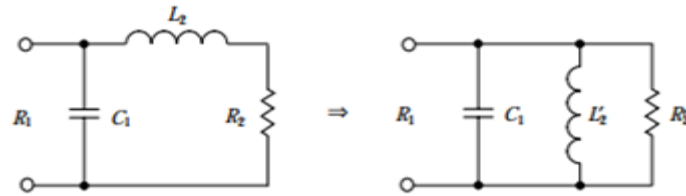


Figure 2.9 : Circuit résonant parallèle résultant du chargement du transformateur en  $L$

Où  $f_0$  est la fréquence de fonctionnement et  $n$  le nombre d'harmoniques. La figure 2.10 montre le comportement en fréquence de l'amplitude de l'impédance d'entrée du circuit résonant parallèle  $|Z_{in}|$ .

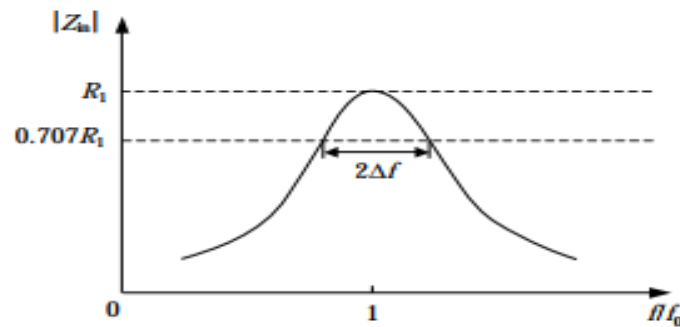


Figure 2.10 : Diagramme de fréquence de l'impédance d'entrée pour un circuit résonant parallèle [13]

Le rendement du transformateur  $\eta_T$  est déterminé par le rapport  $P_L/P_{in}$ , où  $P_{in}$  est la puissance à l'entrée du transformateur et  $P_L$  est la puissance du transformateur de charge. Le rendement du transformateur en **L** avec des pertes négligeables dans le condensateur est calculé à partir de l'équation suivante :

$$\eta_T \cong \frac{1}{\left(1 + \frac{Q}{Q_{ind}}\right)} \quad (2.35)$$

Où  $Q_{ind}$  est le facteur de qualité de l'inducteur. À partir de l'équation (2.35) il s'ensuit qu'avec l'augmentation de  $Q$ , l'efficacité du transformateur diminue. Cela signifie que, pour le même  $R_1$  et la résistance parasite en série de l'inductance du circuit **L**, la faible résistance  $R_2$  fournit le courant plus élevé qui traverse l'inductance, ce qui entraîne une dissipation supplémentaire. L'analyse des équations (2.28) et (2.29) montrent que, pour les résistances données  $R_1$  et  $R_2$ , chaque paramètre du transformateur en **L** ne peut avoir qu'une seule valeur. En conséquence, il est difficile de satisfaire simultanément à des exigences contradictoires telles que l'efficacité, la bande passante de fréquences et la suppression hors bande [13].

Pour éviter les oscillations parasites à basse fréquence et augmenter le niveau de suppression des harmoniques, il peut être nécessaire de connecter un circuit supplémentaire en série ( $L_f C_f$ ) avec une fréquence de résonance égale à la fréquence de fonctionnement de l'amplificateur de puissance (voir figure 2.11).

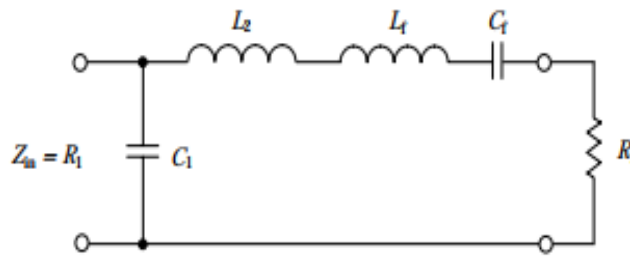


Figure 2.11 : Transformateur en **L** avec circuit résonant LC supplémentaire

Il est conseillé d'utiliser des transformateurs en **L** à deux ports simples dans les amplificateurs de puissance comme circuits d'adaptation entre les étages, lorsque les exigences de suppression hors bande et de rendement ne sont pas aussi élevées que pour les circuits d'adaptation des étages de sortie. Dans ce cas, il est possible d'utiliser une connexion en cascade de transformateurs en **L**, ce qui permet d'obtenir une plus large bande de fréquence et un rendement plus grand.

Les circuits d'adaptation sous la forme de transformateur en  $\pi$  (a) et le transformateur en **T** (b) peuvent être réalisés par la connexion appropriée de deux transformateurs en **L**, comme indiqué dans la figure 2.12. Pour chaque transformateur en **L**, les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont transformées en une résistance intermédiaire  $R_0$ , avec la valeur de  $R_0 < (R_1, R_2)$  pour le transformateur  $\pi$  et la valeur de  $R_0 > (R_1, R_2)$  pour le transformateur en **T**. Le choix de  $R_0$  permet une certaine variation du facteur de qualité et de la sélectivité du circuit d'adaptation.

En tenant compte des deux configurations de circuit du transformateur en **L** illustrées à la figure 2.8, il est possible de réaliser les différentes configurations de circuit de ces transformateurs à deux ports où  $X_3 = X'_3 + X''_3$  pour la figure 2.12(a) et  $X_3 = X'_3 X''_3 / (X'_3 + X''_3)$  pour la figure 2.12(b).

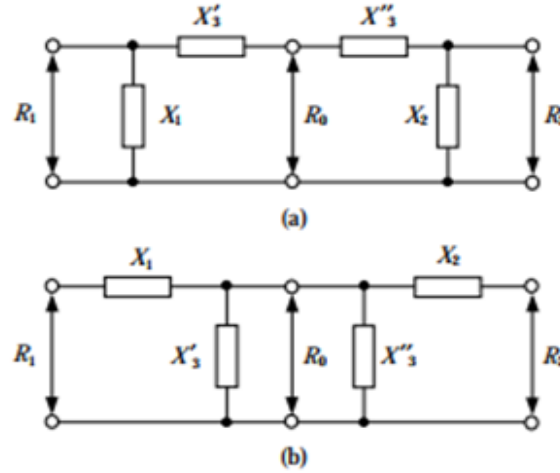
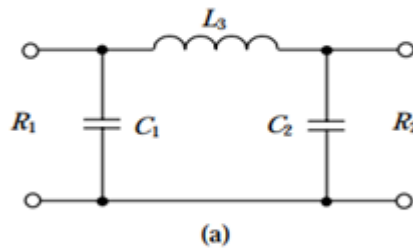


Figure 2.12 : Circuits d'adaptation développés en connectant deux transformateurs en **L**.

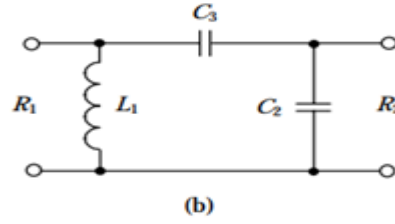
### II.2.2. Transformateurs en $\pi$

Les transformateurs  $\pi$  sont généralement utilisés comme circuits d'adaptation de sortie d'amplificateurs haute puissance lorsqu'il est nécessaire d'obtenir une forme d'onde de tension de drain ou de collecteur sinusoïdale par suppression des harmoniques appropriée. En outre, ils sont également pratiques à utiliser comme circuits d'adaptation entre étages dans les amplificateurs de faibles et moyennes puissances lorsqu'il est nécessaire de fournir des formes d'onde de tension sinusoïdales à la fois au drain ou au collecteur du transistor précédent et à la grille ou à la base du transistor suivant. Dans ce cas, les capacités d'entrée et de sortie de ces transistors peuvent être facilement prises en compte dans les éléments de circuit d'adaptation  $C_1$  et  $C_2$ , respectivement. La figure 2.13 présente différents transformateurs en  $\pi$  à deux ports les plus utilisés, ainsi que les formules de calcul correspondantes [14].



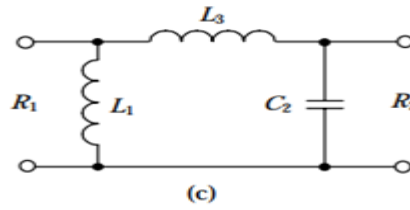
Où :

$$\omega C_1 = \frac{Q_1}{R_1}, \quad \omega C_2 = \frac{Q_2}{R_2}, \quad \omega L_3 = \frac{R_1(Q_1 + Q_2)}{(1 + Q_1^2)}, \quad Q_2 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}(1 + Q_1^2)} - 1 \text{ et } Q_1^2 > \frac{R_1}{R_2} - 1$$



Où :

$$\omega L_1 = \frac{R_1}{Q_1}, \quad \omega C_2 = \frac{Q_2}{R_2}, \quad \omega C_3 = \frac{(1+Q_2^2)}{R_2(Q_1-Q_2)}, \quad Q_2 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}(1+Q_1^2)-1} \text{ et } Q_1^2 \succ \frac{R_1}{R_2}-1$$



Où :

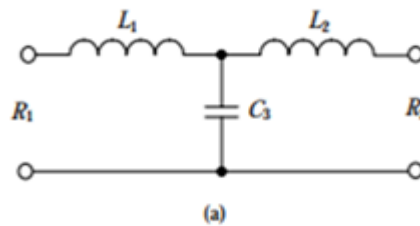
$$\omega L_1 = \frac{R_1}{Q_1}, \quad \omega C_2 = \frac{Q_2}{R_2}, \quad \omega L_3 = \frac{R_2(Q_2+Q_1)}{(1-Q_2^2)}, \quad Q_1 = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}(1+Q_2^2)-1} \text{ et } Q_2^2 \succ \frac{R_2}{R_1}-1$$

Figure 2.13 : Transformateurs en  $\pi$  et des équations pertinentes [14]

### II.2.3. Transformateurs en T

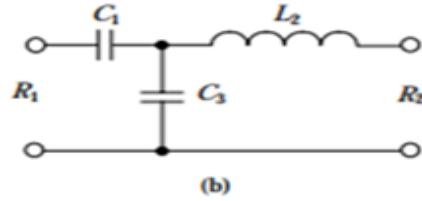
Les transformateurs en **T** sont généralement utilisés dans les amplificateurs de grande puissance en tant que circuits d'adaptation d'entrée, d'inter-étage et de sortie, en particulier le circuit d'adaptation à deux capacités. Si une valeur élevée de l'inductance  $L_2$  est choisie, la forme d'onde du courant à l'entrée du transistor avec une petite résistance d'entrée sera proche de la forme sinusoïdale. En utilisant un tel circuit d'adaptation pour l'adaptation de sortie d'un amplificateur de puissance, il est possible de réaliser un mode de fonctionnement de classe F à haute rendement, car l'inductance série au niveau du drain ou du collecteur du dispositif actif crée des conditions d'impédance harmonique à circuit ouvert.

Certaines des configurations de circuit d'adaptation de transformateurs en **T** à deux ports, ainsi que les formules de conception, sont présentées à la figure 2.14.



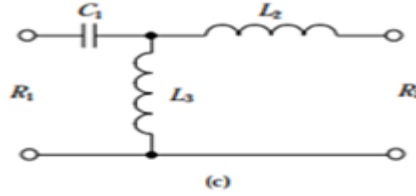
Où :

$$\omega L_1 = Q_1 R_1, \quad \omega L_2 = Q_2 R_2, \quad \omega C_3 = \frac{Q_1+Q_2}{R_2(1+Q_2^2)}, \quad Q_1 = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}(1+Q_2^2)-1} \text{ et } Q_2^2 \succ \frac{R_1}{R_2}-1$$



Où :

$$\omega C_1 = \frac{1}{Q_1 R_1}, \quad \omega L_2 = Q_2 R_2, \quad \omega C_3 = \frac{Q_2 - Q_1}{R_2(1 + Q_2^2)}, \quad Q_1 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}(1 + Q_2^2) - 1} \text{ et } Q_2^2 > \frac{R_1}{R_2} - 1$$



Où :

$$\omega C_1 = \frac{1}{Q_1 R_1}, \quad \omega L_2 = Q_2 R_2, \quad \omega L_3 = \frac{R_2(1 + Q_2^2)}{Q_1 - Q_2}, \quad Q_1 = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}(1 + Q_2^2) - 1} \text{ et } Q_1^2 > \frac{R_2}{R_1} - 1$$

Figure 2.14 : Transformateurs en T et des équations pertinentes [14]

Si les éléments des transformateurs  $\pi$  et  $T$  sont choisis en fonction de la condition  $X_1 = X_2 = -X_3$ , l'impédance du transformateur d'entrée chargée par la résistance  $R_L$  est égale à :

$$Z_{in} = R_{in} = \frac{X^2}{R_L} \quad (2.36)$$

Où  $X = |X_i|, i = 1, 2, 3$ . En conséquence, l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  sera résistive, quelle que soit l'amplitude de la résistance de charge  $R_L$ . Par exemple, si vous définissez  $R_L = R_2$  pour les transformateurs illustrés dans la figure 2.13(a) et figure 2.14(a), vous obtenez :

$$R_1 = \frac{X^2}{R_2} \quad (2.37)$$

Lorsque  $X_1 \neq X_2 \neq -X_3$ , l'impédance d'entrée des transformateurs  $\pi$  et  $T$  sera résistive pour une seule grandeur de  $R_L$ .

Ensuite, nous présentons quelques exemples de conception d'amplificateurs à base l'adaptation par les éléments localisés. Il s'agit de l'amplificateur de puissance UHF bipolaire et de l'amplificateur à haute puissance VHF MOSFET.

#### II.2.4. Amplificateur de puissance UHF bipolaire

Le premier exemple de conception est un amplificateur de puissance bipolaire 10W fonctionnant à 300MHz avec une tension d'alimentation de 12,5V fournissant un gain de puissance d'au moins 10dB. La première étape consiste à sélectionner un dispositif actif approprié permettant à la fois de simplifier la procédure de conception du circuit (en utilisant le circuit d'adaptation avec un minimum d'éléments) et de satisfaire les exigences spécifiées.

Habituellement, le fabricant indique les valeurs des impédances d'entrée et de sortie ou des admittances au point de fonctionnement nominal sur la fiche technique du dispositif. Par exemple, les exigences ci-dessus peuvent être satisfaites par un transistor en silicium n-p-n fonctionnant à 300MHz avec  $Z_{in} = (1.3 + 0.9j)\Omega$  et  $Y_{out} = (150 - 70j)mS$ , destiné aux applications de transmission en classe AB avec une tension nominale d'alimentation jusqu'à 13,5V.

Dans ce cas,  $Z_{in}$  est exprimée comme une combinaison en série d'une résistance de transistor d'entrée et d'une réactance inductive.  $Y_{out}$  est représentée par une combinaison parallèle d'une résistance de sortie et d'une réactance inductive. Cela signifie que, pour une fréquence de fonctionnement choisie, l'influence de l'inductance de la sonde du collecteur parasite en série est supérieure à celle de la capacité du collecteur parallèle, ce qui donne une réactance inductive nette au circuit de sortie équivalent d'un dispositif actif. Pour adapter l'impédance inductive d'entrée série à la norme 50 $\Omega$  impédance de la source d'entrée, nous utilisons un circuit d'adaptation sous la forme du transformateur en T illustré à la figure 2.14(b). La figure 2.15 présente l'ensemble du réseau d'entrée, y compris l'impédance du dispositif d'entrée et un circuit d'adaptation. À la fréquence de fonctionnement de 300MHz, l'inductance d'entrée sera égale à environ 0,5nH.

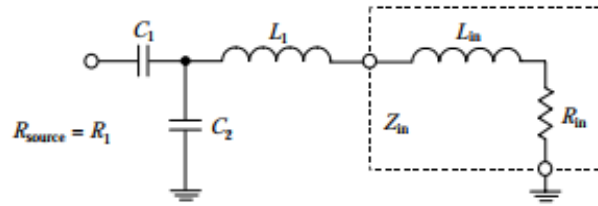


Figure 2.15 : Réseau d'entrée complet.

Nous calculons d'abord le facteur de qualité  $Q_2$ , nécessaire pour déterminer les paramètres du circuit d'adaptation :

$$Q_2 \succ \sqrt{\frac{R_1}{R_{in}}} - 1 = 6.1 \quad (2.38)$$

La valeur de  $Q_2$  doit être supérieure à 6.1. Par exemple,  $Q_2 = 6.5$  fournit la bande passante de 3dB à la fréquence 300MHz. En conséquence, une valeur de  $Q_1$  sera égale à 0,35. Les valeurs des paramètres du circuit d'adaptation d'entrée sont les suivantes :

$$C_1 = \frac{1}{\omega Q_1 R_1} = 30 \text{ pF} \quad (2.39)$$

$$L_1 + L_{in} = \frac{R_{in} Q_2}{\omega} = 4.5 \text{ nH} \Rightarrow L_1 = 4 \text{ nH} \quad (2.40)$$

$$C_2 = \frac{(Q_2 - Q_1)}{(1 + Q_2^2)(\omega R_{in})} = 50 \text{ pF} \quad (2.41)$$

Ce type de transformateur en T est largement utilisé dans la conception pratique de circuits d'adaptation en raison de sa simplicité. De plus, une faible valeur de la capacité série  $C_1$

contribue à l'élimination des oscillations parasites à basse fréquence dans le cas d'un amplificateur de puissance à plusieurs étages. La fonction de chaque élément peut être tracée sur l'abaque de Smith, comme indiqué à la figure 2.16. Le moyen le plus simple et le plus pratique de tracer les pistes des éléments du circuit d'adaptation est d'abord de tracer les pistes de  $Q_2 = 6.5$  et  $Q_1 = 0.35$ . Le cercle de  $Q$  est tracé, en tenant compte du fait que, pour chaque point situé à ce cercle, le rapport  $X/R$  ou  $B/G$  doit être identique. La trace de l'inductance en série  $L_1$  doit être tracée jusqu'au point d'intersection avec le cercle  $Q_2$ . Cela signifie que, à partir de  $Z_{in}$ , une courbe de réactance inductive croissante doit être tracée jusqu'au cercle  $Q_2$ . La valeur de  $L_1$  est déterminée à partir de l'impédance inductive normalisée à ce point d'intersection. Ensuite, en raison de la normalisation  $50\Omega$ , la valeur du graphique doit être multipliée par un facteur de 50. La trace de la capacité parallèle  $C_2$  doit être tracée à l'aide de cercles d'admittance.

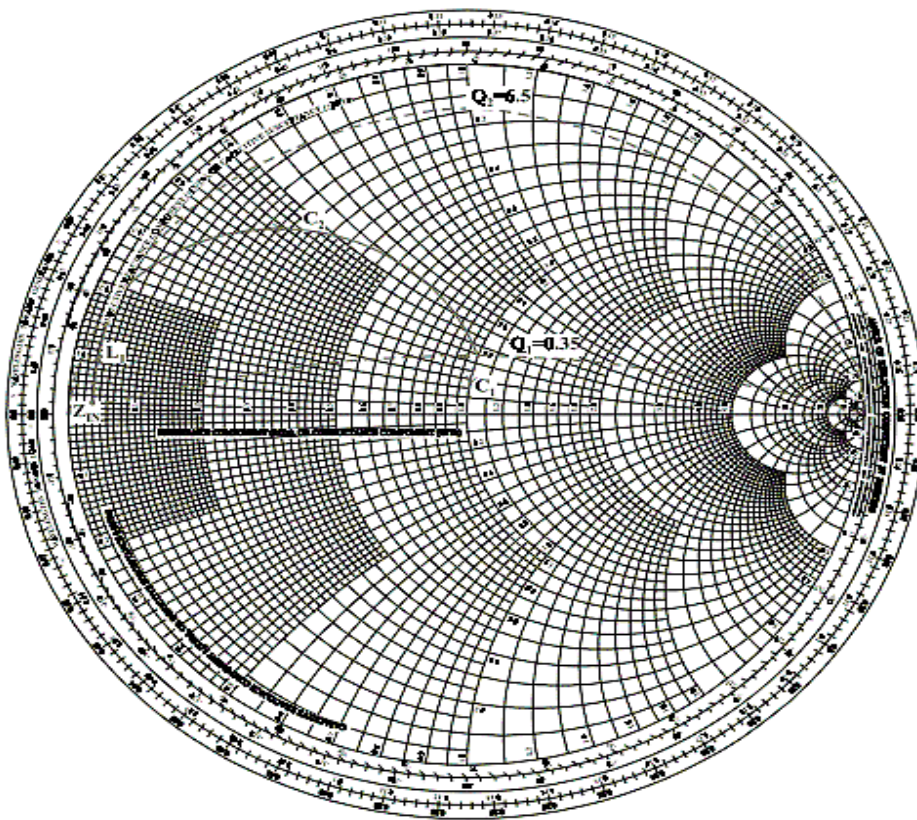


Figure 2.16 : L'abaque de Smith pour des éléments de la Figure 2.15

Le point d'impédance précédent situé dans le cercle  $Q_2$  est converti à son admittance appropriée. Ce point est symétrique du point d'impédance par rapport au point central et se trouve sur une ligne droite allant du point d'intersection tracé au centre de l'abaque de Smith dans sa moitié inférieure, à la même distance du point central. Une courbe à partir de ce point avec une conductance constante et une susceptance capacitive croissante est tracée. Ces points sont transformés en impédances appropriées en utilisant une ligne passant par le point central prolongé à égale distance de l'autre côté et s'arrêtant lorsque la courbe transformée atteint le cercle  $Q_1 = 0.35$ . En d'autres termes, il est nécessaire de transformer mentalement ou d'utiliser l'abaque de Smith à admittance transparent (diagramme de Smith à impédance pivoté à  $180^\circ$ )

pour tracer une courbe pour  $C_2$  sur la moitié supérieure de l'abaque de Smith à impédance. La différence entre les susceptances au début et à la fin de cette courbe détermine la valeur de  $C_2$ . Ensuite, une courbe de réduction de la réactance inductive est tracée jusqu'au point central pour déterminer une valeur pour la capacité série  $C_1$ .

Une philosophie de conception similaire peut être appliquée à la conception du circuit d'adaptation de sortie illustré à la figure 2.17.

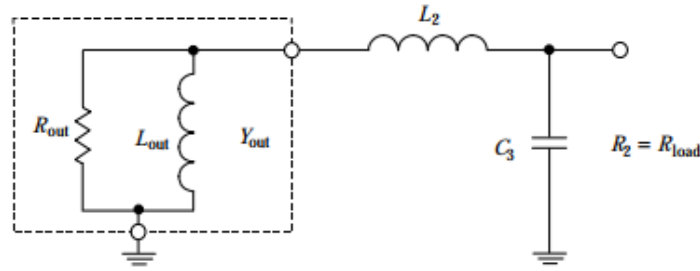


Figure 2.17 : Circuit complet du réseau de sortie

Cependant, compte tenu de la présence de l'inductance de sortie parallèle, il est conseillé d'utiliser un circuit d'adaptation tel que le transformateur  $\pi$  illustré à la figure 2.13(c). La résistance de sortie, la capacité du collecteur et l'inductance du conducteur (son influence devient significative aux fréquences les plus hautes) peuvent représenter l'impédance de sortie du dispositif dans un cas courant. La résistance de sortie peut être évaluée analytiquement par

$$R_{out} = \frac{(V_{cc} - V_{cc(sat)})^2}{2P_{out}} \cong \frac{(0.9V_{cc})^2}{2P_{out}} \cong 6.3\Omega \quad (2.42)$$

Où  $V_{CC}$  est la tension d'alimentation,  $V_{CCsat}$  est la tension de saturation et  $P_{out}$  est la puissance de sortie, alors :

$$R_{out} = 1/0.15 = 6.7\Omega. \quad (2.43)$$

Une valeur de  $L_{out}$  est approximativement égale à 7,6nH.

Le facteur de qualité  $Q_2$  nécessaire pour calculer les paramètres du circuit d'adaptation est :

$$Q_2 > \sqrt{\frac{R_2}{R_{out}}} - 1 = 2.5 \quad (2.44)$$

Le facteur de qualité  $Q_1$  du circuit de sortie est :

$$Q_1 = \frac{R_{out}}{\omega L_{out}} = 0.47 \quad (2.45)$$

Cette valeur de  $L_{out}$  permet une adaptation à l'impédance de la charge à la 50Ω avec le circuit d'adaptation de sortie choisi, avec :

$$Q_2 = \sqrt{\frac{R_2}{R_{out}}(Q_1^2 + 1)} - 1 = 2.8 > 2.5 \quad (2.46)$$

En conséquence, les valeurs des deux autres éléments du circuit d'adaptation de sortie sont :

$$C_3 = \frac{Q_2}{\omega R_2} = 31 pF \quad (2.47)$$

$$L_2 = R_2 \frac{(Q_2 - Q_1)}{\omega(Q_2^2 + 1)} = 6.8 nH \quad (2.48)$$

Un condensateur de blocage qui effectue un découplage de l'alimentation en courant continu peut être connecté après le transformateur  $\pi$  avec une valeur de capacité suffisamment élevée pour éviter toute influence négative sur le circuit d'adaptation. Alternativement, il peut être utilisé en série avec l'inductance  $L_2$  afin de former un circuit résonant en série, comme indiqué sur la figure 2.11. La conception du circuit de sortie utilisant l'abaque de Smith est présentée à la figure 2.18. Initialement, il est nécessaire de transformer l'admittance de sortie  $Y_{out}$  en impédance de sortie  $Z_{out}$  en utilisant la ligne droite de l'abaque de Smith, en plaçant le point de  $Z_{out}$  à la même distance du point central que pour le point  $Y_{out}$ . Ensuite, l'effet de l'inductance en série  $L_2$  croissante est tracé (en se déplaçant depuis le point  $Z_{out}$  le long de la courbe de la constante  $R$  et en augmentant  $X$  jusqu'à l'intersection avec le cercle  $Q_2 = 2.8$ ). Pour déterminer la capacité parallèle  $C_3$ , nous transformons ce point en l'admittance correspondante et traçons la courbe de la constante  $G$  et de  $B$  croissante, qui doit intersecté le point central de l'abaque de Smith.

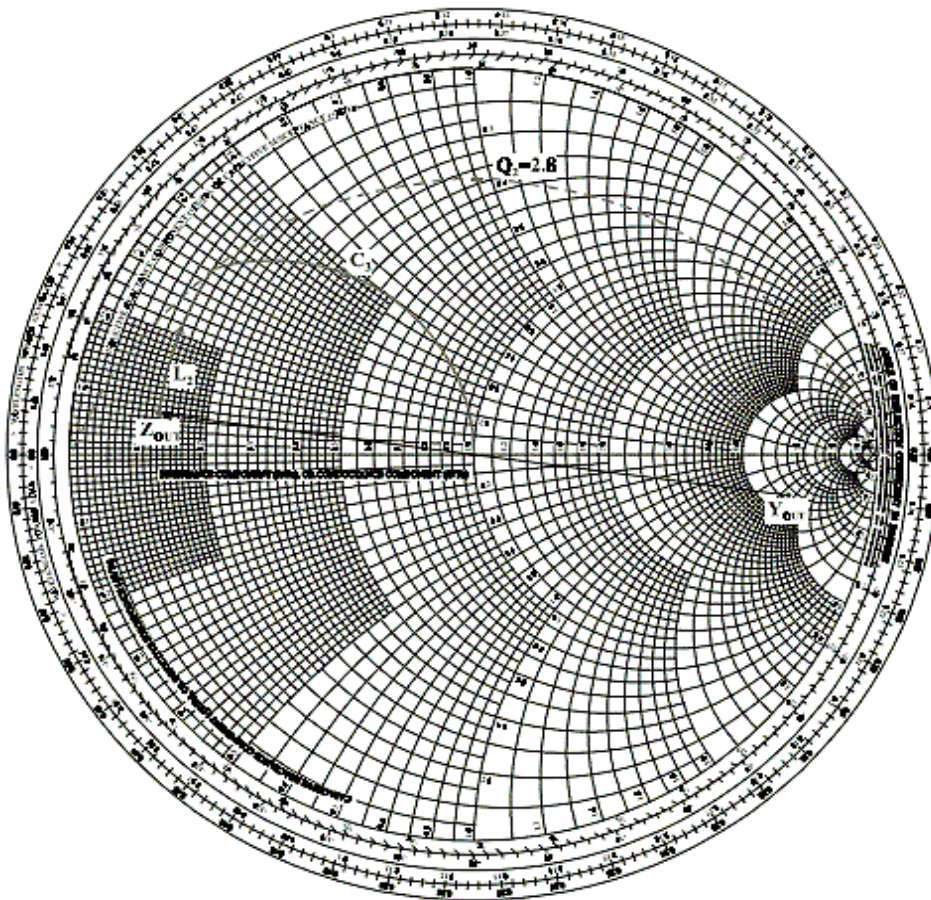


Figure 2.18 : L'abaque de Smith avec des éléments de la Figure 2.17

### II.2.5. Amplificateur haute puissance VHF MOSFET

Une technique de circuit d'adaptation en éléments localisés sera démontrée en concevant un amplificateur de puissance MOSFET de 150W avec une tension d'alimentation de 50V fonctionnant dans une bande passante de 132–174MHz et fournissant un gain de puissance supérieur à 10dB. Ces exigences peuvent être satisfaites à l'aide d'un transistor VDMOS en mode d'amélioration du canal n sur silicium, conçu pour les applications d'amplificateur de large signal dans la gamme de fréquences VHF. La fréquence centrale de la bande passante  $f_c = \sqrt{132 \times 174} \approx 152\text{MHz}$ . Pour cette fréquence, le fabricant indique les valeurs suivantes des impédances d'entrée et de sortie :  $Z_{in} = (0.9 - 1.2j)\Omega$  et  $Z_{out} = (1.8 + 2.1j)\Omega$ .  $Z_{in}$  et  $Z_{out}$  sont exprimés sous la forme d'une combinaison en série de résistance d'entrée ou de sortie et de la réactance capacitive ou inductive, respectivement. Pour obtenir la bande passante de fréquence requise, il convient d'utiliser des circuits d'adaptation à faible Q qui permettent de réduire l'ondulation d'amplitude dans la bande et d'améliorer le  $VSWR$  d'entrée. La valeur d'un facteur de qualité pour une bande passante à 3dB doit être inférieure à  $Q = 152/(174 - 132) \approx 3.6$ . Par conséquent, il est très pratique de concevoir les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie à l'aide des simples transformateurs en L, sous la forme de sections de filtre passe-bas et passe-haut à valeur constante Q [15].

Pour adapter l'impédance capacitive d'entrée série au standard  $50\Omega$  comme impédance de source avec une bande passante adéquate, nous utilisons trois sections de filtre (voir figure 2.19). À la fréquence de fonctionnement de 152MHz, la capacité d'entrée est égale à environ 873pF. Pour compenser à la fréquence centrale cette réactance capacitive, il suffit de lui connecter en série une inductance de 1,3nH. Désormais, lorsque la réactance capacitive d'entrée du dispositif est compensée, la conception du circuit d'adaptation d'entrée peut continuer. Pour simplifier la procédure de conception d'adaptation, nous transformons en cascade les transformateurs L avec des valeurs égales de Q. Bien que des valeurs égales de Q ne soient pas absolument nécessaires, cela constitue un guide pratique pour le calcul analytique des paramètres de circuit d'adaptation et la conception graphique de l'abaque de Smith.

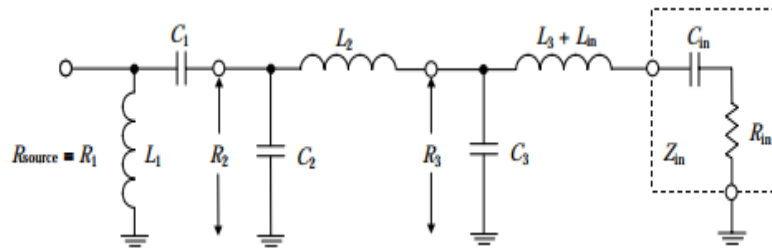


Figure 2.19 : Circuit complet du réseau d'entrée à large bande

Dans ce cas, le rapport suivant peut être écrit pour le circuit d'adaptation d'entrée :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_2}{R_3} = \frac{R_3}{R_{in}} \quad (2.49)$$

À partir duquel nous obtenons  $R_2 = 13\Omega$  et  $R_3 = 3.5\Omega$  pour  $R_{source} = R_1 = 50\Omega$  et  $R_{in} = 0.9\Omega$ . Par conséquent, un facteur de qualité de chaque transformateur en L est égal à

une valeur de  $Q = 1.7$ . Les éléments du circuit d'adaptation d'entrée utilisant les formules données dans la figure 2.8 peuvent être calculés comme suit :  $L_1 = 31nH$ ,  $C_1 = 47pF$ ,  $L_2 = 6.2nH$ ,  $C_2 = 137pF$ ,  $L_3 = 1.6nH$  et  $C_3 = 509pF$ .

Cette approche simplifie considérablement la conception du circuit d'adaptation à l'aide de l'abaque de Smith. Lors du calcul d'une valeur de  $Q$ , il est nécessaire de tracer un cercle de valeurs égales  $Q$  sur la bague de Smith. Ensuite, chaque élément du circuit d'adaptation d'entrée peut être facilement déterminé, comme illustré à la figure 2.20. Chaque trace pour l'inductance en série doit être tracée jusqu'au point d'intersection avec le cercle  $Q$ , tandis que chaque trace pour la capacité parallèle doit être tracée jusqu'à l'intersection avec l'axe réel horizontal.

Pour adapter l'impédance inductive de sortie en série à l'impédance de charge standard de  $50\Omega$ , nous utilisons deux sections de filtre, comme indiqué à la figure 2.21. À la fréquence de fonctionnement de  $152MHz$ , l'inductance du fil de sortie du transistor sera égale à environ  $2,2nH$ . Cette inductance peut être utilisée comme partie d'un transformateur en  $L$  sous la forme d'une section de filtre passe-bas. Pour un circuit d'adaptation de sortie, la condition de valeurs  $Q$  égales donne le rapport suivant :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_1}{R_{out}} \quad (2.50)$$

Avec la valeur de  $R_1 = 9.5\Omega$  pour  $R_{load} = R_2 = 50\Omega$  et  $R_{out} = 1.8\Omega$ . Par conséquent, un facteur de qualité de chaque transformateur  $L$  est égal à  $Q = 2.1$ , ce qui est nettement inférieur à une valeur de  $Q$  pour une bande passante à  $3dB$ . Maintenant, il est nécessaire de vérifier la valeur d'une inductance série de la section passe-bas, laquelle doit dépasser la valeur de  $2,2nH$  pour que la procédure d'adaptation soit correcte. Le calcul approprié donne une valeur d'inductance totale en série  $L_4 + L_{out}$  d'environ  $4nH$ . En conséquence, les valeurs des éléments du circuit d'adaptation de sortie sont :  $L_4 = 1.8nH$ ,  $C_4 = 231pF$ ,  $C_5 = 52pF$  et  $L_5 = 25nH$ .

La conception du circuit d'adaptation de sortie à l'aide de l'abaque de Smith avec un cercle  $Q$  constant est illustrée à la figure 2.22. Pour la dernière section passe-haut, il faut tracer une courbe pour la capacité série  $C_5$  jusqu'à l'intersection du cercle  $Q = 2.1$ , tandis qu'une courbe pour l'inductance parallèle  $L_5$  doit être tracée jusqu'à l'intersection du point central de l'abaque de Smith.

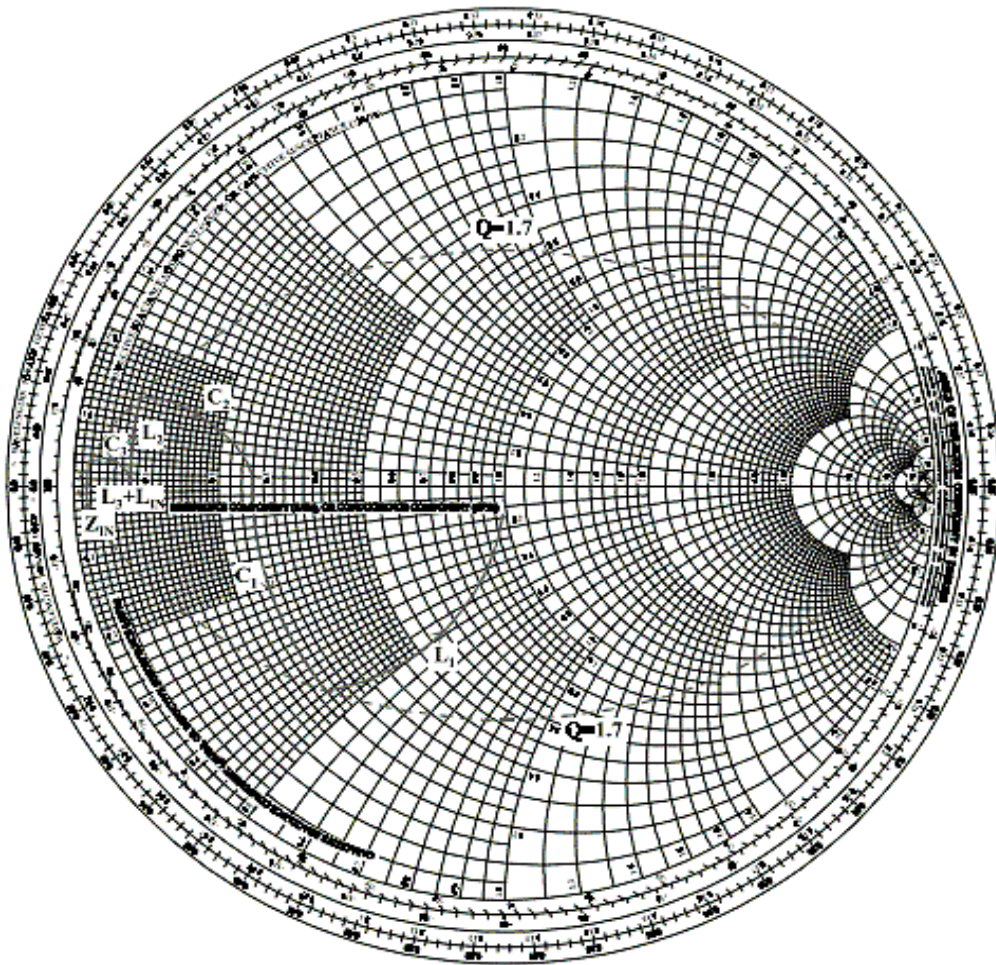


Figure 2.20 : L'abaque de Smith avec des éléments de la Figure 2.19

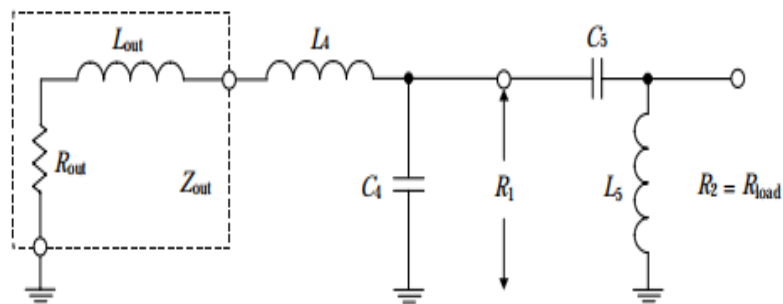


Figure 2.21 : Circuit complet du réseau de sortie à large bande

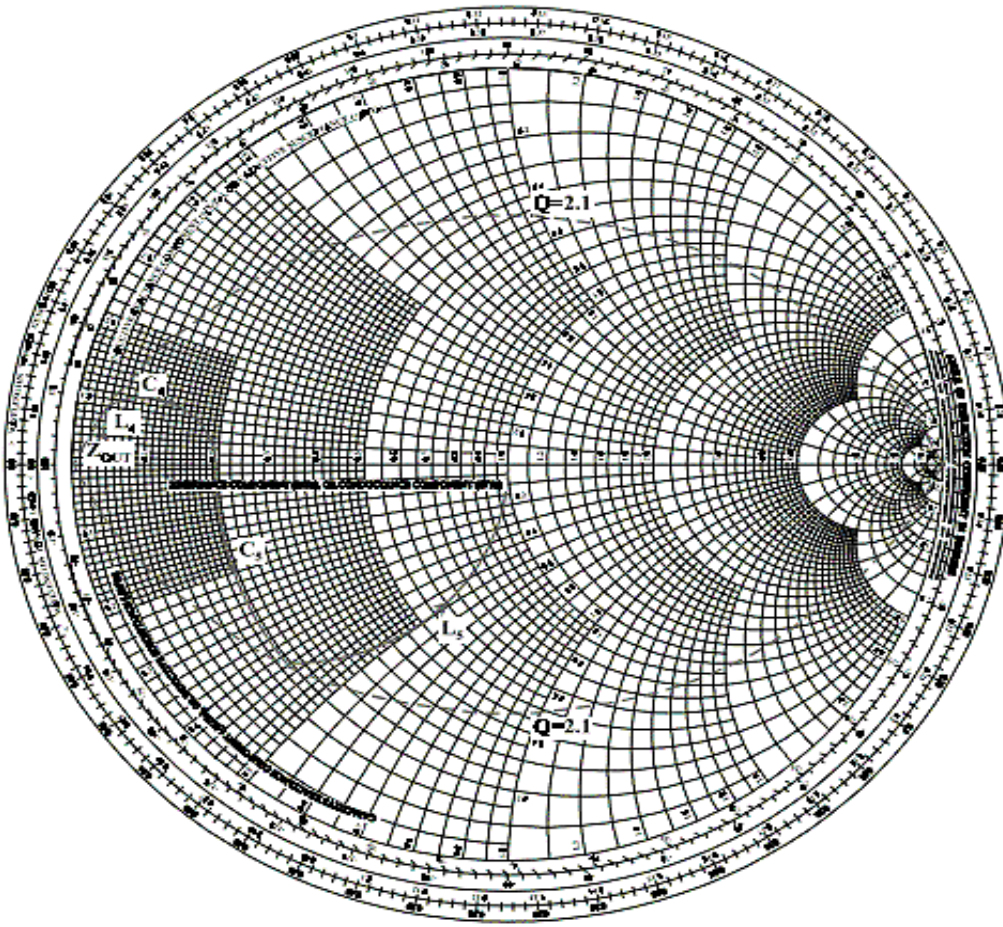


Figure 2.22 : L'abaque de Smith avec des éléments de la Figure 2.21

### II.3. Adaptation avec les lignes de transmission [2-4, 16]

La figure 2.23 montre un circuit d'adaptation d'impédance sous la forme d'un transformateur de ligne de transmission entre l'impédance de source  $Z_S$  et l'impédance de charge  $Z_L$ . L'impédance d'entrée en fonction d'une longueur de ligne de transmission avec impédance de charge arbitraire est :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_L \tan \theta} \quad (2.51)$$

Où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique,  $\theta = \beta l$  est la longueur électrique de la ligne de transmission,  $\beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$  est la constante de phase,  $c$  est la vitesse de la lumière dans l'espace libre,  $\mu_r$  est la perméabilité du substrat,  $\epsilon_r$  est la permittivité du substrat,  $\omega$  est la fréquence radiale et  $l$  est la longueur géométrique de la ligne de transmission [17].

Pour une ligne de transmission quart d'onde où  $\theta = \pi/2$ , l'expression de  $Z_{in}$  sera simplifiée à :

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (2.52)$$

Habituellement, un tel transformateur d'impédance quart d'onde est utilisé pour l'adaptation d'impédance dans une bande passante étroite de 10 à 20%, et sa longueur est choisie à la fréquence centrale de la bande passante. Cependant, l'utilisation d'un transformateur quart d'onde à sections multiples élargit la bande passante et élargit le choix du substrat afin d'inclure des matériaux à permittivité diélectrique élevée, ce qui réduit la taille du transformateur. Par exemple, considérons le cas d'un amplificateur de puissance MESFET GaAs de 15W [18]. Il utilise un transformateur composé de sept lignes de transmission quart d'onde qu'est des impédances caractéristiques différentes, dont les longueurs sont sélectionnées à la fréquence de la bande passante la plus élevée. Cette conception a permis d'obtenir une planéité de gain de  $\pm 1\text{dB}$  sur les fréquences de 5 à 10GHz.

Pour fournir une adaptation conjuguée de l'impédance de la ligne de transmission d'entrée  $Z_{in}$  avec l'impédance de la source  $Z_S = R_S + jX_S$  lorsque  $R_S = R_e Z_{in}$  et  $X_S = -I_m Z_{in}$ , l'équation (2.51) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$R_S - jX_S = Z_0 \frac{R_L + j(X_L + Z_0 \tan \theta)}{Z_0 - X_L \tan \theta + jR_L \tan \theta} \quad (2.53)$$

Pour un transformateur de quart d'onde, l'équation (2.53) peut être écrites en deux équations l'une représentant les parties réelle et l'autre la partie imaginaire de l'impédance de source  $Z_S$ :

$$R_S = Z_0^2 \frac{R_L}{R_L^2 + X_L^2} \quad (2.54)$$

$$X_S = -Z_0^2 \frac{X_L}{R_L^2 + X_L^2} \quad (2.55)$$

Pour une charge purement résistive ( $X_L = 0$ ), une ligne de transmission à quart d'onde avec une impédance caractéristique  $Z_0$  peut fournir une adaptation d'impédance pour une source et une charge purement active, seulement en conformité avec :

$$Z_0 = \sqrt{R_S R_L} \quad (2.56)$$

Donc l'équation (2.53) peut être à son tour divisée en deux équations représentant les parties réelle et imaginaire, comme suit :

$$\begin{cases} R_S(Z_0 - X_L \tan \theta) + R_L(X_S \tan \theta - Z_0) = 0 \\ X_S(X_L \tan \theta - Z_0) - Z_0(Z_0 \tan \theta + X_L) + R_S R_L \tan \theta = 0 \end{cases} \quad (2.57)$$

La résolution du système (2.57) pour les deux variables indépendantes ( $Z_0, \theta$ ) donne:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_S(R_L^2 + X_L^2) - R_L(R_S^2 + X_S^2)}{R_L - R_S}} \quad (2.58)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left( Z_0 \frac{R_S - R_L}{R_S X_L - R_L X_S} \right) \quad (2.59)$$

En conséquence, la ligne de transmission ayant l'impédance caractéristique  $Z_0$  et la longueur électrique  $\theta$ , déterminée par les équations (2.58) et (2.59), respectivement, peuvent adapter

toutes les impédances de source et de charge lorsque le rapport d'impédance donne une valeur positive sous l'expression de la racine carrée dans l'équation (2.58).

Pour une source purement active lorsque  $Z_S = R_S$ , le rapport entre les paramètres de charge et de ligne de transmission dérivés du système (2.57) peut être exprimé par :

$$X_L Z_0 (1 - \tan^2 \theta) + (Z_0^2 - X_L^2 - R_L^2) \tan \theta = 0 \quad (2.60)$$

Ensuite, pour la longueur électrique de la ligne de transmission ayant  $\theta = \pi/4$ , l'expression de  $Z_0$  peut être simplifiée en :

$$Z_0 = |Z_L| = \sqrt{R_L^2 + X_L^2} \quad (2.61)$$

Tandis que l'impédance de source active requise doit être égale à :

$$R_S = \frac{R_L Z_0}{Z_0 - X_L} \quad (2.62)$$

Par conséquent, toute impédance de charge peut être transformée en impédance de source réelle définie par l'équation (2.62) utilisant un transformateur  $\lambda/8$  dont l'impédance caractéristique est égale à la valeur de l'impédance de la charge [2, 19].

En appliquant la même approche pour adapter la charge active pure à l'impédance de la source, le circuit d'adaptation total qui comprend deux transformateurs  $\lambda/8$  et un transformateur  $\lambda/4$  peut fournir une adaptation d'impédance entre toute impédance de source  $Z_S$  et impédance de charge  $Z_L$  (voir figure 2.23).

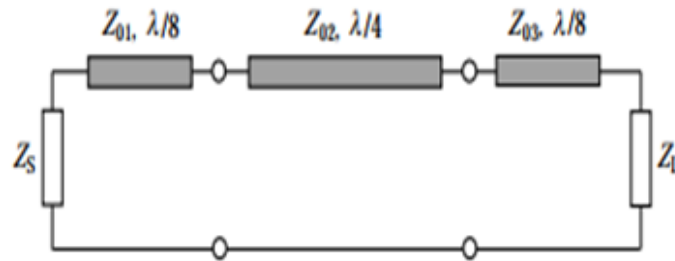


Figure 2.23 : Transformateur de ligne de transmission pour toute impédance de source et de charge

L'impédance d'entrée de la ligne de transmission à une fréquence particulière peut être exprimée sous la forme d'un élément localisé, comme illustré à la figure 2.24. Lorsque  $Z_L = 0$ , il s'ensuit que :

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \theta \quad (2.63)$$

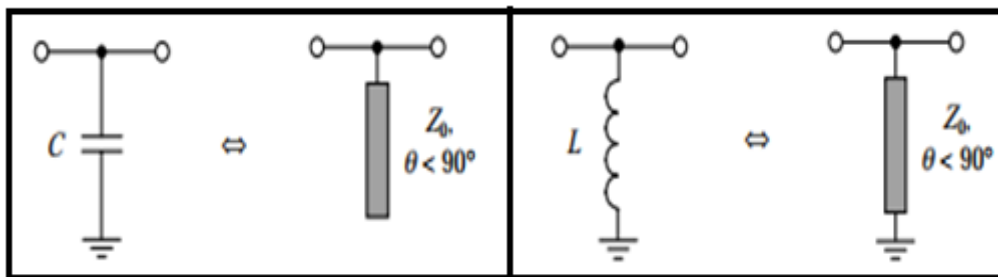


Figure 2.24 : Les éléments localisés avec les lignes de transmission équivalentes [2]

Ce qui correspond à l'impédance d'entrée inductive pour  $\theta < \pi/2$ . L'inductance équivalente à la fréquence  $\omega$  est calculée à partir de :

$$L = \frac{X_{in}}{\omega} = \frac{Z_0 \tan \theta}{\omega} \quad (2.64)$$

De même, lorsque  $Z_L = \infty$ ,

$$Z_{in} = -jZ_0 \cos \theta \quad (2.65)$$

Ce qui correspond à l'impédance d'entrée capacitive pour  $\theta < \pi/2$ . La capacité équivalente à la fréquence  $\omega$  est déterminée à partir de :

$$C = -\frac{1}{\omega X_{in}} = \frac{\tan \theta}{\omega Z_0} \quad (2.66)$$

Pour calculer les paramètres des tronçons (stubs) parallèles de circuit ouverts ou court-circuités, nous utilisons la technique de circuit d'adaptation avec des éléments localisés. L'abaque de Smith est particulièrement utile pour les solutions d'impédance graphique ou d'admittance. Une fois que la capacité ou l'inductance parallèle appropriée a été déterminée analytiquement ou par l'abaque de Smith, les paramètres des stubs parallèles à circuit ouvert (c.o.) ou court-circuités (c.c.), de l'impédance caractéristique  $Z_0$  et de la longueur électrique  $\theta$ , peuvent être calculés directement à partir des l'équation (2.64) et l'équation (2.66) respectivement pour l'inductance  $L$  et pour la capacité  $C$ .

La conception d'un amplificateur de puissance hyperfréquence utilise souvent un circuit d'adaptation simple, tel qu'un transformateur en  $L$  avec une ligne de transmission en série comme section d'adaptation de base. Il est pratique d'analyser les propriétés de transformation de ce circuit d'adaptation en substituant la transformation équivalente du circuit  $RX$  parallèle à celle du circuit série.

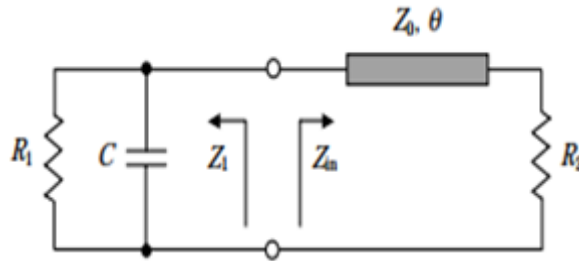


Figure 2.25 : Transformateur en  $L$  avec une ligne de transmission en série

Par exemple,  $R_1$  et  $X_1 = -1/\omega C$  sont respectivement la résistance et la réactance de l'impédance  $Z_1 = jR_1X_1/(R_1+jX_1)$  pour les circuits capacitifs parallèles, et  $R_{in} = R_e Z_{in}$  et  $X_{in} = I_m Z_{in}$  sont respectivement les parties réelles et imaginaires de l'impédance  $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$  pour les circuits série présentés à la figure 2.25. Pour une adaptation conjuguée à certaines fréquences lorsque  $Z_1 = Z_{in}^*$ , nous obtenons :

$$R_{in} - jX_{in} = \frac{R_1 X_1^2}{R_1^2 + X_1^2} + j \frac{X_1 R_1^2}{R_1^2 + X_1^2} \quad (2.67)$$

La solution de l'équation (2.67) peut être écrite sous la forme de deux expressions :

$$R_1 = R_{in}(Q^2 + 1) \quad (2.68)$$

$$X_1 = -X_{in}(Q^{-2} + 1) \quad (2.69)$$

Où  $Q = R_1/|X_1| = X_{in}/R_{in}$  est un facteur de qualité identique pour les circuits de ligne de transmission capacitive parallèle et en série. À partir de l'équation (2.51), les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  peuvent être écrites comme :

$$R_{in} = R_2 Z_0^2 \frac{1 + \tan^2 \theta}{Z_0^2 + (R_2 \tan \theta)^2} \quad (2.70)$$

$$X_{in} = -Z_0 \tan \theta \frac{R_2^2 - Z_0^2}{Z_0^2 + (R_2 \tan \theta)^2} \quad (2.71)$$

À partir de l'équation (2.71), il s'ensuit qu'une impédance d'entrée inductive (nécessaire pour compenser la composante capacitive parallèle) est fournie lorsque  $Z_0 > R_2$  pour  $\theta < \pi/2$  et  $Z_0 < R_2$  pour  $\pi/2 < \theta < \pi$ . En conséquence, pour transformer la résistance  $R_1$  en une autre résistance  $R_2$  à la fréquence donnée, il est nécessaire de connecter un transformateur en **L** à deux ports (comprenant une capacité parallèle et une ligne de transmission en série) entre eux. Lorsqu'un paramètre (généralement l'impédance caractéristique  $Z_0$ ) est connu, les paramètres du circuit d'adaptation peuvent être calculés à partir des deux équations suivantes :

$$C = \frac{Q}{R_1 \omega} \quad (2.72)$$

$$\sin(2\theta) = \frac{2Q}{\frac{Z_0}{R_2} - \frac{R_2}{Z_0}} \quad (2.73)$$

Où  $Q$  est défini en fonction des résistances  $R_1$  et  $R_2$  ainsi que des paramètres de la ligne de transmission, de l'impédance caractéristique  $Z_0$  et de la longueur électrique  $\theta$ , selon l'équation suivante :

$$Q = \sqrt{\frac{R_1}{R_2} \left( \cos^2 \theta + \left( \frac{R_2}{Z_0} \right)^2 \sin^2 \theta \right) - 1} \quad (2.74)$$

Il en résulte des équations (2.73) et (2.74) que le calcul de  $\theta$  est le résultat de la solution numérique d'une équation transcendante avec un paramètre inconnu. Cependant, il est plus pratique de combiner ces deux équations et de les réécrire sous forme de

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{\left[ \left( \frac{Z_0}{R_2} - \frac{R_2}{Z_0} \right)^2 \sin^2 \theta \cos^2 \theta \right] + 1}{\cos^2 \theta + \left( \frac{R_2}{Z_0} \right)^2 \sin^2 \theta} \quad (2.75)$$

La figure 2.26 montre le rapport de résistance de  $R_1/R_2$  en fonction du paramètre  $Z_0/R_2$  et de la longueur électrique  $\theta$  sous la forme de deux nomogrammes : (a) un pour le cas de  $Z_0/R_2 > 1$  et (b) un autre pour le cas, de  $Z_0/R_2 < 1$ . Lorsque la résistance d'entrée  $R_1$  et la résistance de sortie  $R_2$  sont connues à l'avance, et lorsque la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission  $Z_0$  est choisie, il est facile d'évaluer la valeur requise de  $\theta$  à l'aide de ces nomogrammes. Par opposition à un transformateur en **L** à éléments localisés, un simple transformateur en **L** avec une ligne de transmission peut adapter une source purement résistive et une impédance de charge aux valeurs du rapport  $R_1/R_2$  [20-21].

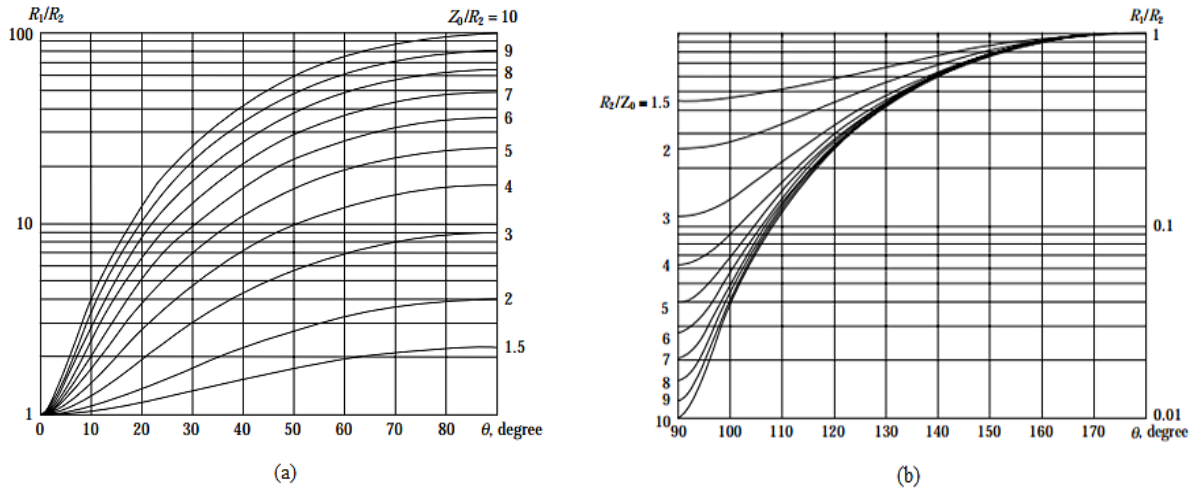


Figure 2.26 : Nomogrammes pour le calcul du transformateur en L [21]

Un transformateur  $\pi$  peut être réalisé en connectant deux transformateurs en **L** lorsque les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont transformées en une résistance intermédiaire  $R_0$ , comme indiqué sur la figure 2.27(a). Dans ce cas, pour minimiser la longueur de la ligne de transmission, la valeur de  $R_0$  doit être inférieure à celle de  $R_1$  et de  $R_2$ , c'est-à-dire  $R_0 < (R_1, R_2)$ . La même procédure pour un transformateur en **T** illustré à la figure 2.27(b) donne une valeur de  $R_0$  supérieure à celle de  $R_1$  et de  $R_2$ , c'est-à-dire  $R_0 > (R_1, R_2)$ . Ensuite, pour un transformateur **T**, deux capacités adjacentes parallèles sont combinées. Par contre, pour un transformateur  $\pi$ , deux lignes de transmission en série adjacentes sont combinées dans une ligne de transmission avec la longueur électrique totale.

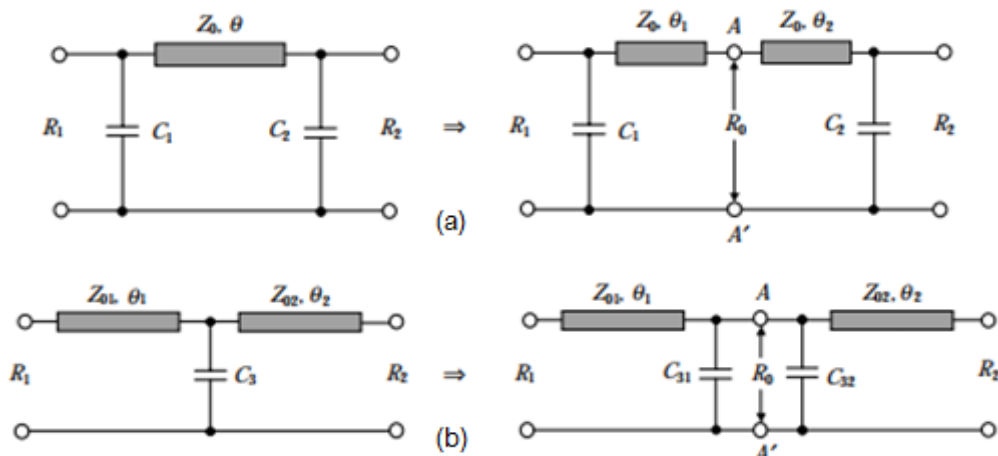


Figure 2.27 : Transformateurs en T et en  $\pi$  avec les lignes de transmission [2]

Pour un transformateur en  $\pi$ , les longueurs de chaque partie de la ligne de transmission combinée peuvent être calculées en comparant les parties imaginaires des impédances des deux côtés au plan de référence  $A - A'$  à zéro, ce qui signifie que l'impédance intermédiaire  $R_0$  est réelle. Ceci conduit à deux équations quadratiques pour chaque longueur électrique des lignes de transmission en série combinées sous forme de variables sous la forme :

$$\tan^2 \theta_1 - \frac{R_1}{Z_0 Q_1} \left[ 1 - (Q_1^2 + 1) \left( \frac{Z_0}{R_1} \right)^2 \right] \tan \theta_1 - 1 = 0 \quad (2.76)$$

Où :  $Q_1 = \omega C_1 R_1 \quad (2.77)$

$$\tan^2 \theta_2 - \frac{R_2}{Z_0 Q_2} \left[ 1 - (Q_2^2 + 1) \left( \frac{Z_0}{R_2} \right)^2 \right] \tan \theta_2 - 1 = 0 \quad (2.78)$$

Où :  $Q_2 = \omega C_2 R_2 \quad (2.79)$

Pour simplifier la procédure de calcul analytique, il est préférable d'utiliser les nomogrammes illustrés à la figure 2.26. Si les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  sont sélectionnées à l'avance pour régler la résistance intermédiaire  $R_0$  et que l'impédance caractéristique de la ligne de transmission  $Z_0$  est connue, les valeurs de  $\theta_1$  et  $\theta_2$  peuvent être facilement déterminées à partir de l'un de ces nomogrammes.

Un transformateur en  $\pi$  à deux ports largement utilisés, ainsi que ses formules de conception, est présenté à la figure 2.28. Un tel transformateur est utilisé comme circuit d'adaptation de sortie d'amplificateurs de forte puissance fonctionnant en classe B pour fournir une tension de drain sinusoïdal ou une forme d'onde de collecteur par suppression des harmoniques appropriée. De plus, il est pratique d'utiliser ce transformateur en tant que circuit d'adaptation d'entrée dans les amplificateurs push-pull de forte puissance où des capacités peuvent être connectées entre des lignes de transmission en série.

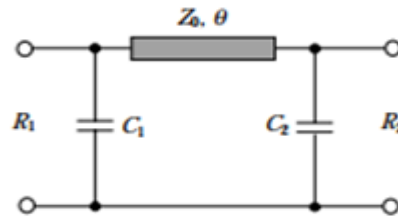


Figure 2.28 : Transformateur en  $\pi$  de ligne de transmission avec ces équations

Où :

$$\omega C_1 = \frac{Q_1}{R_1}, \omega C_2 = \frac{Q_2}{R_2}, \theta = \theta_1 + \theta_2, Q_2 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} (1 + Q_1^2) - 1}, Q_1 = \sqrt{\frac{R_1}{R_2} (1 + Q_2^2) - 1}$$

et  $Q_1 \succ \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}$

La figure 2.29 présente un transformateur en T à deux ports avec une ligne de transmission en série et deux capacités, ainsi que les formules de conception.

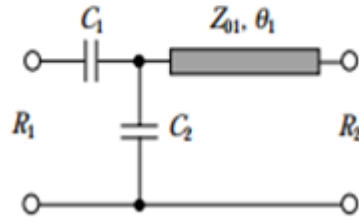


Figure 2.29 : Transformateur en T de ligne de transmission avec ces équations

Où :

$$\omega C_1 = \frac{1}{Q_1 R_1}, \quad \omega C_2 = \frac{Q_2 - Q_1}{R_1(1 + Q_1^2)}, \quad \sin 2\theta_1 = \frac{2Q_2}{\frac{Z_{01}}{R_2} - \frac{R_2}{Z_{01}}}, \quad \sin 2\theta_1 = \frac{2Q_2}{\frac{Z_{01}}{R_2} - \frac{R_2}{Z_{01}}} \text{ et } Q_1 \succ \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}$$

Dans la suite, nous présentons quelques exemples de conception d'amplificateurs à base l'adaptation par des lignes de transmission. Il s'agit de l'amplificateur de puissance à bande étroite et de l'amplificateur haute puissance à large bande.

### II.3.1. Conception d'amplificateur de puissance à bande étroite

Cet exemple illustre une technique de circuit d'adaptation avec les lignes de transmission pour la conception d'un circuit d'adaptation de sortie d'un amplificateur de puissance bipolaire fonctionnant à 1,6GHz, fournissant 5W, alimenté en 25V et fournissant un gain de puissance d'environ 10dB. Ces exigences peuvent être fournies avec un transistor à micro-ondes à silicium n-p-n destiné aux applications de transmission en fonctionnement de classe AB pour une plage de fréquences de 1,5 à 1,7GHz. À la fréquence de fonctionnement de 1,6GHz, soit  $Z_{out} = (5.5 - 6.5j)\Omega$ , Ce qui correspond à une combinaison en série de la résistance et de la capacité de sortie du transistor. Pour adapter cette impédance capacitive à la norme  $50\Omega$ , nous utilisons un circuit d'adaptation sous la forme d'un transformateur en T illustré à la figure 2.29. La figure 2.30 montre le réseau complet à deux ports, y compris l'impédance du dispositif de sortie et le circuit d'adaptation.

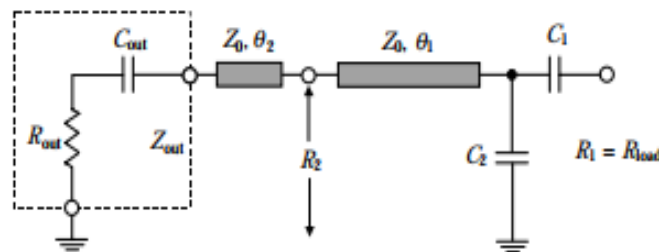


Figure 2.30 : Circuit complet à deux ports de sortie

Le circuit doit compenser la capacité série inhérente à l'impédance de sortie. Pour une petite longueur électrique où  $\tan(\theta) \cong \theta$  et l'impédance caractéristique  $Z_0 \gg R_{out}$ , nous pouvons en déduire des équations (2.70) et (2.71) que :

$$\begin{cases} R_{out} \cong R_2 \\ \theta_2 \cong -\frac{X_{out}}{Z_0} = \frac{1}{\omega C_{out} Z_0} \end{cases} \quad (2.80)$$

Où  $\theta_2$  est une partie de la ligne de transmission totale nécessaire pour compenser la réactance de la capacité de sortie. Si  $Z_0$  est choisi comme étant  $50\Omega$ , Alors  $\theta_2 = 6.5/50 = 0.13$  radian, ce qui équivaut à environ  $7,5^\circ$  de longueur électrique. Ensuite, la valeur du facteur de qualité  $Q_2$  est définie par :

$$Q_2 \succ \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} - 1 = 2.4 \quad (2.81)$$

La valeur de  $Q_2$  doit être supérieure à 2,84. Par exemple, une valeur de  $Q_2 = 3$  peut être choisie pour obtenir une bande passante à 3dB de  $1.6GHz/3 = 533MHz$ . Les valeurs des paramètres du circuit d'adaptation de sortie sont :

$$\theta_1 = \frac{1}{2} \sin^{-1} \left[ \frac{2Q_2}{\frac{Z_0}{R_2} - \frac{R_2}{Z_0}} \right] = 21^\circ \quad (2.82)$$

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \frac{(Q_2^2 + 1)}{R_1 \cos^2 \theta_1 + \left( \frac{R_2}{Z_0} \right)^2 \sin^2 \theta_1}} - 1 = 0.5 \quad (2.83)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega R_1 Q_1} = 4pF \quad (2.84)$$

$$C_2 = \frac{Q_2 - Q_1}{\omega R_1 (Q_1^2 + 1)} = 4pF \quad (2.85)$$

La fonction de chaque élément pour l'effet visuel peut être tracée sur l'abaque de Smith (*voir figure 2.31*). Le moyen le plus simple et le plus pratique de dessiner les traces des éléments du circuit d'adaptation est d'abord de dessiner les traces de  $Q_1$  et  $Q_2$ , puis de dessiner la trace de la ligne de transmission en série jusqu'au point d'intersection avec le cercle  $Q_2$ , puis de dessiner la trace de la capacité  $C_2$  jusqu'au point d'intersection avec le cercle  $Q_1$ . Le tracé de la ligne de transmission en série représente un arc de cercle avec le point central au centre de l'abaque de Smith.

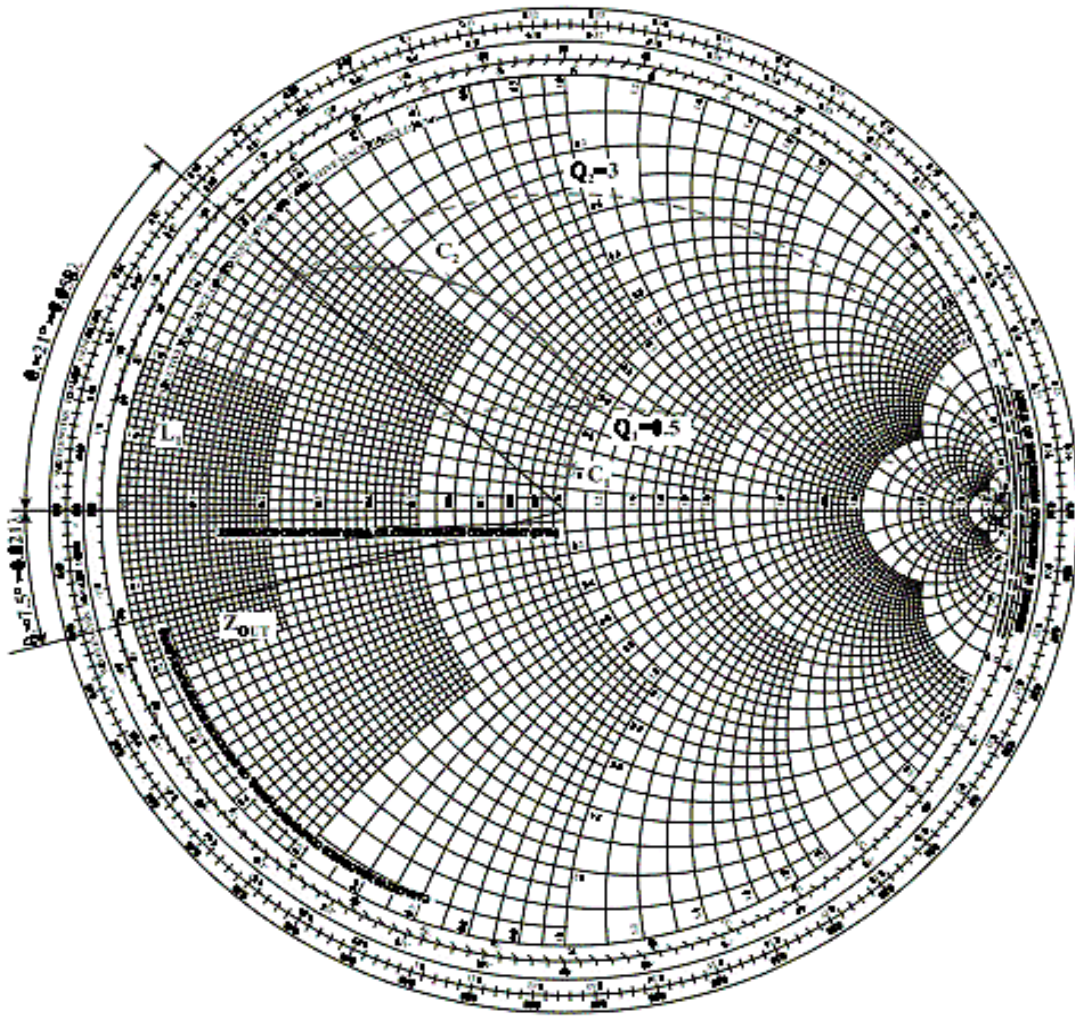


Figure 2.31 : L'abaque de Smith avec des éléments de la Figure 2.30

### II.3.2. Amplificateur haute puissance à large bande

Cet exemple illustre la conception d'un amplificateur de puissance large bande de 150W fonctionnant sur une bande passante de 470 à 860MHz, utilisant une tension d'alimentation de 28V et fournissant un gain de puissance supérieur à 10dB. Ces exigences peuvent être fournies avec un transistor à micro-ondes LDMOS équilibré destiné aux émetteurs de télévision UHF. La fréquence de bande passante centrale est  $f_c = \sqrt{470 \times 860} \approx 635 \text{ MHz}$ . Pour cette fréquence de fonctionnement, supposons que le fabricant indique la valeur de l'impédance d'entrée pour chaque partie équilibrée du transistor de  $Z_{in} = (1.7 + 1.3j)\Omega$ . L'impédance d'entrée  $Z_{in}$  est exprimée sous la forme d'une combinaison en série de résistance d'entrée et de réactance inductive. Pour obtenir la bande passante de fréquence requise, il convient d'utiliser des circuits d'adaptation à faible  $Q$  afin de réduire l'ondulation d'amplitude dans la bande et d'améliorer le TOS (VSWR) en entrée. Pour obtenir une bande passante de 3dB, la valeur d'un facteur de qualité doit être inférieure à  $Q = 635 / (860 - 470) \approx 1.63$ . Le facteur de qualité d'entrée de transistor étant plus faible, c'est-à-dire que  $Q_{in} = 1.3 / 1.7 \approx 0.76$ , il est possible de couvrir toute la plage de fréquences à l'aide d'un circuit d'adaptation multi-étages. Il est très pratique de concevoir les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie en utilisant de simples

transformateurs en **L** sous forme de lignes de transmission en série et de capacités parallèles avec une valeur constante de  $Q$  pour chaque partie équilibrée du dispositif actif. Les deux circuits d'adaptation sont ensuite combinés en insérant des capacités, dont les valeurs sont réduites deux fois, entre les deux lignes de transmission en série.

Pour adapter l'impédance inductive d'entrée série à la norme  $50\Omega$  (impédance de source), nous utilisons trois transformateurs en **L**, comme indiqué à la figure 2.32. À la fréquence centrale de 635MHz, l'inductance d'entrée est égale à environ 0,3nH. Compte tenu de cette inductance, nous soustrayons la valeur appropriée de la longueur électrique  $\theta_{in}$  de la longueur électrique totale  $\theta_3$ . En raison de la taille réduite de cette ligne de transmission, une valeur de  $\theta_{in}$  peut être facilement calculée conformément à :

$$\theta_{in} \cong \frac{X_{in}}{Z_0} = \frac{\omega L_{in}}{Z_0} \quad (2.86)$$

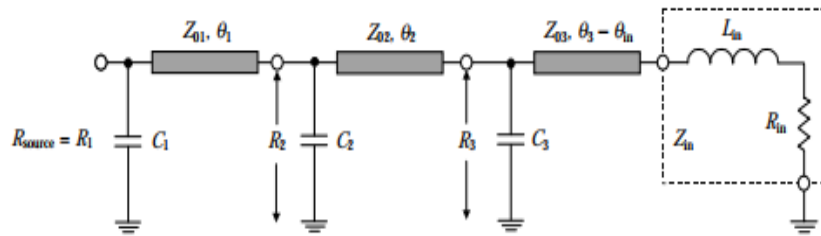


Figure 2.32 : Circuit complet d'entrée à large bande à deux ports

Dans ce cas, la résistance d'entrée  $R_{in}$  peut être supposée constante. Selon l'équation (2.74), il existe deux possibilités simples pour fournir une adaptation utilisant des facteurs de qualité égaux pour les transformateurs **L**. Une option consiste à utiliser les mêmes valeurs d'impédance caractéristique pour toutes les lignes de transmission ; l'autre consiste à utiliser les mêmes longueurs électriques pour toutes les lignes de transmission. Considérez la première approche, qui permet également l'utilisation directe de l'abaque de Smith, et choisissez la valeur de l'impédance caractéristique  $Z_0 = Z_{01} = Z_{02} = Z_{03} = 50\Omega$ . Le rapport des résistances d'entrée et de sortie peut être écrit comme suit :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_2}{R_3} = \frac{R_3}{R_{in}} \quad (2.87)$$

Ce qui donne les valeurs de  $R_2 = 16.5\Omega$  et  $R_3 = 5.25\Omega$  pour  $R_{source} = R_1 = 50\Omega$  et  $R_{in} = 1.7\Omega$ . Les valeurs des longueurs électriques sont déterminées à partir du nomogramme présenté sur la figure 2.26(a), par lequel  $\theta_1 = 30^\circ$ ,  $\theta_2 = 7.5^\circ$  et  $\theta_3 = 2.4^\circ$ .

Pour calculer le facteur de qualité  $Q$  à partir de l'équation (2.74), il suffit de connaître la longueur électrique  $\theta_1$  du premier transformateur **L**. Les deux longueurs électriques restantes peuvent être directement obtenues à partir de l'équation (2.73). En conséquence, le facteur de qualité de chaque transformateur en **L** est  $Q = 1.2$ . Les valeurs des capacités parallèles sont  $C_1 = 6pF$ ,  $C_2 = 19pF$  et  $C_3 = 57pF$ .

Pour un  $Q$  constant, nous pouvons simplifier considérablement la conception du circuit d'adaptation en utilisant l'abaque de Smith. Après avoir calculé la valeur de  $Q$ , nous traçons un cercle  $Q$  constant sur l'abaque de Smith. La figure 2.33 montre la conception du circuit

d'adaptation utilisant l'abaque de Smith avec un cercle  $Q$  constant, où les courbes des lignes de transmission en série représentent les arcs des cercles dont les points centraux sont au centre de l'abaque de Smith. Les traces capacitives sont déplacées le long des cercles avec des susceptances croissantes et des conductances constantes.

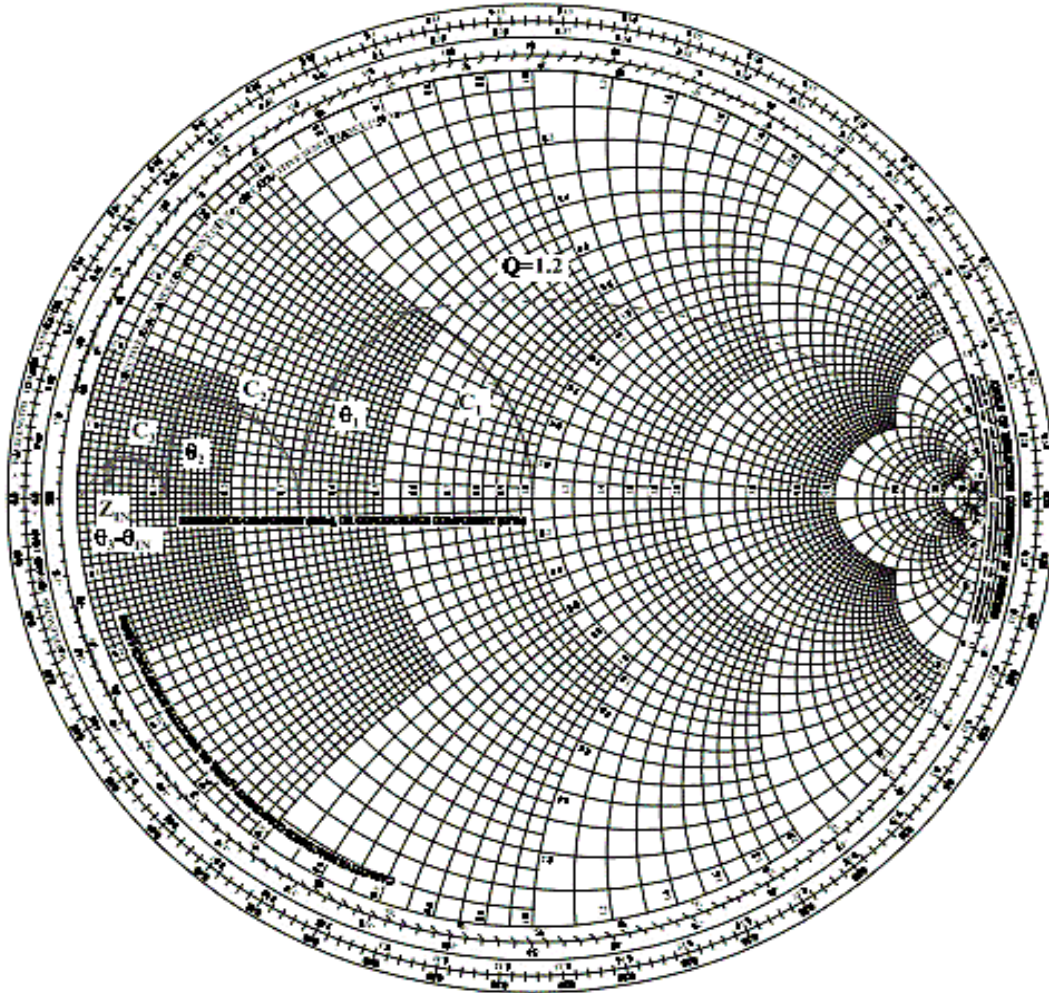


Figure 2.33 : L'abaque de Smith avec des éléments de la Figure 2.32

Une autre approche suppose les mêmes valeurs de longueurs électriques  $\theta = \theta_1 = \theta_2 = \theta_3$  et calcule les impédances caractéristiques des lignes de transmission à partir de l'équation (2.74) à des rapports égaux des résistances d'entrée et de sortie selon l'équation (2.87). Une telle approche est plus pratique dans la conception pratique, car, lorsque nous utilisons des lignes de transmission avec une impédance caractéristique standard  $Z_0 = 50\Omega$ , La longueur électrique de la ligne de transmission adjacente au terminal d'entrée du dispositif actif est trop courte. Dans ce cas, il est conseillé de régler l'impédance caractéristique de la première ligne de transmission en série sur  $Z_{01} = 50\Omega$ . Ensuite, une valeur de  $\theta$  doit être calculée directement à partir du nomogramme présenté à la figure 2.26(a). Le calcul ultérieur de  $Q$  à partir de l'équation (2.73) donne  $\theta = 30^\circ$  et  $Q = 1.2$ . Les impédances caractéristiques des deux lignes de transmission restantes sont facilement calculées à partir de l'équation (2.73) ou de l'équation (2.74). Les valeurs sont  $Z_{02} = 15.7\Omega$  et  $Z_{03} = 5.1\Omega$ .

Dans la partie suivante, nous discuterons la technologie HMIC et les principaux types de lignes de transmission qui existent dans le domaine des amplificateurs hyperfréquences.

### III. Technologie HMIC

MIC (circuits hyperfréquences intégrés) est une technique de mise en œuvre des circuits intégrant les éléments discrets et les composants actifs dans un substrat planaire comme les amplificateurs hyperfréquence. Les objectifs pour lesquels cette technique a été développée visent à obtenir une plus grande intégrité des circuits avec une taille, un poids et un coût plus petits. Actuellement, la technologie MIC est parmi les méthodes les plus populaires et répandues chez les concepteurs lors de la mise en œuvre des circuits dans les fréquences micro-ondes. Ensuite, les paramètres listés ci-après doivent être pris en compte lors de l'utilisation de la technologie MIC [22-23].

#### ❖ Substrat

Le choix du matériau de substrat approprié est un facteur essentiel lors de la conception d'un circuit intégré. Les paramètres suivants doivent être pris en compte lors du choix:

- ✓ *Épaisseur*: elle est inversement proportionnelle à la fréquence de travail. À des fréquences très élevées, l'épaisseur doit être très minime pour éviter les pertes de rayonnement et d'autres effets indésirables.
- ✓ *Constante diélectrique  $\epsilon_r$* : il est conseillé que le substrat ait une valeur  $\epsilon_r$  élevée lorsque nous travaillons en basse fréquence pour avoir une taille du circuit plus petite.
- ✓ *Stabilité diélectrique [kV/cm]*: elle devient importante quand il s'agit des applications de forte puissance.
- ✓ *Tangente de perte :  $\tan(\delta)$*
- ✓ *Coût et conductivité thermique*.

#### ❖ Matériau conducteur

Les caractéristiques qu'un bon conducteur doivent avoir:

- Haute conductivité.
- Coefficient de dilatation thermique élevé.
- Faible dépendance à la résistance de surface avec la température.
- Faible résistance aux fréquences RF et aux micro-ondes.
- Bonne adhérence au substrat.

Un circuit hyperfréquence hybride intégré (HMIC) est un circuit dans lequel les composants discrets (résistances, capacités, transistors, diodes, etc.) sont soudés superficiellement sur le substrat et les lignes de transmission sont représentées par une couche de métallisation conductrice.

Comme mentionné ci-dessus, le point le plus important lors de la mise en œuvre d'un circuit utilisant cette technologie est le choix du substrat. Les facteurs mécaniques, thermiques,

électriques et économiques doivent être pris en compte. Les aspects suivants devraient être considérés:

- ✓ Gamme de fréquences.
- ✓ Stabilité mécanique, flexibilité et conductivité thermique.
- ✓ La rugosité de surface (aura des influences sur les pertes et la capacité d'adhérence conducteur-substrat).
- ✓ Le coût.

Les matériaux les plus couramment utilisés dans HMIC sont: l'Alumine, le Quartz et l'Exposé. La valeur élevée de  $\epsilon_r$  de L'alumine réduit la taille du circuit. Le quartz convient aux circuits fonctionnant à des fréquences élevées ( $> 20\text{GHz}$ ), car il a une valeur de constant diélectrique faible,  $\epsilon_r \approx 4$ . Enfin, l'Exposé, dont le  $\epsilon_r$  varie entre 2 et 10, est adapté pour les conceptions dans lesquelles une forte rigidité et un bon transfert thermique ne sont pas nécessaires, en plus ce matériau est utilisé pour les substrats à faible coût. En ce qui concerne le matériau des conducteurs, les plus courants sont le cuivre et l'or.

Deux types de technologies HMIC peuvent être considérés:

- **MIC hybrides standards:** dans lesquels il n'y a qu'un seul niveau de métallisation pour les conducteurs et les lignes de transmission avec les éléments discrets collés sur le substrat.
- **MIC hybrides miniatures:** elle utilise des processus multiniveaux dans lesquels les éléments passifs sont fabriqués sur le même substrat, tandis que les éléments actifs (transistors, diodes, etc.) sont soudés sur la surface.

## IV. Types de ligne de transmission

Plusieurs types de lignes de transmission sont disponibles lors de la conception d'amplificateurs de puissance RF et hyperfréquences. Les lignes coaxiales ont une bande passante très élevée et des capacités de traitement de puissance élevées. Elles sont largement utilisées pour les transformateurs et les combineurs de puissance. Les lignes de transmission planaires sont compactes, s'intègrent facilement aux dispositifs actifs et sont généralement utilisées comme éléments de circuit d'adaptation, ainsi que pour les circuits hybrides et les coupleurs directionnels.

### IV.1. Les lignes de transmission avec la technologie planaires

En raison des contraintes de poids et de taille des nouvelles applications, les concepteurs d'amplificateur de puissance se sont tournés vers les technologies planaires. Ces technologies présentent de nombreux avantages, notamment une grande souplesse de conception et d'ajustement et de faibles coûts de réalisation. Dans cette section, une étude des différentes technologies utilisées dans le domaine de l'hyperfréquence est menée.

#### IV.1.1. Lignes planaires microrubans

La ligne microruban est la plus utilisée de toutes les lignes de transmission planaires. Cette technologie offre à la fois la facilité et la simplicité de réalisation et d'intégration dans les dispositifs à hyperfréquences. La géométrie d'une ligne microruban est décrite à la figure 2.34. Un ruban métallique de largeur  $W$  est déposé sur un diélectrique d'épaisseur  $h$  et de permittivité relative  $\epsilon_r$ . L'autre face totalement métallisée du diélectrique constitue le plan de masse [24-25].

La ligne microruban fournit une bonne gamme d'impédances caractéristiques réalisables. L'impédance caractéristique de la ligne, pour une permittivité donnée, est définie par le rapport  $\frac{W}{h}$ . Le mode dominant se propageant sur la ligne microruban est un mode hybride. Toutefois, étant donné la faible amplitude des composantes longitudinales  $E_z$  et  $H_z$ , comparées aux composantes transversales  $E_t$  et  $H_t$ , le mode dominant sur une ligne microruban est considéré comme un mode quasi-TEM [12].

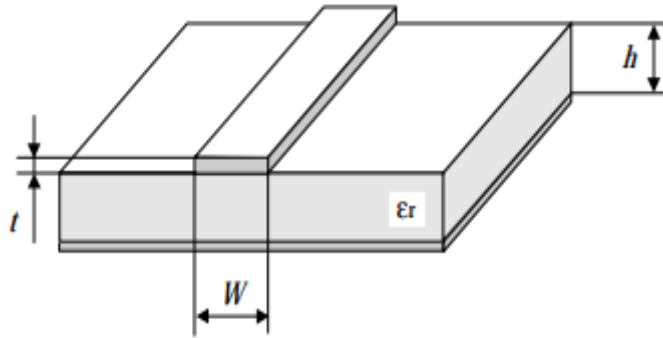


Figure 2.34 : Schéma d'une ligne microruban [25]

Il existe plusieurs variantes de lignes microruban qui peuvent être utilisées dans la conception de l'amplificateur de puissance planaires. Les lignes microruban enterrées et les lignes microruban suspendues ou "Stripline" en sont des exemples.

#### IV.1.2. Lignes guide d'onde coplanaires

La technologie du guide d'ondes coplanaire (CPW) consiste en un ruban métallique centrale de largeur  $W$  et deux plans de masse de largeur  $S$  situés du même côté du substrat (figure 2.35). Ces trois conducteurs sont séparés par deux fentes identiques de largeur  $G$ .

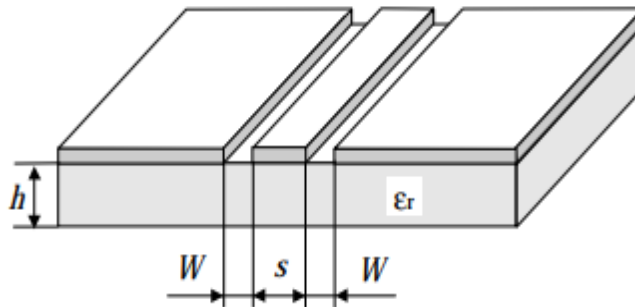


Figure 2.35 : Schéma du guide d'ondes coplanaire [26]

La symétrie de la ligne montre deux modes de propagation possibles, un mode TEM et un mode quasi-TE. Cette topologie offre l'avantage de réunir tous les conducteurs d'un même côté, évitant ainsi l'usinage de trous métallisés et simplifiant l'insertion des composants et leur interconnexion [12]. Par contre, contrairement à la ligne microruban, les caractéristiques des lignes CPW sont relativement peu affectées par l'épaisseur du substrat. Les bibliothèques de modèles de lignes de CPW, par contre, ne sont pas très bien fournies. Les inconvénients de cette technologie sont liés à la nécessité d'utiliser de ponts à air lorsque des jonctions sont réalisées pour relier les masses [26-27].

#### IV.1.3. Lignes CPS

La technologie Stripline Coplanaire (CPS) est d'un grand intérêt pour la conception de circuits intégrés radiofréquence. La géométrie d'une ligne CPS, illustrée à la figure 2.36, peut être considérée comme la structure duale du guide d'onde coplanaire [28]. Grâce à la disposition des deux rubans conducteurs du même côté du substrat, la ligne CPS présente tous les avantages de la ligne CPW, notamment la facilité d'insertion des composants sériels et parallèles sans avoir besoin de trous métallisés pour les connecter au plan de masse [12,27].

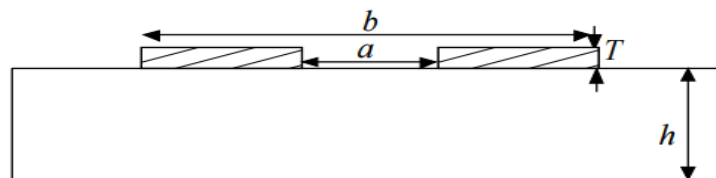


Figure 2.36 : Coupe Transverse d'une ligne CPS [28]

#### IV.1.4. Lignes à fente ou Slotline

La configuration d'une ligne à fente (Slotline) est illustrée à la figure 2.37. Elle consiste en un substrat avec une fente dans la métallisation d'un seul côté du substrat.

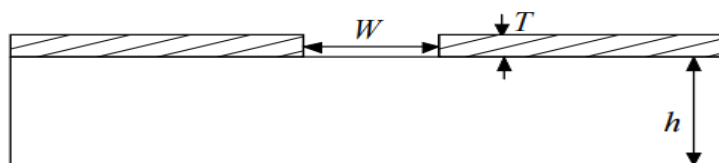


Figure 2.37 : Coupe transverse d'une ligne slotline [30]

Cette géométrie planaire convient aux circuits intégrés. Dans une ligne à fente, le mode de propagation est principalement TE. La topologie de la ligne à fente offre l'avantage de la flexibilité du circuit en termes de transfert de composants en série et en parallèle, d'une plus large gamme de valeurs d'impédance caractéristiques, de l'élimination du couplage entre les lignes, assurant ainsi une meilleure intégration. D'autre part, ce type de ligne souffre d'une dispersion élevée en haute fréquence [27,29-30].

#### IV.1.5. Lignes à multi-couche

La récente technologie LTCC (Low-Temperature Cofired Ceramic) consiste en un empilement de couches minces de diélectriques et de conducteurs métalliques [27]. Elle permet de créer une

structure céramique à plusieurs niveaux, où les niveaux de métallisation sont reliés entre eux par l'intermédiaire de trous métallisés. Elle offre une grande flexibilité en termes d'intégration et de réalisation, répondant ainsi à la nécessité de miniaturiser et de réduire les pertes par connexion.

Cette technologie permet de produire des composants discrets (résistances, capacités, inductances) en technologie microruban, et d'intégrer des modules actifs en technologie MMIC [31].

En ce qui concerne les performances électriques de cette technologie, nous pouvons mentionner le problème du réglage de la fréquence centrale. Dans la pratique, les tolérances de fabrication sont trop importantes pour pouvoir contrôler les dimensions des gaps pendant la construction, ce qui peut poser un problème aux fréquences millimétriques. Les principaux avantages de cette technologie sont donc les coûts de production attractifs et une forte intégration dans un environnement MMIC [27,32].

## V. Conclusion

Nous avons commencé par décrire les principaux fondements et outils d'adaptation d'impédance. Généralement, une solution optimale dépend des exigences du circuit, telles que la simplicité de réalisation pratique, la bande-passante de fréquence et ondulation de puissance minimale, mise en œuvre de la conception et adaptabilité, conditions de fonctionnement stables et suppression suffisante des harmoniques. En conséquence, de nombreux types de réseaux d'adaptation sont disponibles, y compris les éléments localisés et les lignes de transmission.

Pour simplifier et visualiser la procédure de conception d'adaptation, une approche analytique (qui permet de calculer les paramètres des circuits d'adaptation à l'aide d'équations simples) et les traces de l'abaque de Smith sont discutées.

En outre, plusieurs exemples d'amplificateurs de puissance à bande étroite et à large bande utilisant des dispositifs bipolaires ou MOSFET sont donnés, y compris des considérations et des explications de conception successives et détaillées.

Enfin, Nous avons également présenté un aperçu sur la technologie MIC et les différentes technologies de ligne de transmission, notamment les lignes à micro ruban, les guides d'ondes coplanaires, les Striplines, les Slotlines et les lignes à multi-couche.

Après avoir étudié les techniques d'adaptation d'impédance d'une manière détaillée, dans le chapitre suivant nous allons présenter les diverses techniques qui sont utilisées dans la conception des amplificateurs de puissance.

## Référence

- [2-1] D. M. Pozar, "Microwave and RF design of wireless systems". *Wiley New Jersey*, 2001.
- [2-2] P. L. D. Abrie, "The design of impedance-matching networks for radio-frequency and microwave amplifiers". *Artech House Dedham*, 1985.
- [2-3] M. Brobston, X. Zhu, and S. E. Kim, "System and method for a tunable impedance matching network." *Google Patents*, 2010.
- [2-4] J. L. B. Walker, "Handbook of RF and microwave power amplifiers". *Cambridge university press*, 2011.
- [2-5] M. Radmanesh, "RF & microwave design essentials: engineering design and analysis from DC to microwaves". *AuthorHouse*, 2007.
- [2-6] J. Zbitou and A. Errkik, "Emerging Innovations in Microwave and Antenna Engineering". *IGI Global*, 2018.
- [2-7] R. S. Carson, "High-Frequency Amplifiers", *New York: John Wiley & Sons*, 1975.
- [2-8] F. Güneş and B. A. Çetiner, "Smith chart formulation of performance characterisation for a microwave transistor," *IEE Proceedings-Circuits, Devices Syst.*, vol. 145, no. 6, pp. 419–428, 1998.
- [2-9] P. Smith, "Electronic applications of the Smith chart". *The Institution of Engineering and Technology*, 1995.
- [2-10] A. V. Grebennikov, "A Simplified CAD Approach to Analyzing Lumped Elements," *RF Design*, pp. 22–38, May 2000.
- [2-11] A. Rachakh, L. El Abdellaoui, and M. Latrach, "Design and Analysis of a New Configuration of Microwave Power Amplifier," in *Emerging Innovations in Microwave and Antenna Engineering*, IGI Global, 2019, pp. 364–399.
- [2-12] L. F. Gray, and R. Graham, "Radio Transmitters", *New York: McGraw-Hill*, 1961.
- [2-13] S. K. Rao and R. K. Rao, "Matching network system for mobile devices." *Google Patents*, 2011.
- [2-14] V. M. Bogachev, and V. V. Nikiforov, "Transistor Power Amplifiers", *Moskva: Energiya*, 1978.
- [2-15] A. Tam, "Network Building Blocks Balance Power Amp Parameters," *Microwaves & RF*, vol. 23, pp. 81–87, July 1984.
- [2-16] A. V. Grebennikov, "Create Transmission-Line Matching Circuits for Power Amplifiers," *Microwaves & RF*, vol. 39, pp. 113–122, Oct. 2000.
- [2-17] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", *New York: John Wiley & Sons*, 1998.
- [2-18] Y. Ito, M. Mochizuki, M. Kohnno, H. Masuno, T. Takagi, and Y. Mitsui, "A 5-10 GHz 15-W GaAs MESFET Amplifier with Flat Gain and Power Responses," *IEEE Microwave and Guided Wave Lett*, vol. 5, pp. 454–456, Dec. 1995.
- [2-19] D. H. Steinbrecher, "An Interesting Impedance Matching Network," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-22, p. 382, June 1967.
- [2-20] T. Beinstingel, "Composants". *Fayard*, 2002.

- [2-21] F. de Dieuleveult and O. Romain, “Électronique appliquée aux hautes fréquences-2e éd.: Principes et applications“. *Dunod*, 2008.
- [2-22] D. Liu, U. Pfeiffer, J. Grzyb, and B. Gaucher, “Advanced millimeter-wave technologies: antennas, packaging and circuits “. *John Wiley & Sons*, 2009.
- [2-23] P. Chinoy, N. Jain, P. Li, J. Goodrich, and C. Souchuns, “Manufacture of low-loss microwave circuits using HMIC technology,” in *1994 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 94CH3389-4)*, 1994, pp. 1137–1140.
- [2-24] J. A. Herbsommer, R. F. Payne, M. Corsi, B. S. Haroun, and H. Ali, “Microstrip line of different widths, ground planes of different distances.” *Google Patents*, 2016.
- [2-25] M. V Schneider, “Microstrip lines for microwave integrated circuits,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 48, no. 5, pp. 1421–1444, 1969.
- [2-26] A. R. Fateh and D. Nassim, “Etude de l’architecture de transmission du réseau Mobiles et test de liaison radiofréquence entre les sites Mini Link,” *Université Mouloud Mammeri*, 2018.
- [2-27] C. Hannachi, “Conception de nouveaux composants en technologie hybride pour les communications à haut débit en bande millimétrique,” *Université du Québec, Institut national de la recherche scientifique*, 2017.
- [2-28] T. C. Edwards and M. B. Steer, “Stripline Design,” 2016.
- [2-29] Y.-L. Yao, F.-S. Zhang, M. Liang, and M.-Z. Wang, “Planar wideband balun with novel slotline T-junction transition,” *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 64, pp. 73–79, 2016.
- [2-30] T. C. Edwards and M. B. Steer, “Slotline Applications,” 2016.
- [2-31] C. Kärnfelt, “Solutions d’intégration en boîtier de puces MMIC via la technologie LTCC,” 2016.
- [2-32] H. Baudrand, M. Titaouine, and N. Raveu, “Le concept d’ondes en électromagnétisme et circuits“. *ISTE Group*, 2017.

# Chapitre 3

---

## Conception des Amplificateurs de Puissance à Bande Etroite

---

## I. Introduction

La conception des amplificateurs pour une application et une gamme de fréquences particulières est complexe en ce sens qu'ils doivent répondre aux exigences physiques, électriques, thermiques et de coût. Les exigences de performance de l'amplificateur en termes de bande de fréquence, gain, facteur de bruit, puissance de sortie, PAE, linéarité, stabilité, pertes de retour, etc. sont déterminées par le type et la taille du transistor, la topologie du circuit, les réseaux d'adaptation, le nombre d'étages de gain, le rapport de format pour les dispositifs entre les étages, les méthodes de conception, les schémas de polarisation, les procédés de fabrication et l'emballage. Le plus souvent, cela implique des compromis en termes de taille, de performance électrique, de fiabilité et de coût. Dans ce chapitre, nous discutons, en général, de divers aspects de la méthodologie de conception des amplificateurs avec des exemples. Ensuite en se basant sur les notions, les techniques et les théorèmes détaillés dans la première partie de ce chapitre et les chapitres précédents, nous allons présenter deux nouvelles structures d'amplificateur de puissance en hyperfréquence.

## II. Conception d'amplificateur

La conception d'un amplificateur peut être conçue pour des applications de faible ou de forte puissance, mais les étapes de conception de base sont quasiment similaires. L'amplificateur de faible puissance peut être un amplificateur à faible bruit, un amplificateur à gain variable et est généralement conçu selon des méthodes de conception linéaire. Cependant, les amplificateurs de puissance sont basés sur des méthodes de conception complexes et peuvent être destinés à des applications à haute puissance ou à haut rendement et/ou à haute linéarité [1-2]. Ces conceptions ne sont pas aussi triviales que celles de faible puissance et nécessitent des outils de CAO précis pour décrire la conception. Ce chapitre est donc axé sur les amplificateurs de puissance, bien que les méthodes s'appliquent également aux conceptions à faible puissance. La méthodologie de conception comprend la sélection de la topologie des circuits, le nombre d'étages, les synthèses des réseaux d'adaptation et les réseaux de polarisation, la simulation et l'optimisation des performances des amplificateurs et la combinaison de puissance pour un niveau de puissance supérieur si nécessaire. La conception de l'amplificateur peut être à bande étroite, à large bande, à un étage ou à plusieurs étages. La conception d'un amplificateur comporte six étapes:

- Choix du type de transistor et technologie de fabrication
- Tailles de transistor
- Méthode de conception
- Sélection de la topologie du circuit et des composants
- Analyse de stabilité
- Analyse et optimisation de circuit

### II.1. Type de transistor et technologie de fabrication

Tout d'abord, nous devons sélectionner le type de transistor approprié pour répondre aux exigences de conception de l'amplificateur (alimentation disponible, facteur de bruit, puissance

de sortie, plage de fréquence, etc.), nous pouvons choisir un type de dispositif parmi CMOS, BJT, FET, HBT et HEMT. L'étape suivante consiste à déterminer la technologie de fabrication, qui dépend encore une fois de l'application, du cycle de développement, du coût cible, du volume, etc.

Plusieurs technologies de fabrication RF/micro-ondes sont utilisées pour réduire la taille et le coût des composants [3-4]. Il s'agit de cartes de circuits imprimés (PCB), d'hybrides à couches minces et épaisses, de céramiques cofondées à basse et haute températures et de circuits intégrés monolithiques. L'approche des cartes de circuits imprimés est utilisée en RF et limitée aux niveaux de faible puissance. La technologie hybride est couramment utilisée pour les dispositifs discrets, les amplificateurs à un étage à adaptation interne et les méthodes de combinaison à haute puissance. Généralement, pour les applications à faible volume, les technologies hybrides sont utilisées tandis que les solutions monolithiques de circuits intégrés permettent d'atteindre des objectifs à faible coût et à volume élevé. L'approche monolithique est également un choix préféré aux fréquences millimétriques. Les boîtiers en plastique offrent une solution économique pour les amplificateurs de puissance (moins de 5W) fonctionnant jusqu'aux fréquences de la bande Ku, tandis que les boîtiers en céramique sont couramment utilisés pour les applications haute puissance aux fréquences des bandes L à Ku.

## **II.2. Sélection de la taille du transistor**

Pour les applications à faible bruit, le choix de la taille du transistor n'est pas critique. Pour les applications de puissance la taille de transistor est sélectionnée en fonction de la gamme de fréquences et d'autres exigences telles que le gain, la puissance de sortie, etc.

Les transistors de plus grande taille sont plus faciles à adapter aux RF fréquences et aux basses fréquences, mais ont une consommation d'énergie plus élevée, Une taille de transistor plus petite est préférable aux hyperfréquences en raison de sa faible consommation d'énergie [3]. Aux basses fréquences micro-ondes, la taille des transistors à faible bruit est comprise entre 6 et 1mm environ, entre 2 et 3mm pour les bandes X, et au-dessus de 20GHz, la taille préférée est comprise entre 0.5 et 1mm.

Le choix de la taille du transistor de puissance dépend des niveaux de puissance et de la bande passante pour répondre aux exigences de conception. Le circuit de l'amplificateur doit être conçu pour fonctionner dans les conditions de fonctionnement les plus sûres c-à-d courant  $\leq I_{\max}$  et tension  $\leq$  tension de claquage. Les conditions de polarisation recommandées pour les transistors sont généralement fournies par les fournisseurs. En supposant que la perte du circuit d'adaptation de sortie peut être maintenue à peu près à 0,5dB en raison de désadaptation entre l'impédance de charge souhaitée et l'impédance de charge prévue à la sortie du circuit, un transistor doit fournir une puissance de sortie de 10W pour réaliser un amplificateur de puissance 8W. Dans un amplificateur multi-étages, la conception d'un rapport d'aspect approprié (rapport entre la taille des transistors de sortie et celle des transistors d'entrée) joue un rôle très important dans la réalisation d'un amplificateur à PAE élevé ou d'un amplificateur linéaire [5-6]. Dans les applications à bande étroite, une perte de gain de 2 à 3dB due à la perte dissipative et désadaptation entre l'entrée et sortie de transistor est prise en compte dans la

conception de l'amplificateur, alors que dans les applications à large bande, cette perte est augmentée de 3 à 4dB [7-8].

### **II.3. Méthode de conception**

Un amplificateur de puissance peut être conçu selon la méthode de la ligne de charge, la méthode d'adaptation à faible perte (LLM) à l'aide de load-pull technique et de paramètres S obtenus au point de polarisation de fonctionnement ou en utilisant un modèle de dispositif non linéaire. Dans la méthode de la ligne de charge, des équations analytiques sont utilisées pour déterminer les paramètres du circuit. La puissance de sortie et le PAE sont calculés uniquement pour la fréquence fondamentale. Dans la méthode LLM, les impédances de charge optimales à la sortie de chaque dispositif sont réalisées à l'aide load-pull et de paramètres S. La puissance de sortie et le PAE sont calculés empiriquement. Ces deux méthodes n'offrent pas d'autres performances non linéaires telles que TOI. Dans la méthode de conception non linéaire, un modèle de dispositif non linéaire est utilisé pour calculer les performances de l'amplificateur de puissance, y compris la compression de la puissance de chaque étage, ainsi que la puissance de sortie et le PAE en fonction de la puissance d'entrée. Cette méthode est utilisée aussi dans les circuits numériques et permet également de calculer les niveaux harmoniques et leurs terminaisons harmoniques réactives pour un PAE élevé, ainsi que d'autres performances non linéaires, conformément aux exigences de conception.

### **II.4. Topologie de circuit**

La topologie des circuits et les réseaux d'adaptation sont généralement conçus pour fournir la bande passante requise. Afin de réduire la taille, un circuit de polarisation est généralement incorporé dans le réseau d'adaptation [2,9]. Les réseaux d'adaptation comprennent généralement l'armature de boîtier et la réactance parasite du fil de liaison. Pour les applications à forte puissance, la topologie de type cluster est généralement utilisée. Les sections de micro-ruban sont utilisées comme éléments d'adaptation dans les amplificateurs hauts performances. Pour réaliser des circuits compacts, des réseaux d'adaptation d'éléments localisés ou des éléments de circuit distribués sont utilisés pour transformer l'impédance du dispositif en  $50\Omega$ . De plus, des éléments de circuit à faibles pertes à la sortie de l'amplificateur sont souhaitables, du fait que le rendement et la puissance sont réduits par des pertes dans le réseau d'adaptation de sortie. Aux fréquences micro-ondes, les éléments distribués sont généralement utilisés.

Dans les applications à large bande, les éléments distribués jouent un rôle important dans la réalisation des performances de circuit requises. Pour accorder la capacité du transistor, il faut des lignes avec une perte minimale possible. Aux hyperfréquences, nous utilisons généralement des lignes à haute impédance de nature inductive (*voir chapitre 2*). Cependant, ces lignes ont une capacité shunt associée, ce qui réduit le produit gain-bande passante du circuit.

Pour la polarisation nous utilisons souvent les transformateurs de ligne  $\lambda/4$  ce qui présentent un avantage distinct en termes de taille et de largeur de bande par rapport aux inductances RF (RF-chokes) couramment utilisés dans les circuits à bases fréquences pour polariser les dispositifs à semi-conducteurs actifs ou passifs.

En résumé, les éléments distribués comparés aux éléments localisés conventionnels ont une taille et un coût inférieurs, une capacité de rapport de transformation d'impédance élevée, des effets d'interaction plus faibles entre les éléments de circuit, une réactance complémentaire associée plus faible et une capacité de bande passante plus large.

## **II.5. Analyse de stabilité et thermique**

La conception doit être conditionnellement stable et les conditions d'oscillation doivent être évitées dans les amplificateurs de puissance (*voir le chapitre 1*). Nous pouvons faire osciller un amplificateur avec un gain de puissance en appliquant une rétroaction positive externe, par exemple un circuit de polarisation dans un amplificateur multi-étages à gain élevé ou une puce MMIC à gain élevé dans un boîtier en plastique ou en céramique mal isolé [4].

Aux RF et hyperfréquences, les réactances parasites inévitables suffisent souvent à créer des oscillations dans le cas où la conception et la fabrication de l'amplificateur ne sont pas bien faites.

Les transistors de puissance, en fonction de la technologie, ont une température de canal de fonctionnement maximale autorisée (plage de 150–200°C) qui ne peut être dépassée afin de maintenir ses performances RF ainsi que sa fiabilité. Cependant, la diminution de la température du canal peut améliorer les performances électriques et augmenter considérablement la durée de vie du dispositif [10-11]. Ainsi, dans la conception d'un amplificateur de puissance, il est très important d'éliminer efficacement la chaleur excessive générée dans le dispositif. Pour ce faire, utilisez des dispositifs de petite taille, répartissez la chaleur sur une plus grande surface, minimisez les interfaces à haute résistance entre le dispositif et le dissipateur de chaleur et utilisez des dissipateurs de chaleur à haute conductivité.

## **II.6. Analyse et optimisation de circuit**

Les paramètres des dispositifs électriques disponibles dans les catalogues des fournisseurs ou les bibliothèques de fonderie incluent les paramètres S ou des modèles de circuit équivalents dans les conditions de polarisation recommandées, les modèles non linéaires, les impédances d'entrée et de sortie optimales pour une puissance de sortie maximale ou PAE et le gain associé à des fréquences nominales. Les données pour la meilleure conception de linéarité sont difficilement disponibles. Les modèles de paramètres S à petit signal, et les modèles non linéaires sont nécessaires pour calculer la stabilité et les performances électriques d'un amplificateur. La méthode Source-pull et Load-pull sont essentielles pour caractériser avec précision les dispositifs de puissance afin d'optimiser la conception de l'amplificateur [12–14].

Les modèles linéaires et non linéaires précis sont nécessaires pour concevoir des amplificateurs à un étage ou multi-étages et prédire les performances d'un amplificateur en termes de  $P_{1dB}$ , PAE, gain, niveaux harmoniques de deuxième et troisième niveaux et point d'interception du troisième ordre, et pour parvenir au meilleur compromis entre eux. Des outils de CAO commerciaux sont disponibles pour l'analyse et l'optimisation de circuits. Étant donné qu'il est très difficile de réaliser les impédances de charge requises sur des bandes passantes plus larges et d'optimiser un circuit à l'aide de modèles non linéaires, une combinaison d'optimisation de ligne de charge et de simulation non linéaire est utilisée. Le processus de conception ci-dessus

est répété de manière à obtenir une solution optimale pour l'adaptation simultanée des impédances de charge au drain de chaque FET et le meilleur gain, puissance et PAE. Cependant, un simple amplificateur de puissance à un étage peut être optimisé en utilisant un modèle non linéaire avec une tolérance de convergence lâche dans le simulateur de balance harmonique.

Après avoir abordé les éléments influents sur la conception des amplificateurs, nous allons passer à présenter les différentes techniques qui souvent utiliser pour la conception des amplificateurs.

### III. Techniques de conception d'amplificateurs

Dans un amplificateur à un étage, le réseau d'adaptation d'entrée est conçu pour un bon ROS (VSWR), la stabilité, la planéité du gain et le facteur de bruit ou la linéarité ( $IP_3$ ), tandis que le réseau d'adaptation de sortie est conçu pour un gain maximal, une puissance de sortie et un PAE élevé. Le réseau d'adaptation d'entrée d'un LNA est conçu pour être à faible perte afin d'obtenir le facteur de bruit le plus faible possible. Le réseau d'adaptation de sortie d'un amplificateur de puissance conçu pour fournir une puissance maximale doit également être à faible perte afin d'obtenir le rendement maximal possible. Les circuits d'adaptation doivent limiter le gain en dehors des fréquences souhaitées.

Un amplificateur multi-étages est conçu en trois parties [6,15-16] :

- ✚ La conception des réseaux d'adaptation d'entrée, des inter-étages et des réseaux d'adaptation de sortie.
  - Dans un AP, l'adaptation d'entrée est d'abord conçue, puis l'inter-étage, et enfin l'adaptation de sortie.
  - Dans la conception LNA, la séquence est inversée, c'est-à-dire que l'adaptation de sortie est conçue en premier et l'adaptation d'entrée est conçue en dernier.
- ✚ La conception des réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie est similaire à celle de l'amplificateur à un étage. Les réseaux d'adaptation l'inter-étage fournissent généralement la mise en forme de gain nécessaire pour compenser la perte de gain de 4dB/octave de chaque dispositif et fournissent également suffisamment de puissance de sortie à l'étage suivant pour obtenir la puissance de sortie maximale de l'étage suivant.
- ✚ La conception des inter-étages est très critique pour les hautes fréquences et les amplificateurs à large bande. Un amplificateur multi-étage a plus de flexibilité dans la conception de l'adaptation d'entrée et de la planéité de gain qu'un amplificateur à un étage. Aux fréquences plus élevées, où le gain est minimal sur la bande, l'adaptation doit fournir un gain maximal ainsi que la puissance nécessaire pour commander la porte de l'étage suivant pour obtenir une puissance de sortie maximale. Les réseaux d'adaptation de sortie et inter-étages sont conçus pour fournir les impédances de charge souhaitées pour une puissance de sortie maximale. Les simulateurs de petits signaux font un bon travail en termes d'adaptation et de gain d'entrée, mais ne sont pas suffisants pour simuler les performances en termes de puissance. Des simulateurs non linéaires et/ou des données étendues de type source-pull et load-pull sont nécessaires pour concevoir des amplificateurs de puissance à haut performances.

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour déterminer avec précision l'impédance d'entrée et de sortie d'un dispositif dans des conditions de signal élevé, une condition essentielle pour la bonne conception du circuit d'un amplificateur de puissance. Les techniques source-pull et load-pull, les paramètres S à petits signaux et à grands signaux, les modèles linéaires et non linéaires de circuits équivalents et les modèles basés sur la physique sont actuellement utilisés pour déterminer les impédances d'entrée et de sortie des dispositifs [2,9,11].

Les méthodes couramment utilisées dans la conception des amplificateurs de puissance sont brièvement décrites ci-après.

### III.1. Méthode de la ligne de charge

Généralement, un amplificateur de puissance peut être conçu selon la méthode de la ligne de charge [12-14,17]. Dans une conception d'amplificateur de puissance, les formes d'onde de tension et de courant limitent les performances du circuit. Ainsi, les caractéristiques de l'amplificateur peuvent être calculées en fonction des limites de tension et de courant à la sortie du dispositif. Considérant un amplificateur MESFET à source commune, comme illustré sur la figure 3.1, les relations de tension et de courant de base peuvent être écrites comme suit :

$$v_d = V_{ds} - i_o R_L \quad (3.1)$$

$$i_d = I_{ds} + i_o \quad (3.2)$$

Où  $V_{ds}$  et  $I_{ds}$  sont respectivement la tension et le courant continu d'alimentation,  $v_d$  est la tension totale au drain du dispositif,  $i_o$  est le courant RF passant par la charge  $R_L$ , et  $i_d$  est le courant total passant par le dispositif. Les inductances de polarisation de grille et de drain ( $L_G, L_D$ ) sont supposées être des selfs idéales ( $\omega L_G \gg R_S, \omega L_D \gg R_L$ ) et le condensateur de drain  $C_b$  est supposé être un condensateur de blocage DC idéal ( $1/\omega C_b \ll R_L$ ).

Supposons que le dispositif a une source de courant contrôlée par la tension de grille idéale, illustrée à la figure 3.2(a), ayant une valeur de courant minimum (tend-vers de zéro) et une valeur de courant maximum de  $I_{max}$ . Considérons une tension RF d'entrée à la grille du dispositif suffisamment grande pour que le courant de drain du dispositif soit approximativement une onde carrée ayant des valeurs de tension minimale ou maximale.

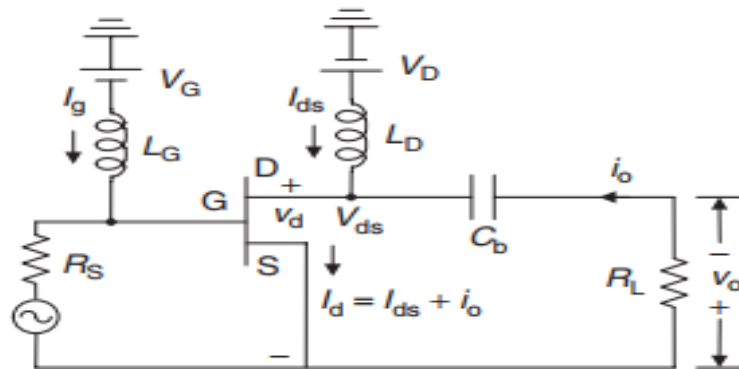


Figure 3.1 : Schéma d'un amplificateur FET de source commune [17]

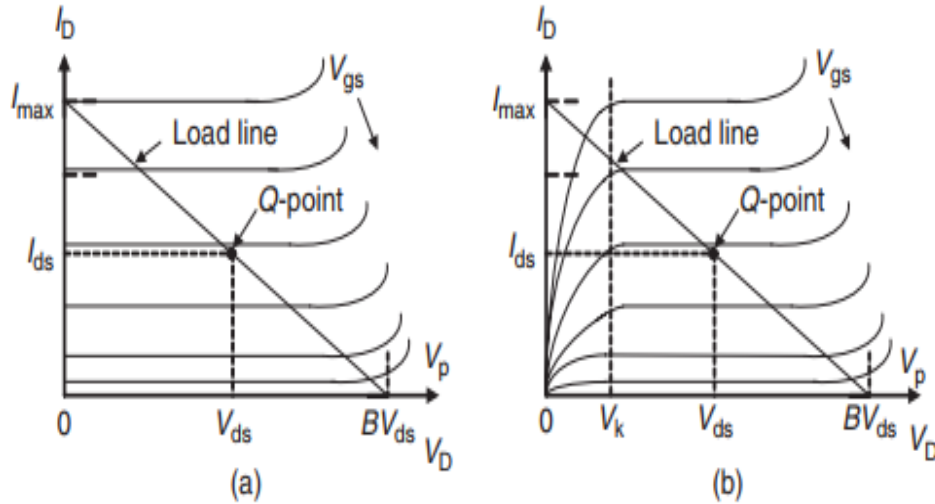


Figure 3.2 : Courbes I-V : (a) idéal et (b) avec tension de seuil [17]

Cette situation est plus appropriée pour un rendement de sortie élevée ou une puissance de sortie élevée. Dans ce cas, le courant d'alimentation est  $I_{max}/2$  et à partir de l'équation (3.1) et (3.2), la tension de drain devient :

$$v_d = V_{ds} + \left( \frac{I_{max}}{2} - i_d \right) R_L \quad (3.3)$$

Puisque le courant est une onde carrée à la fréquence de fonctionnement, la tension de drain  $v_d$  devient une onde carrée mais déphasée de  $180^\circ$  ; c'est-à-dire que  $v_d$  est minimum quand  $i_d$  est maximum et égal à  $I_{max}$ . Le courant ne circule dans le dispositif que lorsque la tension de drain est supérieure à 0, c'est-à-dire,

$$v_{d \min} = V_{ds} + R_L \left( \frac{I_{max}}{2} - I_{max} \right) \geq 0 \quad (3.4)$$

Où :

$$R_L \leq \frac{2V_{ds}}{I_{max}} \quad (3.5)$$

L'équation (3.5) représente l'impédance de charge et  $2V_{ds}$  est la tension de sécurité que nous pouvons appliquer au dispositif ( $2V_{ds} < BV_{ds}$ ). Lorsque  $R_L$  est inférieur à  $2V_{ds}/I_{max}$ , la plage de courant de drain est nulle à  $I_{max}$  et la tension de drain varie sur  $V_{ds} \pm (I_{max}R_L)/2$ . Cette condition est appelée *écrêtage de courant (current clipping)*. Dans ce cas, le signal de sortie peut être augmenté en sélectionnant des dispositifs avec un  $I_{max}$  plus élevé, alors que l'augmentation de  $V_{ds}$  n'augmenterait pas la puissance de sortie. Par contre, si  $R_L$  est supérieur à  $2V_{ds}/I_{max}$ , la plage de courant de drain est nul à  $2V_{ds}/R_L$ , et la tension de drain varie de zéro à  $2V_{ds}$  ; cette condition est appelée *écrêtage de tension (voltage clipping)*. A une condition avec  $R_L = 2V_{ds}/I_{max}$  entraîne un écrêtage du courant et de la tension.

La puissance DC,  $P_{DC}$ , est donnée par :

$$P_{DC} = V_{ds} \frac{I_{max}}{2} \quad (3.6)$$

Étant donné que nous supposons un courant carré et que la tension de drain est déphasée de  $180^\circ$  par rapport au courant de drain, un dispositif idéal ne dissipe aucune énergie. La puissance de sortie RF totale,  $P_{oT}$ , fournie à la charge,  $R_L$ , est donnée par :

$$P_{oT} = \frac{1}{4} I_{\max}^2 R_L \quad (3.7)$$

Le courant de sortie à onde carrée contient toutes les harmoniques impaires. En calculant l'intégrale de Fourier, la puissance de sortie RF de fréquence fondamentale,  $P_o$ , délivrée à la charge,  $R_L$ , est déterminé par :

$$P_o = \frac{2}{\pi^2} I_{\max}^2 R_L \quad (3.8)$$

À partir des équations (3.6) et (3.8), le rendement du drain  $\eta_D$  est donnée par :

$$\eta_D = \frac{P_o}{P_{DC}} = \frac{4R_L}{\pi^2} \left( \frac{I_{\max}}{V_{ds}} \right) \quad (3.9)$$

Si nous sélectionnons une charge  $R_L = 2V_{ds}/I_{\max}$ , nous aurons :

$$\eta_D = \frac{8}{\pi^2} = 81\% \quad (3.10)$$

Le rendement de drain environ de 80% est le même que pour un amplificateur de classe A saturé, décrit dans *le chapitre 1*. Dans cette analyse, les harmoniques sont supposées se terminer dans  $50\Omega$ .

Comme le montre la figure 3.2(b), le FET présente une tension de seuil en dessous de laquelle le dispositif fonctionne comme une résistance. Ceci peut être approximativement implémenté dans les équations ci-dessus comme suit :

$$R_L \leq \frac{2(V_{ds} - V_k)}{I_{\max}} \quad (3.11)$$

$$P_o = \frac{4}{\pi^2} I_{\max} (V_{ds} - V_k) \quad (3.12)$$

$$\eta_D = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{V_{ds} - V_k}{V_{ds}} \right) \quad (3.13)$$

Ainsi, les données d'analyse DC peuvent prédire approximativement les performances de l'amplificateur. À  $V_{ds} = 10V$ , le FET de périphérie de grille MSAG  $625\mu m$  a une valeur  $I_{\max}$  de 180 mA et  $V_K = 1.2V$ . Pour un tel dispositif, la valeur calculée de  $P_o = 0.64W$  et  $\eta_D = 71.3\%$ , alors que les valeurs correspondantes mesurées à 14GHz sont respectivement 0,56W et 70%. Malgré des hypothèses drastiques, l'accord entre la méthode de la ligne de charge simple et les mesures en général concordent, à condition que la réactance parasite du dispositif à la fréquence de fonctionnement n'ait pas d'effet significatif sur les calculs du dispositif. La théorie simple décrite ci-dessus ne tient pas compte non plus des contributions harmoniques. Cette

méthode peut facilement être implémentée dans un simulateur linéaire pour concevoir des amplificateurs de puissance.

### III.2. Technique de conception par l'adaptation à faible perte

La technique de conception à faible perte (LLM) est généralement appliquée avec succès aux conceptions d'amplificateurs multi-étages et de puissance élevée [18-22]. Dans ce schéma, la perte résistive ou dissipative ( $D_L$ ) et la perte de désadaptation ( $M_L$ ) pour chaque étage sont calculées et ajustées selon les besoins de la conception. En règle générale,  $D_L$  et  $M_L$  pour l'adaptation de sortie sont maintenus au minimum et  $M_L$  pour l'inter-étage est minimisé. Les facteurs de contrôle pour  $D_L$  et  $M_L$  pour chaque inter-étage comprennent les critères de stabilité et les performances électriques. Le réseau d'adaptation de l'inter-étage fournit suffisamment de puissance de sortie au FET de l'étage de sortie sur une large plage de tension de drain.

La perte dissipative concerne l'étage passif individuel (c.-à-d. inter-étage, sortie, etc.) et la perte de désadaptation est la différence entre l'impédance de charge optimale du dispositif requis et de l'impédance de sortie au niveau du drain de la FET. Considérons la conception en deux-étapes illustrée à la figure 3.3. Dans ce cas, les valeurs de perte totale (TL) pour les réseaux d'adaptation inter-étage et de sortie sont données par :

$$TL_1 = D_{int} + M_{L1} \quad (3.14)$$

$$TL_2 = D_{out} + M_{L2} \quad (3.15)$$

Où les  $D'_S$  et les  $M'_S$  sont respectivement les pertes de dissipation et de désadaptation, et sont des valeurs positives exprimées en dB. Le calcul de ces pertes est abordé ci-après.

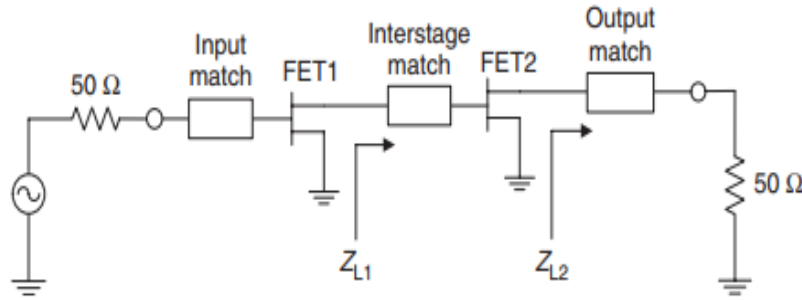


Figure 3.3 : Schéma d'un amplificateur à deux étages montrant les impédances de charge optimales [19]

#### ➤ Perte Dissipative [23-24]

La perte dissipative pour chaque étage passif est calculée en connectant une impédance conjuguée complexe à des ports connectés à des FET. Pour les réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie, (voir figure 3.4(a)), les pertes dissipatives sont déterminées par :

$$D_{in} = -10 \log \frac{|S_{21i}|^2}{1 - |S_{22i}|^2} \quad (3.16)$$

$$D_{out} = -10 \log \frac{|S_{21o}|^2}{1 - |S_{11o}|^2} \quad (3.17)$$

Où les  $S$  sont les paramètres de diffusion des réseaux respectifs. Pour l'inter-étage, (voir figure 3.4(b)), la perte de dissipation est calculée à l'aide de la formule suivante :

$$D_{\text{int}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}\Gamma_s S_{21}\Gamma_L|^2} \quad (3.18)$$

Où les  $S$  sont les paramètres de diffusion de l'inter-étage, et  $\Gamma_s$  et  $\Gamma_L$  sont les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie, respectivement. Pour un réseau passif, cela est calculé en utilisant les relations suivantes :

$$\Gamma_s = \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (3.19)$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (3.20)$$

Avec :

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.21)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.22)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (3.23)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (3.24)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.25)$$

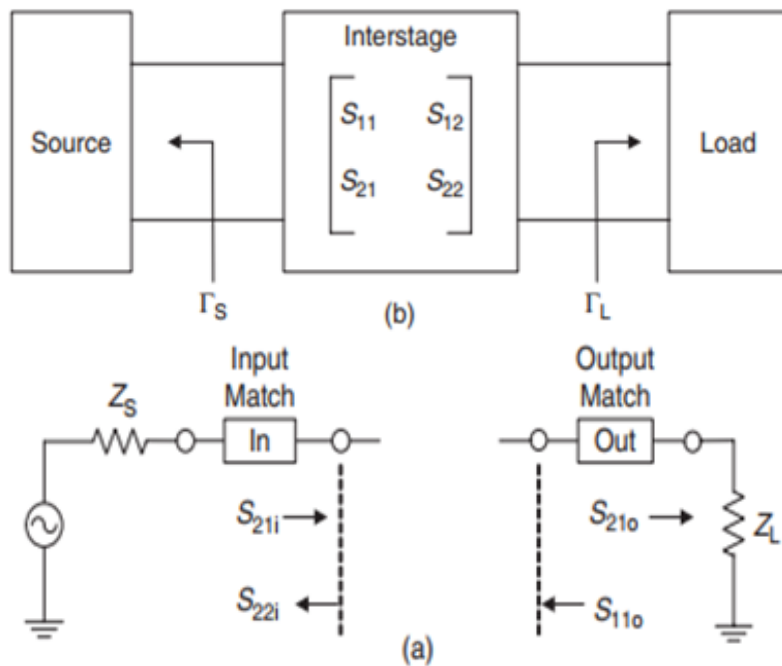


Figure 3.4 : Représentations du calcul des pertes dissipatives : (a) réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie et (b) représentation d'adaptation conjuguée simultanée d'un inter-étage [19]

### ➤ Perte par désadaptation [23-24]

Considérons le réseau à un seul port illustré à la figure 3.5, dans lequel l'impédance de source est  $Z_S$  et l'impédance de charge est  $Z_L$ . Dans ce cas, le coefficient de réflexion  $\Gamma$  et la perte de désadaptation  $M_L$  sont déterminés par :

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_S}{Z_L + Z_S} \text{ et } M_L = 10 \log \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \quad (3.26)$$

Maintenant, considérons la figure 3.3. Si  $Z_{L1}$  et  $Z_{L2}$  sont les valeurs d'impédance de charge optimales requises pour les FET des premiers et deuxième-étage et si  $Z'_{L1}$  et  $Z'_{L2}$  sont les valeurs d'impédance mesurées ou calculées au niveau des drains des FET des premier et deuxième étages regardant vers la charge, les pertes de désadaptation sont déterminées par :

$$M = 10 \log \frac{1}{1 - |\Gamma_i|^2}, i = 1, 2 \quad (2.27)$$

Où :

$$\Gamma = \frac{Z'_{Li} - Z_{Li}^*}{Z'_{Li} + Z_{Li}^*} \quad (3.28)$$

Et  $Z_{Li}^*$  est le conjugué complexe de  $Z_{Li}$ . Quand  $Z_{Li}^* \cong Z'_{Li}$ ,  $M_{Li} \cong 0 \text{ dB}$ .

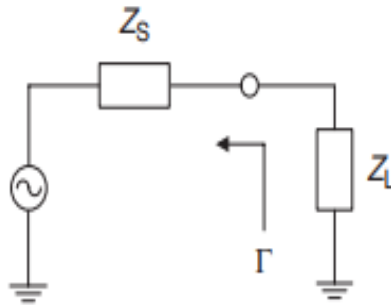


Figure 3.5 : Représentation d'un réseau à un seul port pour le calcul de désadaptation

La méthode ci-dessus est basée sur l'hypothèse que l'impédance d'entrée du dispositif dépend fortement de la charge connectée à la borne de drain plutôt que de ses paramètres de grand signal. Pour les FET et les HEMT, cette hypothèse est assez exacte et constitue la pierre angulaire de la méthode proposée. Cependant, pour un calcul précis de la perte de désadaptation, il faut utiliser des paramètres  $S$  de grand signal. Une conception d'amplificateur de puissance à bande étroite basée sur des données source-pull et load-pull est encore plus précise ; cependant, la technique LLM est plus complète et utile pour la conception d'amplificateur de puissance à des basses fréquences.

### III.3. Méthode de conception non linéaire

L'application d'un modèle de dispositif non linéaire avec l'outil de conception moderne assisté par ordinateur [25] offre une approche améliorée pour réduire le temps de conception des amplificateurs de puissance. À mesure que la sophistication et la précision de ces outils s'améliorent, il est possible de réduire considérablement le temps de cycle de conception et

d'obtenir un succès de conception « premier passage » pour les circuits intégrés. Le développement d'outils de CAO et de modèles non linéaires précis pour les dispositifs actifs joue un rôle clé dans le succès du développement d'amplificateurs pour les applications à bande étroite, à large bande, linéaires et à haut PAE. Des modèles précis pour les FET, les BJT, les HEMT et les HBT sont une partie essentielle de ces outils, les modèles linéaires et non linéaires de transistors sont basés sur une représentation de circuit équivalent (EC) et sont généralement fournis par les fabricants de dispositifs.

L'optimisation des circuits est une étape importante de la CAO. Dans les amplificateurs de puissance, cela se fait lors de la sélection de la topologie du circuit et de la conception finale. Il convertit une conception initiale en une conception finale optimisée répondant aux spécifications données. Les procédures d'optimisation impliquent des modifications itératives de la conception initiale, suivies d'une analyse de circuit et d'une comparaison avec les performances spécifiées.

Comme dans l'analyse non linéaire, les calculs sont effectués à la fois dans le domaine des fréquences et dans le domaine temporel, les temps d'exécution sont très longs et, pour la plupart des circuits, l'optimisation n'est pas possible par analyse non linéaire. Initialement, la conception de l'amplificateur est complétée par la méthode de la ligne de charge et l'optimisation des petits signaux. Au début, aucun effet de discontinuité n'est inclus et des éléments localisés idéaux sont utilisés pour accélérer la sélection de la topologie de l'amplificateur. Une fois la topologie de l'amplificateur finalisée, le circuit est optimisé en incluant toutes les réactances parasites. A ce moment, toutes les autres analyses telles que la stabilité, la sensibilité et l'EM sont également effectuées. Enfin, la conception de l'amplificateur de puissance est modifiée à l'aide d'une analyse non linéaire afin d'optimiser la performance spécifiée, à condition que les modèles non linéaires soient considérés comme précis. Cependant, un circuit simple avec quelques variables affectant les performances non linéaires peut être optimisé à l'aide d'une méthodologie d'optimisation non linéaire. Les modèles non linéaires sont normalement utilisés pour calculer les performances RF dépendant de la puissance d'entrée. Cependant, la méthode de conception non linéaire est plus complète et utile pour la conception d'amplificateur de puissance à des hautes fréquences.

Après avoir étudié presque toutes les techniques utilisées pour concevoir les amplificateurs de manière détaillée, dans la partie suivant nous allons présenter des deux nouvelles structures d'amplificateurs de puissance.

#### **IV. Procédure de conception des amplificateurs de puissance en hyperfréquence**

Les exigences pour les amplificateurs de puissance varient considérablement d'une application à l'autre. Les exigences de base pour de tels amplificateurs sont un gain élevé, une bonne linéarité, un haut rendement de puissance ajoutée (PAE), une fiabilité élevée, une petite taille et un faible coût. Les exigences des amplificateurs de puissance incluent également une puissance de sortie élevée avec un coefficient de réflexion très faible, et une phase de transmission linéaire avec une puissance d'entrée allant jusqu'au point de compression de puissance compris entre 1 et 3dB. Habituellement, les applications de communication

nécessitent un fonctionnement linéaire, tandis que pour les applications radar, un niveau de PAE élevé est primordial. Les systèmes de communication personnels fonctionnant entre 800MHz et 5,8GHz utilisent différents schémas de modulation et d'accès numériques. Ils nécessitent des amplificateurs de puissance bien adaptés et à haute gain pour les appareils portatifs ainsi que pour les applications de station de base.

La conception d'amplificateurs à bande étroite utilisant des transistors de puissance nécessite plusieurs considérations relatives aux dispositifs et aux circuits.

- Choisir un dispositif de puissance approprié qui répond aux objectifs de conception (puissance de sortie et plage de fréquences). Les transistors Si-bipolaires, par exemple, peuvent fournir plus de RF puissance que les transistors FET en GaAs dans les bandes inférieures à 4GHz.
- Des transistors de puissance avec une tension de claquage plus élevée sont souhaitables.
- Faire fonctionner le circuit de l'amplificateur dans les limites de sa polarisation de fonctionnement la plus sûre. Ne pas dépasser la tension d'alimentation et le courant maximum spécifiés par les fournisseurs.
- Load-pull est essentiel pour caractériser avec précision les dispositifs de puissance afin d'optimiser la conception de l'amplificateur.
- Concevoir le réseau d'adaptation d'entrée pour un gain maximal, tout en concevant le réseau d'adaptation de sortie pour une puissance de sortie maximale.
- Pour obtenir un circuit compact, utiliser des éléments localisés ou des éléments distribués pour adapter une faible impédance à  $50\Omega$ . De plus, utilisez des éléments de circuit à faible perte à la sortie puisque l'efficacité est réduite d'une quantité donnée de perte dans la sortie plutôt que dans l'entrée.

En générale, les amplificateurs de puissance fonctionnent selon trois modes de base : classe A, classe B et classe C. Ces classes, décrites au chapitre 1, sont implémentées en polarisant de manière appropriée les dispositifs actifs. Pour les amplificateurs de puissance, le niveau du signal d'entrée est élevé et, par conséquent, le courant de sortie se trouve soit dans la région de coupure, soit dans la région de saturation pendant une partie du cycle du signal d'entrée. Dans les modes de fonctionnement de base, les harmoniques à la sortie du dispositif se terminent résistivement dans la charge. Il existe deux autres catégories couramment utilisées des amplificateurs de puissance connus sous le nom de classe E et de classe F. Dans la classe E, le dispositif actif fonctionne comme un commutateur et possède un circuit accordé à Q élevé à la sortie du dispositif pour fournir une charge réactive conçue à la fréquence fondamentale. Dans la configuration d'amplificateur de classe F, la dissipation de puissance réduite est obtenue en utilisant une sorte de technique d'adaptation d'impédance (comme les circuits résonants) pour terminer les fréquences harmoniques dans les charges désirées (court-circuit pour les harmoniques pairs et circuit ouvert pour les harmoniques impairs). Les classes E et F sont généralement exploitées dans des conditions de biais de classe B et le rendement théorique approche 100%.

Les amplificateurs de puissance en hyperfréquences peuvent être conçus pour fonctionner dans diverses conditions du rendement en puissance ajoutée et de linéarité, les différents types

d'amplificateurs étant identifiés par une désignation de classe (voir chapitre1). Dans la pratique, toutes les classes d'amplificateurs fonctionnent à des rendements réduits en raison des pertes parasites inhérentes et des conditions de fonctionnement non idéales. Le choix de topologie de l'amplificateur de puissance est donc très important pour répondre aux exigences du système en termes de puissance de sortie, de gain de puissance et de consommation d'énergie.

La conception d'un amplificateur de puissance à bande étroite est décrite étape par étape dans ce qui suit.

## **IV.1. Conception d'une nouvelle structure d'amplificateur de puissance pour la bande DCS**

### **IV.1.1. Outil de conception et de simulation**

Dans ce travail, le logiciel Advanced Design System (ADS) a été choisi pour simuler et optimiser les circuits d'amplificateurs de puissance. Dans un premier temps, l'analyse en paramètres S a été utilisée. Toutefois, les paramètres S est une méthode d'analyse circuit qui ne tient pas compte de tous les phénomènes électromagnétiques. Afin d'y remédier, la méthode Harmonic Balance (HB) a été utilisée.

Harmonic balance est une méthode d'analyse fréquentielle, elle prend en compte toutes les non linéarités dans un circuit. Elle offre tout un ensemble de méthodes d'optimisation de types aléatoires et itératives.

### **IV.1.2. Spécifications du circuit**

L'amplificateur de puissance a été conçu pour opérer sur une bande de fréquence qui est 1.71GHz. En termes de performances, l'amplificateur doit être capable de fournir une puissance maximale de 20dBm avec une efficacité environ de 30%. Bien que l'AP ne soit pas conçu pour un standard dédié, la bande de fréquence d'opération choisie est applicable aux standards de la téléphonie mobile tels que le DCS est de [1.71-1.81] GHz. Le cahier de charge de conception est récapitulé dans le tableau 3.1.

| <b>Paramètres</b>          | <b>Valeurs</b> | <b>Unités</b> |
|----------------------------|----------------|---------------|
| <b>Fréquence</b>           | 1.71(DCS)      | GHz           |
| <b>Puissance de sortie</b> | 20             | dBm           |
| <b>Gain</b>                | 10             | dB            |
| <b>PAE</b>                 | 30             | %             |
| <b>Pertes de retour</b>    | <-10           | dB            |
| <b>Stabilité</b>           | 1              | -             |

**Tableau 3.1 : Performance attendue par la conception de l'amplificateur de puissance**

La conception de l'amplificateur de puissance (AP) a été effectuée en se basant sur les concepts théoriques étudiées aux chapitres 1, 2 et de la première partie du chapitre 3, ainsi suivant les différentes étapes décrites par la figure 3.6.

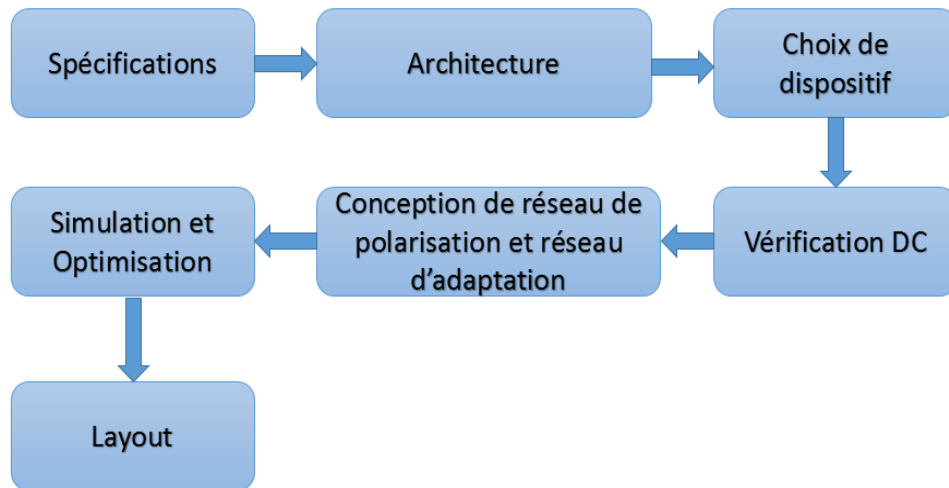


Figure 3.6 : Flot de conception de l'AP

#### IV.1.3. Architecture d'amplificateur de puissance

L'architecture choisie pour l'AP est une structure linéaire à un seul étage « single stage » et à émetteur commun. L'amplificateur est conditionné pour opérer en classe-A et le schéma du circuit d'amplification est représenté à la figure 3.7. Ce choix sur la classe de fonctionnement s'explique par le fait que l'amplificateur en classe-A a une grande linéarité pour convenir aux standards à modulation d'amplitude constante tel que le DCS ou aux protocoles de dernières génération lesquels utilisent une modulation à enveloppe variante [26-27].

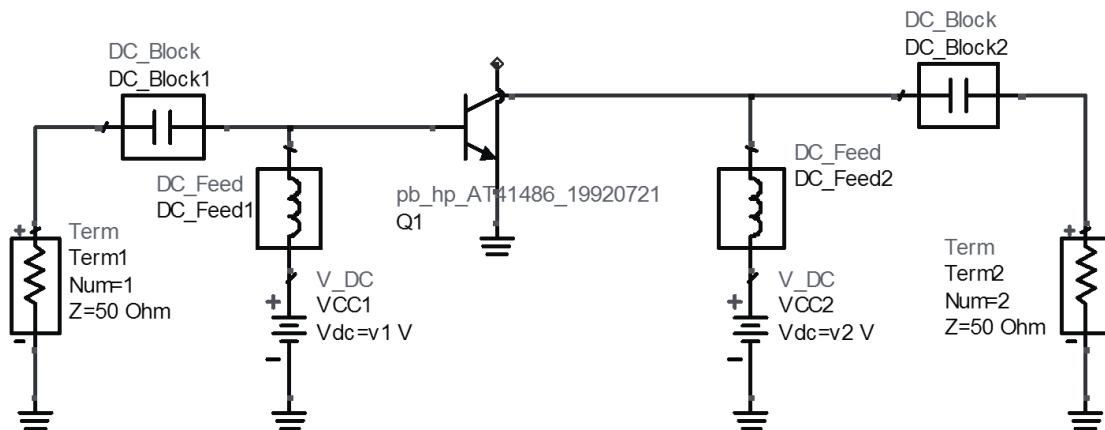


Figure 3.7 : Schéma du circuit d'amplification

#### IV.1.4. Sélection de dispositif

L'une des premières étapes du processus de conception consiste à sélectionner le dispositif actif approprié. Le dispositif utilisé pour cette structure est AT-41486 (*Annexe-1*), c'est un transistor à jonction bipolaire (BJT) emballé dans un boîtier plastique standard SOT-23. Bien que les dispositifs bipolaires n'aient généralement pas de bonnes propriétés de gain de puissance en tant que transistors à effet de champ, la faible puissance de sortie empêche d'utiliser des transistors à effet de champ dans ce cas. Le dispositif choisi a des performances acceptables pour cette

application et offre plusieurs autres avantages : il est extrêmement peu coûteux et des modèles précis sont facilement disponibles.

Dans les applications à haut volume et à faible coût, l'AT-41486 est un bon choix pour cet amplificateur, car il utilise le dispositif le moins coûteux qui permettra de réaliser ce travail. Il est tout aussi vrai que, quelle que soit la qualité d'un dispositif, s'il n'y a pas de modèles pour le simuler, il devient impossible de l'utiliser dans une conception.

Le modèle de dispositif, tiré de la bibliothèque de transistors ADS-RF, est un modèle Gummel-Poon dont les paramètres ont été extraits par le fabricant, Avago. Dans un premier temps, la performance DC du modèle est vérifiée à l'aide d'une courbe DC I-V. Ensuite, un réseau de polarisation sera conçu pour établir le point de fonctionnement souhaité. Le comportement RF du modèle sera ensuite vérifié avec les paramètres S.

#### IV.1.5. Vérification DC du modèle de dispositif

La figure 3.8 montre une façon de configurer une analyse DC par paramètres de balayage (swept-parameter). L'alimentation DC du collecteur est réglée sur une variable,  $V_{CE}$ , qui est initialisée dans le bloc VAR. Le bloc VAR initialise également la variable  $I_{BB}$  utilisée dans la source de courant continu à la base du BJT. Les valeurs réelles utilisées pour  $V_{CE}$  sont déterminées dans le contrôleur de simulation DC (DC1). Dans cet exemple,  $V_{CE}$  est balayé de 0V à 20V, de sorte que le modèle peut être vérifié sur une plage de fonctionnement relativement large. Le simulateur DC ne peut balayer qu'une seule variable, de sorte que les valeurs  $I_{BB}$  sont balayées à l'aide du composant ParamSweep. La gamme choisie pour le courant de base  $I_{BB}$ , est réglée sur 50uA à 350uA.

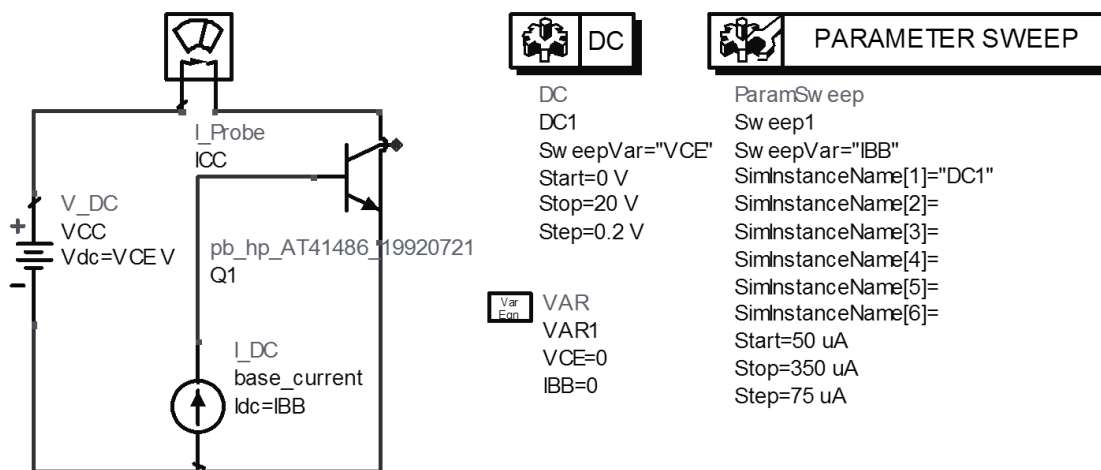


Figure 3.8 : Analyse DC de transistor

Les résultats de cette simulation sont affichés dans "DC\_curves.dds". Les variables de sortie disponibles peuvent être visualisées en plaçant un nouveau graphe ou en sélectionnant le graphe existant pour édition, ce qui ouvre la fenêtre de dialogue « Insérer le graphe » illustré à la figure 3.9. Notez que les tensions à chacun des nœuds nommés sont automatiquement "Supplied", de même que le courant à l'alimentation DC ( $V_{CC} \cdot i$ ). Le résultat de simulation de  $V_{CE}$  en fonction  $I_C$  est illustré à la figure 3.10.

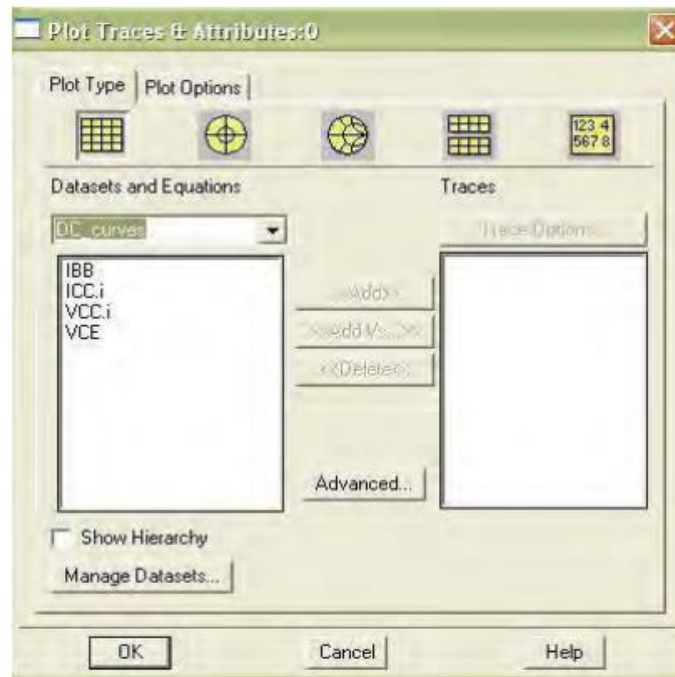


Figure 3.9 : Boîte de dialogue

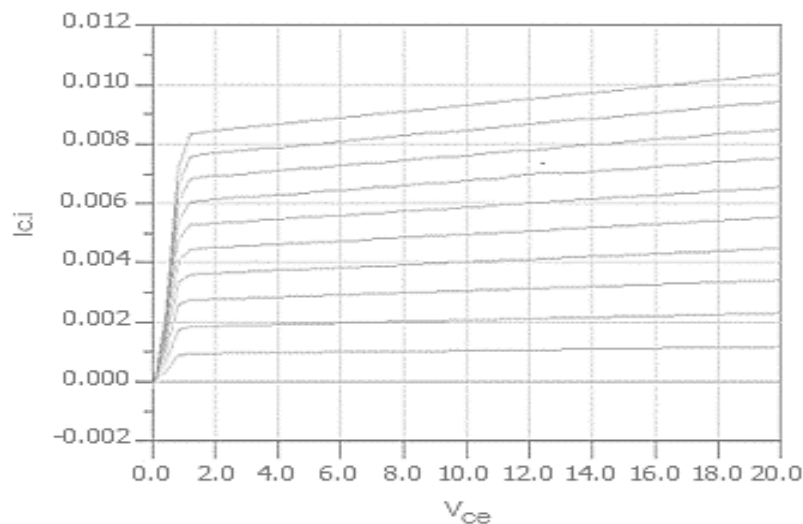


Figure 3.10 : Courbes DC I-V simulées pour AT-41486

#### IV.1.6. Conception de circuit de polarisation

La polarisation est nécessaire dans un circuit d'amplificateur de puissance pour fonctionner avec de bonnes performances, la condition de polarisation DC des RF/Micro-ondes transistors est généralement établie indépendamment de la conception, et la facilité d'utilisation est la principale préoccupation lors du choix d'une configuration de polarisation correcte.

Il existe plusieurs techniques de polarisation de l'amplificateur [11, 28-29]. Celles-ci le sont :

- Polarisation à base fixe
- Polarisation de contre-réaction du collecteur
- Double polarisation de contre-réaction
- Polarisation par émetteur

- Polarisation de contre-réaction de l'émetteur
- Polarisation fixe avec résistance émettrice
- Polarisation de diviseur de tension

Parmi toutes les techniques de polarisation des amplificateurs de puissance. La polarisation de contre-réaction du collecteur est la plus intéressante en termes de hautes performances et de simplicité du circuit. La configuration de polarisation de contre-réaction du collecteur est utilisée pour concevoir l'amplificateur de puissance proposé à 1,71GHz. Typiquement, ce type de polarisation peut fonctionner avec une seule alimentation et des pertes de puissance plus faibles par rapport aux autres techniques de polarisation.

La polarisation à contre-réaction du collecteur telle que représentée à la figure 3.11. Dans ce circuit, la résistance de base ( $R_B$ ) est connectée via le collecteur et la borne de base du transistor. Cela signifie que la tension de base,  $V_B$  et la tension du collecteur,  $V_C$  sont interdépendantes du fait que:

$$V_B = V_C - I_B R_B \quad (3.29)$$

$$V_{CC} = (I_B + I_C) R_C + V_C \quad (3.30)$$

Alors :

$$V_C = V_{CC} - (I_B + I_C) R_C \quad (3.31)$$

Notons que :

$$V_{CE} = V_C \quad (3.32)$$

$$V_{BE} = V_B \quad (3.33)$$

$$I_C = \beta I_B \quad (3.34)$$

$$I_E \approx I_C \quad (3.35)$$

À partir de l'équation (3.29) et l'équation (3.31), le point de fonctionnement reste fixe quelque soit la fluctuation du courant de charge.

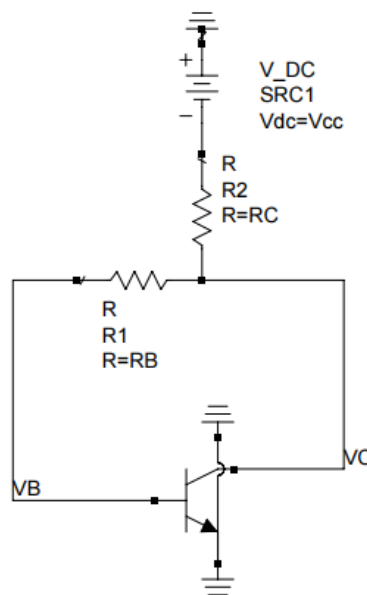


Figure 3.11 : Circuit de polarisation à contre-réaction du collecteur

L'étape suivante, qui consiste à sélectionner le point de fonctionnement du dispositif et à calculer les résistances de polarisation requises, est effectuée à l'aide de la configuration décrite dans BiasPoint.dsn, comme illustré à la figure 3.12. La tension et le courant du collecteur étant spécifiés, seul le courant de base doit être déterminé. Dans le schéma, le  $V_{CC}$  est fixé à 10V et  $I_B$  est balayé de 1uA à 10uA, en utilisant le simulateur DC.

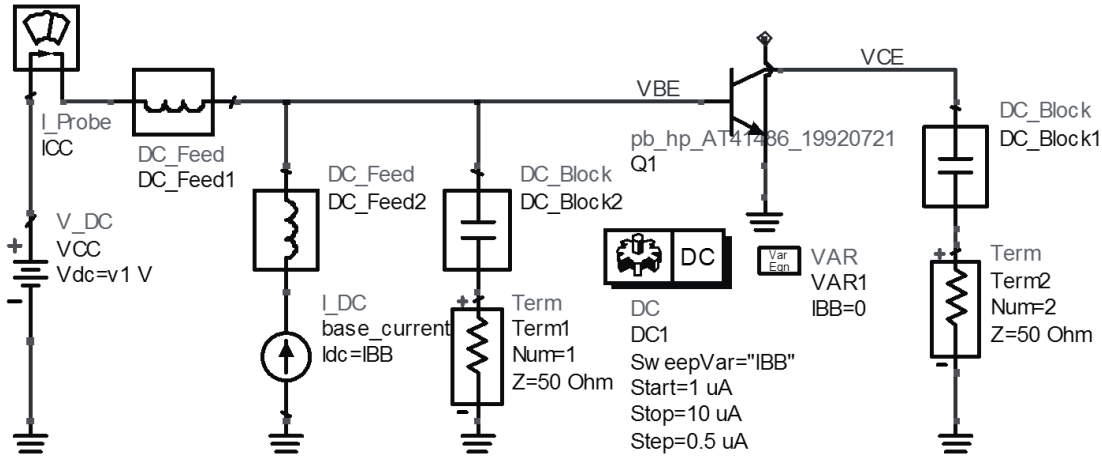


Figure 3.12 : Calcul du point de polarisation

Ce schéma contient des composants de polarisation idéale (DC\_Feed et DC\_Block) et des terminaisons de 50Ω qui imitent la configuration de test réelle utilisée pour mesurer le dispositif. Toutefois, comme la simulation en courant continu ne comprend pas de signaux RF, ils ne sont pas nécessaires à ce stade et peuvent être omis sans que les résultats soient modifiés. Les résultats sont affichés sous forme de tableau dans BiasPoint.dds (voir tableau 3.2), ce qui permet de sélectionner le courant de base approprié. Si le courant du point de polarisation est en fait inférieur à la valeur finale spécifiée. Donc, le dispositif sera endommagé avec un signal relativement important.

| IBB      | BiasPoint..ICC.I | BiasPoint..VBE |
|----------|------------------|----------------|
| 1.000E-6 | 102.7 uA         | 665.5 mV       |
| 1.500E-6 | 154.5 uA         | 676.2 mV       |
| 2.000E-6 | 206.3 uA         | 683.8 mV       |
| 2.500E-6 | 257.9 uA         | 689.6 mV       |
| 3.000E-6 | 309.4 uA         | 694.4 mV       |
| 3.500E-6 | 360.8 uA         | 698.5 mV       |
| 4.000E-6 | 412.2 uA         | 702.0 mV       |
| 4.500E-6 | 463.4 uA         | 705.1 mV       |
| 5.000E-6 | 514.6 uA         | 707.9 mV       |
| 5.500E-6 | 565.7 uA         | 710.4 mV       |
| 6.000E-6 | 616.8 uA         | 712.7 mV       |

Sweeping IBB shows we need IBB=5uA to have ICC≈500uA. The corresponding VBE is 0.708V.

Tableau 3.2 : Sélection du point de fonctionnement de dispositif

Les valeurs de la résistance de polarisation sont calculées et ensuite illustrées sur la figure 3.13. Le courant de base, le courant de collecteur et  $V_{CC}$  sont connus, mais nous devons supposer que la chute de tension sur  $R_C$  est faible. Dans ce cas, une tension collecteur-émetteur de 0,75V est

choisie, fournissant une tension de fonctionnement raisonnable à la sortie et des valeurs de résistance réalisables. Les équations, écrites dans la page d'affichage des données, calculent les valeurs exactes requises pour chaque valeur du courant de base, mais bien entendu, les valeurs standard les plus proches doivent être choisies.

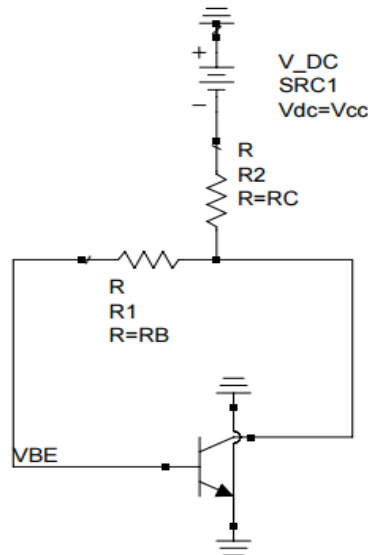


Figure 3.13 : Calcul des résistances de circuit de polarisation

| IBB      | Rb        | Rc       |
|----------|-----------|----------|
| 1.000E-6 | 84529.635 | 2410.638 |
| 1.500E-6 | 49209.429 | 1602.222 |
| 2.000E-6 | 33115.916 | 1200.472 |
| 2.500E-6 | 24143.233 | 960.191  |
| 3.000E-6 | 18520.552 | 800.304  |
| 3.500E-6 | 14716.285 | 686.232  |
| 4.000E-6 | 11998.583 | 600.714  |
| 4.500E-6 | 9976.677  | 534.280  |
| 5.000E-6 | 8424.296  | 481.125  |
| 5.500E-6 | 7202.032  | 437.642  |
| 6.000E-6 | 6219.680  | 401.408  |
| 6.500E-6 | 5416.501  | 370.749  |

**Eqn**  $R_b = (0.75 - V_{BE}) / I_{BB}$

**Eqn**  $R_c = (0.25) / (I_{CC} + I_{BB})$

Tableau 3.3 :  $R_b$  et  $R_c$  calculés en fonction de  $I_{BB}$

Après avoir trouvé les valeurs des résistances de polarisation, nous passons à la conception du réseau d'adaptation d'impédance.

#### IV.1.7. Conception de réseau d'adaptation

La première étape de la conception du réseau d'adaptation d'entrée/sortie consiste à déterminer quelles impédances sont optimales sur chaque port pour l'entrée et la sortie de l'amplificateur. Dans ADS, l'outil Load-pull à 2 ports, est utilisé pour simuler ce type de terminaison idéalisée et dépendante de la fréquence.

#### IV.1.7.1. Analyse Source/ Load-Pull pour le signal fondamental

Après la conception le réseau de polarisation, les impédances optimales de terminaison d'entrée et de sortie de 1<sup>ère</sup> harmonique sont déterminées en effectuant une analyse source-pull et load-pull pour le signal fondamental. Lors de la conception des réseaux d'adaptation, nous n'oublions que le réseau de polarisation fait partie des réseaux d'adaptation d'impédance et doivent être pris en compte lors de simulation finale.

Initialement, nous fixons toutes les impédances. Au début, nous commençons par une impédance faible, par exemple  $0.001j\Omega$ , pour les terminaisons d'entrée/sortie de 2<sup>ème</sup> harmonique. Nous choisissons ensuite une impédance élevée, par exemple  $j1000\Omega$ , pour les terminaisons d'entrée/sortie de la 3<sup>ème</sup> harmonique. Le résultat de l'analyse load-pull est présenté à la figure 3.14. L'impédance de charge optimale pour le signal fondamental est  $(12,8+6,55j)\Omega$ , qui peut fournir un PAE de 32%. La puissance de sortie du circuit avec cette impédance de charge optimale devrait être environ de 21dBm (voir marqueur  $m_2$  à la figure 3.14).

Dans la procédure suivante, l'analyse source-pull est effectuée sur la base de l'impédance de charge préalablement déterminée par le dessus. Dans la figure 3.15, le résultat de l'analyse source-pull montre que l'impédance de source optimale est  $(6.45+16.1j)\Omega$  avec un PAE environ de 30%. Le marqueur  $m_1$  est situé à proximité du marqueur  $m_2$ , ce qui indique qu'une puissance de sortie approximative de 20dBm est attendue de l'amplificateur.

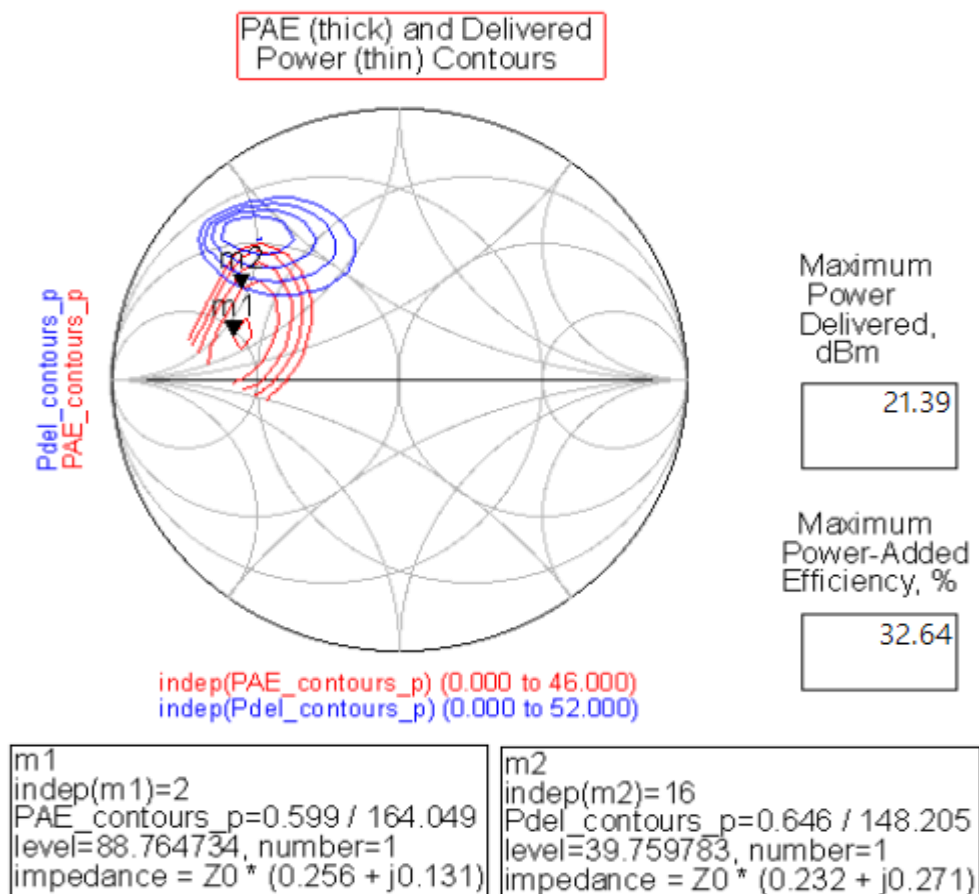


Figure 3.14 : Diagramme de contour de l'analyse Load-pull pour le signal fondamental

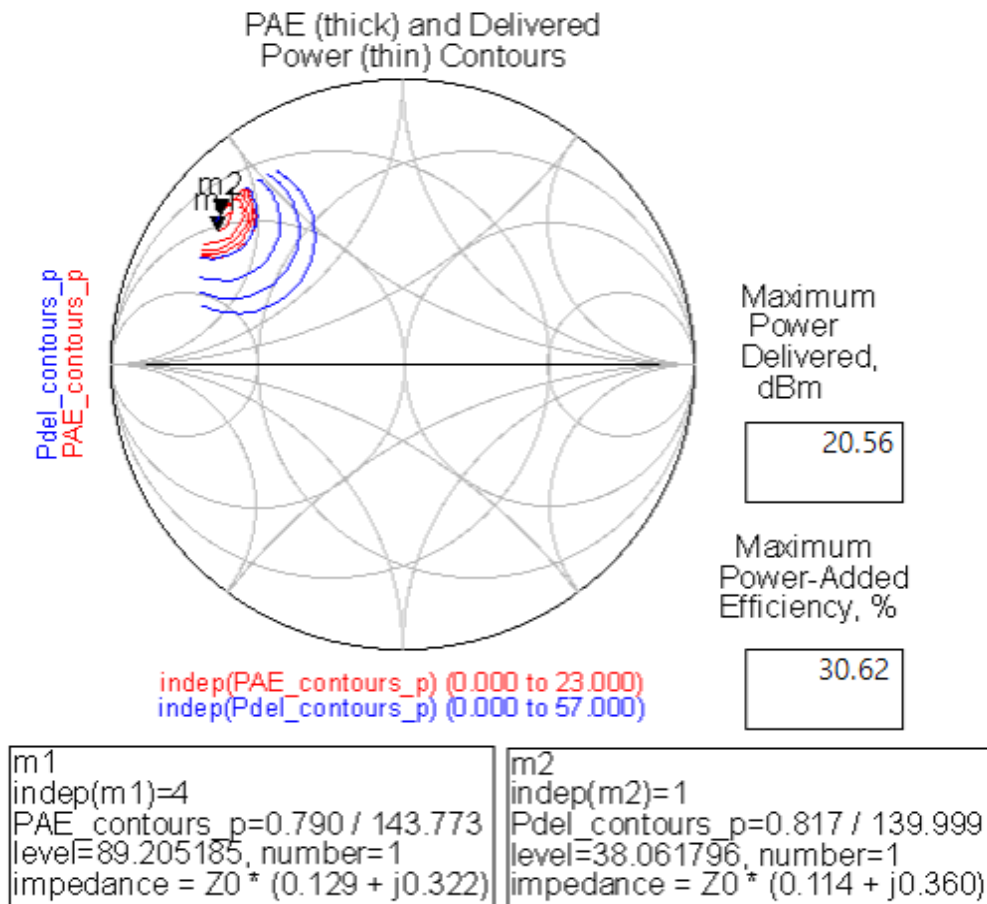


Figure 3.15 : Diagramme de contour de l'analyse Source-Pull pour le signal fondamental

Les impédances de source attendues à la base et les impédances de charge à l'émetteur pour toutes les harmoniques contrôlées sont indiquées au tableau 3.4.

| La fréquence           | Impédance de source ( $\Omega$ )<br>à la base | Impédance de charge ( $\Omega$ )<br>à l'émetteur |
|------------------------|-----------------------------------------------|--------------------------------------------------|
| <b>Fondamental</b>     | 53.45+j16.55                                  | 39.35+j33.35                                     |
| <b>2<sup>eme</sup></b> | $\infty$                                      | 0                                                |
| <b>3<sup>eme</sup></b> | $\infty$                                      | $\infty$                                         |

Tableau 3.4 : Terminaisons d'impédance optimales à différentes fréquences harmoniques

Les zones de balayage sélectionnées pour l'analyse load-pull et source-pull sont représentées par la zone circulaire rouge de la figure 3.16. En outre, le marqueur  $m_3$  peut être déplacé de manière à ce que l'emplacement avec le PAE le plus élevé puisse être déterminé. Où nous prenons en considération les impédances optimales doivent être couvert par cette zone.

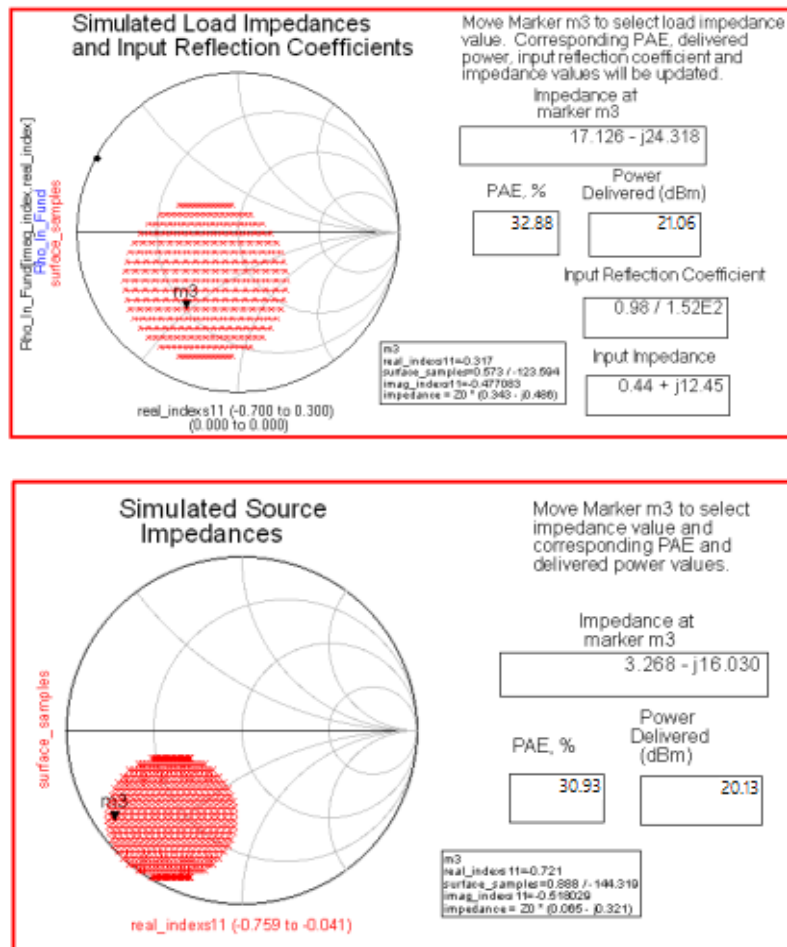


Figure 3.16 : Zone de balayage pour l'analyse Load-pull (en haut) et Source-pull (en bas)

#### IV.1.7.2. Circuit d'adaptation d'impédance

Après avoir défini toutes les impédances requises, les réseaux d'adaptation d'impédance doivent être conçus. Les réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie sont volontairement maintenus aussi simples que possible en taille afin d'économiser de l'espace et de réduire les coûts de matériel. Par conséquent, un transformateur quart d'onde est volontairement évité pour la transformation d'impédance de faible résistance à  $50\Omega$ . Une ligne de transmission en série, qui sert de liaison entre le réseau de polarisation et les réseaux d'adaptation d'impédance. Ensuite, nous utilisons des stubs shunt à circuit ouvert à l'entrée et à la sortie pour obtenir une meilleure adaptation. Les figures 3.17 et 3.18 montrent la bague de Smith utilisée pour déterminer les réseaux d'adaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie pour adapter le  $50\Omega$  aux impédances ciblées.

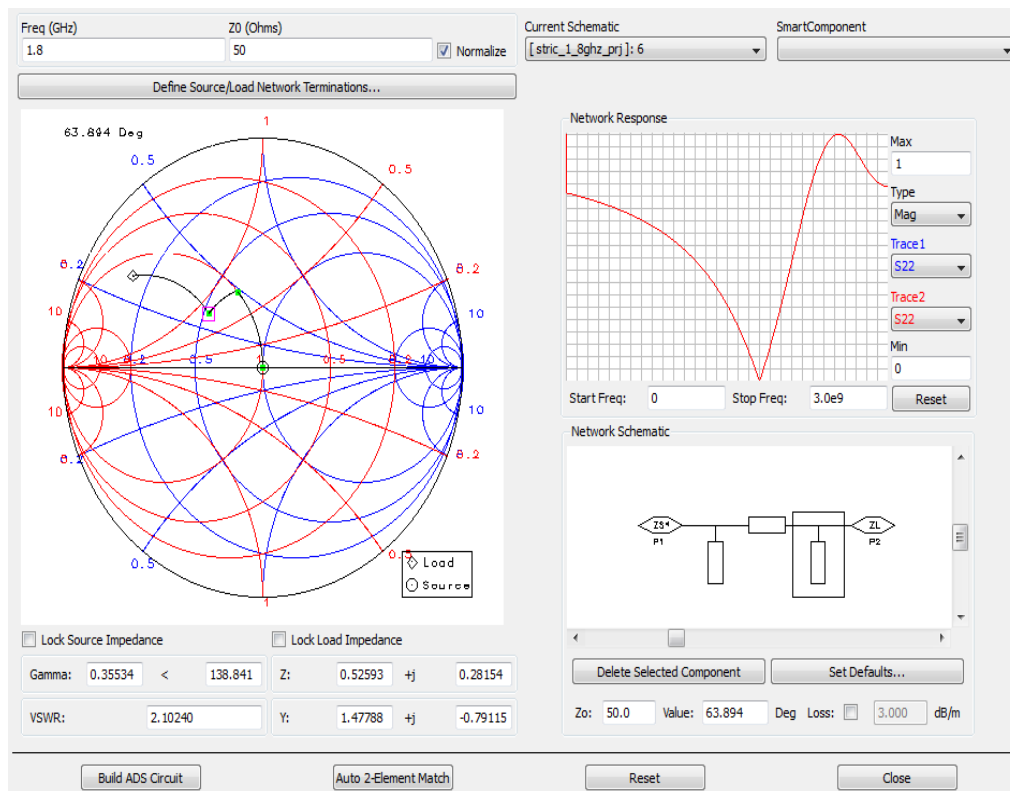


Figure 3.17 : Conception du réseau d'adaptation d'entrée

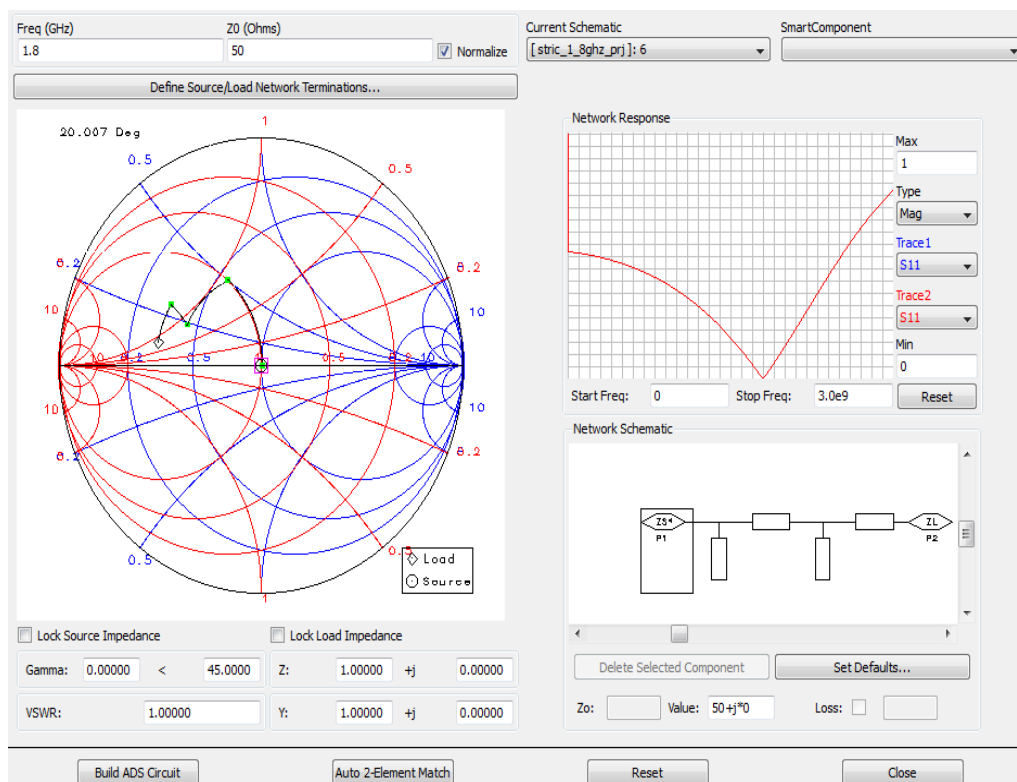


Figure 3.18 : Conception du réseau d'adaptation des sorties

Après avoir conçu toutes les sous-blocs de l'amplificateur, l'étape suivante consiste à les collecter.

### IV.1.8. Amplificateur de puissance final

Finalement, nous ajoutons d'autres stubs en circuit ouvert pour régler et ajuster l'adaptation à la fréquence souhaitée. L'amplificateur final est conçu avec une polarisation de contre-réaction du collecteur illustré à la figure 3.19. Cet amplificateur est amélioré par des lignes de transmission à micro ruban pour obtenir une bonne performance en gain de puissance avec une bonne adaptation et une puissance de sortie élevée. Un circuit auto-polarisé (RF choke) est remplacé par une ligne de quart d'onde de haute impédance ( $\lambda/4$ ) avec un stub radial connecté en série pour obtenir une isolation correcte à la fréquence souhaitée. En outre deux condensateurs RF ( $C_{in}$  et  $C_{out}$ ) sont ajoutés à l'entrée et à la sortie du circuit pour le blocage en courant continu.

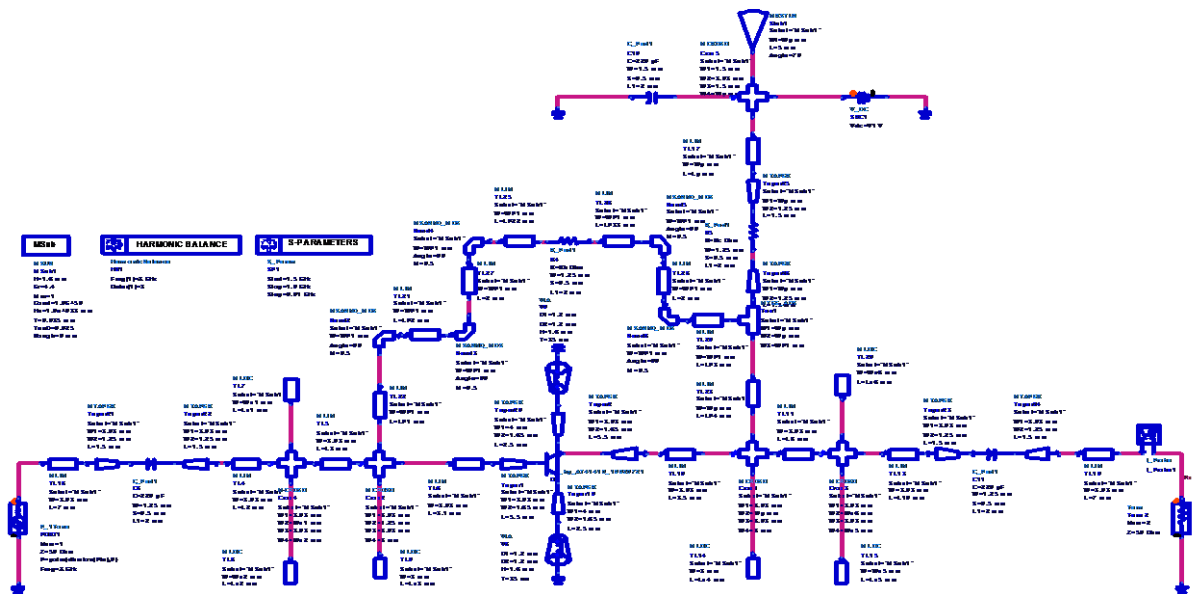


Figure 3.19 : Schéma de l'amplificateur de puissance final

Cet amplificateur de puissance est imprimé sur un substrat d'Epoxy (FR4) d'une épaisseur de 1,6 mm, d'une permittivité relative de 4,4, d'une perte tangentielle de 0,025 et d'une épaisseur de métallisation  $t = 0,035\text{mm}$ . L'amplificateur proposé a une taille globale d'environ 93mm (L) X 59mm (W). La figure 3.20 montre le dessin de masque de l'amplificateur final conçu.

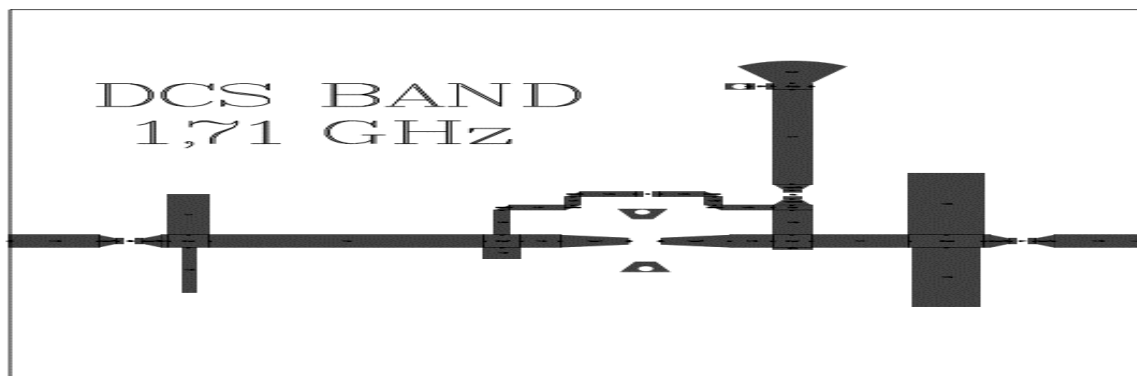


Figure 3.20 : Schéma de dessin de masque de l'amplificateur de puissance

#### IV.1.9. Résultats de simulation et analyse des performances

Cette section présente les résultats simulés de l'amplificateur de puissance hyperfréquence conçu fonctionnant dans la bande DCS. Elle a été effectuée à l'aide du logiciel Advanced Design System (ADS) d'Agilent. À partir du paramètre S, nous pouvons observer que l'amplificateur proposé a un coefficient de réflexion en entrée ( $S_{11}$ ) de -40dB et un coefficient de réflexion en sortie ( $S_{22}$ ) de -28dB à 1,71GHz. La figure 3.21 montre les coefficients de réflexion d'entrée/sortie simulés. Tandis que le gain de puissance ( $S_{21}$ ) a une valeur maximale de 13.2dB avec un coefficient de transmission unilatéral ( $S_{12}$ ) inférieur à -20,2dB dans la bande de fréquence de fonctionnement.

Le coefficient de transmission unilatéral ( $S_{12}$ ) est important à quantifier dans l'analyse des performances de l'amplificateur, car il s'agit pratiquement un certain signal retransmis de l'entrée à la sortie (idéalement, il ne devrait pas y avoir de réflexion arrière). Ce signal inverse indésirable interfère avec le signal fondamental qui circule dans le sens aller de l'entrée à la sortie. Dans notre conception d'amplificateur proposée, l'étage d'adaptation entrée/sortie ne permet pas facilement aux signaux de se propager de la sortie à l'entrée. La figure 3.22 montre la simulation du gain de puissance ( $S_{21}$ ) et le coefficient de transmission unilatérale ( $S_{12}$ ).

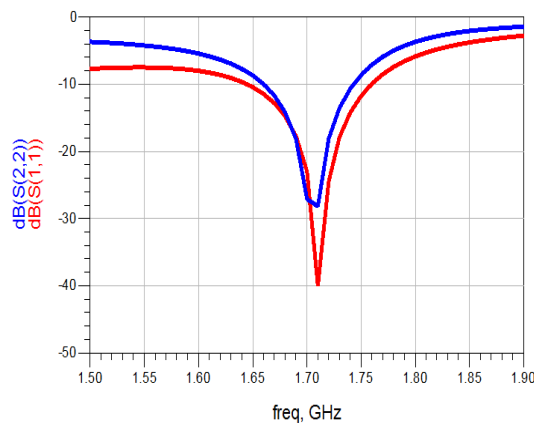


Figure 3.21 : Les coefficients de réflexion d'entrée / sortie de l'amplificateur

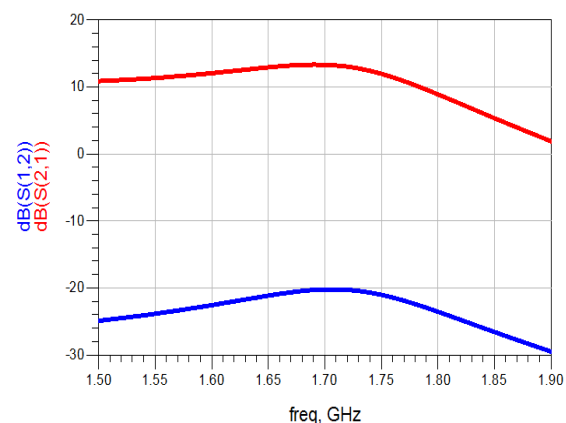
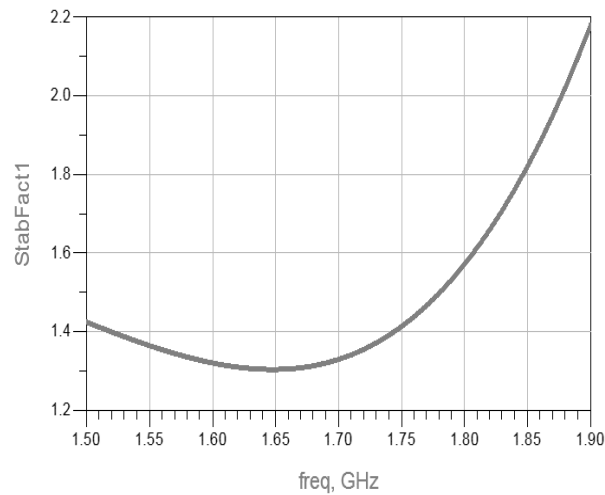


Figure 3.22 : Le gain de puissance et le coefficient de transmission unilatérale de l'amplificateur

Le test de stabilité est très important dans l'analyse de l'amplificateur de puissance hyperfréquence, car le circuit peut osciller en raison de variations de tension à des fréquences inattendues, basses ou élevées. En particulier, lorsqu'il existe un chemin de retour de la sortie à l'entrée, le circuit peut devenir instable pour certaines combinaisons d'impédance de source ( $Z_S$ ) et d'impédance de charge ( $Z_L$ ). Afin de satisfaire la stabilité inconditionnelle de l'amplificateur de puissance, une ligne conique (Taper line) a été ajoutée en série pour améliorer la stabilité sur la pâte de l'émetteur. Ce moyen est facile à réaliser et l'effet est meilleur.

Pour assurer la stabilité sur une large gamme de fréquences, la stabilité a été testée sur une large bande de fréquence de 1,50GHz à 1.90GHz. Selon les critères de Rolett qui ont été exprimés dans la *chapitre 1*. La figure 3.23 montre que le facteur de stabilité ( $K$ ) est égal à 1,33. Nous pouvons donc dire que l'amplificateur est très stable autour de la plage de fréquence de 1,71GHz.

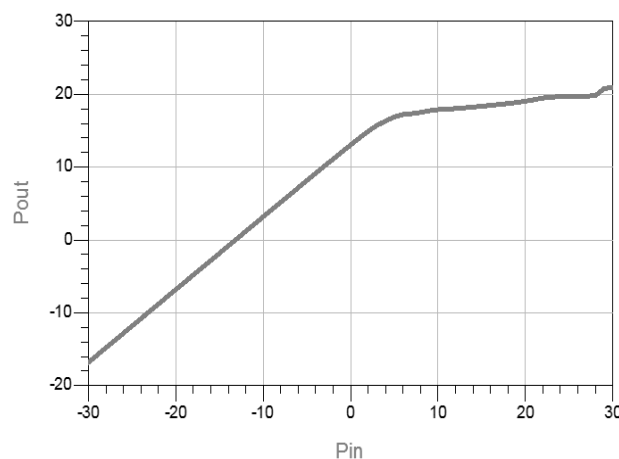


**Figure 3.23 : Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence**

Parmi tous les paramètres indiqués ci-dessus comme stabilité, le gain de puissance, etc. La puissance de sortie et PAE sont des paramètres aussi très important pour les amplificateurs de puissance hyperfréquence, généralement, pour calculer la puissance de sortie, les composants fondamentaux du courant et de tension de charge sont pris en considération. La puissance de sortie peut être exprimée par l'équation [11, 30] :

$$P_{out} = \frac{1}{2} \text{real}(V_{out} \cdot I_{out}^*)_{f=f_0} \quad (3.36)$$

Comme la montre les figures ci-dessous, cette étude a été réalisée pour des applications DCS à 1,71GHz. Pour une plage de puissance d'entrée de -30 à 30dBm, l'amplificateur de puissance présente une puissance de sortie qui peut aller jusqu'à 20dBm avec un PAE allant jusqu'à 31%. La figure 3.24 montre la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour 1,71GHz. La figure 3.25 illustre le rendement de puissance ajouté de l'amplificateur.



**Figure 3.24 : Puissance de sortie en fonction à la puissance d'entrée à 1.71GHz.**

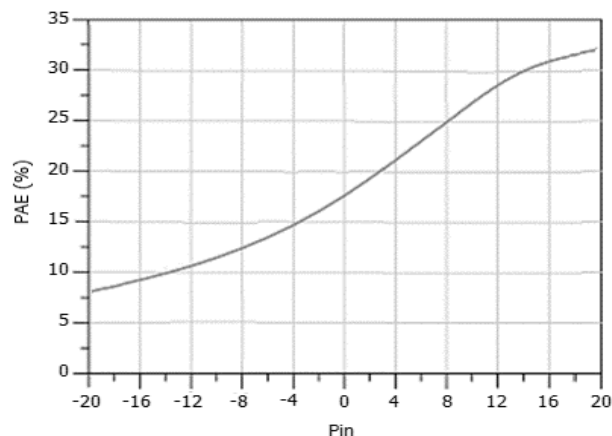


Figure 3.25 : Rendement en puissance ajoutée en fonction à la puissance d'entrée

En conclusion, nous pouvons déduire que nous avons développé une nouvelle conception d'un amplificateur microruban à 1.71GHz tout utilisant la technique à contre-réaction du collecteur. Cette étude est basée sur une étude profonde permettant l'optimisation du circuit amplificateur final à technologie microruban et l'amélioration de ses paramètres. L'amplificateur conçu a une puissance de sortie allant jusqu'à 20dBm à 1.71GHz, avec un gain de puissance autour de 13dB. Les différentes étapes suivies pour valider cet amplificateur peuvent être utilisées pour régler la fréquence et réaliser un amplificateur dans d'autres bandes de fréquence.

## IV.2. Conception d'une nouvelle structure d'amplificateur de puissance pour la bande LTE

Le but de ce travail est de concevoir un amplificateur de puissance fonctionnant à 2.6GHz avec un gain élevé pour créer un procédé de conception des amplificateurs à haute fréquence éventuels utilisant une configuration en cascade. Cette conception est confrontée à de nombreux défis, y compris la polarisation correcte des transistors, l'isolation DC-RF appropriée et la conception de composants passifs pour assurer l'amplification.

### IV.2.1. Procédure de conception

Afin de concevoir ce circuit, nous procéderons de la même manière que le circuit précédent en termes de macro analyse de l'amplificateur mais l'analyse des différents modules ne sera pas la même puisque l'objectif visé dans ce travail est le gain de puissance. En effet, comme nous l'avons déjà dit, l'amplificateur peut être composé de 3 modules différents (dispositif active, réseau de polarisation et réseau d'adaptation). L'analyse et l'étude approfondie de ces modules permet d'améliorer l'amplificateur et d'obtenir de meilleurs résultats.

La première étape de la conception de cet amplificateur consiste à choisir le transistor approprié. Dans cette étude, nous avons choisi le transistor à effet de champ ATF-21170 (Annexe-2) avec un faible bruit de figure d'environ 1,7dB à 2.6GHz et un gain élevé associé : 12,0dB Typique à 2.6GHz. Ce transistor est relié à travers des éléments passifs aux sources externes pour créer une polarisation directe. Ensuite, le transistor a été polarisé avec  $V_{ds} = 4V$ . Puisque l'objectif recherché est le gain de puissance, il est facile de déduire que nous avons choisi un transistor avec un gain supérieur à celui de l'exemple précédent. En même temps, nous avons essayé de

fournir le maximum de puissance continue à l'élément actif. Si cette étape n'est pas effectuée avec soin, elle affectera négativement les autres caractéristiques de notre amplificateur.

Pour qu'une amplification se produise spontanément dans un système initialement au repos, la partie active doit être stable lorsque la source d'alimentation est connectée au système. Cette stabilité est traduite par le facteur de stabilité supérieur à l'unité ( $|K| > 1$ ) et le module de coefficient de réflexion inférieur à l'unité pour le port d'entrée de la partie active ( $|S_{11}| < 1$ ). Il est important que les deux ports du transistor soient stables parce que les deux côtés du transistor jouent un rôle particulier dans l'amplification du signal [31-32].

En fonction des paramètres de dispersion du transistor ATF-21170 à 2-3GHz, nous observons que le transistor fonctionne dans la zone instable. Afin de le rendre stable, nous avons ajouté un élément passif (Taper) à la source du transistor.

La sélection du point de polarisation  $V_{ds} = 4V$  a été entièrement choisi par un modèle très bien étudié. Notre PA a été optimisé pour ce point de polarisation, car un léger changement de polarisation réduit les performances de notre amplificateur. Tout au long de l'optimisation, nous avons assuré à maintenir le courant du drain à 119mA et la tension entre la grille et la source à 0.5V (en tenant compte de la chute de tension en DC FEED). Le rôle du DC FEED est de bloquer les signaux RF sur toute la bande de fréquences afin de ne pas atteindre l'alimentation DC.

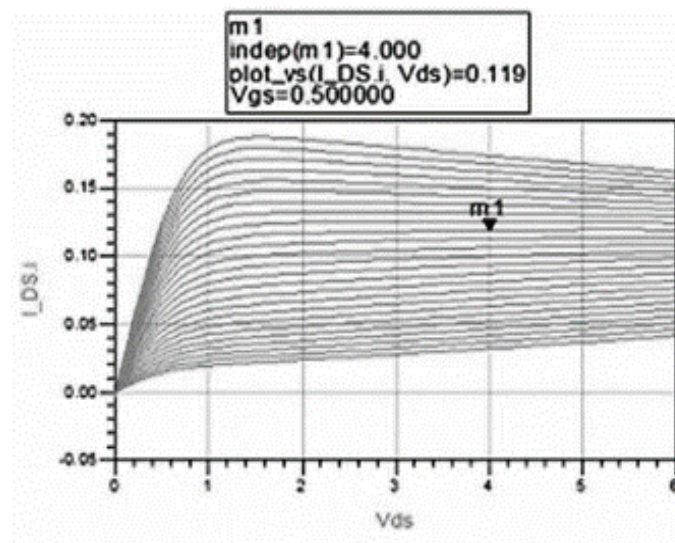


Figure 3.26 : Analyse DC pour ATF-21170

Il est toujours très important d'isoler les régions DC et micro-ondes et vice versa dans toute conception micro-ondes utilisant un dispositif actif. Une conception incorrecte de cette isolation peut conduire à des discordances d'impédance dans les régions RF et peut également conduire à la sélection d'un point de fonctionnement incorrect pour le dispositif actif. Un condensateur pourrait facilement servir comme élément de blocage du courant continu pour empêcher que ce dernier attaque les régions RF. De même, une inductance pourrait être utilisée pour empêcher les signaux alternatifs d'entrer dans les chemins à courant continu qui pourraient causer des discordances d'impédance. Toutefois, l'étude précédente comportait des limites quant aux composants passifs localisés qui seraient normalement utilisés à cette fin. Le problème avec ces éléments localisés est leur instabilité à des fréquences très élevées. Il en résulte une diminution

de leurs capacités de blocage DC/RF à la suite de ce changement. Les résultats de cette étude ont indiqué que d'autres méthodes étaient nécessaires pour assurer une isolation DC/RF adéquate.

Le rôle de la RF choke est d'empêcher les signaux alternatifs dans une certaine bande de fréquences (ou idéalement dans toute la bande de fréquences) de se propager sur les chemins de signaux continus. Pour concevoir une RF choke à la fréquence de fonctionnement, une ligne de longueur d'onde  $\lambda/4$  ont été utilisées pour créer une réponse ouverte au contact entre le circuit RF et la ligne haute impédance. La solution consiste simplement à connecter une ligne  $\lambda/4$  d'impédance caractéristique relativement élevée (environ  $50\Omega$ ) à une partie du circuit RF relativement proche du dispositif actif. Le but de la ligne à impédance plus élevée est de créer une plus grande résistance à l'extrémité ouverte afin d'augmenter la gamme de fréquence à laquelle elle agit comme une ouverture. A l'autre extrémité de cette ligne, une autre ligne  $\lambda/4$  (soit sous la forme d'un stub ouvert ou d'un stub radial) est connectée pour créer un court-circuit efficace à cette jonction. La figure 3.27 montre une ligne de longueur d'onde  $\lambda/4$  avec un stub radial et ça réponse à 2.6GHz.

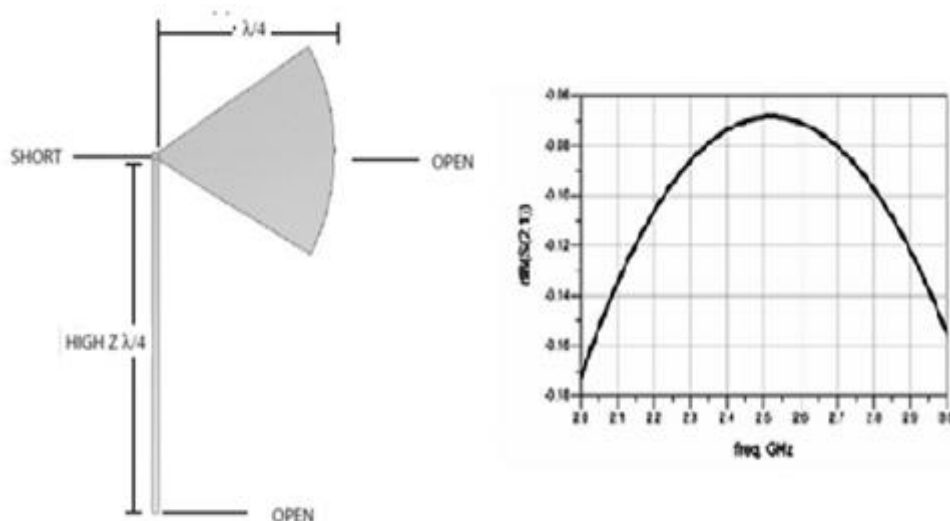


Figure 3.27 : Réponse de la RF Choke à 2.6GHz

L'objectif du DC bloc est de bloquer efficacement le courant DC de traverser les régions RF et d'agir comme une ligne à la fréquence de fonctionnement. Il était évident que des condensateurs qui pourraient être stables à la fréquence d'intérêt (2.6GHz) bloqueraient efficacement le courant continu. L'acquisition du point de polarisation sera également extrêmement facile. Par conséquent, Les condensateurs  $C_{in}$  et  $C_{out}$  à l'entrée et à la sortie seront utilisées comme DC bloc.

#### IV.2.2. Conception le réseau d'adaptation de l'amplificateur

Une fois que le circuit est alimenté, nous pouvons maintenant commencer à concevoir les réseaux d'adaptation (adaptation d'impédance d'entrée et de sortie) afin d'obtenir les spécifications souhaitées pour l'amplificateur de puissance. Le choix de la topologie du réseau d'adaptation dépend principalement de la fréquence de fonctionnement de l'amplificateur, ce

qui permet au concepteur de choisir entre les réseaux d'adaptation d'éléments localisés et d'éléments distribués (voir chapitre 2).

Pour la conception actuelle d'amplificateur de puissance hyperfréquence, une approche par éléments distribués a été utilisée pour concevoir les réseaux d'adaptation afin d'obtenir les meilleurs coefficients des pertes de retour d'entrée et de sortie possibles. La figure 3.28(a) présente les réseaux d'adaptation d'entrée et la figure 3.28(b) présente les résultats après connecter les réseaux d'adaptation d'entrée au circuit de l'amplificateur de puissance. Ainsi, la figure 3.29(a) ci-dessous présente les réseaux d'adaptation de sortie et la figure 3.29(b) présente les résultats après connecter des réseaux d'adaptation de sortie au circuit AP.

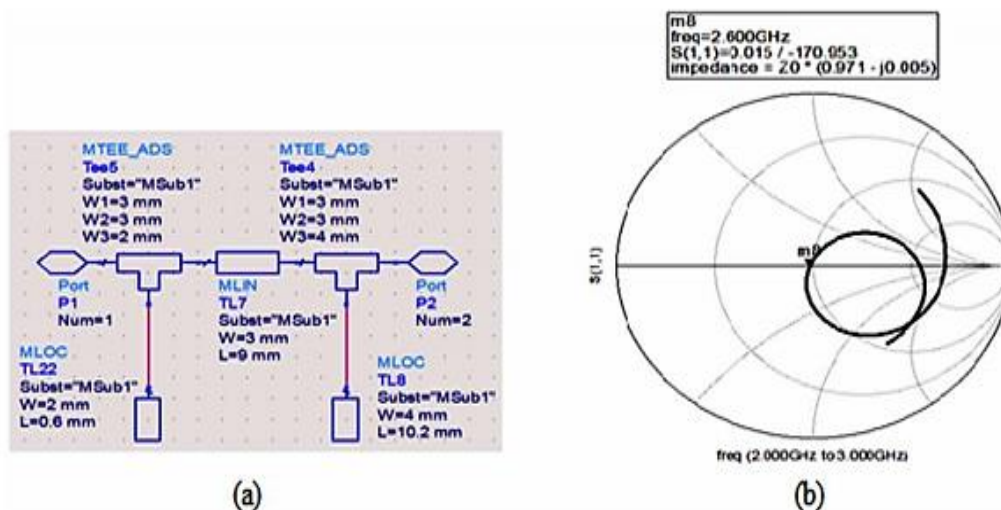


Figure 3.28 : (a) Réseau d'adaptation d'entrée ; (b) Perte de retour en entrée

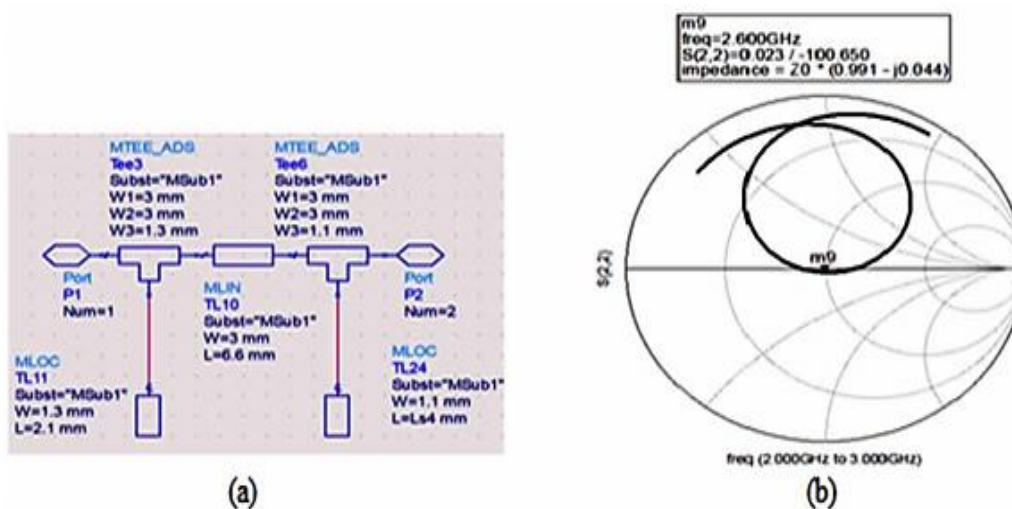


Figure 3.29 : (a) Réseau d'adaptation de sortie ; (b) Perte de retour en sortie

#### IV.2.3. Amplificateur de puissance final

La seule chose qui reste maintenant dans la conception AP est de relier tous les sous-blocs ensemble et de voir la performance globale de l'amplificateur et d'optimiser le circuit global si nécessaire. Le schéma complet de l'amplificateur de puissance conçu est illustré à la figure 3.30, La figure 3.31 illustre le design masque complète de l'amplificateur de puissance conçu. Les

figures 3.32 et 3.35 illustrent les résultats de l'amplificateur de puissance, et ceux-ci ont été obtenus après un ajustement manuel minimal sur les lignes de transmission et sur les stubs.

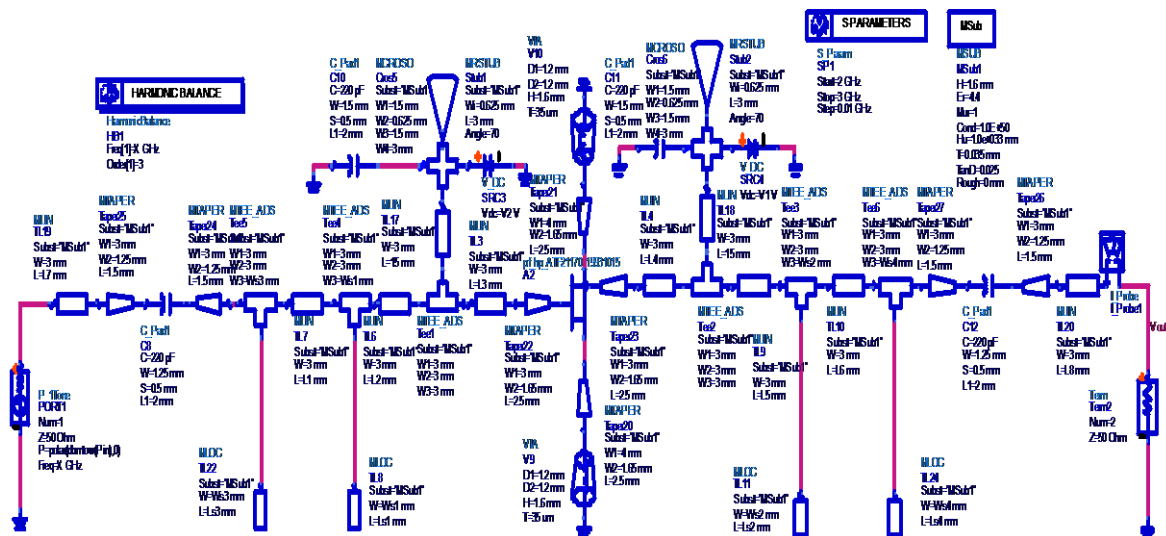


Figure 3.30 : Schéma de l'amplificateur de puissance a un étage

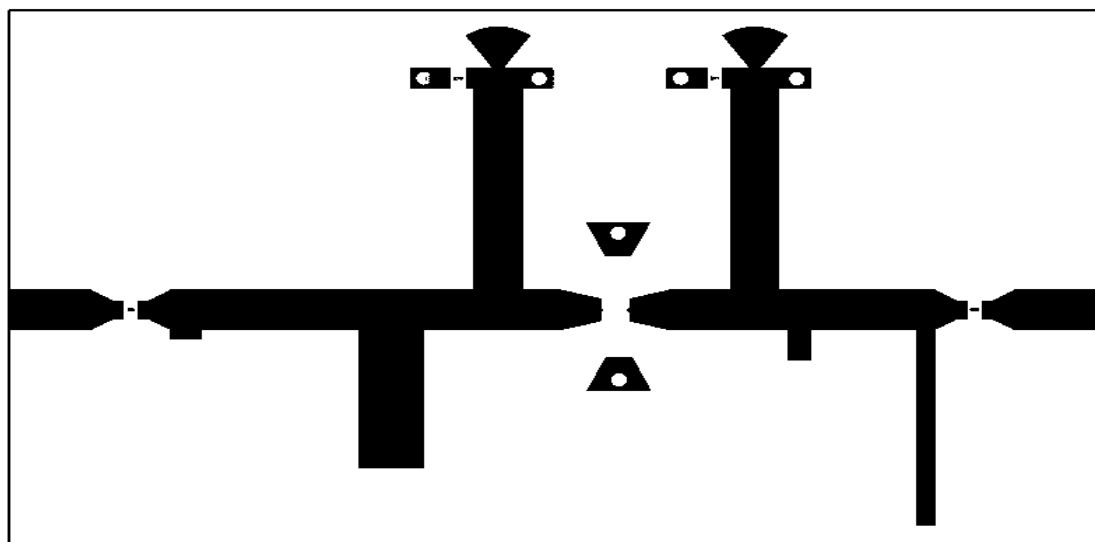


Figure 3.31 : Schéma de dessin de masque de l'amplificateur de puissance

#### IV.2.4. Résultats de simulation et analyse des performances

D'après la simulation, nous constatons que les pertes de retour sont inférieures à -25dB. Pour le coefficient de réflexion d'entrée ( $S_{11}$ ) est inférieur à -36dB et le coefficient de réflexion de sortie ( $S_{22}$ ) est inférieur à -32dB dans la bande de fréquences souhaitée. Le gain de puissance est supérieur à 18dB avec un coefficient d'isolation inférieur à -23dB dans la fréquence de fonctionnement de 2.6GHz. Ainsi, l'amplificateur de puissance présente une puissance de sortie allant jusqu'à 15 dBm. La figure 3.34 présente la puissance de sortie de circuit.

La stabilité a été testée de 2GHz à 3GHz. La figure 3.35 montre que le facteur de stabilité (K) est de 1,165. Par conséquent, nous pouvons dire que le circuit est stable autour de la gamme de fréquences de 2,6GHz.

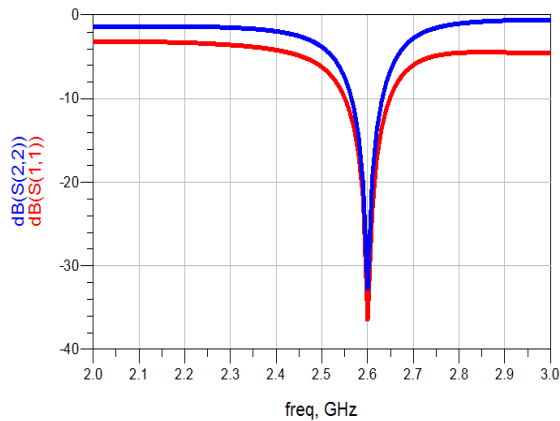


Figure 3.32 : Les coefficients de réflexion d'entrée / sortie de l'amplificateur

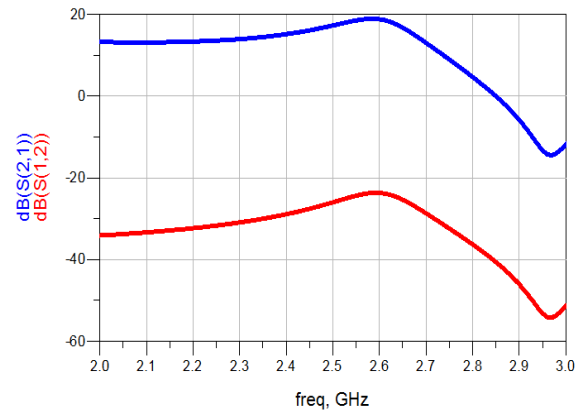


Figure 3.33 : Le gain de puissance et le coefficient de transmission unilatérale de l'amplificateur

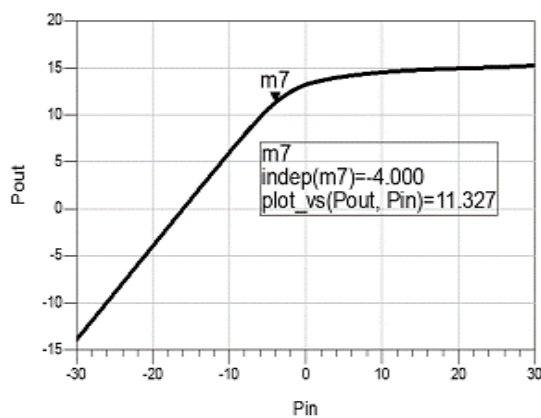


Figure 3.34 : Puissance de sortie en fonction à la puissance d'entrée à 2.6GHz

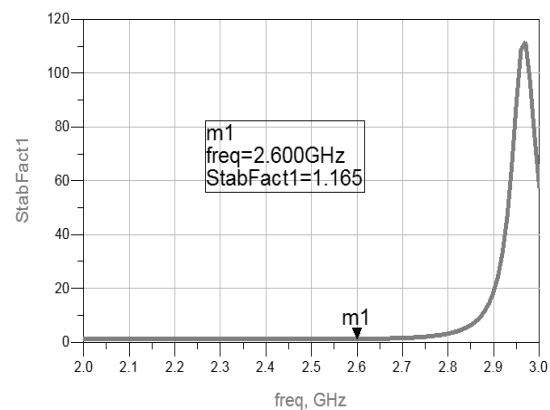


Figure 3.35 : Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence

#### IV.2.5. Performance globale de l'amplificateur de puissance en cascade

Pour la plupart des systèmes de communication, un amplificateur à un étage ne fournit pas un gain suffisant ou n'aura pas l'adaptation d'impédance d'entrée ou de sortie correcte. La solution consiste à combiner deux étages d'amplification pour améliorer les performances de l'amplificateur de puissance conçu ; un deuxième étage basé sur la même topologie est ajouté en cascade. L'amplificateur de puissance complet (cascade) est illustré à la figure 3.36. La figure 3.37 illustre le design masque complète de l'amplificateur de puissance en cascade.

Le résultat de la simulation du paramètre S de l'amplificateur de puissance en cascade illustré dans les figures ci-dessus. La figure 3.38 présente la variation du gain de puissance ( $S_{21}$ ) et de la transmission unilatérale ( $S_{12}$ ) entre 2,4GHz et 2,7GHz. Nous pouvons constater que ce gain de puissance varie entre 37dB et 23dB, ce qui signifie que ces valeurs indiquent une bonne amplification de l'amplificateur de puissance micro-ondes sur une large bande (300MHz) et pour la transmission unilatérale ; nous remarquons aussi que ce paramètre varie entre -47dB et -56dB. Ces valeurs sont faibles. Par conséquent, la réflexion de la puissance de la charge à la source est sans effet.

Pour les pertes de retour. La figure 3.39 présente la variation du coefficient de réflexion d'entrée ( $S_{11}$ ) et de coefficient de réflexion de sortie ( $S_{22}$ ). Nous avons observé que le paramètre  $S_{11}$

variait entre -35dB et -23dB entre 2,4GHz et 2,7GHz. Par conséquent, ces valeurs indiquent une bonne adaptation d'entrée de l'amplificateur en cascade sur une large bande et la réflexion du signal de l'entrée de l'amplificateur de puissance vers la source est faible. Alors que l'adaptation de sortie peut être déterminée en simulant la perte de retour ( $S_{22}$ ). Nous pouvons observer que l'adaptation de sortie est bonne puisque  $S_{22}$  varie entre -39dB et -13dB. Ainsi, la réflexion du signal de la sortie de l'amplificateur de puissance vers la charge est plutôt faible. Bien que le circuit atteigne une puissance de sortie saturée maximale de 15dBm, comme illustré à la figure 3.40. La figure 3.41 montre que le facteur de stabilité ( $K$ ) est de 8,39. Par conséquent, la condition de stabilité inconditionnelle de l'amplificateur de puissance en cascade proposé est confirmée sur la bande intéressée, ce qui signifie qu'il n'y a pas de risque d'oscillations.

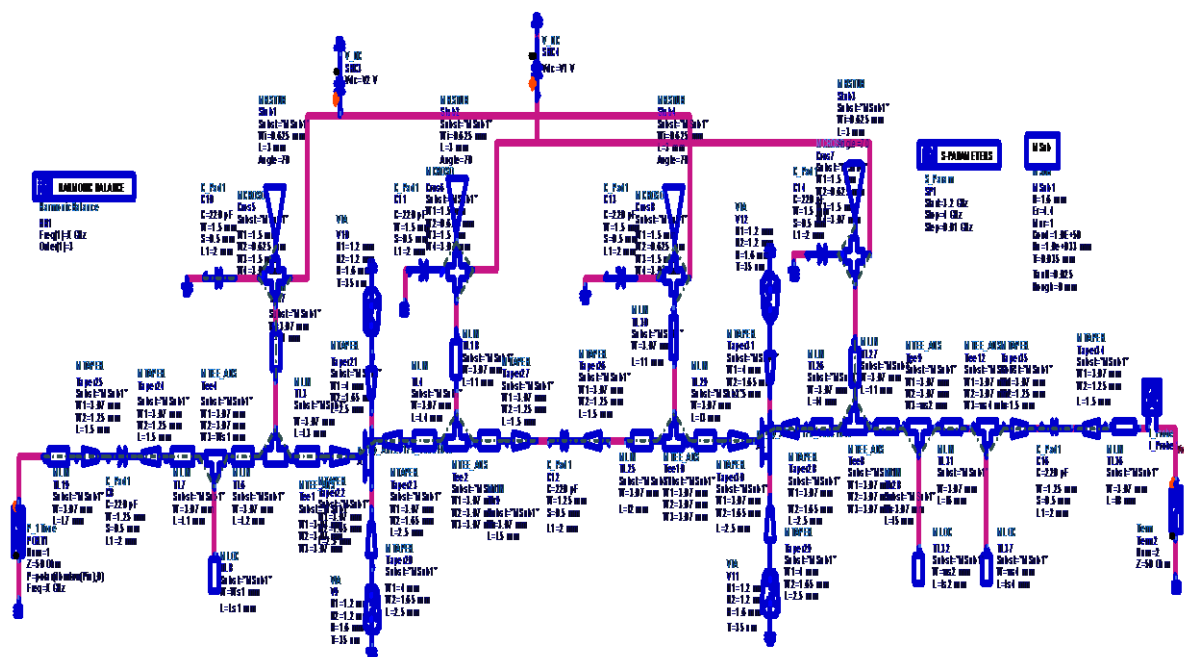


Figure 3.36 : Schéma de l'amplificateur de puissance en cascade final

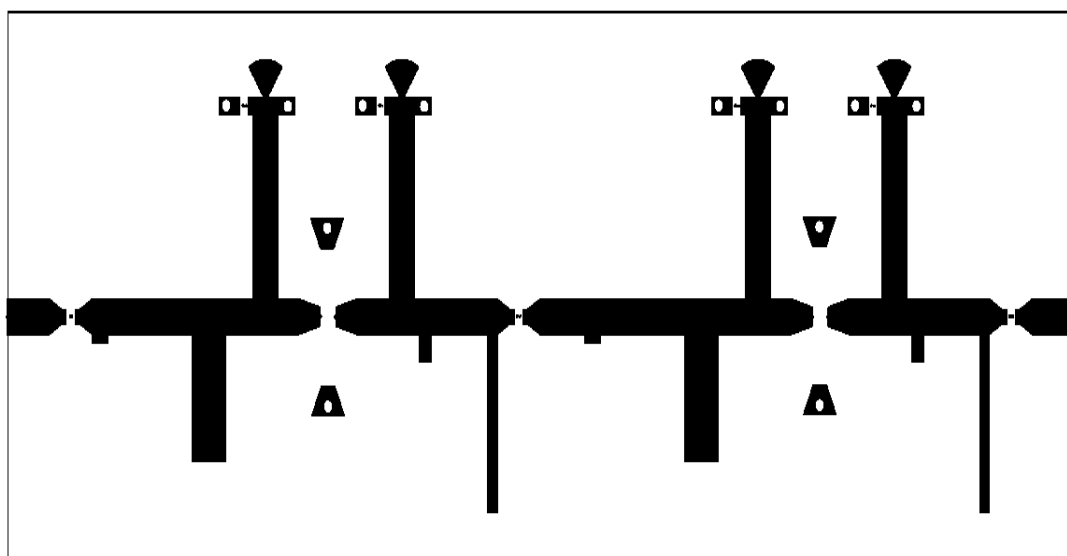
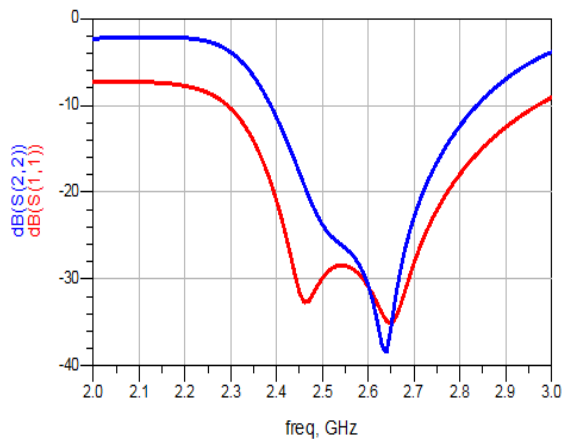
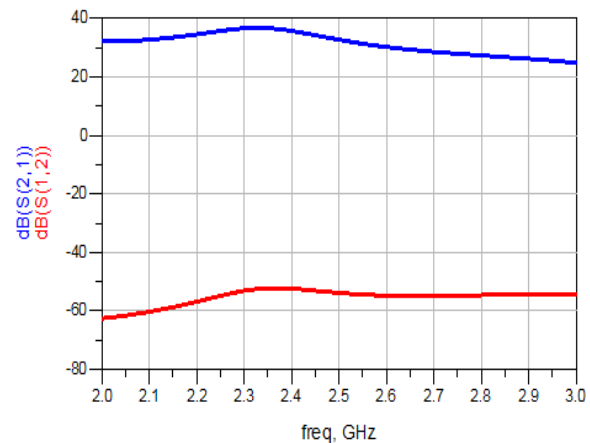


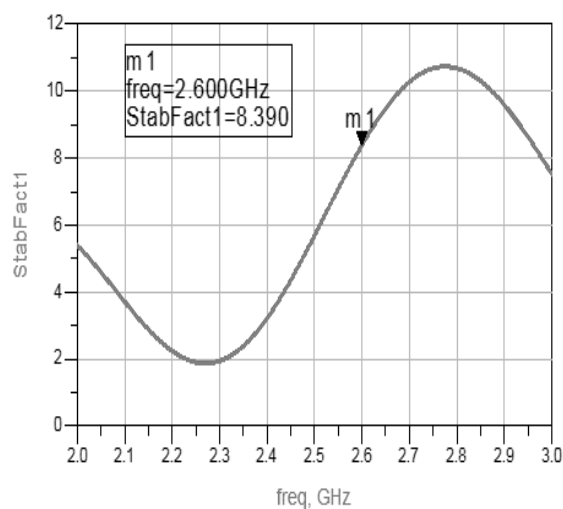
Figure 3.37 : Schéma de dessin de masque de l'amplificateur de puissance en cascade



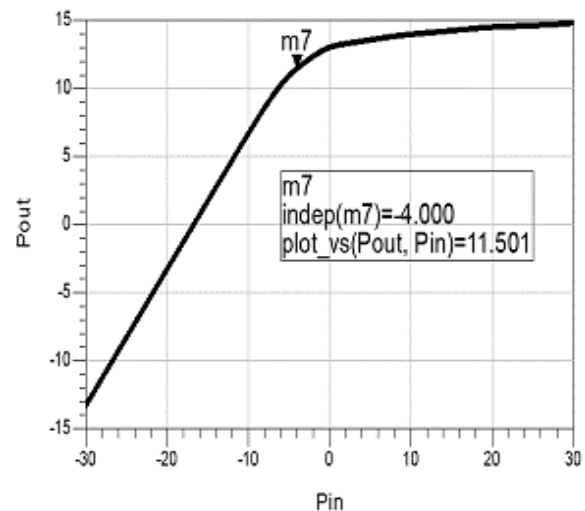
**Figure 3.38 : Les coefficients de réflexion d'entrée / sortie de l'amplificateur**



**Figure 3.39 : Le gain de puissance et le coefficient de transmission unilatérale de l'amplificateur**



**Figure 3.40 : Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence**



**Figure 3.41 : Puissance d'entrée en fonction à la puissance de sortie à 2.6GHz**

L'étude comparative de cette conception d'amplificateur de puissance avec les résultats de quelques rapports scientifiques sur les conceptions d'amplificateur de puissance illustrés dans le tableau 3.5 montre la qualité de notre amplificateur en termes de gain de puissance et des pertes de retour. Ceci conclut que pour une faible perte de retour et un gain de puissance élevée, les trois décisions importantes sont la partie active, la topologie de polarisation et la conception de l'adaptation d'impédance.

| Référence                    | Elément actif | Fréq (GHz) | Tension d'alimentation (V) | Gain de puissance (dB) | Coefficient de réflexion d'entrée (dB) | Coefficient de réflexion de sortie (dB) |
|------------------------------|---------------|------------|----------------------------|------------------------|----------------------------------------|-----------------------------------------|
| [33]                         | FET           | 1.1-30     | 3                          | 12                     | -25                                    | -17                                     |
| [34]                         | HEMT          | 1.9        | 4.75                       | 13                     | -15                                    | -                                       |
| [35]                         | PHEMT         | 2.45       | 3                          | 7.51                   | -8                                     | -11                                     |
| [36]                         | CMOS          | 2.45       | 1.8                        | 15                     | -12                                    | -9.22                                   |
| [37]                         | GaN<br>HEMT   | 1.9-2.5    | 28                         | 18.9                   | -17                                    | -                                       |
| [38]                         | SiGe<br>HBT   | 2.4        | 2.75                       | 15.6                   | -10                                    | -15.8                                   |
| <b>Amplificateur proposé</b> | GaAs<br>FET   | 2.4-2.7    | 4                          | 23-37                  | -35                                    | -39                                     |

Tableau 3.5: Sommaire de quelques rapports concernant la conception des amplificateurs

En résumé, nous pouvons en conclure que nous avons développé une nouvelle conception d'un amplificateur de puissance microruban à 2.6GHz tout utilisant la configuration en cascade. La conception minutieuse de la partie active à travers le choix du transistor, son circuit de polarisation et sa relation avec les autres modules a abouti à des meilleurs résultats en termes de gain de puissance et de stabilité. L'amplificateur validé a une puissance de sortie à 2.6GHz égale à 15dBm, avec un gain de puissance autour de 37dB à 2.6GHz, une bonne adaptation sur une large bande de fréquence et une très bonne stabilité.

## V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents aspects de la méthodologie de la conception d'amplificateurs de puissance pour une application et une gamme de fréquences particulières.

Dans un premier temps, nous nous sommes attachés à décrire les principes de conception des amplificateurs. Les choix concernant le transistor, la méthode de conception qu'on peut utiliser, ou topologie de circuit, analyse de stabilité, analyse et optimisation de circuit ont été justifiées. De même, nous avons présenté les différentes techniques de conception d'amplificateurs. Tous ces préliminaires nous ont permis d'aborder la conception de deux structures d'amplificateur de puissance fonctionnant successivement à 1.71GHz et 2.6GHz avec des meilleures performances. Lors de notre approche de conception, nous avons étudié chaque structure d'une manière bien détaillée, ce qui nous a permis de bien comprendre le comportement de ces structures ainsi que les paramètres essentiels capables de modifier et d'améliorer les performances de l'amplificateur. Toutes ces structures ont été conçues en technologie micro-ruban.

La première structure, qui comporte un seul étage, polarisé en classe A, a permis d'obtenir une puissance de sortie de 20dBm pour un rendement de 31% et un gain de puissance de 13dB. Une deuxième structure a été conçue avec deux étages. L'objectif était d'améliorer à la fois l'adaptation d'impédance et le gain de puissance. Les résultats nous conduisent à une très bonne adaptation, pour laquelle nous obtenons une perte de retour inférieure à -20dB sur une large bande de fréquence [2.4GHz-2.7GHz] et une meilleure stabilité aux alentours de 8. Le gain de puissance peut atteindre à 37dB.

Nous poursuivons ce travail par l'étude et la conception des amplificateurs de puissance large bande.

## Référence

- [3-1] L. Hoang Duc, A. Bhattacharyya, V. Goryasko, R. Ruber, A. Rydberg, J. Olsson, and D. Dancila, “Time domain characterization of high power solid state amplifiers for the next generation linear accelerators,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 60, no. 1, pp. 163–171, 2018.
- [3-2] Cripps, “RF Power Amplifiers for Wireless Communications Steve,” 2006.
- [3-3] A. Grebennikov, N. Kumar, and B. S. Yarman, *Broadband RF and microwave amplifiers*. CRC Press, 2017.
- [3-4] M. Golio and J. Golio, *RF and microwave circuits, measurements, and modeling*. CRC press, 2018.
- [3-5] T. Heima, “Multistage amplifier.” *Google Patents*, 2018.
- [3-6] V. V Ivanov, V. Kumar, and M. H. Shaik, “Multistage amplifier circuit with improved settling time.” *Google Patents*, 2017.
- [3-7] Y. Zhang, H. Wang, X. Li, J. Jing, C. Xie, and K. Peng, “Experimental generation of bright two-mode quadrature squeezed light from a narrow-band nondegenerate optical parametric amplifier,” *Phys. Rev. A*, vol. 62, no. 2, p. 23813, 2000.
- [3-8] G. Ferrari, M.-O. Mewes, F. Schreck, and C. Salomon, “High-power multiple-frequency narrow-linewidth laser source based on a semiconductor tapered amplifier,” *Opt. Lett.*, vol. 24, no. 3, pp. 151–153, 1999.
- [3-9] M. Albulet, “RF power amplifiers”, vol. 2. SciTech Publishing, 2001.
- [3-10] G. Gonzalez, “Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design”, 2nd. Prentice hall, 1997.
- [3-11] J. L. B. Walker, “Handbook of RF and microwave power amplifiers”. *Cambridge university press*, 2011.
- [3-12] I. Bahl and P. Bhartia, “Microwave Solid State Circuit Design”, 2nd edition, *John Wiley & Sons, Hoboken, NJ*, 2003.
- [3-13] E. L. Griffin, “Application of loadline simulation to microwave high power Amplifiers”, *IEEE Microwave Mag.*, Vol. 1, pp. 58–66, June 2000.
- [3-14] S. C. Cripps, “RF Power Amplifiers for Wireless Communications”, *Artech House, Norwood, MA*, 1999.
- [3-15] Y. Zhu, D. C. Bartle, O. Klimashov, and P. T. Dicarlo, “Multistage amplifier linearization in a radio frequency system.” 2019.
- [3-16] K. N. Leung and P. K. T. Mok, “Analysis of multistage amplifier-frequency compensation,” *IEEE Trans. circuits Syst. I Fundam. Theory Appl.*, vol. 48, no. 9, pp. 1041–1056, 2001.
- [3-17] I. CORNATON, “Amplification dynamique dans le calcul des structures,” 2015.
- [3-18] I. Bahl, “MESFET process yields MMIC Ka-band PAs”, *Microwaves and RF*, Vol. 44, pp.96–112, May 2005.
- [3-19] I. J. Bahl, “Low loss matching (LLM) design technique for power amplifiers”, *IEEE Microwave Mag.*, Vol. 5, pp. 66–71, December 2004.

- [3-20] V. Vadalà, A. Raffo, G. Avolio, M. Marchetti, D. M.-P. Schreurs, and G. Vannini, "Extraction of accurate GaN HEMT model for high-efficiency power amplifier design," in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, pp. 1–4.
- [3-21] I. J. Bahl, "0.7–2.7GHz 12-watt power amplifier MMIC developed using MLP technology", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 55, pp. 222–229, February 2007.
- [3-22] I. Bahl, "Ku-band MMIC power amplifiers developed using MSAG MESFET technology", *Microwave J.*, Vol. 49, pp. 56–82, February 2006.
- [3-23] M. B. Steer, "4.3 Passive Microwave Devices," *Electron. Handb.*, p. 329, 2018.
- [3-24] B. Cseppentő and T. Berceli, "Microwave synthesizer subsystem," in *2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, 2018, pp. 672–674.
- [3-25] G. D. Vendelin et al., "Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques", *Wiley-Interscience, Hoboken, NJ*, 2005.
- [3-26] A. Verma, A. Chauhan, and T. Lal, "Design of triple band compact PIFA antenna for DCS, PCS, UMTS, 4 G LTE, WiMAX applications," in *2015 4th International Conference on Reliability, Infocom Technologies and Optimization (ICRITO)(Trends and Future Directions)*, 2015, pp. 1–4.
- [3-27] R. Gonçalves, J. Martins, F. Branco, M. R. G. Castro, M. P. Cota, and J. Barroso, "A new concept of 3D DCS interface application for industrial production console operators," *Univers. Access Inf. Soc.*, vol. 14, no. 3, pp. 399–413, 2015.
- [3-28] S. Yamazaki, J. Koyama, Y. Arai, I. Kawamata, A. Miyaguchi, and Y. Moriya, "Electronic book." *Google Patents*, 2016.
- [3-29] Y. Kurokawa, T. Ikeda, and T. Aoki, "Display device and electronic book." *Google Patents*, 2016.
- [3-30] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [3-31] F. Cappelluti, F. L. Traversa, F. Bonani, S. D. Guerrieri, and G. Ghione, "Floquet-Based Stability Analysis of Power Amplifiers Including Distributed Elements," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett*, vol. 24, no. 7, pp. 493–495, 2014.
- [3-32] J. Jugo, J. Portilla, A. Anakabe, A. Suárez, and J. M. Collantes, "Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers," *Electron. Lett*, vol. 37, no. 4, pp. 226–228, 2001.
- [3-33] M. Ribate, R. Mandry, M. Latrach, A. Errkik, and L. El Abdellaoui, "GaAs FET Broadband Power Amplifier for L and S Bands Applications," in *Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and Wireless Communication Systems*, 2017, p. 42.
- [3-34] F. Y. Ng-Molina, T. M. Mart'ín-Guerrero, C. Camacho-Peñalosa, D. Palombini, and E. Limiti, "Band-pass distributed power amplifier in monolithic technology for the LTE band," in *Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC), 2012 Workshop on*, 2012, pp. 1–3.
- [3-35] A. Rasmi, A. Marzuki, M. R. C. Rose, I. M. Azmi, and A. I. A. Rahim, "A 2.4 GHz packaged power amplifier using GaAs PHEMT technology," in *Micro and Nanoelectronics (RSM), 2011 IEEE Regional Symposium on*, 2011, pp. 148–151.
- [3-36] S. B. Patil and R. D. Kanphade, "Design and analysis of a 2.4 GHz fully integrated 1.8 V power amplifier in TSMC 180nm CMOS RF process for wireless communication,"

- in *2015 International Conference on VLSI Systems, Architecture, Technology and Applications (VLSI-SATA)*, 2015, pp. 1–5.
- [3-37] M. Iqbal and A. Piacibello, “A 5W class-AB power amplifier based on a GaN HEMT for LTE communication band,” in *Microwave Symposium (MMS), 2016 16th Mediterranean*, 2016, pp. 1–4.
- [3-38] P. Saad and N. B. Carvalho, “Power Amplifier Design for 2.4 GHz, 802.11 b Standard using SiGe HBTTechnology,” in *6th Conference on Telecommunications (Conftele 2007), Portugal*, 2007, pp. 9–11.

# Chapitre 4

---

## Conception des Amplificateurs de Puissance Large Bande

---

## I. Introduction

De nombreux systèmes nécessitent des amplificateurs à large bande. Le but de ce chapitre est de décrire les types de base de configurations d'amplificateurs large bande et fournir une évaluation critique de chaque type en termes de puissance, de gain de puissance et de gamme de fréquence.

Au cours des deux dernières décennies, des progrès considérables ont été réalisés dans la conception des amplificateurs à faible bruit et d'amplificateur de puissance. Les amplificateurs décrits jusqu'ici ont une bande passante étroite, moins de 30% de la bande passante. Plusieurs applications telles que la guerre électronique (electronic warfare) et les communications à large bande (broadband communications) nécessitent des amplificateurs à plusieurs octaves [1-2]. La conception d'amplificateurs haute puissance avec une bande passante large pose un défi majeur en raison de la faible impédance des dispositifs et des limites thermiques dues au faible niveau de d'énergie. Bien que la technologie MMIC puisse être utilisée pour développer des amplificateurs de puissance à large bande, les amplificateurs de puissance MIC hybride offrent généralement un gain plus important, une bande passante plus large, une fiabilité plus élevée, un bas coût et une amplitude et des performances nettement améliorées. En plus, une capacité de suivi de phase en cas de fabrication en grand volume [3-5].

## II. Limitation de la bande passante des transistors

Dans cette section, nous discutons brièvement des facteurs limitant la bande passante des transistors rencontrés dans la conception des LNA et des AP large bande.

### II.1. Gain de transistor Roll-off

Le gain du transistor diminue avec la fréquence comme indiqué au *chapitre 3*. La pente de gain est généralement de 2-6dB par octave. Cependant, dans la plupart des amplificateurs, il faut une réponse de gain plate sur la bande passante conçue. Ainsi, dans les amplificateurs de puissance, il faut concevoir les réseaux d'adaptation qui fournissent la charge désirée à la sortie de chaque dispositif ainsi que la pente de perte de retour requise pour la compensation de gain afin de réaliser un gain plat et une puissance de sortie et un PAE maximum [2,6-7]. Dans les amplificateurs à faible bruit, l'adaptation d'entrée est conçue pour un facteur de bruit optimal, l'inter-étage est adapté pour un gain plat et la sortie est conçue pour une bonne adaptation. En d'autres termes, les réseaux d'adaptation devraient avoir une perte plus élevée aux basses fréquences avec une adaptation de la pente de perte à la pente de gain du dispositif [8-9]. Etant donné que dans les amplificateurs de puissance, le réseau d'adaptation de sortie est généralement conçu pour l'adaptation de puissance de sortie, l'étage d'entrée et l'inter-étage prennent en charge toute la compensation de gain requise avec une perte minimale du gain total à la fréquence de fonctionnement la plus élevée de la bande. Par exemple, un amplificateur de puissance à deux étages fonctionnant sur une bande d'octave nécessite une compensation de gain de 8-12dB. Habituellement, la moitié de cette compensation de gain est réalisée dans l'entrée et l'autre moitié dans l'inter-étage. Aux basses fréquences, l'étage d'entrée peut être conçu avec une contre-réaction pour un gain constant. Les éléments d'adaptation sont

sélectionnés de manière à réduire au maximum les pertes de gain dans la partie haute de la bande. Ainsi, la technique LLM décrite au chapitre 3 est une méthode très appropriée pour concevoir des AP à large bande. La perte de retour requise pour chaque étage pour compenser la pente de gain du dispositif et obtenir un gain d'amplificateur plat est ajustée en maintenant la puissance et le PAE à des valeurs optimales.

## **II.2. Impédance d'entrée et de sortie du dispositif**

En plus de la dépendance de la pente de gain à la fréquence, les impédances d'entrée et de sortie du transistor changent également avec la fréquence [2,10]. Les variations d'impédance doivent également être adaptées sur la plage de fréquences prévue. Comme nous l'avons vu au chapitre 2, un réseau d'adaptation plus faible  $Q$  a une bande passante plus large. Ainsi, les circuits de compensation de gain à faible  $Q$  dans les réseaux d'adaptation d'entrée et inter-étages ont des pertes élevées et permettent de concevoir de tels réseaux pour des largeurs de bande. Dans un amplificateur de puissance à plusieurs étages, cependant, cela nécessite des dispositifs de plus grande taille dans les étages précédents qui abaissent la puissance de sortie [11-13]. D'autre part, le réseau d'adaptation de sortie nécessite des composants à  $Q$  élevé pour la puissance et le PAE élevée et pose un sérieux défi pour concevoir une adaptation de sortie afin de transformer l'impédance de charge de  $50\Omega$  en impédance de charge requise sur une bande passante multi-octave.

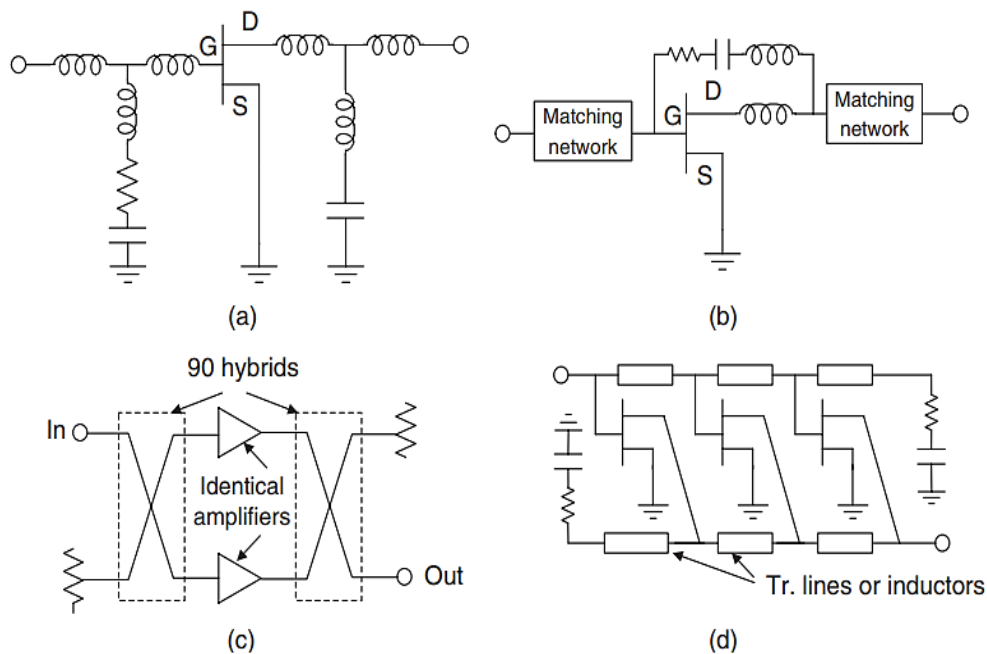
## **II.3. La Bande passante**

La perte supplémentaire due à la compensation de gain dans le réseau d'adaptation inter-étage d'un amplificateur multi-étage et la perte dans le réseau d'adaptation de sortie sur la large bande passante réduisent le rapport la bande passante et la puissance de sortie du dispositif, entraînant une baisse du PAE. Ainsi, des niveaux de PAE élevés et des niveaux de puissance de sortie élevés possibles sur une bande de fréquences étroite ne sont pas réalisables pour les APs à large bande et se traduisent par une bande passante de puissance petite. Pour une taille de dispositif donnée, par rapport à une conception à bande étroite, une conception d'AP à bande passante multi-octaves peut avoir une puissance de sortie réduite et un facteur PAE réduite. De même, une bande passante LNA multi-octave a un facteur de bruit plus élevé d'environ 50% comparaison avec un LNA à bande étroite. Par exemple, le facteur de bruit d'un LNA à bande étroite est de 1,0dB à 10GHz et de 2,7dB pour un LNA de 2-18GHz. Ainsi, des techniques d'adaptation non conventionnelles sont nécessaires pour concevoir efficacement des LNA à bandes multi-octaves et des amplificateurs de puissance avec des performances améliorées.

## **III. Techniques d'amplification à large bande**

Il existe différentes topologies de circuits, comme le montre la figure 4.1, utilisées pour réaliser des amplificateurs à large bande. Ces techniques comprennent une adaptation réactive/résistive traditionnelle, une contre-réaction résistive, une configuration équilibrée et l'approche à ondes progressives. L'amplificateur à adaptation réactive utilise des réseaux d'adaptation purement réactifs à l'entrée et à la sortie du transistor ; nous pouvons utiliser soient des inductances et des

condensateurs localisés soit des lignes de transmission. Cette technique donne une bande passante modérée et de bonnes performances en termes de bruit et de puissance [14]. Cependant, en raison de l'instabilité inhérente du transistor et de son affaiblissement, une conception à large bande est difficile. La technique réactive/résistive utilise des résistances dans ses réseaux d'adaptation pour abaisser leur  $Q$  et obtenir un gain plat sur une large bande passante. La topologie la plus typique consiste à utiliser des résistances en série avec des lignes de dérivation ou des inductances. Aux basses fréquences, les lignes de dérivation ont une faible longueur électrique et les résistances chargent le transistor et réduisent son gain. Aux hautes fréquences, les résistances ont peu d'effet sur le transistor en raison de l'effet inductif des lignes de dérivation. Les réseaux d'adaptation peuvent donc introduire une pente de gain positive pour compenser la perte de gain du transistor. Les topologies réactives/résistives sont adaptées aux largeurs de bande inférieures à une octave et nécessitent davantage d'éléments d'adaptation pour mettre en œuvre des largeurs de bande ultra-larges. Ils ont également une faible planéité de gain et des performances VSWR.



**Figure 4.1 : Configurations d'amplificateur large bande: (a) réactif/résistif, (b) contre-réaction, (c) équilibré et (d) onde distribuée ou progressive [10]**

L'amplificateur de contre-réaction utilise une résistance (de l'ordre de centaines d'ohms) de la grille au drain. Ceci a pour effet de stabiliser le dispositif et peut rendre les impédances d'entrée et de sortie plus proches des  $50\Omega$  [15-16]. La configuration résistive de contre-réaction se traduit par un facteur de bruit plus élevé et une densité de puissance plus faible par dispositif en raison d'une perte supplémentaire dans la résistance de contre-réaction. La configuration équilibrée offre d'excellentes caractéristiques de planéité de gain et des performances VSWR pouvant atteindre une bande passante très large. Le niveau de bruit de l'amplificateur est légèrement supérieur en raison de la perte supplémentaire dans le coupleur [17-18]. L'approche de l'amplificateur à onde progressive ou distribuée présente des bonnes performances au niveau du gain/bande passante avec gain plat et faible VSWR, ainsi qu'une capacité de bande passante multi-octaves, mais avec une puissance de sortie limitée et une faible PAE [19-20].

### III.1. Topologie réactive/résistive

Les amplificateurs de puissance nécessitent des réseaux de compensation de gain (GCNs) à l'entrée et à l'inter-étage. Cependant, pour les applications d'amplificateurs à faible bruit, nous pouvons utiliser des GCN dans les réseaux d'adaptation en inter-étage et en sortie. La figure 4.2(a) est un schéma d'un amplificateur à deux étages. Dans la plupart des applications, le réseau d'adaptation (MN) et le GCN sont combinés ensemble [21]. La figure 4.2(b) montre quelques circuits de compensation de gain couramment utilisés. Les valeurs de composantes choisies servent simplement à démontrer le fonctionnement à large bande sur 1-8GHz.

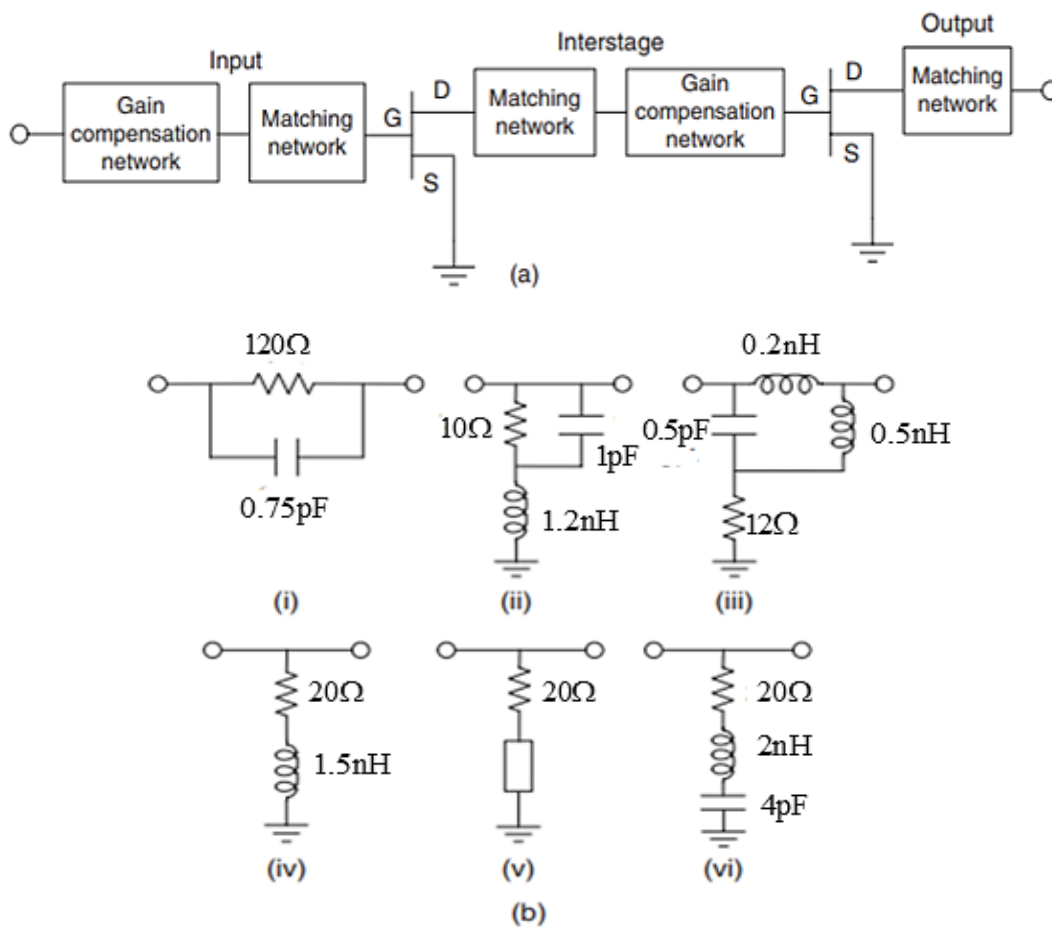


Figure 4.2 : (a) Schéma d'un amplificateur à deux étages avec réseaux de compensation de gain.  
(b) Circuits de compensation de gain couramment utilisés [22]

Les performances de gain des circuits de compensation illustrés à la figure 4.2(b) sont illustrées à la figure 4.3. Les valeurs des éléments de circuit sont sélectionnées de manière à ce que l'atténuation soit d'environ 6-10dB sur une bande passante de trois octaves. Une partie de l'atténuation est due à la puissance réfléchie. Toutefois, à l'extrémité supérieure, les GCN sont raisonnablement bien adaptés. Les réseaux (i) et (iv) ont des réponses similaires. Les réseaux (ii) et (iii) ont des valeurs d'atténuation plus élevées mais leurs pentes sont différentes. Le comportement du réseau (v), est illustré à la figure 4.3, est similaire à celui du réseau (iv). Le réseau (vi) a une atténuation maximale à la résonance en série de la combinaison inductance-condensateur. Le comportement de ces réseaux peut varier légèrement en fonction de la

fréquence et du type de valeurs de composant LRC et de leurs réactances parasites. La forme et l'atténuation selon la conception requise peuvent être ajustées par une sélection appropriée des valeurs des composants. Une analyse directe aide à sélectionner les topologies MN et GCN ; Cependant, dans la plupart des cas, il faut se fier aux outils CAO pour finaliser les valeurs des composants du circuit.

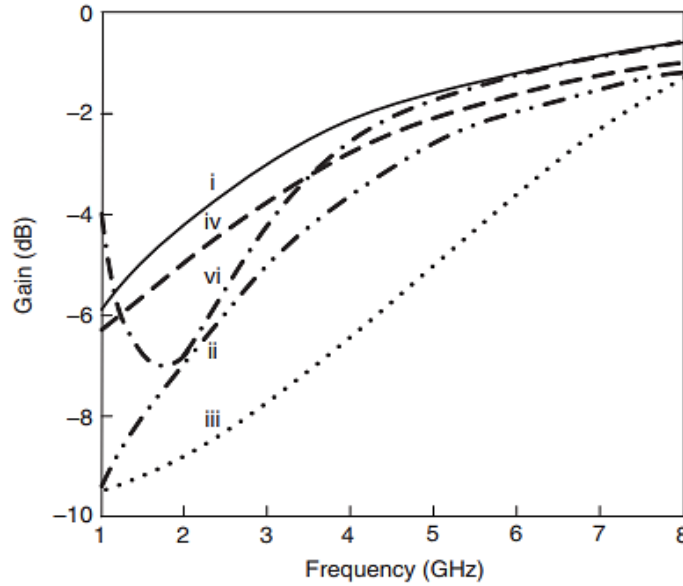


Figure 4.3 : Réponse en gain des circuits de compensation pour la Figure 4.2-b [22]

### III.2. Amplificateurs de contre-réaction

Une configuration de contre-réaction générique est illustrée à la figure 4.4, constituée d'un réseau de contre-réaction LRC. Les éléments de boucle de contre-réaction contrôlent le gain et la bande passante. La résistance de contre-réaction  $R_{fb}$  contrôle le gain et  $L_f$  étend la plage de fréquences à des fréquences supérieures. Les inductances  $L_1$  à  $L_4$  règlent la performance de bande passante de l'amplificateur. La fonction principale du condensateur  $C_f$  est de fournir un bloc DC entre les tensions d'alimentation appliquées aux bornes de la porte et du drain. Ces amplificateurs peuvent être conçus avec des performances optimales en utilisant la technologie MMIC plutôt que l'approche MIC hybride. Une configuration de contre-réaction augmente la bande passante, améliore la linéarité ou réduit la distorsion, et rend la conception moins sensible aux variations du processus. La figure 4.5(a) montre un circuit équivalent de base " $\pi$ " d'un transistor avec résistance de retour  $R_{fb}$ . Ici, l'effet de la réactance parasite de dispositif est négligé. La matrice d'admission est écrite [23-25].

$$[Y] = \begin{bmatrix} j\omega C_{gs} + j\omega C_{gd} + \frac{1}{R_{fb}} & -j\omega C_{gd} - \frac{1}{R_{fb}} \\ g_m - j\omega C_{gd} - \frac{1}{R_{fb}} & \frac{1}{R_{ds}} + j\omega C_{gd} + \frac{1}{R_{fb}} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

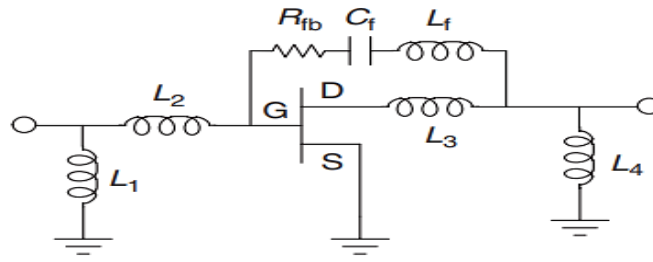


Figure 4.4 : Configuration de contre-réaction de l'amplificateur [26]

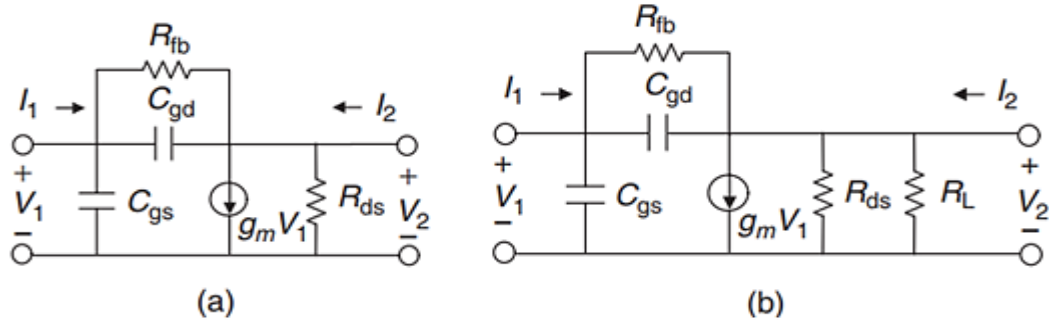


Figure 4.5 : Une représentation de circuit équivalente d'un (a) transistor avec contre-réaction et (b) d'un transistor avec contre-réaction et charge [26]

La matrice  $Y$  peut être convertie en une matrice de paramètres de diffusion  $[S]$  plus utile. Comme approximation de premier ordre, nous pouvons négliger les effets de condensateur ( $C_{gs} = C_{ds} = 0$ ) donc l'équation (4.1) devient :

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{fb}} & -\frac{1}{R_{fb}} \\ g_m - \frac{1}{R_{fb}} & \frac{1}{R_{ds}} + \frac{1}{R_{fb}} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Dans ce cas, les paramètres de diffusion peuvent être écrits :

$$S_{11} = \frac{1}{D} \left[ \frac{R_{fb}}{Z_0} \left( 1 + \frac{1}{R_{ds}} Z_0 \right) - \left( g_m + \frac{1}{R_{ds}} \right) Z_0 \right] \quad (4.3)$$

$$S_{12} = \frac{2}{D} \quad (4.4)$$

$$S_{21} = \frac{-2}{D} [g_m R_{fb} - 1] \quad (4.5)$$

$$S_{22} = \frac{1}{D} \left[ \frac{R_{fb}}{Z_0} \left( 1 - \frac{1}{R_{ds}} Z_0 \right) - \left( g_m + \frac{1}{R_{ds}} \right) Z_0 \right] \quad (4.6)$$

Où :

$$D = 2 + \left( g_m + \frac{1}{R_{ds}} \right) Z_0 + \frac{R_{fb}}{Z_0} \left( 1 + \frac{1}{R_{ds}} Z_0 \right) \quad (4.7)$$

$Z_0$  est l'impédance caractéristique du système. Ces équations sont encore simplifiées [12] lorsque les conditions d'adaptation parfaite sont appliquées, c'est-à-dire,

$$S_{11} = S_{22} = 0 \quad (4.8)$$

Dans ce cas, à partir de l'équation (4.3), nous trouvons :

$$R_{fb} = g_m Z_0^2 \quad (4.9)$$

$$S_{12} = \frac{1}{g_m Z_0 + 1} \quad (4.10)$$

$$R_{fb} = S Z_0 (1 + g_m Z_0) - Z_0 \quad (4.11)$$

Et le gain de puissance,  $G$  devient :

$$G = |S_{21}|^2 = (g_m Z_0 - 1)^2 \quad (4.12)$$

Si le dispositif n'est pas parfaitement adapté mais il a un VSWR d'entrée et de sortie  $S : 1$ , alors la valeur de la résistance de contre-réaction et le gain en puissance sont écrit par [12] :

$$R_{fb} = S Z_0 (1 + g_m Z_0) - Z_0 \quad (4.13)$$

Et

$$G = [2(1 - S g_m Z_0) / (1 + S)]^2 \quad (4.14)$$

Ensuite, calculons la perte due à la résistance de contre-réaction. Considérons qu'une charge optimale  $R_L$  est connectée à la sortie du dispositif, comme illustrée à la figure 4.5(b)), nous avons :

$$V_2 = V_1 + R_{fb} I_1 \quad (4.15)$$

Où :

$$V_2 = -(g_m V_1 - I_1) \frac{R_L R_{ds}}{R_L + R_{ds}} \quad (4.16)$$

Si  $R_{ds} \gg R_L$ , alors :

$$V_2 = -(g_m V_1 - I_1) R_L \quad (4.17)$$

A partir des équations (4.15) et (4.17), nous trouvons :

$$V_2 = -V_1 g_m R_L \frac{1 - \frac{1}{g_m R_{fb}}}{1 + \frac{R_L}{R_{fb}}} \quad (4.18)$$

Sans contre-réaction, la puissance de sortie est obtenue par :

$$P_0 = V_2^2 / R_L = (g_m V_1)^2 R_L \quad (4.19)$$

Avec contre-réaction, la puissance de sortie devient :

$$P_{0fb} = V_2^2 / R_L = (g_m V_1)^2 R_L \left( \frac{1 - 1/g_m R_{fb}}{1 + R_L / R_{fb}} \right)^2 \quad (4.20)$$

Le rapport  $\frac{P_{0fb}}{P_0}$  fournit la perte de puissance due à la contre-réaction et est exprimée par :

$$\frac{P_{0fb}}{P_0} = \left( \frac{1 - 1/g_m R_{fb}}{1 + R_L / R_{fb}} \right)^2 \quad (4.21)$$

Pour  $g_m R_{fb} \gg 100$  et  $R_{fb} \gg R_L$ , nous aurons :

$$\frac{P_{0fb}}{P_0} \cong 1 - \frac{2R_L}{R_{fb}} \quad (4.22)$$

**Exemple :** Considérons un circuit avec  $R_L = 100\Omega$  et  $R_{fb} = 1K\Omega$ . La perte de puissance due à la contre-réaction est  $P_{0fb} / P_0 \cong 1 - 200/1000 = 8 \%$ .

### III.3. Amplificateurs équilibrés

Dans les configurations équilibrées, un amplificateur à un étage est conçu en utilisant les topologies réactive/résistive ou de contre-réaction décrite dans les sections précédentes et une paire d'amplificateurs identiques sont combinés en utilisant deux coupleurs en quadrature de 3 dB [27]. L'amplificateur à un étage n'est pas adapté pour un gain plat, un faible niveau de bruit (dans le cas du LNA), une puissance de sortie et un PAE élevés, et une bonne stabilité. Les réflexions des amplificateurs unipolaires se terminent par  $50\Omega$ , ce qui garantit généralement la stabilité. En cas de défaillance d'un étage, le gain global diminue d'environ 6dB, ce qui peut fournir une tolérance de panne utile pour certaines applications. Les principaux avantages de la topologie équilibrée par rapport à la topologie réactive/résistive seule sont une bonne entrée et une bonne sortie de VSWR, bonne planéité du gain, meilleure stabilité et insensibilité à la désadaptation dans le sous-système. Les amplificateurs équilibrés ont une bien meilleure stabilité que leurs versions à un étage en raison des terminaisons de résistance intégrées à des coupleurs hybrides et de l'isolation à large bande des autres circuits.

Cette topologie convient parfaitement aux applications monolithiques ou hybrides, mais les amplificateurs de puissance MMIC équilibrés sont limités aux niveaux de puissance par rapport aux versions hybrides.

Considérez une configuration équilibrée, comme illustré à la figure 4.6. En tant qu'approximation de premier ordre, les coupleurs sont supposés idéaux (c'est-à-dire, aucune perte dans les coupleurs) ; le port isolé a une isolation infinie et les signaux divisés ont une différence de phase de  $90^\circ$ . Les paramètres S d'un amplificateur à un étage et d'un amplificateur équilibré sont donnés comme suit :

$$S_V = \begin{pmatrix} S_{11V} & S_{12V} \\ S_{21V} & S_{22V} \end{pmatrix}, \quad S_T = \begin{pmatrix} S_{11T} & S_{12T} \\ S_{21T} & S_{22T} \end{pmatrix} \quad (4.23)$$

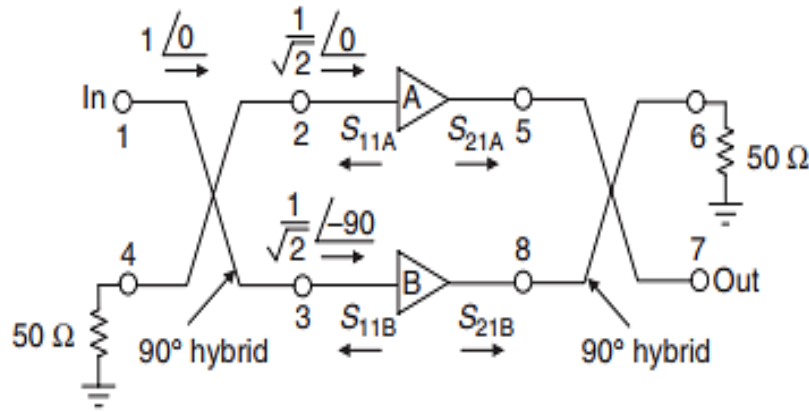


Figure 4.6 : Configuration d'un amplificateur équilibré à base des coupleurs de 90 ° [27]

Le signal d'entrée se divise entre les ports 2 et 3 et les signaux divisés ont une différence de phase de 90°. Les ports de la même extrémité ont la même phase alors que ceux opposés en diagonale ont une différence de phase de 90°. Au port 1, le signal réfléchi par l'amplificateur équilibré est :

$$S_{11T} = \frac{1}{2} [S_{11A} - S_{11B}] \quad (4.24)$$

Si  $S_{11A} = S_{11B}$  donc  $S_{11T} = 0$ , c'est-à-dire que l'amplificateur équilibré est adapté aux ports 1 et 7, nous aurons :

$$S_{21T} = \frac{1}{2} j [S_{21A} + S_{21B}] \quad (4.25)$$

$$S_{22T} = \frac{1}{2} [S_{22B} - S_{22A}] \quad (4.26)$$

De même, si  $S_{22A} = S_{22B}$  donc  $S_{22T} = 0$ ; c'est-à-dire que le port BAP est adapté au port 7, qui est un port de sortie. Le signal de sortie est une moyenne de deux signaux d'aller. Au port 4, le signal réfléchi combiné est donné par :

$$\frac{1}{2} j [S_{11A} + S_{11B}] \quad (4.27)$$

Ces signaux sont absorbés par la résistance. De même, au port 6, le signal réfléchi combiné est absorbé. Si les deux amplificateurs ont le même gain et une différence de phase entre eux, alors  $S_{21T}$  devient :

$$S_{21T} = \frac{1}{2} |S_{21}| |1 + e^{j\Delta\Phi}| = \frac{1}{2} |S_{21}| [(1 + \cos \Delta\Phi)^2 + \sin^2 \Delta\Phi]^{1/2} \quad (4.28)$$

### III.4. Amplificateurs distribués

Les amplificateurs distribués ont été largement traités dans la littérature [27-32]. Une topologie d'amplificateur distribué (AD) à  $n$  sections est illustrée à la figure 4.7. La figure 4.8 présente une représentation simplifiée d'un circuit équivalent d'un AD.

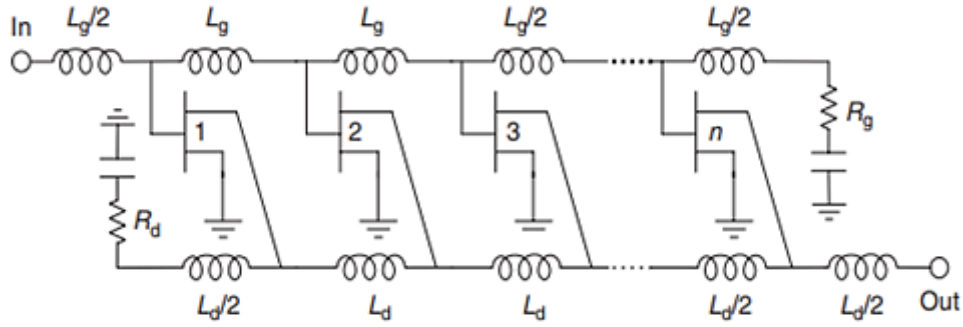


Figure 4.7 : Une topologie simplifiée d'amplificateur distribué utilisant n sections [33]

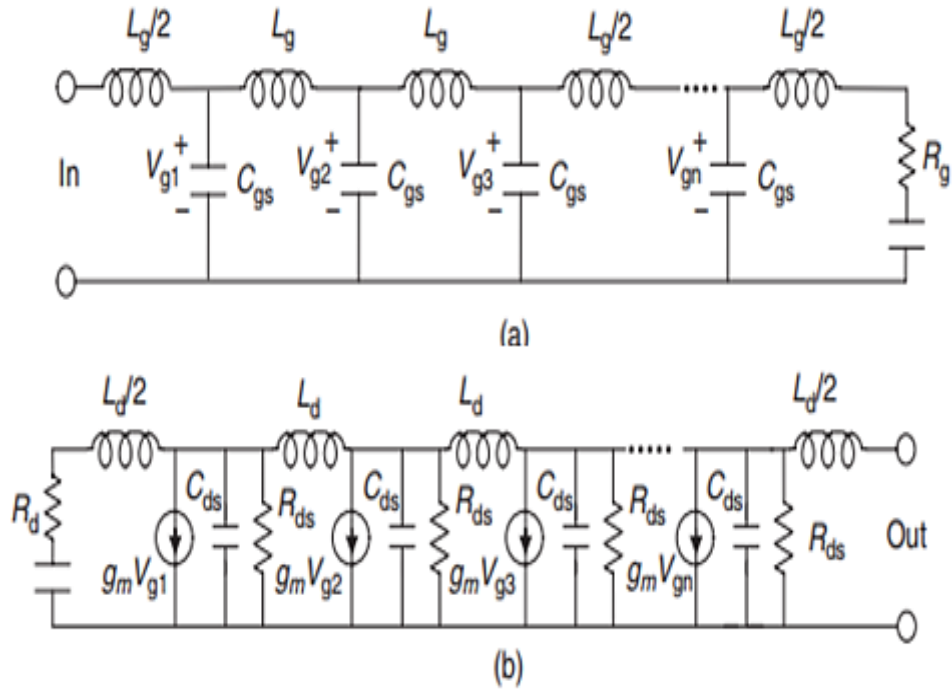


Figure 4.8 : Circuits équivalents pour lignes artificielles : (a) la grille et (b) le drain [33]

Lorsqu'un signal traverse la ligne de grille, chaque transistor est excité et le signal est amplifié par sa transconductance. Le signal réfléchi sur les lignes de drain sont absorbés par les résistances de terminaison  $R_g$  et  $R_d$ , respectivement. Comme ces lignes sont des structures passe-bas et ont des fréquences de coupure très élevées, la topologie de l'onde progressive permet d'obtenir une très grande largeur de bande. Pour la plupart des applications, le nombre de cellules ou de sections ( $n$ ) est de 4 à 6.

L'impédance de la ligne d'entrée est donnée par :

$$Z_{0g} = (L_g / C_{gs})^{1/2} \quad (4.29)$$

L'impédance de la ligne de drain est donnée par :

$$Z_{0d} = (L_d / C_{ds})^{1/2} \quad (4.30)$$

Puisque  $C_{gs} > C_{ds}$ , la bande passante d'un AD est limitée en raison de la capacité de la grille.

La fréquence de fonctionnement la plus élevée est connue comme la fréquence de coupure de la ligne de grille équivalente et est déterminée par :

$$f_c = \frac{1}{\pi Z_{0g} C_{gs}} \quad (4.31)$$

Si une capacité  $C_g$  est insérée en série avec la grille, comme illustré à la figure 4.9, la capacité effective de la grille est réduite et est obtenue par [17] :

$$C'_{gs} = \frac{q}{1+q} C_{gs} \quad (4.32)$$

Avec :

$$q = C_g / C_{gs} \quad (4.33)$$

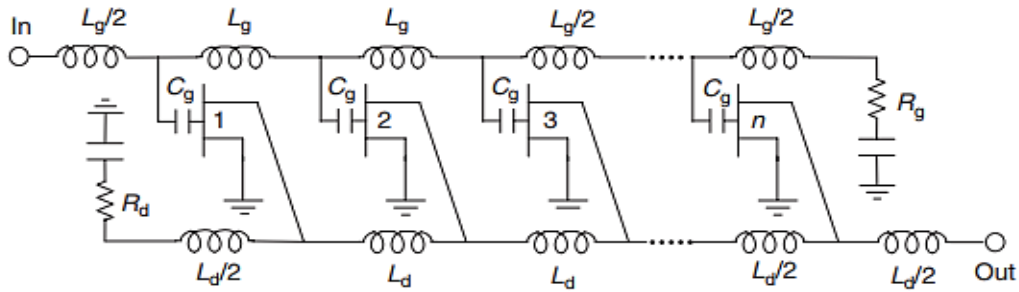


Figure 4.9 : Une topologie d'amplificateur distribué modifiée utilisant n sections [33]

Nous supposons ici que la capacité en série est la même pour tous les FET. Dans ce cas, le FET est considéré comme modifié ayant la transconductance et la fréquence de coupure données par :

$$g'_m \cong \frac{q}{1+q} g_m \quad (4.34)$$

$$f'_c = \frac{1+q}{q} f_c \quad (4.35)$$

Ainsi, l'utilisation d'un condensateur en série avec un dispositif augmente la bande passante et diminue le gain de l'AD. Cette technique est couramment utilisée dans les ADs de puissance pour améliorer la capacité de bande passante de puissance.

Une expression approximative pour le gain à petit signal d'un amplificateur distribué (figure 4.9) est donnée par [27] :

$$G \cong \frac{g_m^2 n^2 Z_{0g}^2}{4} \left[ 1 - \alpha_g l_g n / 2 \right]^2 \quad (4.36)$$

Où

- $n$  = nombre de FET
- $g_m$  = transconductance par FET

- $Z_{0g}$  = impédance caractéristique de la ligne de grille.
- $\alpha_g$  = constante d'atténuation de la ligne de grille.
- $g$  = longueur de la ligne de grille par unité de cellule

Dans cette expression, nous avons supposé une impédance caractéristique constante et une longueur de ligne unitaire constante. De plus, les pertes dans les lignes de drain sont négligées. L'équation (4.36) montre que pour un gain plus élevé, il faut plus de  $Z_{0g}$  et moins de  $\alpha_g$ .

Une expression approximative pour le calcul d'une valeur optimale pour le nombre de cellules,  $n_{opt}$ , est donnée par :

$$n_{opt} = \frac{\ln[\alpha_g l_g / \alpha_d l_d]}{\alpha_g l_g - \alpha_d l_d} \quad (4.37)$$

Où :

$$\alpha_g l_g = \frac{R_g Z_0 (2\pi f C_{gs})^2}{2} \quad (4.38)$$

$$\alpha_d l_d = \frac{Z_0}{2R_{ds}} \quad (4.39)$$

$R_g$ ,  $C_{gs}$  et  $R_{ds}$  sont les paramètres du modèle FET,  $f$  est la fréquence de fonctionnement maximale et  $Z_0 = 50\Omega$ .

D'après voir toutes les méthodes qui on peut utiliser pour concevoir les amplificateurs de puissance large bande, par la suite nous allons présenter le principe général de la technique utilisée d'une manière détaillée pendant ces travaux.

## IV. Procédure de conception d'un amplificateur de puissance équilibré

### IV.1. Présentation détaillée d'un amplificateur de puissance équilibré

Pour les systèmes de communication moderne, les amplificateurs de puissance doivent avoir des performances élevées. Une bande passante large, gain de puissance élevé, bon linéarité et puissance de sortie élevée. La structure équilibrée est un bon choix pour rendre l'amplificateur de puissance robuste aux fréquences élevées.

La méthode de l'amplificateur équilibré a été utilisée pour la première fois en 1965 [34]. Il se constitue de deux amplificateurs connectés en parallèle et déphasés de  $90^\circ$  en utilisant des coupleurs hybrides en quadrature à l'entrée et à la sortie de la structure équilibrée, comme le montre la figure 4.10. Pour ce faire, un premier coupleur hybride divise le signal d'entrée en deux parties égales avec un déphasage de  $90^\circ$ . Ces deux signaux en quadrature sont alors amplifiés par deux amplificateurs en parallèle. A la sortie, un second coupleur hybride recombine ces deux signaux amplifiés sur l'antenne.

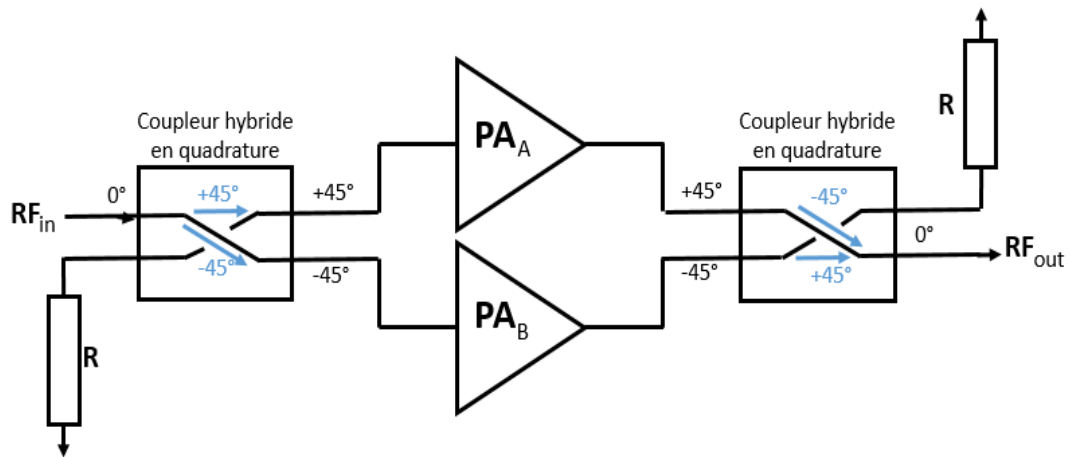


Figure 4.10 : Amplificateur équilibré comportant des coupleurs hybrides à 90°

Cette configuration possède plusieurs avantages [35], [36] :

- ✓ Une meilleure linéarité due à la recombinaison en quadrature,
- ✓ Des adaptations améliorées en entrée et en sortie
- ✓ Elle est robuste aux variations de charge,
- ✓ Une combinaison de puissance en sortie,
- ✓ Une isolation et une stabilité améliorée.

Dans la structure équilibrée, les deux amplificateurs sont déphasés de 90°. Dès lors, l'impédance de charge de chaque amplificateur de puissance est indiquée dans l'abaque de Smith dans la position opposée. Par conséquent, lorsque le courant d'un amplificateur augmente en fonction d'une variation de l'impédance de charge vers les impédances basses, le courant de l'autre amplificateur diminue, car son impédance de charge, en revanche, se déplace vers les impédances élevées, et vice versa. Enfin, les variations de charge sur les deux amplificateurs de puissance se compensent mutuellement.

Il existe en effet deux phénomènes distincts qui peuvent être plus ou moins simulés dans la structure équilibrée : la compensation des charges présentées aux transistors et la recombinaison des ondes émises et réfléchies vers l'antenne ou la charge [37-38]. Tant que cette structure répond à une auto-adaptation aux variations de charge présentées à l'antenne, elle fait partie d'un concept autonome.

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la topologie équilibrée, nous allons d'abord étudier son principal élément : le coupleur hybride.

#### IV.1.1. Coupleur Hybride : diviseur et combineur de puissance à 90°

Les coupleurs hybrides appartiennent à la famille des coupleurs directionnels. Ce sont des éléments largement employés pour combiner ou diviser la puissance, comme le montre la figure 4.11. En général, la puissance est divisée en deux parties égales sur les deux sorties du diviseur, appelées coupleur à 3dB. Il est également possible de régler le déphasage entre les deux sorties, par exemple de 90° pour les coupleurs hybrides en quadrature.

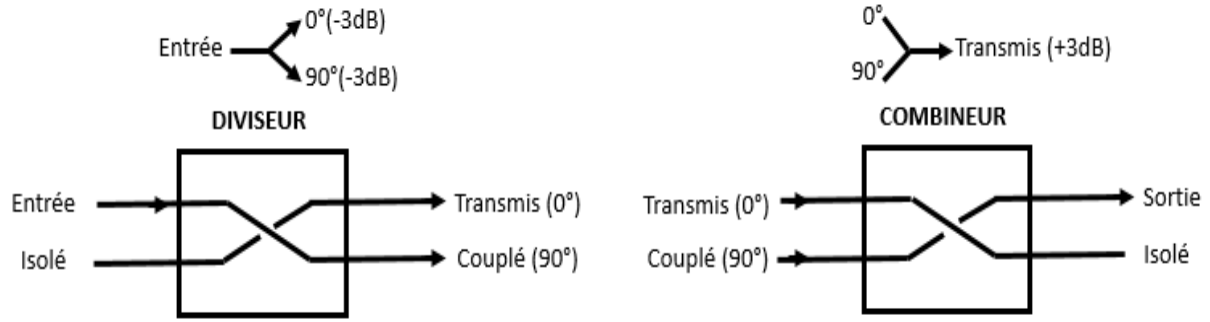
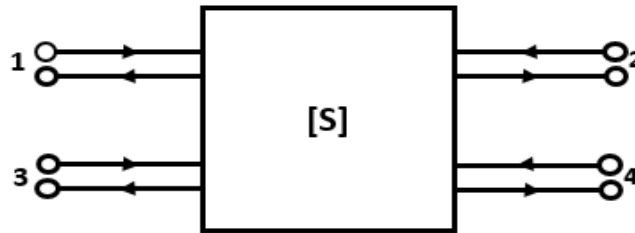


Figure 4.11 : Coupleurs hybrides en quadrature employés comme diviseurs et combineurs de puissance

Un coupleur hybride est un élément à 4 ports comme illustré à la figure 4.12, dont la matrice  $[S]$  est la suivante :

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$


 Figure 4.12 : Schéma bloc d'un élément à 4 ports avec Matrice  $[S]$ 

Cet élément à 4 ports, dans le cas idéal peut être considéré comme parfaitement symétrique et adapté (matrice isotrope), alors les coefficients  $S_{ii}$  sont nuls (équation (4.41)).

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \quad (4.41)$$

La matrice  $S$  devient :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Dans le cas idéal, un système est sans perte, cela signifie :

$$S \times S^* = 1 \quad (4.43)$$

Dans ce cas :

$$S_{14}^* (|S_{13}|^2 + |S_{24}|^2) = 0 \quad (4.44)$$

$$S_{23}^* (|S_{12}|^2 + |S_{34}|^2) = 0 \quad (4.45)$$

Ces deux formules sont alors satisfaites si  $S_{14} = S_{23} = 0$  ; la matrice S peut alors être définie :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

De plus, comme cet élément à 4 ports est sans perte, donc la matrice S est unitaire, ce qui signifie que le produit des amplitudes de chaque ligne est égal à 1 :

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (4.47)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \quad (4.48)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (4.49)$$

$$|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (4.50)$$

En conséquence, il s'ensuit que  $|S_{12}| = |S_{13}|$  et  $|S_{24}| = |S_{34}|$

Les références de phase sont sélectionnées sur les ports 1 (entrée) et 4 (isolé) pour que :

$$S_{12} = \alpha.e^{j\frac{\theta}{2}} \quad (4.51)$$

$$S_{13} = \beta.e^{-j\frac{\theta}{2}} \quad (4.52)$$

$$S_{34} = \alpha.e^{j\frac{\Phi}{2}} \quad (4.53)$$

$$S_{24} = \beta.e^{-j\frac{\Phi}{2}} \quad (4.54)$$

Les coefficients  $\beta$  et  $\alpha$  sont sélectionnés réels. Les coefficients  $\phi$  et  $\theta$  sont des constantes de phase à déterminer. Mais selon l'équation (4.33),  $|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1$ , nous en déduisons que :

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (4.55)$$

Enfin, la matrice S deviendra :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha.e^{j\frac{\theta}{2}} & \beta.e^{-j\frac{\theta}{2}} & 0 \\ \alpha.e^{j\frac{\theta}{2}} & 0 & 0 & \beta.e^{-j\frac{\Phi}{2}} \\ \beta.e^{-j\frac{\theta}{2}} & 0 & 0 & \alpha.e^{j\frac{\Phi}{2}} \\ 0 & \beta.e^{-j\frac{\Phi}{2}} & \alpha.e^{j\frac{\Phi}{2}} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

De ce fait, le produit scalaire des rangs 2 et 3 doit être nul :

$$S_{12}^* \cdot S_{13} + S_{24}^* \cdot S_{34} = 0 \quad (4.57)$$

Cela donne :

$$\alpha \cdot e^{-j\frac{\theta}{2}} \cdot \beta \cdot e^{-j\frac{\theta}{2}} + \beta \cdot e^{j\frac{\Phi}{2}} \cdot \alpha \cdot e^{j\frac{\Phi}{2}} = 0 \quad (4.58)$$

$$e^{-j\theta} + e^{j\Phi} = 0 \quad (4.59)$$

Cette formule est satisfaite si  $\theta = \Phi = \frac{\pi}{2}$  ou  $\theta = 0$  et  $\Phi = \pi$ .

Si  $\theta = 0$  et  $\Phi = \pi$ , donc, il est un coupleur antisymétrique, les signaux sur les ports transmis et couplés sont déphasés de  $180^\circ$ .

Si  $\theta = \Phi = \frac{\pi}{2}$  le coupleur est dit asymétrique, donc les signaux sur les ports transmis et couplés sont déphasés de  $90^\circ$ .

Les coupleurs hybrides sont alors des coupleurs asymétriques dont le symbole typique est représenté sur la figure 4.13, où quand ils sont utilisés comme diviseur de puissance, l'entrée est sur le port 1, la sortie du signal transmis est sur le port 2, la sortie du signal couplé sur le port 3, et le port isolé sur le port 4.

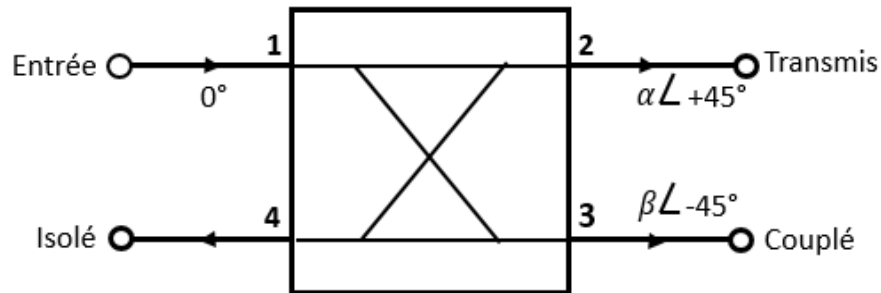


Figure 4.13 : Symbole d'un coupleur hybride antisymétrique

La matrice S d'un coupleur hybride est alors écrite :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} & \beta \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} & 0 \\ \alpha \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} & 0 & 0 & \beta \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} \\ \beta \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} & 0 & 0 & \alpha \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} \\ 0 & \beta \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} & \alpha \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

Puisque selon l'équation (4.42) où  $\alpha^2 + \beta^2 = 1$ , nous pouvons définir la puissance délivrée sur les ports de sortie transmis  $P_2$  et couplés  $P_3$ . Si la puissance fournie au port d'entrée est de 1W, nous obtenons un coupleur idéal :

$$P_3 = \beta^2 [W] \quad (4.61)$$

$$P_2 = \alpha^2 = 1 - \beta^2 [W] \quad (4.62)$$

$$P_4 = 0[W] \quad (4.63)$$

Trois paramètres sont utilisés pour caractériser un coupleur directionnel :

- Le couplage  $C = 10 \cdot \log \left( \frac{P_1}{P_2} \right) = -20 \cdot \log(\beta) [db]$

Le facteur de couplage C représente la quantité de puissance d'entrée qui est transmise au port couplé. Plus le facteur de couplage est élevé, plus la puissance couplée est petite. Par exemple, un coupleur hybride a un facteur de couplage de 3 dB puisque la puissance d'entrée est divisée en deux parties égales sur les ports de sortie : transmis et couplé.

- La directivité :  $D = 10 \cdot \log \frac{P_3}{P_4} = -20 \cdot \log \frac{\beta}{|S_{14}|} [db]$

La directivité représente le rapport entre la puissance transmise sur le port isolé et le port couplé. Cette valeur montre la capacité du coupleur à diriger l'énergie vers le port couplé au port isolé au lieu du port isolé et donc sa capacité à dissocier l'onde incidente de l'onde réfléchie. Cette valeur est idéalement infinie pour un coupleur directionnel, ce qui signifie que la totalité de l'onde réfléchie est transmise vers les ports de sortie.

- L'isolation :  $I = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \cdot \log |S_{14}| [db]$

L'isolation montre la quantité d'énergie d'entrée qui est transmise au port isolé. Cette valeur est idéalement infinie, ce qui signifie que la puissance d'entrée est totalement transmise aux ports de sortie.

Un coupleur est parfait lorsque son isolation et sa directivité sont infinies ( $S_{14} = S_{43} = 0$ ). Il est possible de déterminer les facteurs  $\alpha$  et  $\beta$  à partir du facteur de couplage C. Pour les coupleurs hybrides, qui sont finalement un cas particulier des coupleurs directionnels asymétriques avec un facteur de couplage de 3dB, on obtient :

$$C = 3 = -20 \cdot \log(\beta) \quad (4.64)$$

Avec : 
$$\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.65)$$

Ainsi, avec l'équation (4.62), nous obtenons :

$$\alpha^2 = 1 - \frac{1}{2} \quad (4.66)$$

Alors : 
$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.67)$$

Les coupleurs hybrides en quadrature sont des coupleurs directionnels de 3dB avec une différence de phase de  $90^\circ$  entre les ports de sortie transmis et couplé. Quand tous les ports sont

adaptés, la puissance d'entrée est répartie également sur les deux ports de sortie avec un déphasage de  $90^\circ$ . Ainsi, aucune puissance n'est transmise au port isolé. Enfin, la matrice S d'un coupleur hybride en quadrature est donc:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1+j}{2} & \frac{1-j}{2} & 0 \\ \frac{1+j}{2} & 0 & 0 & \frac{1-j}{2} \\ \frac{1-j}{2} & 0 & 0 & \frac{1+j}{2} \\ 0 & \frac{1-j}{2} & \frac{1+j}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

Cette partie a permis de bien comprendre le comportement d'un coupleur et de mettre en évidence la matrice S d'un coupleur hybride  $90^\circ$  : élément essentiel pour le bon fonctionnement d'un amplificateur équilibré.

#### IV.1.2. Fonctionnement d'un amplificateur équilibré

Tout au début, nous pouvons démontrer que la structure équilibrée peut repousser de 3dB la puissance de saturation et le point de compression de l'amplificateur utilisé en quadrature. En effet, si les deux amplificateurs en quadrature délivrent leur puissance de saturation  $P_{sat}$ , après recombinaison avec le coupleur de sortie hybride, ce dernier augmente de 3dB [39]. De ce fait, comme le coupleur d'entrée divise le signal en deux et après amplification par les amplificateurs en quadrature, les signaux amplifiés sont recombinaison par le coupleur de sortie, le gain de la configuration équilibrée correspond à celui de chaque amplificateur en quadrature.

Pour mieux comprendre le fonctionnement d'un amplificateur équilibré et mettre en évidence les propriétés précédemment mentionnées, nous allons maintenant analyser l'évolution des formes d'onde de tension dans un AP équilibré. Pour ce faire, la figure 4.14 représente l'évolution de ces formes d'onde de tension dans l'AP équilibré.

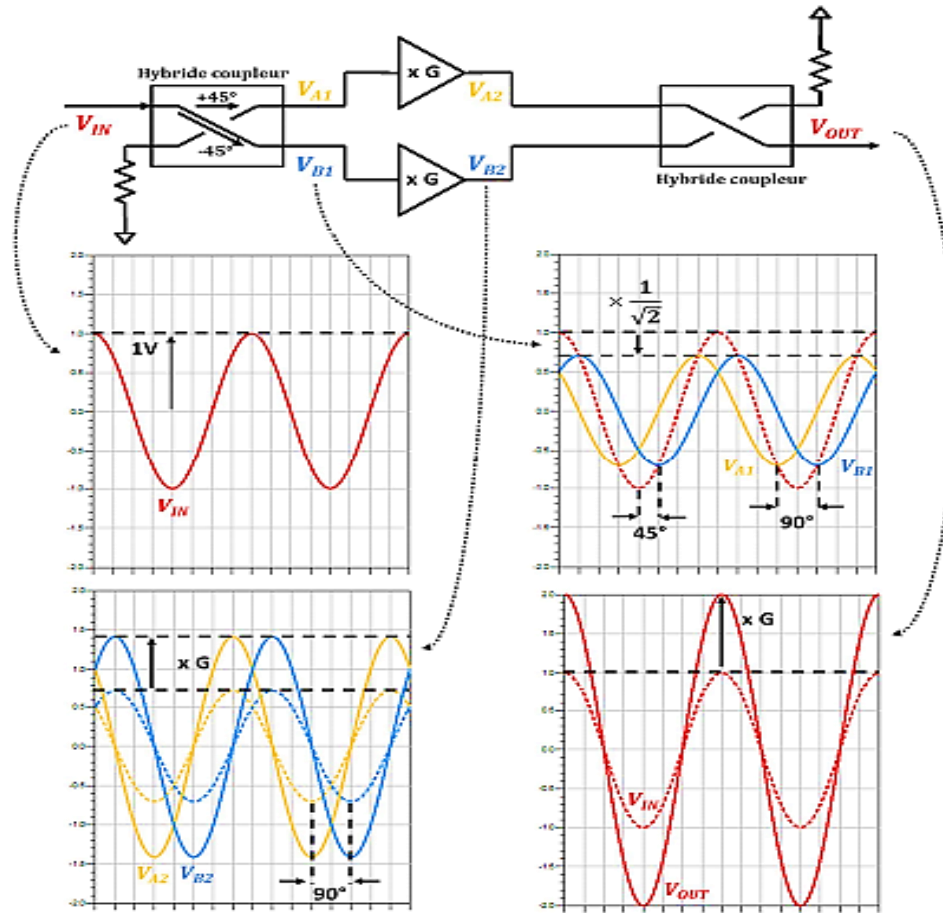


Figure 4.14 : Les formes d'onde en tension d'amplificateur équilibré [40]

Pour déterminer les tensions évoluant dans cette structure équilibrée, la figure 4.15 annote les différentes tensions évoluant dans la topologie équilibrée, avec  $V_1^-$  et  $V_1^+$  pour les tensions réfléchie et incident respectivement.

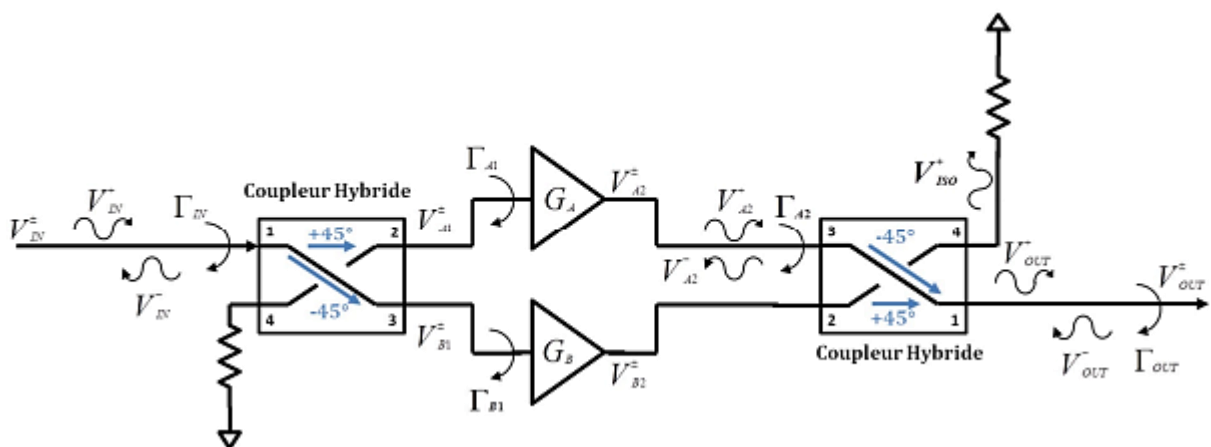


Figure 4.15 : AP équilibré avec coupleur hybride 90°

A partir de la matrice S d'un coupleur hybride 90° définie dans la partie précédente de ce chapitre, nous pouvons définir les tensions incidentes  $V_1^-$  le long de la configuration de la structure équilibrée :

$$V_{A1}^+ = \frac{(1+j)}{2} \cdot V_{1N}^+ \quad (4.69)$$

$$V_{B1}^+ = \frac{(1-j)}{2} \cdot V_{1N}^+ \quad (4.70)$$

$$V_{A2}^+ = G_A \cdot V_{A1}^+ \quad (4.71)$$

$$V_{B2}^+ = G_B \cdot V_{B1}^+ \quad (4.72)$$

$$V_{OUT}^+ = \frac{(1-j)}{2} \cdot V_{A2}^+ + \frac{(1+j)}{2} \cdot V_{B2}^+ \quad (4.73)$$

$$V_{ISO}^+ = \frac{(1+j)}{2} \cdot V_{A2}^+ + \frac{(1-j)}{2} \cdot V_{B2}^+ \quad (4.74)$$

Avec

- $V_{1N}^+$  est la tension délivrée à l'entrée de l'amplificateur équilibré.
- $V_{A1}^+$  et  $V_{B1}^+$  sont les tensions en sortie du coupleur hybride d'entrée.
- $V_{A2}^+$  et  $V_{B2}^+$  sont les tensions en sortie des deux amplificateurs en quadrature.
- $V_{out}^+$  est la tension en sortie de l'amplificateur équilibré.
- $V_{iso}^+$  est la tension sur le port isolé en sortie de l'amplificateur équilibré.
- $G_A$  et  $G_B$  sont les gains de ces deux amplificateurs.

Commençons par calculer les tensions obtenues sur les ports de sortie de l'AP équilibré. A la sortie, nous avons selon l'équation (4.73) :

$$V_{OUT}^+ = \frac{(1-j)}{2} \cdot V_{A2}^+ + \frac{(1+j)}{2} \cdot V_{B2}^+ \quad (4.75)$$

En allant vers le signal d'entrée, nous avons :

$$V_{OUT}^+ = \frac{(1-j)}{2} \cdot G_A \cdot V_{A1}^+ + \frac{(1+j)}{2} \cdot G_B \cdot V_{B1}^+ \quad (4.76)$$

$$V_{OUT}^+ = \frac{(1-j) \cdot (1+j)}{4} \cdot (G_A + G_B) \cdot V_{1N}^+$$

$$V_{OUT}^+ = \frac{1}{2} \cdot (G_A + G_B) \cdot V_{1N}^+$$

De façon similaire, sur le port isolé à la sortie de la structure équilibrée, nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 V_{ISO}^+ &= \frac{(1+j)}{2} \cdot V_{A2}^+ + \frac{(1-j)}{2} \cdot V_{B2}^+ \\
 V_{ISO}^+ &= \frac{(1+j)}{2} \cdot G_A \cdot V_{A1}^+ + \frac{(1-j)}{2} \cdot G_B \cdot V_{B1}^+ \\
 V_{ISO}^+ &= \left[ \frac{(1+j)^2}{4} \cdot G_A + \frac{(1-j)^2}{4} \cdot G_B \right] \cdot V_{1N}^+ \\
 V_{ISO}^+ &= \frac{j}{2} [G_A - G_B] \cdot V_{1N}^+
 \end{aligned} \tag{4.77}$$

Avec la formule (4.76), le gain ( $S_{21}$ ) de l'amplificateur équilibré peut être identifié comme étant égal à :

$$S_{21} = \frac{V_{OUT}^+}{V_{1N}^-} = \frac{1}{2} (G_A + G_B) \tag{4.78}$$

Ceci montre que l'amplitude de gain de l'amplificateur équilibré est égale à la moyenne des gains des deux amplificateurs individuels. Si les amplificateurs sont parfaitement identiques ( $G_A = G_B$ ), le gain de l'amplificateur équilibré sera égal à celui des amplificateurs en quadrature. De plus, selon l'équation (4.74), aucun signal ne se recombine sur la charge isolée du coupleur de sortie, tout le signal est alors transmis à l'antenne.

Maintenant, si nous considérons  $S_{11A}$  et  $S_{11B}$  les coefficients de réflexion d'entrée des amplificateurs en quadrature **A** et **B**, nous pourrions alors exprimer la tension réfléchie à l'entrée  $V_{1N}^-$  par :

$$\begin{aligned}
 V_{1N}^- &= \frac{(1+j)}{2} \cdot V_{A1}^- + \frac{(1-j)}{2} \cdot V_{B1}^- \\
 V_{1N}^- &= \frac{(1+j)}{2} \cdot V_{A1}^+ + \frac{(1-j)}{2} \cdot S_{11B} \cdot V_{B1}^+ \\
 V_{1N}^- &= \frac{(1+j)}{2} \cdot S_{11A} \cdot \frac{(1+j)}{2} \cdot V_{1N}^+ + \frac{(1-j)}{2} \cdot S_{11B} \cdot \frac{(1-j)}{2} \cdot V_{1N}^+ \\
 V_{1N}^- &= \frac{(1+j)^2}{4} \cdot S_{11A} \cdot V_{1N}^+ + \frac{(1-j)^2}{4} \cdot S_{11B} \cdot V_{1N}^+ \\
 V_{1N}^- &= \frac{j}{2} \cdot (S_{11A} - S_{11B}) \cdot V_{1N}^+
 \end{aligned} \tag{4.79}$$

Par conséquent, selon l'équation (4.79), le coefficient de réflexion d'entrée de l'amplificateur équilibré noté  $S_{11}$  peut être identifié comme :

$$S_{11} = \frac{V_{1N}^-}{V_{1N}^+} = \frac{j}{2} (S_{11A} - S_{11B}) \tag{4.80}$$

En outre, la tension réfléchie sur le port isolé du coupleur d'entrée est égale à :

$$\begin{aligned}
 V_{ISO}^- &= \frac{(1-j)}{2} V_{A1}^- + \frac{(1+j)}{2} V_{B1}^- \\
 V_{ISO}^- &= \frac{(1-j)}{2} S_{11A} V_{A1}^+ + \frac{(1-j)}{2} \Gamma_{B1} V_{B1}^+ \\
 V_{ISO}^- &= \frac{(1-j)}{2} S_{11A} \frac{(1+j)}{2} V_{1N}^+ + \frac{(1+j)}{2} S_{11B} \frac{(1-j)}{2} V_{1N}^+ \\
 V_{ISO}^- &= \frac{1}{2} (S_{11A} + S_{11B}) V_{1N}^+
 \end{aligned} \tag{4.81}$$

Quand les deux amplificateurs individuels **A** et **B** sont identiques, donc  $S_{11A} = S_{11B}$  et donc  $S_{11} = 0$ . Il en est de même pour la sortie  $S_{22} = 0$ . Ceci implique que l'adaptation entrée et sortie de l'amplificateur équilibré est en théorie parfaite, indépendamment de l'impédance d'entrée ou sortie présentée, aucune onde (vers l'entrée de la structure ou l'antenne) si les deux amplificateurs en quadrature sont identiques. En effet, toute l'onde réfléchie est alors dirigée et évacuée par la charge appropriée sur le port isolé du coupleur.

Pour approfondir, supposons une onde réfléchie à la sortie. La tension de sortie réfléchie par la charge en cas de désadaptation peut être écrite :

$$V_{OUT}^- = \Gamma_{OUT} V_{OUT}^+ = \Gamma_{OUT} \left[ \frac{(1-j)}{2} V_{A2}^+ + \frac{(1+j)}{2} V_{B2}^+ \right] \tag{4.82}$$

Avec  $\Gamma_{out}$  est le coefficient de réflexion en sortie de la configuration équilibrée.

Nous pouvons alors déterminer la tension de sortie des deux amplificateurs grâce à la combinaison des ondes incidentes et réfléchies en cas de désadaptation de l'antenne, en fonction du coefficient de réflexion :

$$\begin{aligned}
 V_{A2}^\pm &= V_{A2}^+ + V_{A2}^- \\
 V_{A2}^\pm &= V_{A2}^+ + \frac{(1-j)}{2} V_{OUT}^- \\
 V_{A2}^\pm &= V_{A2}^+ + \frac{(1-j)}{2} \Gamma_{OUT} V_{OUT}^+ \\
 V_{A2}^\pm &= V_{A2}^+ + \frac{(1-j)}{2} \Gamma_{OUT} \left[ \frac{(1-j)}{2} V_{A2}^+ + \frac{(1+j)}{2} V_{B2}^+ \right] \\
 V_{A2}^\pm &= \left( 1 - \frac{j}{2} \Gamma_{OUT} \right) \frac{(1+j)}{2} G_A V_{1N}^+ + \frac{1}{2} \Gamma_{OUT} \frac{(1-j)}{2} G_B V_{1N}^+
 \end{aligned} \tag{4.83}$$

Lorsque les deux amplificateurs **A** et **B** sont identiques, alors  $G = G_A = G_B$

$$V_{A2}^{\pm} = \left(1 - \frac{j}{2} \cdot \Gamma_{OUT}\right) \cdot \frac{(1+j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+ + \frac{1}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \frac{(1-j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+ \quad (4.84)$$

$$V_{A2}^{\pm} = \left[ \frac{(1+j)}{2} + \frac{(1-j)}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \right] \cdot G \cdot V_{1N}^+$$

$$V_{A2}^{\pm} = \frac{(1+j)}{2} [1 - j \cdot \Gamma_{OUT}] \cdot G \cdot V_{1N}^+$$

$$V_{A2}^{\pm} = [1 - j \cdot \Gamma_{OUT}] \cdot V_{A2}^+$$

En exprimant  $\Gamma_{out}$  en coordonnées polaires  $\Gamma_{out} = \rho \cdot e^{j\varphi}$  ; nous avons :

$$V_{A2}^{\pm} = \left[ 1 + e^{-j\frac{\pi}{2}} \cdot \rho \cdot e^{j\varphi} \right] \cdot V_{A2}^+ \quad (4.85)$$

$$V_{A2}^{\pm} = \left[ 1 + \rho \cdot e^{j\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)} \right] \cdot V_{A2}^+$$

Selon l'équation (4.85), pour l'amplificateur **A** (déphasé de  $-45^\circ$ ), la tension résultant de la recombinaison des ondes réfléchies et incidentes sera maximale si la phase du coefficient de réflexion en sortie de l'amplificateur équilibré est de  $90^\circ$ .

En appliquant les mêmes calculs à la tension de sortie de l'amplificateur **B**, nous obtenons :

$$V_{B2}^{\pm} = V_{B2}^+ + V_{B2}^- \quad (4.86)$$

$$V_{B2}^{\pm} = V_{B2}^+ + \frac{(1+j)}{2} \cdot V_{OUT}^-$$

$$V_{B2}^{\pm} = V_{B2}^+ + \frac{(1+j)}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot V_{OUT}^+$$

$$V_{B2}^{\pm} = V_{B2}^+ + \frac{(1+j)}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \left[ \frac{(1-j)}{2} \cdot V_{A2}^+ + \frac{(1+j)}{2} \cdot V_{B2}^+ \right]$$

$$V_{B2}^{\pm} = \left(1 + \frac{j}{2} \cdot \Gamma_{OUT}\right) \cdot \frac{(1-j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+ + \frac{1}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \frac{(1+j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+$$

Lorsque les deux amplificateurs **A** et **B** sont identiques, donc.  $G = G_A = G_B$

$$V_{B2}^{\pm} = \left(1 + \frac{j}{2} \cdot \Gamma_{OUT}\right) \cdot \frac{(1-j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+ + \frac{1}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \frac{(1+j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+ \quad (4.87)$$

$$V_{B2}^{\pm} = \frac{(1-j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+ + \frac{j}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \frac{(1-j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+ + \frac{1}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \frac{(1+j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+$$

$$V_{B2}^{\pm} = \left[ \frac{(1-j)}{2} + \frac{(1+j)}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \right] \cdot G \cdot V_{1N}^+$$

$$V_{B2}^{\pm} = \frac{(1-j)}{2} \cdot (1 + j \cdot \Gamma_{OUT}) \cdot G \cdot V_{1N}^+$$

$$V_{B2}^{\pm} = (1 + j \cdot \Gamma_{OUT}) \cdot V_{B2}^+$$

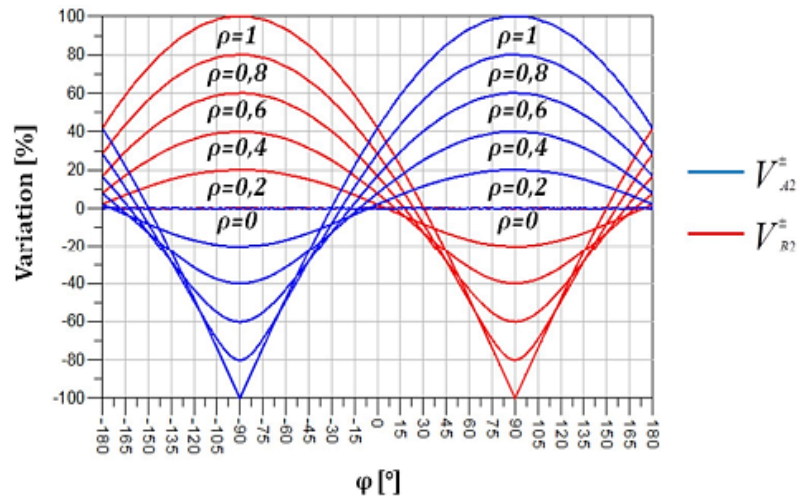
En exprimant  $\Gamma_{out}$  en coordonnées polaires, nous obtenons :

$$V_{B2}^{\pm} = \left[ 1 + e^{j\frac{\pi}{2}} \cdot \rho \cdot e^{j\varphi} \right] \cdot V_{B2}^+ \quad (4.88)$$

$$V_{B2}^{\pm} = \left[ 1 + \rho \cdot e^{j\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)} \right] \cdot V_{B2}^+$$

Selon l'équation (4.88), pour l'amplificateur **B** (45° déphasé), la tension résultant de la recombinaison des ondes réfléchies et incidentes sera maximale, dans le cas où la phase du coefficient de réflexion à la sortie de l'amplificateur équilibré est égale à -90° (au lieu de 90° pour l'amplificateur **A**).

Enfin, les équations (4.85) et (4.87) montrent que les pires scénarios de variation d'impédance à la sortie de la structure équilibrée des deux amplificateurs en quadrature (**A** et **B**) sont incompatibles. En effet, la figure 4.16 montre les variations de la tension de sortie des amplificateurs **A** et **B** en fonction de la phase  $\varphi$  et pour différentes amplitudes  $\rho$  du coefficient de réflexion à la sortie de la structure équilibrée. Ce graphique montre que lorsque la recombinaison des ondes réfléchies et incidentes à la sortie de l'amplificateur **A** est constructive, elle est par conséquent destructive à la sortie de l'amplificateur **B** et vice versa, ce qui implique que dans les cas de désadaptation les plus graves, seul un amplificateur des deux peut subir un dommage.



**Figure 4.16 : Variation de la tension de sortie de l'amplificateur en fonction de la phase du coefficient de réflexion à la sortie de la structure équilibrée [40]**

Il est à noter qu'à proprement parler, aucune onde stationnaire n'est effectivement établie à la sortie ou à l'entrée de la structure équilibrée. En effet, l'onde réfléchie par la structure équilibrée est dissipée et dirigée par la charge adaptée sur le port isolé des coupleurs. Pour cette raison, une attention particulière doit être portée à la conception de cette résistance d'isolement, car elle garantit le bon fonctionnement de la structure équilibrée ; en cas de désadaptation entre entrée et sortie, c'est cette dernière qui dissipera la puissance réfléchie.

En outre, en cas de désadaptation de l'impédance de charge, l'onde réfléchie sera atténuée par les pertes intrinsèques du coupleur hybride et les pertes causées par la désadaptation, réduisant ainsi l'amplitude de l'onde réfléchie sur la sortie du module et donc la valeur maximum de la tension dans l'hypothèse où les ondes incident et réfléchi seraient recombinaées de manière constructive.

De plus, la structure équilibrée assure la redondance en quadrature des deux amplificateurs, ce qui garantit que l'amplificateur fonctionnera si l'un des deux APs cesse de fonctionner. L'AP équilibré dans ce mode "dégradé" verra sa puissance de sortie chuter de 3dB et son gain diminuer de 6dB, mais continuera à fonctionner.

Si nous connaissons les tensions réfléchi et incidente à la sortie des deux amplificateurs, nous pouvons calculer les coefficients  $S_{A22}$  et  $S_{B22}$  à la sortie des deux amplificateurs en quadrature en cas de désadaptation d'antenne selon le coefficient de réflexion à la sortie du structure équilibrée.

$$S_{A22} = \frac{V_{A2}^-}{V_{A2}^+} = -\frac{(1-j)}{2} \cdot \frac{\Gamma_{OUT} \cdot V_{OUT}^+}{V_{A2}^+} \quad (4.89)$$

$$S_{A22} = -\frac{\frac{(1-j)^2}{4} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot V_{A2}^+ + \frac{(1-j)(1+j)}{4} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot V_{B2}^+}{V_{A2}^+}$$

$$S_{A22} = \frac{\frac{-j}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot V_{A2}^+ + \frac{1}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot V_{B2}^+}{V_{A2}^+}$$

$$S_{A22} = \frac{\frac{-j}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \frac{1+j}{2} \cdot G_A \cdot V_{1N}^+ + \frac{1}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \frac{(1-j)}{2} \cdot G_B \cdot V_{1N}^+}{\frac{(1+j)}{2} \cdot G_A \cdot V_{1N}^+}$$

Si les deux APs individuels **A** et **B** sont identiques, alors  $G_A = G_B = G$ .

$$S_{A22} = \frac{\frac{-j}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \frac{(1+j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+ + \frac{1}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \frac{(1-j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+}{\frac{1+j}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+} \quad (4.90)$$

$$S_{A22} = \frac{(1-j)}{(1+j)} \cdot \Gamma_{OUT}$$

$$S_{A22} = -j \cdot \Gamma_{OUT}$$

En coordonnées polaires, nous obtenons :

$$S_{A22} = \rho \cdot e^{j\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (4.91)$$

De façon similaire, pour l'amplificateur **B** :

$$S_{B22} = \frac{V_{B2}^-}{V_{B2}^+} = \frac{\frac{(1+j)}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot V_{OUT}^+}{V_{B2}^+} \quad (4.92)$$

$$S_{B22} = \frac{\frac{(1+j)(1-j)}{4} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot V_{A2}^+ + \frac{(1+j)^2}{4} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot V_{B2}^+}{V_{B2}^+}$$

$$S_{B22} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot V_{A2}^+ + \frac{j}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot V_{B2}^+}{V_{B2}^+}$$

$$S_{B22} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \frac{(1+j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+ + \frac{j}{2} \cdot \Gamma_{OUT} \cdot \frac{(1-j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+}{\frac{(1-j)}{2} \cdot G \cdot V_{1N}^+}$$

$$S_{B22} = \frac{(1+j)}{(1-j)} \cdot \Gamma_{OUT}$$

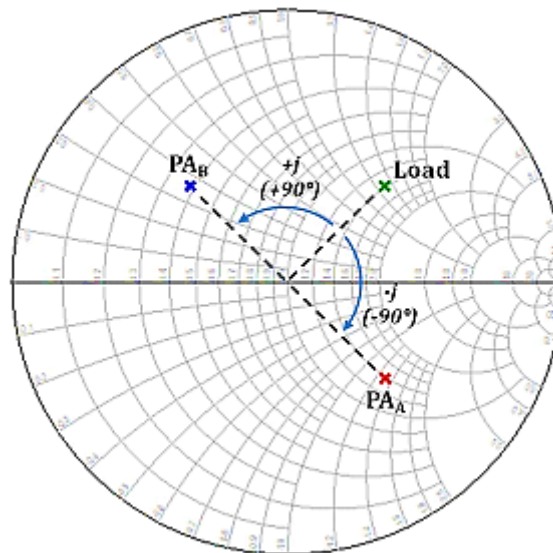
$$S_{B22} = j \cdot \Gamma_{OUT}$$

En coordonnées polaires, nous obtenons :

$$S_{B22} = \rho \cdot e^{j\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)} \quad (4.93)$$

Selon les équations (4.90) et (4.92), si la sortie de la structure équilibrée n'est pas adaptée, les impédances présentées à la sortie des deux amplificateurs en quadrature seront diamétralement opposées dans le diagramme de Smith comme le montre la figure 4.17. Ceci est dû au fait que si une variation d'impédance à la sortie de la structure équilibrée conduit à une variation vers les impédances les plus hautes à la sortie de l'amplificateur **A**, alors la variation d'impédance à la sortie de l'amplificateur **B** sera vers les faibles impédances, et vice-versa. Ainsi, une variation d'impédance conduisant à une augmentation de l'excursion de tension à la sortie de l'amplificateur **A** produira une diminution de la tension de sortie de l'amplificateur **B**. En conséquence, les variations d'impédance des deux AP se compensent mutuellement, entraînant une consommation totale du courant par l'amplificateur équilibré toujours constante même lorsque la charge en sortie change.

En d'autres termes, en plus d'augmenter la puissance de saturation  $P_{sar}$  et le point de compression  $P_{1dB}$  de 3dB, la structure équilibrée améliore la linéarité en réduisant la puissance des produits d'intermodulation en raison à la mise en quadrature des deux APs individuels grâce au couplage hybride. En raison de la recombinaison à 90°, l'amplitude des lignes des produits d'intermodulation de 3ème ordre dans la bande utile est réduite de 6dB et les raies du 3ème ordre hors bande sont totalement rejetées. Pour le produit d'intermodulation du second ordre, la puissance des raies est diminuée de 9dB.



**Figure 4.17 : Impédances des APs en quadrature (A et B) en dépendance de l'impédance de sortie de la structure équilibrée (Load) sur l'abaque de Smith [40]**

Nous avons montré que la technique de l'amplificateur équilibré présente de nombreux avantages : meilleures adaptations d'entrée et de sortie, combinaison de puissance, robustesse aux variations d'impédance d'antenne et meilleure linéarité en réduisant les produits d'intermodulation. Dans la partie suivante nous allons présenter des deux nouvelles structures d'amplificateurs de puissance large bande à l'aide de cette technique.

## **IV.2. Conception d'une nouvelle structure d'amplificateur de puissance large bande pour la bande ISM**

Cette étude a pour objectif de développer un amplificateur de puissance large bande en hyperfréquence en utilisant la méthode de la structure équilibrée afin de concevoir un AP avec de très bonnes performances en termes d'adaptation, puissance de sortie, stabilité et robustesse aux variations d'impédance. L'utilisation de la technologie de circuit intégré hybride hyperfréquence (HMIC) offre beaucoup d'avantages pour notre structure en ce qui concerne le coût, la productivité et la robustesse aux variations d'impédance.

Cet AP est conçu dans la bande de fréquence [2.4GHz;2.5GHz] sont des bandes de fréquences qui peuvent être utilisées dans un espace réduit pour des applications industrielles, scientifiques, médicales, domestiques, la communication mobile, etc. Les différentes étapes de la conception de l'amplificateur large bande sont décrites en détail.

Afin de concevoir un amplificateur de puissance équilibré. Dans un premier temps, un amplificateur de puissance à un étage est conçu, puis transformé en une configuration d'amplificateur équilibré en incorporant les coupleurs hybrides.

### **IV.2.1. Conception de l'amplificateur de puissance à un étage**

#### **IV.2.1.1. Procédure de conception**

L'étape importante à prendre en considération lors de la conception d'un amplificateur de puissance est le choix d'un dispositif actif approprié (transistor). Le choix d'un dispositif actif pour un amplificateur de puissance large bande est très compliqué. Elle implique le choix d'un dispositif actif ayant un courant nominal acceptable avec une puissance de sortie élevée et une capacité de gain de puissance qui répond aux exigences de l'application prévue. Il est également important que le dispositif actif choisi ait une tension de claquage qui ne sera pas dépassée par les tensions RF et DC qui apparaissent à travers les différentes jonctions du transistor et qui permettent au dispositif actif d'atteindre ses objectifs de gain en fréquence.

En fonction de l'objectif de conception, nous sélectionnons le transistor ATF-21170 (*annexe-2*). ATF-21170 est un FET en GaAs à faible niveau de bruit conçu pour être utilisé dans des applications commerciales à faible coût dans la gamme de fréquences 500MHz à 6GHz. Il a une linéarité élevée, un faible niveau de bruit et des performances de gain élevées et ainsi de suite, ce qui lui permet de satisfaire parfaitement notre exigence.

Le but du circuit de polarisation est de régler le point de fonctionnement, c'est-à-dire les  $I_{ds}$ ,  $V_{ds}$  et  $V_{gs}$  pour un dispositif actif qui le fait fonctionner dans la région préférée. D'un point de vue général, il existe différents types de réseaux de polarisation bien que dans les applications d'amplificateurs de puissance à une faible complexité est requise. La méthode la plus couramment utilisée consiste à utiliser deux sources d'alimentation pour assurer le bon fonctionnement de l'amplificateur de puissance à hautes fréquences.

L'isolation entre les régions hyperfréquences et les régions à courant continu et vice versa est toujours un aspect très important de toute conception en hyperfréquence utilisant un dispositif

actif. Une conception incorrecte de cette isolation peut conduire à des discordances d'impédance dans les régions RF et peut également conduire à la sélection d'un point de fonctionnement incorrect pour le dispositif actif. Un condensateur pourrait facilement servir comme élément de blocage du courant continu pour protéger que cette dernière attaque les régions RF. De même, une inductance pourrait être utilisée pour bloquer les signaux alternatifs de pénétrer dans les chemins à courant continu qui pourraient causer des discordances d'impédance. Cependant, l'étude précédente présentait des limitations sur les composants passifs localisés qui seraient normalement utilisés à cette fin. Le problème avec ces éléments localisés est leurs stabilités à des fréquences très élevées, engendre une diminution de leurs capacités de blocage DC/RF en fonction de ce changement. Par conséquent, d'autres méthodes sont nécessaires pour assurer une isolation correcte DC/RF. Une méthode couramment et probablement utilisée est d'utiliser un stub radial immédiatement après la ligne de polarisation haute impédance  $\lambda/4$  qui facilitera la réalisation d'une isolation correcte à la fréquence RF/micro-ondes souhaitée, quel que soit le composant à utiliser après la ligne de polarisation.

Un circuit de polarisation stable et fort pour fournir un point de fonctionnement de repos approprié est important puisque le circuit de polarisation affectera également la puissance de sortie, le gain, la stabilité et ainsi de suite. Un point de polarisation de classe A été choisi pour obtenir une bonne performance selon la fiche technique. Nous sélectionnons le point de fonctionnement de repos typique,  $V_{ds} = 4V$ ,  $V_{gs} = 0.5V$  et  $I_{ds} = 80mA$ .

Au début, les électrons qui se trouvent à l'intérieur de chaque composant électronique doivent être excités pour produire un signal de sortie. Cette excitation est le résultat de l'énergie positive créée par le transistor. Pour que le transistor délivre une quantité suffisante d'énergie positive, il doit être suffisamment stable lorsque la source d'alimentation est connectée au système. Cette stabilité est obtenue par le module du facteur de stabilité supérieur à l'unité ( $|K| > 1$ ) et le coefficient de réflexion inférieur à l'unité de l'orifice d'entrée ( $|S_{11}|$ ). Il est important que les deux ports de l'amplificateur soient stables car les deux côtés de l'amplificateur sont utilisés dans un but particulier d'accumulation d'amplificateur.

Sur la base des paramètres de dispersion d'ATF-21170 donnés par le fabricant à 2-3GHz, nous remarquons que le transistor fonctionne à la zone instable. Afin de le rendre stable, nous avons ajouté une ligne conique (Taper ligne) à la source du transistor. Ainsi, par l'optimisation des paramètres des lignes de transmission et les ajustements des paramètres de polarisation, le transistor devient stable.

Nous pouvons tester la stabilité du dispositif actif avec la configuration de source commune en utilisant le simulateur ADS notamment l'outil Stabfact pour obtenir le facteur de stabilité k. Cette méthode consiste à faire varier la fréquence autour de la fréquence d'amplificateur (start = 2GHz et stop = 3GHz). Le facteur k résultant en fonction de la fréquence est donné dans la figure 4.22. Le dispositif actif avec une configuration de source commune est potentiellement stable dans la gamme de fréquences [2GHz ; 3GHz].

Un problème important durant la conception d'un amplificateur avec des hautes performances est la conception des éléments d'adaptation de haute qualité. Comme nous avons indiqué, le réseau d'adaptation a un impact significatif sur les performances de la puissance de sortie et le

gain de puissance. Il est donc important de choisir le réseau d'adaptation de haute qualité afin de répondre aux meilleures spécifications.

La dernière étape de ce travail consiste à concevoir le réseau d'adaptation d'impédance. Cette dernière est une technique utilisée en électricité pour optimiser le transfert de puissance électrique entre un émetteur (source) et un récepteur électrique (charge) et pour la meilleure transmission des signaux de radiofréquence. Afin de transférer le maximum de puissance, l'impédance de la charge doit être le conjugué de l'impédance du générateur.

Le réseau d'adaptation choisi est un réseau à éléments distribués. Le circuit étant en technologie hybride, la contrainte de surface est bien moindre qu'avec un circuit à éléments localisés. L'utilisation de ce type de réseau améliore les spécifications de l'amplificateur à des fréquences élevées par rapport au réseau à éléments localisés en termes de taille et de perte de retour. Le but est d'avoir une transmission maximale de l'énergie sans perte.

Les impédances d'entrée/sortie optimales du transistor ont été trouvées grâce à la méthode load-pull. L'impédance de source optimale  $Z_{Sopt}$  et l'impédance de charge optimale  $Z_{Lopt}$  étaient respectivement de  $(49+10.95j)\Omega$  et  $(18-2.75j)\Omega$ . Les réseaux d'adaptation d'impédance ont été conçus pour adapter  $50\Omega$  de la source/charge à celle des impédances optimales. Une adaptation de type "T" est utilisée à l'entrée et à la sortie du transistor.

Le schéma de l'amplificateur de puissance à un étage proposé est illustré à la figure 4.18 ; il comprend un élément de stabilité, un réseau de polarisation et les réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie.

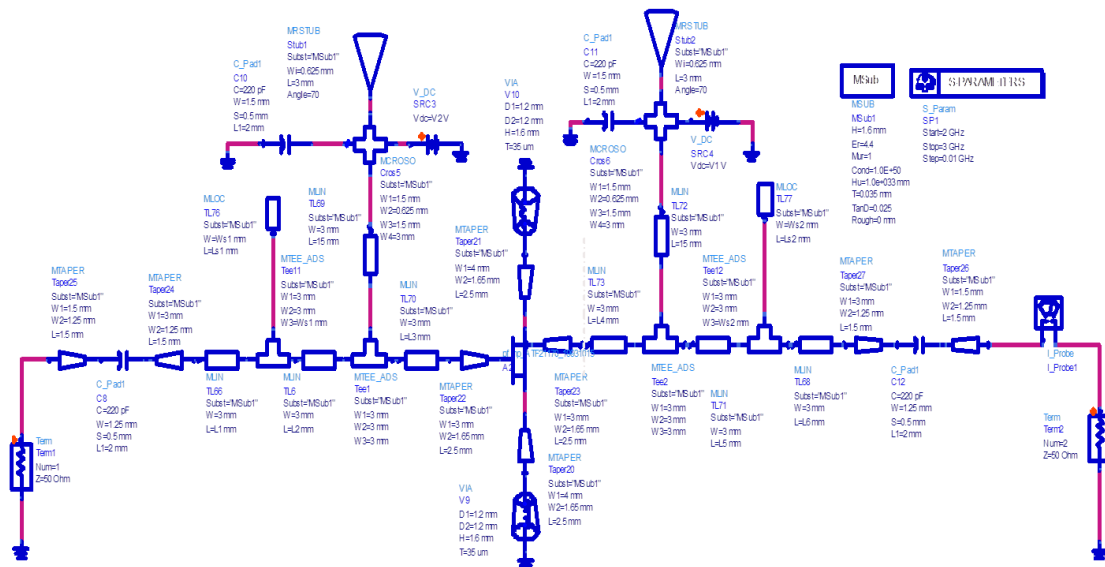


Figure 4.18 : Schéma de l'amplificateur de puissance à un seul étage

#### IV.2.1.2. Résultats de simulation et analyse des performances

Pour la simulation de l'amplificateur obtenu, nous pouvons utiliser l'outil équilibre harmonique. Les résultats de simulation de l'amplificateur à un seul étage proposé sont illustrés à la figure 4.19. Le gain de puissance ( $S_{21}$ ) de cet amplificateur de puissance est d'environ 19dB avec un coefficient d'isolation ( $S_{12}$ ) inférieur à -24dB à 2,45GHz, et les coefficients de réflexion sont

inférieurs à -10dB sur la bande qui nous intéresse. Nous constatons que le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en entrée est inférieur à -38dB et le coefficient de réflexion ( $S_{22}$ ) en sortie est inférieur à -33dB à 2.45GHz. Ainsi que le circuit atteint une puissance de sortie saturée maximale de 14dBm comme le montre la figure 4.20. Comme le cas de la figure 4.21, nous pouvons voir que  $k > 1$  sur la bande de fréquences de fonctionnement. Par conséquent, la condition de stabilité inconditionnelle de l'amplificateur de puissance à un seul étage proposé est confirmée sur la bande intéressée, ce qui signifie qu'il n'y a aucun risque d'oscillations.

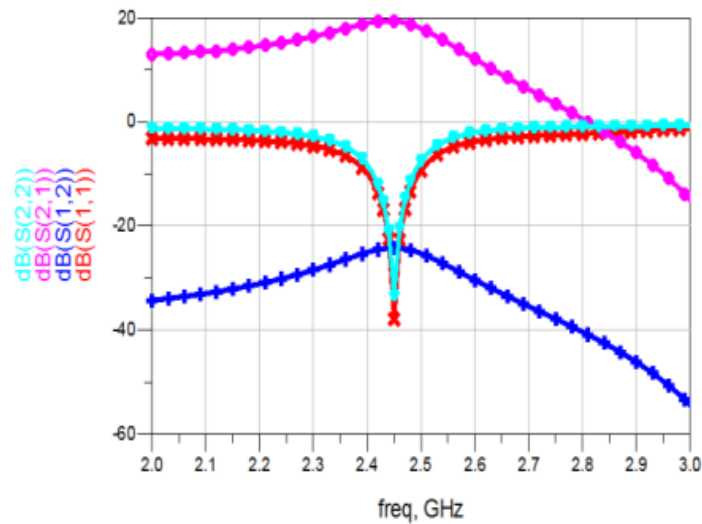


Figure 4.19 : Paramètres S en fonction de la fréquence de l'amplificateur de puissance à un seul étage

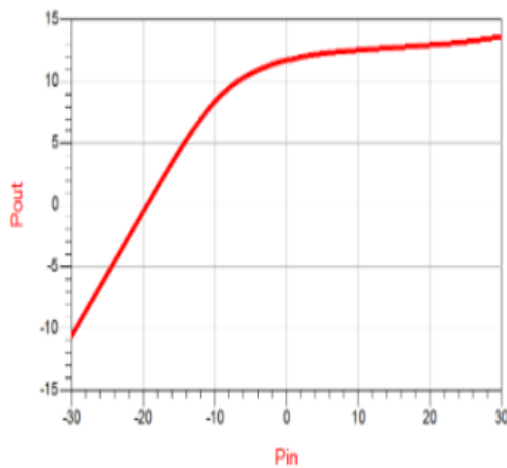


Figure 4.20 : Puissance de sortie par rapport à la puissance d'entrée à 2.45 GHz

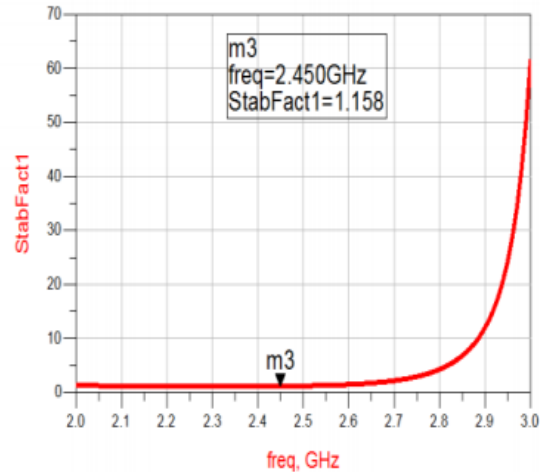


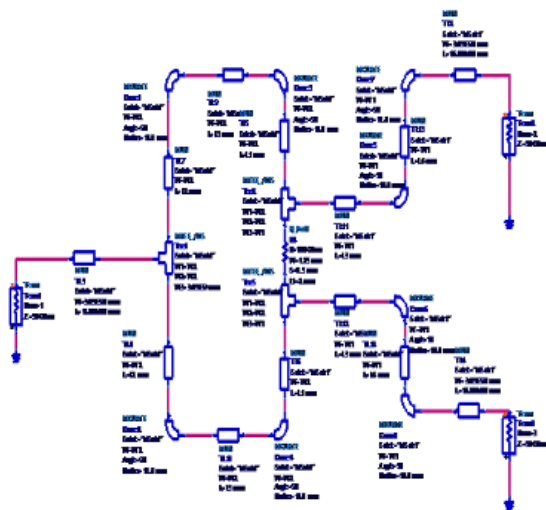
Figure 4.21 : Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence

L'amplificateur de puissance à un seul étage proposé satisfait aux spécifications relatives au gain de puissance, mais ne répond pas aux spécifications relatives à la bande passante. Ce problème peut être résolu en utilisant une topologie d'amplificateur de puissance équilibrée. En général, un amplificateur de puissance équilibré a été largement utilisé dans le circuit large bande en raison de ses excellentes performances par rapport à un amplificateur de puissance à un seul étage.

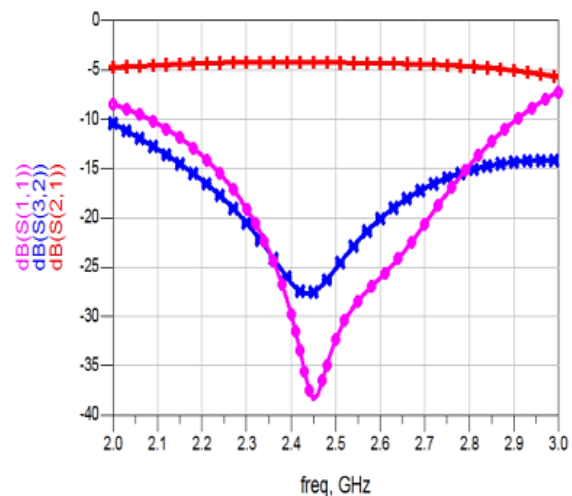
#### IV.2.2. Conception de l'amplificateur de puissance équilibré à base du diviseur de puissance Wilkinson

Après avoir terminé la conception de la structure de l'amplificateur à un seul étage, nous passons à l'étape suivante, qui est la conception du coupleur hybride.

En raison de la faible performance du coupleur de branch-line et de la difficulté à mettre en œuvre un large-coupleur. Le diviseur de puissance Wilkinson a été utilisé dans ce travail. Le diviseur de puissance Wilkinson est un type de coupleur classique avec une structure simple et facile à mettre en œuvre [41-42]. Le circuit a été conçu sur un substrat d'époxy avec une épaisseur de 1,6 mm. Le choix du substrat doit tenir compte de sa permittivité et de son épaisseur. Ces caractéristiques ont un impact sur la bande passante. L'époxy (FR4) combine de bonnes caractéristiques électriques, la disponibilité et le prix. Afin de vérifier la précision de la conception, la simulation a été réalisée sur un logiciel Agilent ADS. L'impédance caractéristique est  $50\Omega$  et la fréquence centrale est de 2.45GHz, alors la longueur et la largeur des lignes de transmission peuvent être déterminées à l'aide de l'outil LineCalc. Le circuit schématique du diviseur de puissance Wilkinson et les résultats de la simulation sont illustrés aux figures 4.22 et 4.23, respectivement. Les résultats montrent que le coefficient d'isolement ( $S_{32}$ ) entre les ports 2 et 3 est inférieur à -27dB. Le gain ( $S_{21}$ ) est de -4,8dB, le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de chaque port est également inférieur à -38dB.



**Figure 4.22 : Le schéma du circuit du diviseur de puissance Wilkinson**



**Figure 4.23 : Les résultats simulés du diviseur de puissance Wilkinson**

Enfin, nous assemblons les deux amplificateurs à un seul étage et les deux diviseur/combineur Wilkinson en parallèles. Dans ce cas, les signaux réfléchis par deux amplificateurs à un étage ont  $180^\circ$  différence de phase sur la résistance d'isolement  $R = 100\Omega$ . Ainsi, les signaux réfléchis déphasés sont absorbés dans la résistance d'isolation. De même, les signaux de sortie réfléchis sont absorbés par la résistance d'isolation de sortie. Les signaux traversant dans les deux voies ont une phase égale et s'additionnent à la sortie. Le circuit imprimé de l'amplificateur de puissance équilibré a été développé en technologie hybride utilisant le substrat époxy (FR4) avec une permittivité relative de 4,4, une épaisseur de 1,6mm, une épaisseur de métallisation

$t = 0.035\text{mm}$  et une perte tangentielle de 0,025. Pour des résultats plus réalisables, l'outil Momentum est utilisé. L'architecture de layout utilisée pour montrer l'emplacement de l'élément et la taille réelle du circuit. Dessin de masque de la structure finale de l'amplificateur de puissance équilibré proposé est présentée à la figure 4.24, où la taille totale de cet amplificateur de puissance équilibré est de  $260 \times 93\text{mm}^2$ .

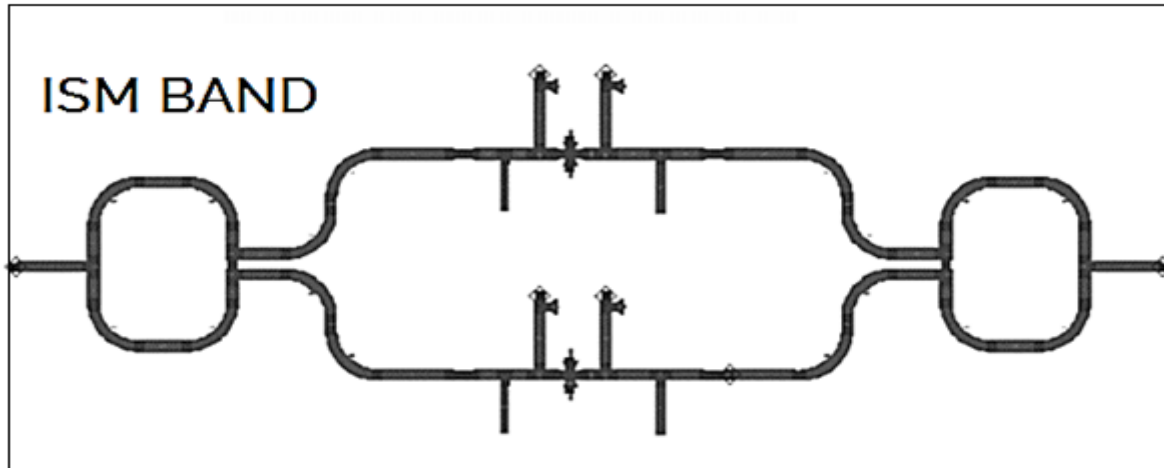


Figure 4.24 : Schéma de dessin de masque de l'amplificateur de puissance équilibré

Le paramètre S de l'amplificateur de puissance équilibré proposé est présenté à la figure 4.25. Pour cette structure, le gain de puissance ( $S_{21}$ ) est supérieur à 16dB dans la gamme de fréquences requise de 2.40-2.50GHz avec un coefficient d'isolation ( $S_{12}$ ) inférieur à -28dB dans la bande de fréquences de fonctionnement. Noter que le gain de puissance est réduit de 3dB par rapport l'amplificateur à un étage en raison de la perte supplémentaire du diviseur Wilkinson. Alors que le coefficient de réflexion d'entrée et de sortie ( $S_{11}$  et  $S_{22}$ ) de cet amplificateur est inférieur à -15dB avec le coefficient de réflexion d'entrée ( $S_{11}$ ) est compris entre -26dB et -38dB, tandis que le coefficient de réflexion de sortie ( $S_{22}$ ) est compris entre -15dB et -19dB. Il est clair d'après le résultat que l'amplificateur équilibré proposé fournit de bonnes adaptations avec une large bande passante.

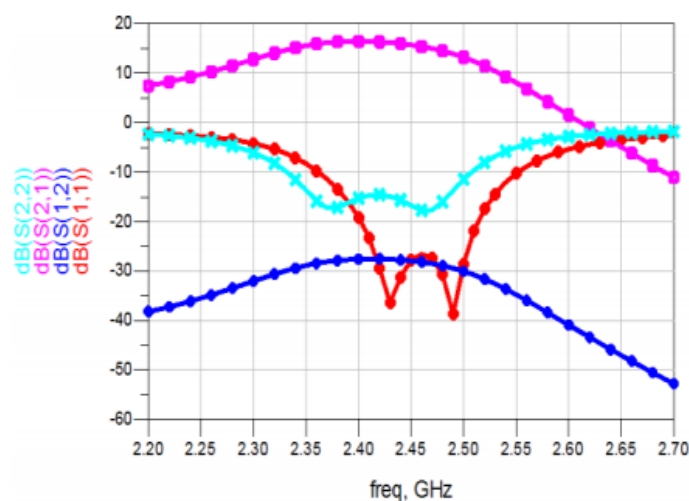


Figure 4.25 : Paramètres S en fonction de la fréquence de l'amplificateur équilibré

Ainsi, cet amplificateur équilibré a une bande passante égale à 100MHz de 2.40GHz à 2.50GHz. Les figures 4.26 et 4.27 montrent que la valeur maximale de la puissance de sortie augmente jusqu'à 16dBm et que le facteur de stabilité de l'amplificateur est supérieur à 2,1, ce qui signifie que le circuit est inconditionnellement stable.

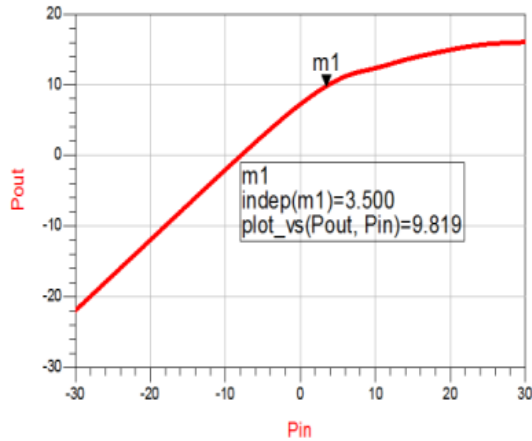


Figure 4.26 : Puissance de sortie en fonction à la puissance d'entrée à 2.45GHz

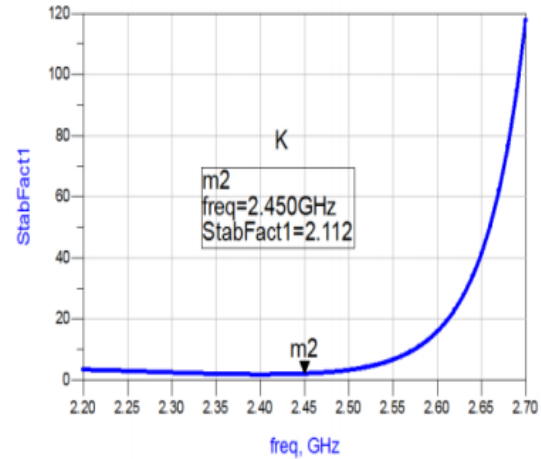


Figure 4.27 : Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence

### IV.2.3. Conception de l'amplificateur de puissance équilibré à base des coupleurs en modèle T

Il existe une nouvelle méthode de conception qui sera utilisée, dans ce travail, pour la conception d'amplificateurs équilibrés. Cette méthode de conception produit une taille compacte du coupleur par rapport à l'utilisation du coupleur conventionnel ou diviseur de puissance Wilkinson.

Cette méthode utilise des stubs ouverts shuntés à faible ou forte impédance, comme illustré à la figure 4.28. Les trois tronçons disposés en forme de T peuvent facilement miniaturiser les lignes de transmission des coupleurs hybrides conventionnels. Cette méthode à base des techniques de miniaturisation.

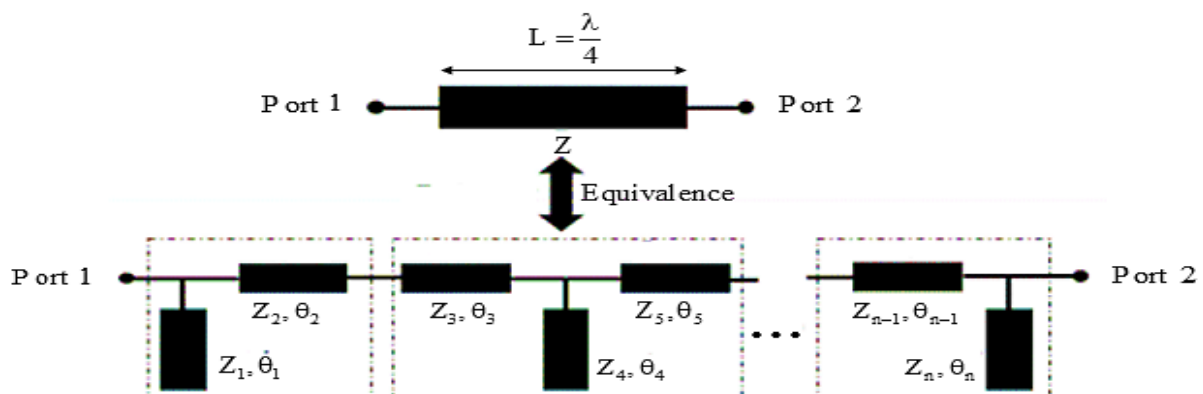


Figure 4.28 : Ligne de transmission équivalente quarte d'onde [43]

Les techniques de miniaturisation des coupleurs sont décrite étape par étape dans ce qui suit.

#### IV.2.3.1. Techniques de miniaturisation

Parmi les techniques de miniaturisation des circuits multiports, nous trouvons :

- Technique à base de stubs
- Technique basée sur des lignes à longueur et à impédance caractéristique variables
- Technique du BLC avec des lignes couplées
- Technique des lignes « RHLH »

Dans le cadre de notre travail, et d'après la littérature, la technique à base de stubs est la plus utilisée [44-45], quant à ses avantages, le stub en parallèle est utilisable pour adapter des charges d'impédance quelconques à  $50\Omega$ , cette propriété a permis de rendre cette technique la plus utilisée.

##### IV.2.3.1.1. La ligne de quart d'onde

La ligne quart d'onde est une ligne ayant une impédance caractéristique  $Z_C$  et une longueur égale à un quart de la longueur d'onde  $\lambda_g$ , sa représentation est montrée sur la figure 4.29.

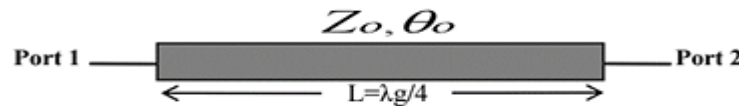


Figure 4.29 : Ligne de transmission quart d'onde

En supposant une ligne sans perte, la matrice de chaîne ABCD de l'impédance caractéristique  $Z_0$  et la ligne de longueur électrique  $\theta_0 = \beta L$  est définie par (Annexe-3)

$$M_{\lambda/4} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ j\frac{1}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ jY_0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.94)$$

##### IV.2.3.1.2. La ligne de transmission en forme $\pi$

La ligne de transmission de la modèle  $\pi$  ou forme  $\pi$  représentée sur la figure 4.30 est une ligne de transmission composée de deux stubs identiques dont impédance caractéristique  $Z_b$  et de longueur électrique  $\vartheta_b$ , et d'une ligne d'une impédance caractéristique  $Z_a$  et de longueur électrique  $\vartheta_a$ , l'étude du comportement de cette ligne est réalisée par sa matrice de chaîne ABCD établie en fonction de ses caractéristiques ( $Z_b, \vartheta_b, Z_a, \vartheta_a$ ).

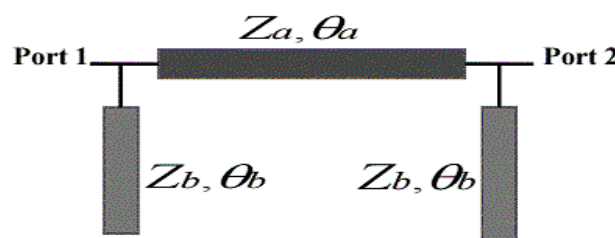


Figure 4. 30 : Ligne de transmission en forme  $\pi$  équivalente de la ligne quart d'onde [44-46]

La matrice de chaîne ABCD du modèle  $\pi$  s'écrit sous la forme suivante (Annexe-3):

$$M_{\pi} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_b \tan \theta_b & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & jZ_a \sin \theta_a \\ jY_a \sin \theta_a & \cos \theta_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_b \tan \theta_b & 1 \end{bmatrix} \quad (4.95)$$

$$= \begin{bmatrix} \cos \theta_a - Z_a Y_b \sin \theta_a \tan \theta_b & Z_a \sin \theta_a \\ jY_b \tan \theta_b (2 \cos \theta_a - Z_a Y_b \tan \theta_b \sin \theta_a) + jY_a \sin \theta_a & -Z_a Y_b \tan \theta_b \sin \theta_a + \cos \theta_a \end{bmatrix}$$

Nous faisons l'équivalence des deux matrices ABCD du modèle  $\pi$  avec celle de la ligne de transmission quart d'onde, Nous obtenons un système de deux équations :

$$\begin{cases} Z_a = \frac{Z_0}{\sin(2\theta_a)} \\ Y_b \tan(\theta_b) = \frac{\cos(2\theta_a)}{Z_0} \end{cases} \quad (4.96)$$

#### IV.2.3.1.3. La ligne de transmission en forme T

La ligne de transmission en forme T ou modèle T illustrée dans la figure 4.31 est une ligne de transmission constituée d'un stub dont la longueur électrique  $\vartheta_b$  et l'impédance caractéristique  $Z_b$ , et de deux lignes identiques de longueur électrique  $\vartheta_a$  et d'impédance caractéristique  $Z_a$ , l'étude de comportement de cette ligne se fait par sa matrice de chaîne ABCD donnée en fonction de ses caractéristiques ( $Z_b, \vartheta_b, Z_a, \vartheta_a$ ).

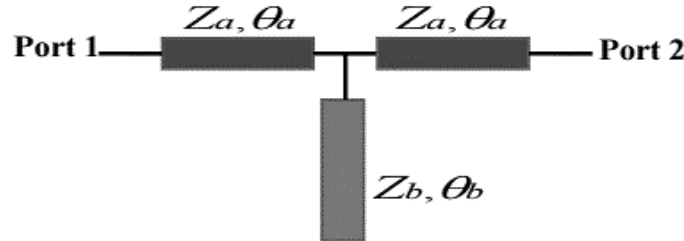


Figure 4. 31 : Ligne de transmission en forme T équivalente de la ligne quart d'onde [47]

La matrice de chaînes ABCD de la forme T est définie comme suit (Annexe-3) :

$$M_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & jZ_a \sin \theta_a \\ jY_a \sin \theta_a & \cos \theta_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_b \tan \theta_b & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & jZ_a \sin \theta_a \\ jY_a \sin \theta_a & \cos \theta_a \end{bmatrix} \quad (7.97)$$

$$= \begin{bmatrix} \cos \theta_a (\cos \theta_a - Z_a Y_b \sin \theta_a \tan \theta_b) - Z_a Y_a \sin^2 \theta_a & jZ_a \sin \theta_a (\cos \theta_a - Z_a Y_b \sin \theta_a \tan \theta_b) + jZ_a \sin \theta_a \cos \theta_a \\ \cos \theta_a (jY_a \sin \theta_a + jY_b \tan \theta_b \cos \theta_a) + jY_a \sin \theta_a \cos \theta_a & jZ_a \sin \theta_a (jY_a \sin \theta_a + jY_b \tan \theta_b \cos \theta_a) + \cos^2 \theta_a \end{bmatrix}$$

En faisant l'équivalence des deux matrices ABCD de la forme T avec celle de la ligne de transmission quart d'onde, nous obtenons un système de deux équations

$$: \begin{cases} Z_a = \frac{Z_0}{\tan(\theta_a)} \\ Y_b \tan(\theta_b) = \frac{2}{Z_a \tan(2\theta_a)} \end{cases} \quad (4.98)$$

#### IV.2.3.1.4. La ligne de transmission de combinaison de deux modèles (T et $\pi$ )

La ligne de transmission de combinaison est une ligne associée d'une ligne en  $\pi$  et d'une ligne en T, cette ligne est constituée de quatre lignes principales identiques dont l'impédance caractéristique  $Z_a$  et de longueur électrique  $\theta_a$ , et trois stubs dont deux stubs identiques caractérisant de l'impédance caractéristique  $Z_c$  et de longueur électrique  $\theta_c$ , et d'un stub d'impédance caractéristique  $Z_b$  et de longueur électrique  $\theta_b$ , sa représentation est montrée dans la figure 4.32.

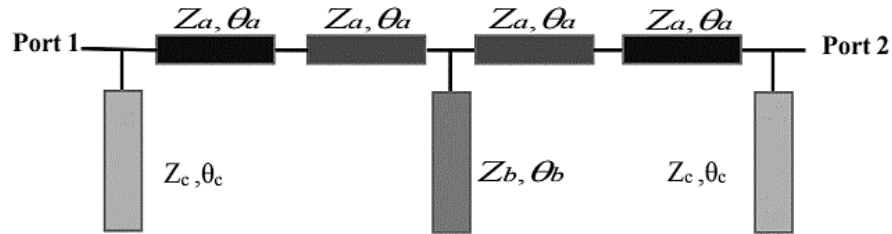


Figure 4. 32 : Ligne de transmission de combinaison de deux modèles ( $\pi$  et T) [48]

La matrice de chaîne de ligne de transmission combinée ABCD de deux modèles (T et  $\pi$ ) est définie sous la forme suivante (Annexe-3) :

$$M_{\pi,T} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_c \tan \theta_c & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & jZ_a \sin \theta_a \\ jY_a \sin \theta_a & \cos \theta_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & jZ_a \sin \theta_a \\ jY_a \sin \theta_a & \cos \theta_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_b \tan \theta_b & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & jZ_a \sin \theta_a \\ jY_a \sin \theta_a & \cos \theta_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_c \tan \theta_c & 1 \end{bmatrix} \quad (4.99)$$

En faisant aussi l'équivalence des deux matrices ABCD de la ligne de transmission combinée de deux modèles ( $\pi$  et T) à celle de la ligne de transmission quart d'onde, nous obtenons un système de trois équations :

$$\begin{cases} Z_a = Z_0 \frac{\sqrt{\cos^2 2\theta_a + 4} - \cos 2\theta_a}{2 \sin 2\theta_a} \\ Y_b \tan \theta_b = \frac{Z_a \sin 4\theta_a - Z_0}{(Z_a \sin 2\theta_a)^2} \\ Y_c \tan \theta_c = \frac{Z_0 \cos 2\theta_a - Z_a}{Z_0 Z_a} \end{cases} \quad (4.100)$$

#### IV.2.4. Conception de coupleur en utilisant le modèle T

La conception de ce circuit de coupleur a été proposée pour fonctionner dans une large bande de fréquence allant de 2.4GHz à 2.5GHz prouvées des applications ISM. Après avoir cité les différentes techniques de miniaturisation utilisées dans la modélisation géométrique du coupleur. Une de ces techniques a été proposée pour concevoir ce coupleur, c'est le modèle T, le calcul des dimensions des lignes de transmission s'effectue en deux étapes. Pour la première étape, nous cherchons à déterminer les paramètres électriques de ces lignes en se basant sur des équations accordées au modèle adopté. Quant à la deuxième étape concernant le calcul des paramètres physiques de la ligne de transmission, on a utilisé l'outil de calcul LineCalc intégré dans ADS en prenant en considération les valeurs des paramètres électriques calculés, la fréquence de fonctionnement ainsi que les caractéristiques du substrat FR4 Epoxy utilisé. La hauteur du substrat est de 1.6mm, la permittivité diélectrique  $\epsilon_r = 4.4$  et les pertes diélectriques  $\tan(\delta) = 0.025$ . Après le calcul des dimensions de la structure de la figure 4.33, nous obtenons les valeurs de données sur le tableau 4.1.

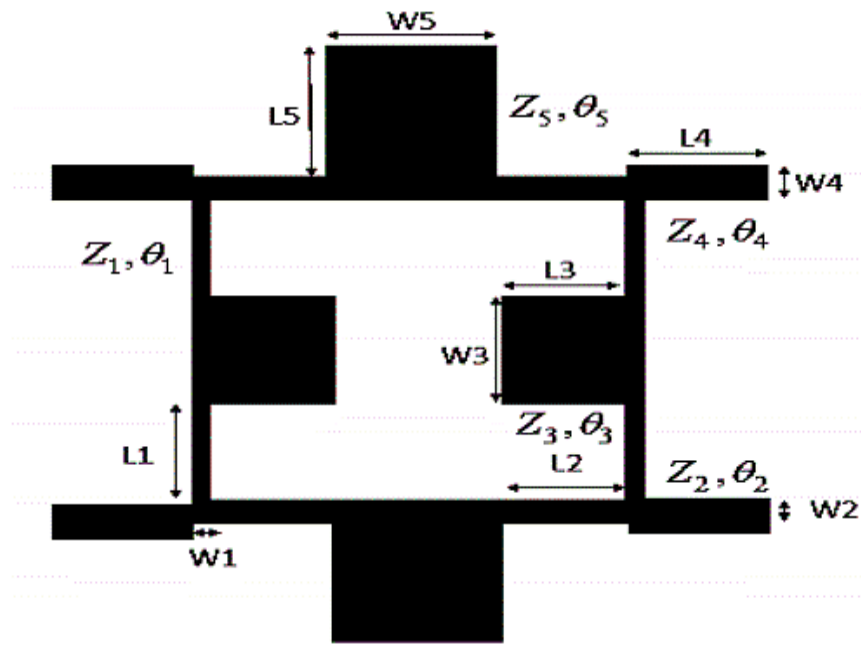


Figure 4. 33 : Coupleur proposé en modèle T

|                 |            |           |           |           |           |
|-----------------|------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Longueur L (mm) | $L_1 = 10$ | $L_2=5.6$ | $L_3=4$   | $L_4=8$   | $L_5=6.9$ |
| Largueur W (mm) | $W_1=1.5$  | $W_2=0.5$ | $W_3=1.5$ | $W_4=1.5$ | $W_5=3$   |

Tableau 4. 1 : Les valeurs de dimensions du coupleur proposé en modèle T

Le fait d'utiliser la méthode de calcul mentionnée précédemment, ne signifie pas que les paramètres obtenus fourniront précisément la réponse en fréquence souhaitée. Dans ce cas, une optimisation minutieuse basée sur une analyse électromagnétique doit être effectuée dans le but d'améliorer les performances électriques. Ce coupleur a été conçu, optimisé et simulé à l'aide de simulateurs CST et ADS.

Il est clair d'après cette figure que les deux coefficients ( $S_{11}$  et  $S_{14}$ ) sont bien adaptés sur toute la bande de fréquences [2.4GHz-2.5GHz] avec une atténuation de 18,16dB pour  $S_{11}$  et une atténuation de 19,83dB pour  $S_{14}$  à la fréquence de résonance de 2,45GHz.

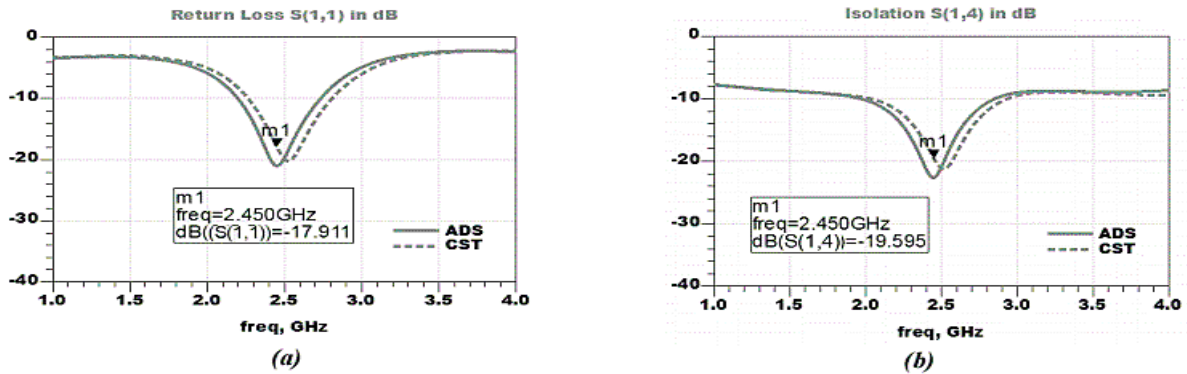


Figure 4.34 : Résultats de simulation (a) l'adaptation  $S_{11}$  et (b) l'isolation  $S_{14}$

Comme le montre la figure 4.35, nous voyons bien que l'écart entre les deux voies reste inférieur ou égal 1dB sur toute la bande de fréquences ISM. Le niveau n'est pas tout à fait à -3dB mais plutôt 3.87dB pour la voie directe  $S_{21}$  et -2.77dB pour la voie couplée  $S_{31}$  à la fréquence de résonance 2.45GHz.

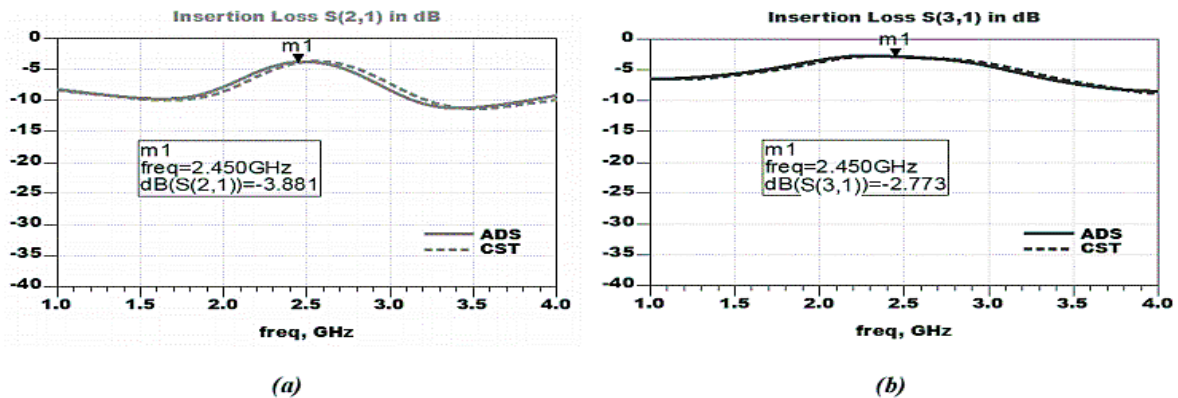


Figure 4.35 : Résultats de simulation de pertes d'insertion (a) la voie directe  $S_{21}$  (b) la voie couplée  $S_{31}$

D'après la figure 4.36, nous remarquons que les deux voies sont bien en quadrature, la différence de phase est prouvée sur toute la bande et elle vaut  $90.83^\circ$  à 2.45GHz.

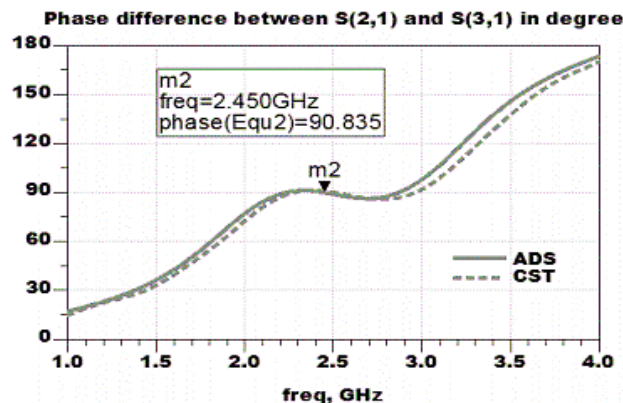
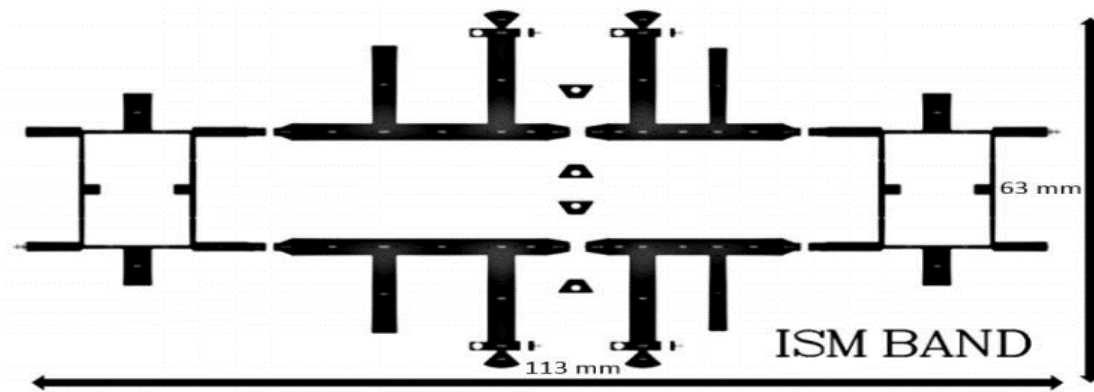


Figure 4.36 : Résultats de simulation de différence de phase

Après avoir terminé la conception de la structure du coupleur, nous passons à l'étape suivante, qui est l'assemblage des deux blocs (AP individuel, coupleur).

#### IV.2.5. Amplificateur de puissance équilibré final

Enfin, nous assemblons les deux amplificateurs à un seul étage et deux diviseurs de puissance (Coupleur en modèle T) en parallèles. Le circuit imprimé de l'amplificateur de puissance équilibré a été développé en technologie hybride utilisant le substrat époxy (FR4) avec une permittivité relative de 4.4, une épaisseur de 1,6mm, une épaisseur de métallisation  $t = 0.035mm$  et une perte tangentielle de 0,025. Pour des résultats plus réalisables, l'outil Momentum est utilisé. L'architecture de layout utilisée pour montrer l'emplacement de l'élément et la taille réelle du circuit. Layout de la structure finale de l'amplificateur de puissance équilibré proposé est présentée à la figure 4.37, où la taille totale de cet amplificateur de puissance équilibré est de 113 X 63mm<sup>2</sup>.



4.37 : Schéma de dessin de masque de l'amplificateur de puissance équilibré

Les paramètres S sont simulés à l'aide d'un simulateur de paramètres S et sont représentés sur les figures 4.38-4.41. Le gain en petit signal atteint un maximum de 17,8dB à 2,45GHz. Les coefficients de réflexion simulés  $S_{11}$  et  $S_{22}$  restent inférieurs à -10dB sur une large gamme de fréquences allant de 2GHz à 2,5GHz grâce à la topologie équilibrée.

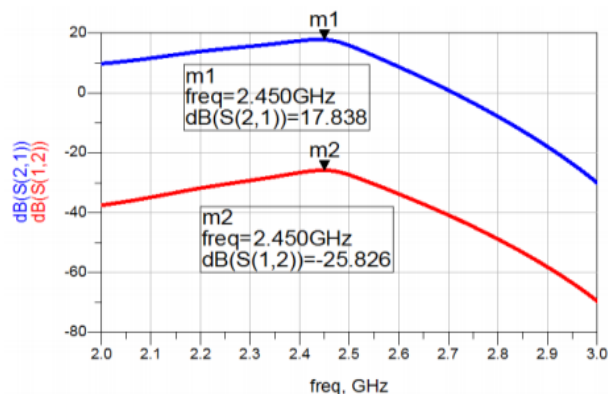


Figure 4.38 : Le gain de puissance ( $S_{21}$ ) et le coefficient de transmission unilatérale ( $S_{12}$ ) de l'amplificateur équilibré

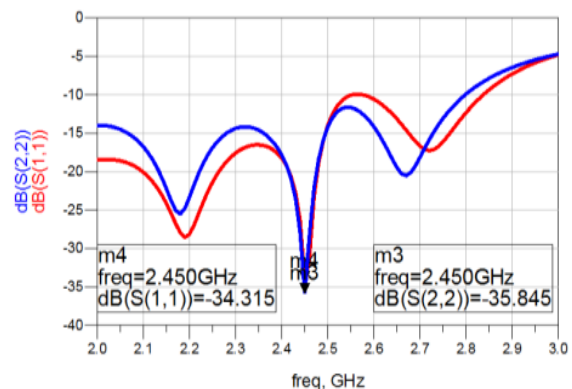


Figure 4.39 : Les coefficients de réflexion d'entrée ( $S_{11}$ )/sortie ( $S_{22}$ ) de l'amplificateur équilibré

Ainsi, cet amplificateur équilibré a une bande passante égale à 500MHz de 2GHz à 2.50GHz. Les figures 4.40 et 4.41 montrent que la valeur maximale de la puissance de sortie augmente jusqu'à 17dBm et que le facteur de stabilité de l'amplificateur est supérieur à 1.4, ce qui signifie que le circuit est inconditionnellement stable.

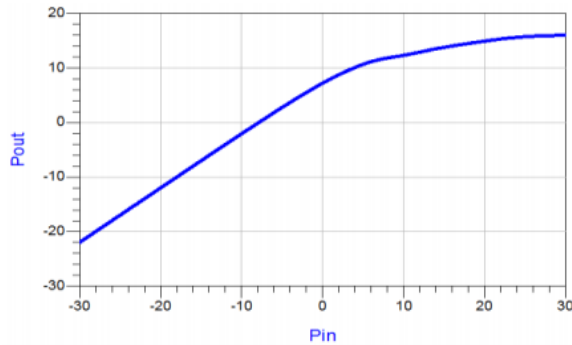


Figure 4.40 : Puissance de sortie en fonction à la puissance d'entrée à 2.45GHz

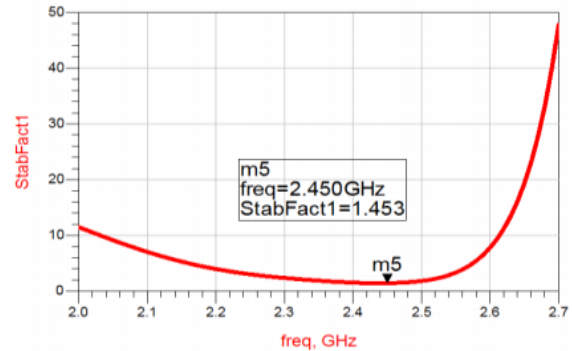


Figure 4.41 : Facteur de stabilité en fonction des caractéristiques de fréquence

#### IV.2.6. Comparaison des performances

Grâce à l'utilisation de la structure équilibrée à base des coupleurs en modèle T, nous observons que les adaptations d'entrée et de sortie sont nettement améliorées par rapport à l'amplificateur seul. Ceci est obtenu par le fait que le signal réfléchi en raison d'une mauvaise adaptation est renvoyé par un coupleur vers la résistance d'isolement. Les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  restent inférieurs à -10dB sur une très large bande de fréquences de 2GHz jusqu'au-delà de 2.5GHz. Cependant, le gain  $S_{21}$  a diminué d'environ 2dB à cause des pertes d'insertion des coupleurs hybrides. Le tableau 4.2 montre la comparaison de la performance entre l'amplificateur individuel et l'amplificateur équilibré.

| Paramètre                                                 | Amplificateur individuel | Amplificateur équilibré |
|-----------------------------------------------------------|--------------------------|-------------------------|
| Fréquence (en GHz)                                        | 2.45                     | 2.0-2.5                 |
| Facteur de stabilité                                      | 1.158                    | 1.453                   |
| Gain de puissance ( $S_{21}$ en dB)                       | 19.4                     | 17                      |
| Coefficient de transmission unilatérale ( $S_{12}$ en dB) | -24                      | -25.8                   |
| Coefficient de réflexion d'entrée ( $S_{11}$ en dB)       | -33                      | -19 => -35              |
| Coefficient de réflexion de sortie ( $S_{22}$ en dB)      | -34                      | -14 => -36              |
| Puissance de sortie (en dBm)                              | 14                       | 17                      |

Tableau 4.2 : Comparaison du résultat simulé entre un amplificateur un étage et un amplificateur équilibré à base des coupleurs en modèle T

A partir de ce résultat, une approche équilibrée à base des coupleurs en modèle T à de meilleures performances que l'amplificateur à un étage dans tous les paramètres mais avec une dégradation dans le gain de puissance. De ce fait, l'amplificateur équilibré est préféré à l'amplificateur à un étage. En effet, lors de la conception du circuit large bande, la bande passante est toujours prise en compte en priorité par rapport aux autres facteurs. Par conséquent, il est préférable d'utiliser les amplificateurs équilibrés pour les circuits à large bande.

Si nous comparons les résultats obtenus de ce travail aux résultats publiés de certains travaux scientifiques sur la conception d'amplificateur de puissance micro-ondes (Voir tableau 4.3), nous pouvons conclure que cet amplificateur a des meilleurs résultats en termes de bande passante, de gain de puissance, de bonne puissance de sortie et de stabilité. Ces résultats ont été le fruit d'une étude approfondie de chaque paramètre de l'amplificateur de puissance équilibré et en particulier de l'interaction entre ces paramètres.

| Référence                    | Élément active | Fréq. (GHz) | Tension d'alimentation (V) | Gain de puissance (dB) | Coefficient de réflexion d'entrée (dB) | Coefficient de réflexion de sortie (dB) |
|------------------------------|----------------|-------------|----------------------------|------------------------|----------------------------------------|-----------------------------------------|
| [49]                         | CMOS           | 1.65-2      | 10                         | 10                     | -21                                    | -8                                      |
| [50]                         | HEMT GaN       | 1.9-2.5     | 28                         | 18                     | -17                                    | -                                       |
| [51]                         | BJT Si         | 1.7-2.2     | 10                         | 11.5                   | -22                                    | -24                                     |
| [52]                         | FET GaAs       | 1.0-4.0     | 3.5                        | 12                     | -24                                    | -18                                     |
| <b>Amplificateur proposé</b> | FET GaAs       | 2.0-2.5     | 4                          | 17                     | -35                                    | -36                                     |

**Tableau 4.3 : Comparaison de la performance de l'amplificateur de puissance à large bande proposé avec celle de certains amplificateurs de puissance existants**

## V. Conclusion

Ce chapitre présente diverses techniques de conception permettant d'améliorer la bande passante des amplificateurs de puissance utilisés dans les systèmes de communication.

Dans un premier temps, nous avons présenté les différents types de base de configurations d'amplificateurs large bande. Parmi ces types, nous avons trouvé la configuration équilibrée plus pratique par rapport aux autres configurations pour obtenir un amplificateur de puissance avec de bonnes performances. Par la suite, nous avons étudié d'une manière plus détaillée de cette configuration.

En se basant sur cette étude, nous avons pu développer de nouvelles structures d'amplificateurs de puissance large bande en hyperfréquence en utilisant la méthode de la configuration équilibrée afin de concevoir un AP avec de très bonnes performances en termes d'adaptation, gain de puissance, stabilité et puissance de sortie.

Cet amplificateur de puissance est conçu dans la bande de fréquence [2.4GHz;2.5GHz] sont des bandes de fréquences qui peuvent être utilisées dans un espace réduit pour des applications industrielles, scientifiques, médicales, domestiques, la communication mobile, etc.

L'utilisation de la technologie de circuit intégré hybride hyperfréquence (HMIC) offre beaucoup d'avantages pour nos structures en ce qui concerne le coût, la productivité et la robustesse aux variations d'impédance.

## Référence

- [4-1] M. Albulet, RF power amplifiers, vol. 2. *SciTech Publishing*, 2001.
- [4-2] A. Grebennikov, N. Kumar, and B. S. Yarman, Broadband RF and microwave amplifiers. CRC Press, 2017.
- [4-3] C. Gillot, “Etude et Realisation N’une Fonction Interrupteur en Technologie Hybride a Haute Integration,” *Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG*, 2000.
- [4-4] C. Schaeffer, “Analyse des comportements électrique et thermique des interrupteurs de puissance IGBT à technologie hybride,” *Grenoble INPG*, 1992.
- [4-5] J. Redoutey, “Circuits hybrides de puissance,” *Cent. Marseille*, 2011.
- [4-6] D. J. Shepphard, J. Powell, and S. C. Cripps, “An efficient broadband reconfigurable power amplifier using active load modulation,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.* vol. 26, no. 6, pp. 443–445, 2016.
- [4-7] T. Sharma, R. Darraji, and F. Ghannouchi, “A methodology for implementation of high-efficiency broadband power amplifiers with second-harmonic manipulation,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 63, no. 1, pp. 54–58, 2015.
- [4-8] D. C. Kong, B. D. Scoles, W. J. Noellert, and N. W. Lum, “Electronic device with low noise amplifier module.” *Google Patents*, 2016.
- [4-9] K. ENDOH, “Low-noise amplification device, method, and attenuation adjustment program.” *Google Patents*, 2019.
- [4-10] G. Gonzalez, Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, 2nd. Prentice hall, 1997.
- [4-11] V. V Ivanov, V. Kumar, and M. H. Shaik, “Multistage amplifier circuit with improved settling time.” *Google Patents*, 2017.
- [4-12] Y. Zhu, D. C. Bartle, O. Klimashov, and P. T. Dicarlo, “Multistage amplifier linearization in a radio frequency system.” 2019.
- [4-13] T. Heima, “Multistage amplifier.” *Google Patents*, 2018.
- [4-14] G. C. Barisich, “Design And Integration Of Hybrid And Monolithic Microwave Power Amplifiers For Wideband Applications Using Gallium Nitride Technology,” *Georgia Institute Of Technology*, 2017.
- [4-15] S. Song, M. J. Rooijackers, P. Harpe, C. Rabotti, M. Mischi, A. H. M. van Roermund, and E. Cantatore, “A noise reconfigurable current-reuse resistive feedback amplifier with signal-dependent power consumption for fetal ECG monitoring,” *IEEE Sens. J.*, vol. 16, no. 23, pp. 8304–8313, 2016.
- [4-16] D. W. Nobbe and J. Lu, “Amplifier with variable feedback impedance.” *Google Patents*, 2016.
- [4-17] P. H. Pednekar, E. Berry, and T. W. Barton, “RF-input load modulated balanced amplifier with octave bandwidth,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 12, pp. 5181–5191, 2017.

- [4-18] P. V. Testa, C. Carta, B. Klein, R. Hahnel, D. Plettemeier, and F. Ellinger, "A 210-GHz SiGe balanced amplifier for ultrawideband and low-voltage applications," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett*, vol. 27, no. 3, pp. 287–289, 2017.
- [4-19] K. Fang, C. S. Levy, and J. F. Buckwalter, "Supply-scaling for efficiency enhancement in distributed power amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 9, pp. 1994–2005, 2016.
- [4-20] P. V. Testa, G. Belfiore, R. Paulo, C. Carta, and F. Ellinger, "170 GHz SiGe-BiCMOS loss-compensated distributed amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 10, pp. 2228–2238, 2015.
- [4-21] F. Elwailly, J. Knecht, and D. Grybos, "Multiport amplifier input network with compensation for output network gain and phase frequency response imbalance." *Google Patents*, 2019.
- [4-22] I. Bahl, "Monolithic power amplifiers," *Handb. RF Microw. Power Amplifiers*, p. 357, 2011.
- [4-23] K. B. Niclas, "Multi-octave performance of single-ended microwave solid-state amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp. 896–906, August 1984.
- [4-24] K. B. Niclas et al, "The matched feedback amplifier ultrawide-band microwave amplification with GaAs MESFETs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 285–294, April 1980.
- [4-25] W. C. Peterson, A. Gupta, and D. R. Decker, "A monolithic GaAs DC to 2-GHz feedback amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, pp. 27–29, January 1983.
- [4-26] G. Palumbo and S. Pennisi, *Feedback amplifiers: theory and design*. Springer Science & Business Media, 2002.
- [4-27] K. Kurokawa, "A wideband low noise L-band balanced transistor amplifier," *Proc. IEEE*, vol. 53, p. 237, 1965.
- [4-28] Y. Ayasi et al., "A monolithic GaAs 1–13 GHz traveling-wave amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 976–981, 1982.
- [4-29] J. B. Beyer and al., "MESFET distributed amplifier design guidelines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 22, pp. 268–275, March 1984.
- [4-30] S. N. Prasad, J. B. Beyer, and I. S. Chang, "Power–bandwidth considerations in the design of MESFET distributed amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 1117–1123, July 1988.
- [4-31] Y. Ayasli and al., "Capacitively coupled traveling-wave power amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, pp. 1704–1709, December 1984.
- [4-32] M. Ashman and I. Bahl, "High performance wideband MSAG gain block/driver amplifier MMICs using MLP technology," *Microwave J*, vol. 47, pp. 74–88, December 2004.
- [4-33] T. T. Y. Wong, "Fundamentals of distributed amplification". *Artech House*, 1993.
- [4-34] K. Eisele., R. Engelbrecht, K. Kurokawa. , "Balanced transistor amplifiers for precise wideband microwave applications," *Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. IEEE International*. 1965. p. 18-19.

- [4-35] G. Zhang, S. Chang, Z. Alon, "A high performance Balanced Power Amplifier and Its Integration into a Front-end Module at PCS Band", *2007 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, p. 251-254, 2007.
- [4-36] J.D. Jin, S.S.H. Hsu, "A 0.18-  $\mu\text{m}$  CMOS Balanced Amplifier for 24-GHz Applications", *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 43, n°2, p. 440-445, 2008.
- [4-37] W. Feng, W. Che, and Q. Xue, "The proper balance: Overview of microstrip wideband balance circuits with wideband common mode suppression," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 16, no. 5, pp. 55–68, 2015.
- [4-38] S. Denève and C. K. Machens, "Efficient codes and balanced networks," *Nat. Neurosci.*, vol. 19, no. 3, p. 375, 2016.
- [4-39] E. M. Bastida, G. P. Donzelli, and N. Fanelli, "Cascadable monolithic balanced amplifiers at microwave frequencies," in *1980 10th European Microwave Conference*, 1980, pp. 603–607.
- [4-40] B. Moret, "Amplificateur de puissance autonome pour applications OFDM et beamforming de la 5G aux fréquences millimétriques en technologie CMOS avancée," Bordeaux, 2017.
- [4-41] Wu, L., Z. Sun, H. Yilmaz, and M. Berroth, "A dual-frequency Wilkinson power divider," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 54, No. 1, 278–285, Jan. 2006.
- [4-42] Wu, Y., Y. Liu, and S. Li, "A new dual-frequency Wilkinson power divider," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 23, No. 4, 483–492, 2009.
- [4-43] R. W. Vogel, "Analysis and design of lumped-and lumped-distributed-element directional couplers for MIC and MMIC applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 40, no. 2, pp. 253–262, 1992.
- [4-44] H.-R. Ahn and T. Itoh, "Compact impedance-transforming 3-dB three-port power dividers with modified asymmetric impedance transformers (MCCTs)," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 1-4, 2011.
- [4-45] C.-H. Tseng, and H.-J. Chen, "Compact rat-race coupler using shunt-stub-based artificial transmission lines," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 18, no. 11, pp. 734- 736, Nov. 2008.
- [4-46] C.-H. Wu, and C.-H. Tseng, "A compact branch-line coupler using  $\pi$ -equivalent Shunt stub-based artificial transmission lines," *Asia-Pacific Microw. Conf. Dig.*, pp. 802-805, 2010.
- [4-47] W.-L. Chang, T.-Y. Huang, T.-M. Shen, B.-C. Chen, and R.-B. Wu, "Design of compact branch-line coupler with coupled resonators," in *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007, pp. 1–4.
- [4-48] M. A. Maktoomi, M. S. Hashmi, and F. M. Ghannouchi, "Systematic design technique for dual-band branch-line coupler using T-and Pi-networks and their application in novel wideband-ratio crossover," *IEEE Trans. Components, Packag. Manuf. Technol.*, vol. 6, no. 5, pp. 784–795, 2016.
- [4-49] H. Aniktar, H. Sjoland, J. H. Mikkelsen, and T. Larsen, "A Class-AB 1.65 GHz-2GHz broadband CMOS medium power amplifier," in *NORCHIP Conference, 2005. 23rd*, 2005, pp. 269–272.

- [4-50] M. Iqbal and A. Piacibello, "A 5W class-AB power amplifier based on a GaN HEMT for LTE communication band," in *Microwave Symposium (MMS), 2016 16th Mediterranean*, 2016, pp. 1–4.
- [4-51] A. Rachakh, L. El Abdellaoui, J. Zbitou, A. Errkik, A. Tajmouati, and M. Latrach, "A novel design of a microstrip microwave broadband power amplifier for DCS, PCS and UMTS bands," in *Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), 2017 International Conference on*, 2017, pp. 1–5.
- [4-52] M. Ribate, R. Mandry, M. Latrach, A. Errkik, and L. El Abdellaoui, "GaAs FET Broadband Power Amplifier for L and S Bands Applications," in *Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and Wireless Communication Systems*, 2017, p. 42.

## Conclusion Générale

Les travaux présentés dans cette thèse sont une contribution à la conception d'amplificateurs de puissance hyperfréquences. Depuis quelques années, les tubes à ondes progressives ont été remplacés par des amplificateurs à semi-conducteurs dans de nombreuses applications. Cependant, le progrès actuel des télécommunications conduit à des besoins sans cesse croissants et à la recherche de performances toujours plus optimisées pour ces amplificateurs. Dans ce contexte, nous avons donc mis en place une approche de conception basée sur la technologie MIC qui s'applique à la conception des amplificateurs de puissance hyperfréquences.

L'amélioration des performances des systèmes de transmission nécessitant des circuits précis passe par la conception d'amplificateurs de puissance performants. Pour atteindre ce but, nous avons présenté en premier lieu une étude théorique sur des concepts fondamentaux liés à l'amplification de puissance en hyperfréquences, tout en présentant les différents paramètres primaires et secondaires, puis un aperçu sur la notion de classes de fonctionnement à travers la présentation de chacune d'entre elles. Ensuite, pour que nous puissions bien comprendre le fonctionnement des amplificateurs, nous avons consacré une partie sur les différentes technologies de transistors, éléments principaux pour la conception des circuits amplificateurs. Par la suite, nous avons présenté une étude théorique approfondie sur les techniques d'adaptation d'impédance des amplificateurs.

Dans ce cadre, cette thèse présente de nouvelles topologies avec différentes approches de conception, la première concerne la méthode de contre-réaction du collecteur. En se basant sur cette méthode et les techniques développées dans les différents chapitres, nous avons développé une nouvelle structure d'amplificateur de puissance hyperfréquence fonctionnant à 1.71GHz avec de meilleures performances. La deuxième approche concerne la méthode de conception en cascade. En se basant sur cette méthode on a développé une nouvelle structure d'amplificateur de puissance hyperfréquence fonctionnant à 2.6GHz dans la bande LTE avec des meilleurs résultats. Aussi pour répondre aux besoins des applications nécessitant une gamme de fréquence large, nous avons pu développer deux nouvelles structures d'amplificateurs de puissance large bande à base de l'approche de la configuration équilibrée fonctionnant dans la bande ISM. La première structure a été conçue à base de diviseur et de combineur de puissance Wilkinson. Par la suite, une deuxième structure à base de coupleur hybride en forme T (modèle T) a été proposée. Cette topologie proposée a permis d'obtenir de meilleures performances électriques avec une taille réduite. Lors de notre approche de conception, nous avons étudié chaque structure d'une manière bien détaillée, ce qui nous a permis de bien comprendre le comportement de ces structures ainsi que les paramètres essentiels capables de modifier et d'améliorer les caractéristiques du signal de sortie de l'amplificateur de puissance.

En conclusion, grâce au potentiel de la technologie planaire et de la méthode de synthèse et d'optimisation utilisée, il a été possible de développer des structures d'amplificateurs de puissance hyperfréquences et des coupleurs hybrides performants.

Nos perspectives pour ce sujet, c'est d'avoir l'opportunité et la possibilité de réaliser et de tester ces structures. Puisque les laboratoires académiques ne disposent pas le matériel nécessaire (analyseur de spectre et analyseur vectoriel de réseau), nous sommes en train d'envisager des collaborations avec des laboratoires à l'étranger. En effet, notre objectif est d'utiliser d'autres techniques pour l'amélioration davantage les performances obtenues de nos amplificateurs en hyperfréquences. D'autre part, nous espérons développer dans le futur des nouvelles structures d'amplificateur de puissance pour la nouvelle génération de communication (5G).

## Liste des articles durant la thèse

### Publications et Communications (obtenus dans le cadre des travaux de thèse)

- **Publications (Chapter: Indexé Scopus):**

1. **A. Rachakh**, L. El Abdellaoui, and M. Latrach, “Design and Analysis of a New Configuration of Microwave Power Amplifier,” in *Emerging Innovations in Microwave and Antenna Engineering*, IGI Global, 2019, pp. 364–399.

- **Publications (Revues Internationales Indexées Scopus):**

1. **A. Rachakh**, L. El Abdellaoui, J. Zbitou, A. Errkik, A. Tajmouati, and M. Latrach, “A Novel Configuration of A Microstrip Power Amplifier based on GaAs-FET for ISM Applications,” *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 8, no. 5, 2017.
2. **A. Rachakh**, L. El Abdellaoui, J. Zbitou, A. Errkik, A. Tajmouati, and M. Latrach, “A Novel Configuration of a Microstrip Microwave Wideband Power Amplifier for Wireless Application,” *TELKOMNIKA (Telecommunication Comput. Electron. Control)*, vol. 16, no. 1, 2018.
3. **A. Rachakh**, L. El Abdellaoui, J. Zbitou, A. Errkik, A. Tajmouati, and M. Latrach, “A Novel Design of a Microstrip Microwave Power Amplifier for DCS Application using Collector-feedback Bias,” *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 8, no. 3, pp. 1647–1653, 2018.
4. **A. Rachakh**, L. El Abdellaoui, J. Zbitou, A. Errkik, A. Tajmouati, and M. Latrach, “A Two-Stages Microstrip Power Amplifier for WiMAX Applications,” *TELKOMNIKA (Telecommunication Comput. Electron. Control)*, vol. 17, no. 1, 2018.
5. **A. Rachakh**, L. El Abdellaoui, J. Zbitou, A. Errkik, A. Tajmouati, and M. Latrach, “A New Design of a Microstrip Microwave Broadband Power Amplifier for GSM, DCS and PCS Bands,” *International Journal of Microwave and Optical Technology(IJMOT)*, Vol.13, No.6, November 2018.
6. **A. Rachakh**, L. El Abdellaoui, J. Zbitou, A. Errkik, A. Tajmouati, and M. Latrach, “Microstrip Power Amplifier Design for ISM Band Using Balanced Amplifier

Topology,” *International Journal of Microwave and Optical Technology(IJMOT)*.  
Vol.15, No.4, July 2020.

- **Publications (Proceedings : Indexées Scopus):**

1. **A. Rachakh**, L. El Abdellaoui, J. Zbitou, A. Errkik, A. Tajmouati and M. Latrach, "A novel design of a microstrip microwave broadband power amplifier for DCS, PCS and UMTS bands," 2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), Fez, 2017, pp. 1-5.
2. **A. Rachakh**, L. El Abdellaoui, A. Errkik, A. Tajmouati, and M. Latrach, "A New Configuration of a Microstrip Power Amplifier Using Si-BJT in Class-A Mode for DCS Applications," in Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and Wireless Communication Systems, 2017, p. 58.
3. **A. Rachakh**, L. El Abdellaoui, R. Mandry, A. Errkik, A. Tajmouati, and M. Latrach, "A New Design of a Microstrip Microwave Power Amplifier for PCS BAND," in Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and Wireless Communication Systems, 2017, p. 3.
4. **A. Rachakh**, L. El Abdellaoui, A. Errkik, A. Tajmouati, and M. Latrach, "Design of a Microstrip Balanced Amplifier Using the Wilkinson Power Divider," in *Third International Conference on Computing and Wireless Communication Systems, ICCWCS 2019*, 2019.

- **Communications orales**

1. 4ème édition de la journée doctorant ,20-21 avril 2016, FST de Settati, Maroc.
  - Communication orale sous le titre : Etude, Conception Et Réalisation Des Amplificateurs De Puissance Hyperfréquences.
2. The International Conference on Computing, Wireless and Communication systems (ICCWCS 2016), Settati. Morocco.
  - Communication orale sous le titre: A New Design of a Microstrip Microwave Power Amplifier for ISM Band.

# Annexes

Annexe 1 : Datasheet du transistor AT-41486

Annexe 2 : Datasheet du transistor ATF-21170

Annexe 3 : Représentations de réseau à deux ports

## Annexe 1 :

Datasheet du transistor AT-41486**AT-41486**

Up to 6 GHz Low Noise Silicon Bipolar Transistor

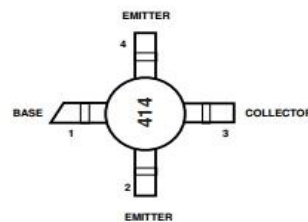
**Data Sheet****Description**

Avago's AT-41486 is a general purpose NPN bipolar transistor that offers excellent high frequency performance. The AT-41486 is housed in a low cost surface mount .085" diameter plastic package. The 4 micron emitter-to-emitter pitch enables this transistor to be used in many different functions. The 14 emitter finger interdigitated geometry yields an intermediate sized transistor with impedances that are easy to match for low noise and moderate power applications. Applications include use in wireless systems as an LNA, gain stage, buffer, oscillator, and mixer. An optimum noise match near  $50\ \Omega$  at 900 MHz, makes this device easy to use as a low noise amplifier.

The AT-41486 bipolar transistor is fabricated using Avago's 10 GHz  $f_T$  Self-Aligned-Transistor (SAT) process. The die is nitride passivated for surface protection. Excellent device uniformity, performance and reliability are produced by the use of ion-implantation, self-alignment techniques, and gold metalization in the fabrication of this device.

**Features**

- Low Noise Figure:  
1.4 dB Typical at 1.0 GHz  
1.7 dB Typical at 2.0 GHz
- High Associated Gain:  
18.0 dB Typical at 1.0 GHz  
13.0 dB Typical at 2.0 GHz
- High Gain-Bandwidth Product: 8.0 GHz Typical  $f_T$
- Surface Mount Plastic Package
- Tape-and-Reel Packaging Option Available
- Lead-free Option Available

**86 Plastic Package****Pin Connections**

**AT-41486 Absolute Maximum Ratings**

| Symbol    | Parameter                          | Units | Absolute Maximum <sup>(1)</sup> |
|-----------|------------------------------------|-------|---------------------------------|
| $V_{EBO}$ | Emitter-Base Voltage               | V     | 1.5                             |
| $V_{CBO}$ | Collector-Base Voltage             | V     | 20                              |
| $V_{CEO}$ | Collector-Emitter Voltage          | V     | 12                              |
| $I_C$     | Collector Current                  | mA    | 60                              |
| $P_T$     | Power Dissipation <sup>(2,3)</sup> | mW    | 500                             |
| $T_J$     | Junction Temperature               | °C    | 150                             |
| $T_{STG}$ | Storage Temperature                | °C    | -65 to 150                      |

**Thermal Resistance<sup>(2,4)</sup>:**  
 $\theta_{JC} = 165^\circ\text{C/W}$

**Notes:**

1. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.
2.  $T_{CASE} = 25^\circ\text{C}$ .
3. Derate at 6 mW/°C for  $T_C > 68^\circ\text{C}$ .
4. See MEASUREMENTS section "Thermal Resistance" for more information.

**Ordering Information**

| Part Numbers  | No. of Devices | Comments |
|---------------|----------------|----------|
| AT-41486-BLK  | 100            | Bulk     |
| AT-41486-BLKG | 100            | Bulk     |
| AT-41486-TR1  | 1000           | 7" Reel  |
| AT-41486-TR1G | 1000           | 7" Reel  |
| AT-41486-TR2  | 4000           | 13" Reel |
| AT-41486-TR2G | 4000           | 13" Reel |

**Note:** Order part number with a "G" suffix if lead-free option is desired.

**Electrical Specifications,  $T_A = 25^\circ\text{C}$** 

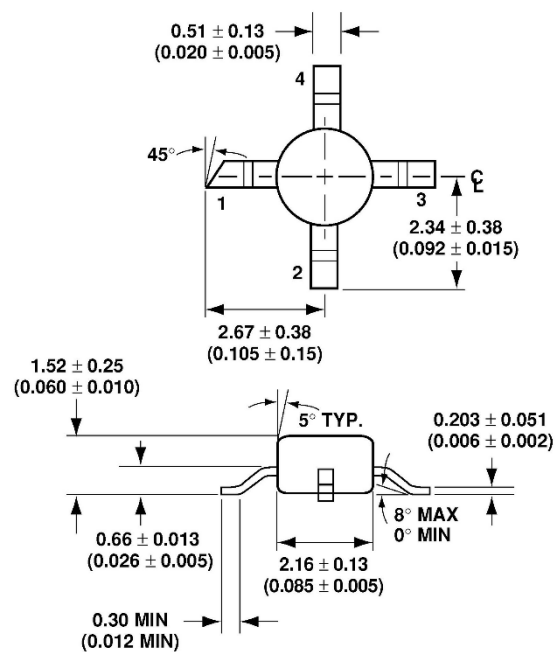
| Symbol            | Parameters and Test Conditions                                                                                                             | Units | Min. | Typ.                | Max. |
|-------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|------|---------------------|------|
| $ S_{21E} ^{1,2}$ | Insertion Power Gain; $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $I_C = 25\text{ mA}$<br>$f = 1.0\text{ GHz}$<br>$f = 2.0\text{ GHz}$                         | dB    |      | 17.5<br>11.5        |      |
| $P_{1\text{ dB}}$ | Power Output @ 1 dB Gain Compression<br>$V_{CE} = 8\text{ V}$ , $I_C = 25\text{ mA}$                                                       | dBm   |      | 18.0                |      |
| $G_{1\text{ dB}}$ | 1 dB Compressed Gain; $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $I_C = 25\text{ mA}$<br>$f = 2.0\text{ GHz}$                                                 | dB    |      | 13.5                |      |
| $NF_O$            | Optimum Noise Figure; $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$<br>$f = 1.0\text{ GHz}$<br>$f = 2.0\text{ GHz}$<br>$f = 4.0\text{ GHz}$ | dB    |      | 1.4<br>1.7<br>3.0   | 1.8  |
| $G_A$             | Gain @ $NF_O$ ; $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$<br>$f = 1.0\text{ GHz}$<br>$f = 2.0\text{ GHz}$<br>$f = 4.0\text{ GHz}$       | dB    | 17.0 | 18.0<br>13.0<br>9.0 |      |
| $f_T$             | Gain Bandwidth Product; $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $I_C = 25\text{ mA}$                                                                       | GHz   |      | 8.0                 |      |
| $h_{FE}$          | Forward Current Transfer Ratio; $V_{CE} = 8\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$                                                               | —     | 30   | 150                 | 270  |
| $I_{CBO}$         | Collector Cutoff Current; $V_{CB} = 8\text{ V}$                                                                                            | μA    |      |                     | 0.2  |
| $I_{EBO}$         | Emitter Cutoff Current; $V_{EB} = 1\text{ V}$                                                                                              | μA    |      |                     | 1.0  |
| $C_{CB}$          | Collector Base Capacitance <sup>(1)</sup> ; $V_{CB} = 8\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                     | pF    |      | 0.25                |      |

**Note:**

1. For this test, the emitter is grounded.



wondershare

**86 Plastic Package Dimensions**

DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES)

## Annexe 2 :

Datasheet du transistor ATF-21170**0.5–6 GHz Low Noise  
Gallium Arsenide FET****Technical Data****ATF-21170****Features**

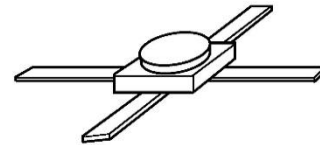
- **Low Noise Figure:**  
0.9 dB Typical at 4 GHz
- **High Associated Gain:**  
13.0 dB Typical at 4 GHz
- **High Output Power:**  
23.0 dBm Typical  $P_{1\text{ dB}}$  at 4 GHz
- **Hermetic Gold-Ceramic  
Microstrip Package**

**Description**

The ATF-21170 is a high performance gallium arsenide Schottky-barrier-gate field effect transistor

housed in a hermetic, high reliability package. This device is designed for use in low noise or medium power amplifier applications in the 0.5-6 GHz frequency range.

This GaAs FET device has a nominal 0.3 micron gate length with a total gate periphery of 750 microns. Proven gold based metallization systems and nitride passivation assure a rugged, reliable device.

**70 mil Package****Electrical Specifications,  $T_A = 25^\circ\text{C}$** 

| Symbol            | Parameters and Test Conditions                                                           | Units                | Min. | Typ. | Max. |
|-------------------|------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------|------|------|------|
| $NF_O$            | Optimum Noise Figure: $V_{DS} = 3\text{ V}$ , $I_{DS} = 20\text{ mA}$                    | $f = 2.0\text{ GHz}$ |      | 0.6  | 1.1  |
|                   |                                                                                          | $f = 4.0\text{ GHz}$ |      | 0.9  |      |
|                   |                                                                                          | $f = 6.0\text{ GHz}$ |      | 1.2  |      |
| $G_A$             | Gain @ $NF_O$ : $V_{DS} = 3\text{ V}$ , $I_{DS} = 20\text{ mA}$                          | $f = 2.0\text{ GHz}$ | 12.0 | 16.0 |      |
|                   |                                                                                          | $f = 4.0\text{ GHz}$ |      | 13.0 |      |
|                   |                                                                                          | $f = 6.0\text{ GHz}$ |      | 10.0 |      |
| $P_{1\text{ dB}}$ | Power Output @ 1 dB Gain Compression:<br>$V_{DS} = 5\text{ V}$ , $I_{DS} = 80\text{ mA}$ | $f = 4.0\text{ GHz}$ |      | 23.0 |      |
| $G_{1\text{ dB}}$ | 1 dB Compressed Gain: $V_{DS} = 5\text{ V}$ , $I_{DS} = 80\text{ mA}$                    | $f = 4.0\text{ GHz}$ |      | 13.0 |      |
| $g_m$             | Transconductance: $V_{DS} = 3\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}$                          | mmho                 | 70   | 120  |      |
| $I_{DSS}$         | Saturated Drain Current: $V_{DS} = 3\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}$                   | mA                   | 80   | 120  | 200  |
| $V_P$             | Pinch-off Voltage: $V_{DS} = 3\text{ V}$ , $I_{DS} = 1\text{ mA}$                        | V                    | -3.0 | -1.5 | -0.8 |

## ATF-21170 Absolute Maximum Ratings

| Symbol    | Parameter                          | Units | Absolute Maximum <sup>[1]</sup> |
|-----------|------------------------------------|-------|---------------------------------|
| $V_{DS}$  | Drain-Source Voltage               | V     | +7                              |
| $V_{GS}$  | Gate-Source Voltage                | V     | -4                              |
| $V_{GD}$  | Gate-Drain Voltage                 | V     | -8                              |
| $I_{DS}$  | Drain Current                      | mA    | $I_{DSS}$                       |
| $P_T$     | Power Dissipation <sup>[2,3]</sup> | mW    | 600                             |
| $T_{CH}$  | Channel Temperature                | °C    | 175                             |
| $T_{STG}$ | Storage Temperature                | °C    | -65 to +175                     |

**Thermal Resistance:**  $\theta_{jc} = 250^\circ\text{C/W}$ ;  $T_{CH} = 150^\circ\text{C}$   
**Liquid Crystal Measurement:** 1  $\mu\text{m}$  Spot Size<sup>[4]</sup>

## Notes:

1. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.
2.  $T_{CASE}$  TEMPERATURE =  $25^\circ\text{C}$ .
3. Derate at  $4 \text{ mW}/^\circ\text{C}$  for  $T_{CASE} > 25^\circ\text{C}$ .
4. The small spot size of this technique results in a higher, though more accurate determination of  $\theta_{jc}$  than do alternate methods. See MEASUREMENTS section for more information.

ATF-21170 Noise Parameters:  $V_{DS} = 3 \text{ V}$ ,  $I_{DS} = 20 \text{ mA}$ 

| Freq.<br>GHz | $NF_0$<br>dB | $\Gamma_{opt}$ |      | $R_N/50$ |
|--------------|--------------|----------------|------|----------|
|              |              | Mag            | Ang  |          |
| 0.5          | 0.4          | .93            | 17   | .90      |
| 1.0          | 0.5          | .85            | 35   | .70      |
| 2.0          | 0.6          | .70            | 70   | .46      |
| 4.0          | 0.9          | .59            | 148  | .14      |
| 8.0          | 1.2          | .54            | -177 | .09      |

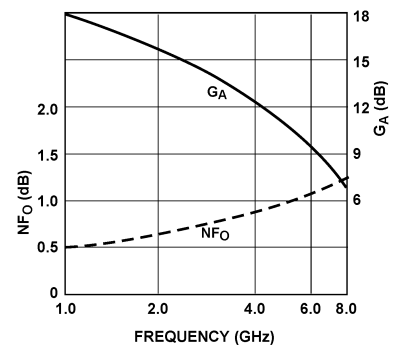


Figure 1. Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency.  
 $V_{DS} = 3 \text{ V}$ ,  $I_{DS} = 20 \text{ mA}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

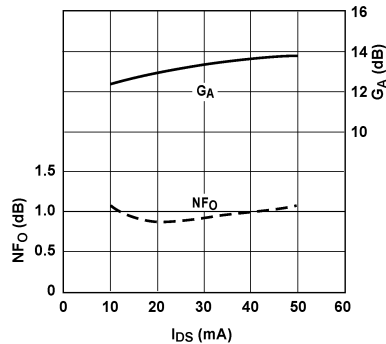
ATF-21170 Typical Performance,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

Figure 2. Optimum Noise Figure and Associated Gain vs.  $I_{DS}$ .  
 $V_{DS} = 3 \text{ V}$ ,  $f = 4.0 \text{ GHz}$ .

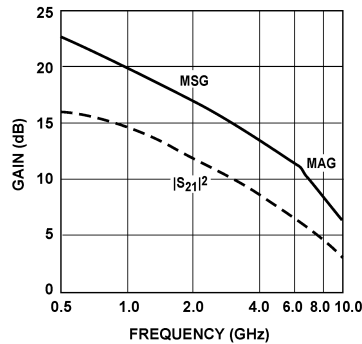


Figure 3. Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency.  
 $V_{DS} = 3 \text{ V}$ ,  $I_{DS} = 20 \text{ mA}$ .

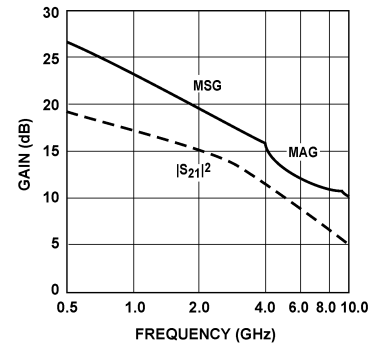


Figure 4. Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency.  
 $V_{DS} = 5 \text{ V}$ ,  $I_{DS} = 80 \text{ mA}$ .

**Typical Scattering Parameters**, Common Emitter,  $Z_0 = 50\ \Omega$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 20\text{ mA}$ 

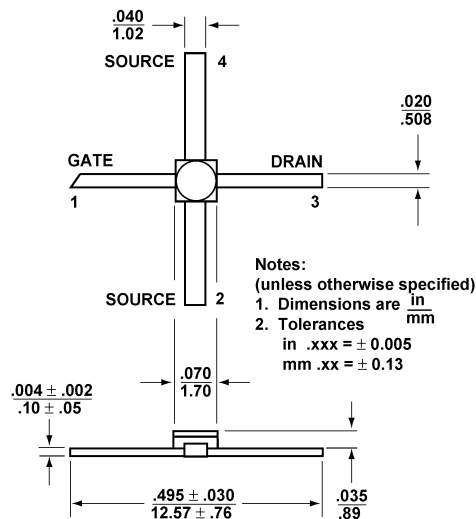
| Freq.<br>GHz | $S_{11}$ |      | dB   | $S_{21}$ |      | dB    | $S_{12}$ |      | $S_{22}$ |      |
|--------------|----------|------|------|----------|------|-------|----------|------|----------|------|
|              | Mag.     | Ang. |      | Mag.     | Ang. |       | Mag.     | Ang. | Mag.     | Ang. |
| 0.5          | .96      | -31  | 15.5 | 5.93     | 157  | -29.4 | .034     | 72   | .46      | -23  |
| 1.0          | .91      | -55  | 14.2 | 5.14     | 137  | -24.3 | .061     | 56   | .42      | -42  |
| 2.0          | .82      | -95  | 12.1 | 4.05     | 106  | -20.4 | .096     | 36   | .39      | -70  |
| 3.0          | .74      | -123 | 10.2 | 3.23     | 82   | -19.5 | .106     | 21   | .35      | -91  |
| 4.0          | .70      | -147 | 8.8  | 2.74     | 61   | -18.7 | .116     | 9    | .33      | -109 |
| 5.0          | .65      | -170 | 7.3  | 2.33     | 41   | -18.2 | .123     | -1   | .30      | -127 |
| 6.0          | .64      | 167  | 6.3  | 2.07     | 22   | -17.7 | .131     | -10  | .29      | -145 |
| 7.0          | .65      | 146  | 5.4  | 1.86     | 4    | -17.5 | .134     | -17  | .26      | -167 |
| 8.0          | .66      | 126  | 4.5  | 1.67     | -13  | -17.0 | .141     | -28  | .26      | 164  |
| 9.0          | .66      | 107  | 3.4  | 1.48     | -30  | -16.6 | .148     | -39  | .26      | 140  |
| 10.0         | .67      | 87   | 2.2  | 1.29     | -47  | -16.2 | .155     | -50  | .25      | 114  |

**Typical Scattering Parameters**, Common Emitter,  $Z_0 = 50\ \Omega$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{DS} = 5\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 80\text{ mA}$ 

| Freq.<br>GHz | $S_{11}$ |      | dB   | $S_{21}$ |      | dB    | $S_{12}$ |      | $S_{22}$ |      |
|--------------|----------|------|------|----------|------|-------|----------|------|----------|------|
|              | Mag.     | Ang. |      | Mag.     | Ang. |       | Mag.     | Ang. | Mag.     | Ang. |
| 0.5          | .95      | -43  | 18.3 | 8.24     | 149  | -32.4 | .024     | 67   | .49      | -17  |
| 1.0          | .89      | -64  | 17.4 | 7.28     | 133  | -29.9 | .032     | 59   | .46      | -26  |
| 2.0          | .78      | -106 | 14.6 | 5.36     | 101  | -25.2 | .055     | 44   | .40      | -45  |
| 3.0          | .69      | -133 | 12.4 | 4.18     | 79   | -23.4 | .068     | 34   | .38      | -60  |
| 4.0          | .64      | -160 | 10.7 | 3.42     | 56   | -22.7 | .073     | 31   | .36      | -81  |
| 5.0          | .60      | 175  | 9.1  | 2.85     | 37   | -21.7 | .082     | 24   | .35      | -100 |
| 6.0          | .61      | 154  | 7.9  | 2.47     | 18   | -20.4 | .095     | 19   | .33      | -115 |
| 7.0          | .61      | 136  | 6.9  | 2.22     | 2    | -19.3 | .108     | 12   | .31      | -132 |
| 8.0          | .63      | 120  | 6.2  | 2.05     | -14  | -17.9 | .127     | 7    | .27      | -152 |
| 9.0          | .64      | 102  | 5.3  | 1.85     | -32  | -16.6 | .148     | 0    | .27      | -179 |
| 10.0         | .64      | 86   | 4.5  | 1.68     | -48  | -15.3 | .172     | -13  | .29      | 165  |

A model for this device is available in the DEVICE MODELS section.

### 70 mil Package Dimensions



Annexe 3 :

Représentations de réseau à deux ports

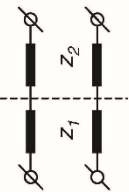
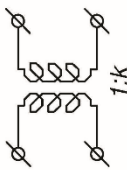
## ***Two-Port Network Representations***

This appendix illustrates normalized transfer and scattering matrices of typical two-port networks used in RF and microwave integrated circuits (Table C.1); relationships between classical normalized transfer matrices  $[A]$ - (or  $[ABCD]$ -), normalized impedance matrices  $[Z]$ , and normalized admittance matrices  $[Y]$  (Table C.2); relationships between classical normalized transfer matrices  $[A]$ - (or  $[ABCD]$ -), wave normalized transfer matrices  $[T]$ , and normalized wave scattering matrices  $[S]$  (Table C.3), and relationships between normalized and non-normalized matrices.

TABLE B.1.A- (or ABCD-),  $T$ -, and  $S$ -Matrices for Typical Two-Port Networks

| Element Name                           | Circuit | [A] or [ABCD]                                                                                      | [T]                                                                                                                                                | [S]                                                                                                                                              |
|----------------------------------------|---------|----------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Series impedance                       |         | $\begin{bmatrix} \sqrt{R} & Z \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{R}} \end{bmatrix}$                             | $\begin{bmatrix} \frac{Z+R+1}{2\sqrt{R}} & \frac{R-Z-1}{2\sqrt{R}} \\ \frac{Z+R-1}{2\sqrt{R}} & \frac{R-Z+1}{2\sqrt{R}} \end{bmatrix}$             | $\begin{bmatrix} \frac{Z+R-1}{Z+R+1} & \frac{2\sqrt{R}}{Z+R+1} \\ \frac{2\sqrt{R}}{Z+R+1} & \frac{Z-R+1}{Z+R+1} \end{bmatrix}$                   |
| Shunt admittance                       |         | $\begin{bmatrix} \sqrt{R} & 0 \\ Y\sqrt{R} & \frac{1}{\sqrt{R}} \end{bmatrix}$                     | $\begin{bmatrix} \frac{R(1+Y)+1}{2\sqrt{R}} & \frac{R(1+Y)-1}{2\sqrt{R}} \\ \frac{R(1-Y)-1}{2\sqrt{R}} & \frac{R(1-Y)+1}{2\sqrt{R}} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} \frac{R(1-Y)-1}{R(1+Y)+1} & \frac{2\sqrt{R}}{R(1+Y)+1} \\ \frac{2\sqrt{R}}{R(1+Y)+1} & \frac{1-R(1+Y)}{R(1+Y)+1} \end{bmatrix}$ |
| Section of uniform line without losses |         | $\begin{bmatrix} \cos \Theta & i \sin \Theta \\ i \sin \Theta & \cos \Theta \end{bmatrix}$         | $\begin{bmatrix} e^{i\Theta} & 0 \\ 0 & e^{-i\Theta} \end{bmatrix}$                                                                                | $\begin{bmatrix} 0 & e^{-i\Theta} \\ e^{-i\Theta} & 0 \end{bmatrix}$                                                                             |
| Section of uniform line with losses    |         | $\begin{bmatrix} \cosh \gamma l & \sinh \gamma l \\ \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} e^{\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma l} \end{bmatrix}$                                                                              | $\begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix}$                                                                           |

TABLE B.1.A- (or  $ABCD$ -,  $T$ -, and  $S$ -Matrices for Typical Two-Port Networks (*continued*)

| Element Name                                  | Circuit                                                                             | $[A]$ or $[ABCD]$                                                      | $[T]$                                                                                      | $[S]$                                                                                                              |
|-----------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Connection of lines with different impedances |  | $\begin{bmatrix} \sqrt{R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{R}} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} R+1 & R-1 \\ \frac{2\sqrt{R}}{R-1} & \frac{2\sqrt{R}}{R+1} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} \frac{R-1}{R+1} & \frac{2\sqrt{R}}{R+1} \\ \frac{2\sqrt{R}}{R+1} & \frac{R-1}{R+1} \end{bmatrix}$ |
| Ideal transformer                             |  | $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{k} & k \end{bmatrix}$               | $\frac{1}{2k} \times \begin{bmatrix} 1+k^2 & 1-k^2 \\ 1-k^2 & 1+k^2 \end{bmatrix}$         | $\frac{1}{1+k^2} \times \begin{bmatrix} 1-k^2 & 2k \\ 2k & k^2-1 \end{bmatrix}$                                    |

$$Z = \frac{z}{z_1}, R = \frac{z_2}{z_1}, Y = \frac{1}{Z} = \frac{z_1}{z}, \Theta = \frac{2\pi l}{\Lambda} = \beta l, \gamma = \alpha + i\beta,$$

where  $z_1$  and  $z_2$  are characteristic impedances of input and output lines;  $Z$  and  $z$  are normalized and non-normalized impedances;  $l$  is the length of the line;  $\Lambda$  is the guide wavelength;  $\gamma$  is the propagation constant;  $\alpha$  is the attenuation constant;  $\beta$  is the phase shift constant.

TABLE B.2. Relationships Between A- (or ABCD-), Z-, and Y-Matrices

|               | [Z]                                                                                                                 | [Y]                                                                                                                    | [A] or [ABCD]                                                                                                            |
|---------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| [Z]           | $\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$                                                  | $\begin{bmatrix} \frac{Y_{22}}{ Y } & \frac{-Y_{12}}{ Y } \\ \frac{-Y_{21}}{ Y } & \frac{Y_{11}}{ Y } \end{bmatrix}$   | $\begin{bmatrix} \frac{A_{11}}{A_{21}} & \frac{- A }{A_{21}} \\ \frac{1}{A_{21}} & \frac{-A_{22}}{A_{21}} \end{bmatrix}$ |
| [Y]           | $\begin{bmatrix} \frac{Z_{22}}{ Z } & \frac{Z_{12}}{ Z } \\ \frac{Z_{21}}{ Z } & \frac{Z_{11}}{ Z } \end{bmatrix}$  | $\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$                                                     | $\begin{bmatrix} \frac{A_{22}}{A_{12}} & \frac{ A }{A_{12}} \\ \frac{1}{A_{12}} & \frac{A_{11}}{A_{12}} \end{bmatrix}$   |
| [A] or [ABCD] | $\begin{bmatrix} \frac{Z_{11}}{ Z } & \frac{ Z }{Z_{21}} \\ \frac{1}{Z_{21}} & \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} \frac{Y_{22}}{Y_{21}} & \frac{1}{Y_{21}} \\ \frac{ Y }{Y_{21}} & \frac{Y_{11}}{Y_{21}} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$                                                       |

$$|Z| = \frac{1}{|Y|} = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21} = -\frac{A_{12}}{A_{21}}; |Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21} = -\frac{A_{21}}{A_{12}}; |A| = A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21}$$

TABLE B.3.Relationships Between S-,T-, and A- (or ABCD-) Matrices

|     | [A] or [ABCD]  [T]  [S]                                                                                                                                                                                                     |                                                                                                                                                                                                                               |
|-----|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| [A] | $\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$                                                                                                                                                          | $\frac{1}{2S_{21}} \times \begin{bmatrix} S_{12}S_{21} - & (1+S_{11})(1+S_{22}) - \\ -(1+S_{11})(S_{22}-1) & -S_{12}S_{21} \\ (1-S_{22})(1-S_{11}) - & (1-S_{11})(1+S_{22}) + \\ -S_{12}S_{21} & +S_{12}S_{21} \end{bmatrix}$ |
| [T] | $\frac{1}{2} \begin{bmatrix} A_{11}+A_{12}+ & A_{11}-A_{12}+ \\ +A_{21}+A_{22} & +A_{21}-A_{22} \\ A_{11}+A_{12}- & A_{11}-A_{12}- \\ -A_{21}-A_{22} & -A_{21}+A_{22} \end{bmatrix}$                                        | $\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$                                                                                                                                                            |
| [S] | $\begin{bmatrix} \frac{1}{ A -(A_{11}+A_{21})(A_{21}+A_{22})} \times & \\  A -(A_{11}+A_{21}) \times & -2 A A_{21} \\ \times(A_{21}+A_{22}) &  A -(A_{22}-A_{21}) \times \\ -2A_{21} & \times(A_{11}+A_{21}) \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} \frac{T_{21}}{T_{11}} & \frac{ T }{T_{11}} \\ \frac{1}{T_{11}} & \frac{T_{12}}{T_{11}} \end{bmatrix}$                                                                                                        |

$$|T| = T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} = \frac{S_{12}}{S_{21}}; |S| = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = -\frac{T_{22}}{T_{11}}$$

### B.1. RELATIONSHIPS BETWEEN NORMALIZED AND NON-NORMALIZED MATRICES

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}\sqrt{\frac{z_2}{z_1}} & \frac{a_{12}}{\sqrt{z_1 z_2}} \\ a_{21}\sqrt{z_1 z_2} & a_{22}\sqrt{\frac{z_1}{z_2}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11}\sqrt{\frac{z_1}{z_2}} & A_{12}\sqrt{z_1 z_2} \\ \frac{A_{21}}{\sqrt{z_1 z_2}} & A_{22}\sqrt{\frac{z_2}{z_1}} \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{z_{11}}{z_1} & \frac{z_{12}}{\sqrt{z_1 z_2}} \\ \frac{z_{21}}{\sqrt{z_1 z_2}} & \frac{z_{22}}{z_2} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}z_1 & Z_{12}\sqrt{z_1 z_2} \\ Z_{21}\sqrt{z_1 z_2} & Z_{22}z_2 \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}z_1 & y_{12}\sqrt{z_1 z_2} \\ y_{21}\sqrt{z_1 z_2} & y_{22}z_2 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_{11}}{z_1} & \frac{Y_{12}}{\sqrt{z_1 z_2}} \\ \frac{Y_{21}}{\sqrt{z_1 z_2}} & \frac{Y_{22}}{z_2} \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{z_2}{z_1}} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{z_1}{z_2}} \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & \sqrt{\frac{z_2}{z_1}}s_{12} \\ \sqrt{\frac{z_1}{z_2}}s_{21} & s_{22} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \sqrt{\frac{z_1}{z_2}}S_{12} \\ \sqrt{\frac{z_2}{z_1}}S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$