THESE

Pour l'obtention du Grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE POITIERS

(Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées)
(Diplôme National - Arrêté du 25 mai 2016)

Ecole Doctorale : SISMI (Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique)

Secteur de Recherche : Electronique, microélectronique, nanoélectronique et micro-ondes

Présentée par :

Hao ZHANG

****

Circuit d'amplification Doherty intégré large bande pour applications radio cellulaires de puissance

****

Directeur de Thèse : Claude DUVANAUD
Co-encadrement : Smail BACHIR

****

Soutenance prévue le 09 Avril 2019

devant la Commission d'Examen

****

JURY

J.M. Nébus	Professeur à l'Université de Limoges	
G. Dambrine	Professeur à l'Université de Lille 1	Rapporteur
T. Parra	Professeur à l'Université de Toulouse III Paul Sabatier	Rapporteur
C. Duvanaud	Maitre de conférences à l'Université de Poitiers	Examinateur
S. Bachir	Maitre de conférences à l'Université de Poitiers	Examinateur
C. Cassan	Application Manager à NXP Toulouse	Examinateur
J.C Nanan	Design Manager à NXP Toulouse	Invité

THESE

Pour l'obtention du Grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE POITIERS

(Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées)
(Diplôme National - Arrêté du 25 mai 2016)

Ecole Doctorale : SISMI (Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique)

Secteur de Recherche : Electronique, microélectronique, nanoélectronique et micro-ondes

Présentée par :

Hao ZHANG

****

Circuit d'amplification Doherty intégré large bande pour applications radio cellulaires de puissance

****

Directeur de Thèse : Claude DUVANAUD
Co-encadrement : Smail BACHIR

****

Soutenance prévue le 09 Avril 2019

devant la Commission d'Examen

****

JURY

J.M. Nébus	Professeur à l'Université de Limoges	
G. Dambrine	Professeur à l'Université de Lille 1	Rapporteur
T. Parra	Professeur à l'Université de Toulouse III Paul Sabatier	Rapporteur
C. Duvanaud	Maitre de conférences à l'Université de Poitiers	Examinateur
S. Bachir	Maitre de conférences à l'Université de Poitiers	Examinateur
C. Cassan	Application Manager à NXP Toulouse	Examinateur
J.C Nanan	Design Manager à NXP Toulouse	Invité

Remerciements

Ce travail de recherche a été effectué en collaboration avec le laboratoire de XLIM, au département Systèmes & Réseaux intelligents, et la société NXP Semi-conducteurs. Dans ce cadre, j'exprime ma gratitude à Messieurs Jean-Claude LOIRAT, Jean-Christophe NANAN, Cédric CASSAN, responsables du département RPS Toulouse, pour leur confiance et l'opportunité qu'ils m'ont offert de réaliser ce travail dans les meilleures conditions possibles.

Je remercie Monsieur Jean Michel NEBUS, professeur à l'Université de Limoges, pour la présidence du jury de thèse. Je remercie Monsieur Thierry PARRA, professeur à l'Université de Toulouse III Paul Sabatier et Monsieur Gilles DAMBRINE, professeur à l'Université de Lille 1, pour avoir accepté de rapporter sur ce manuscrit de thèse.

J'adresse toute ma gratitude à Monsieur Claude DUVANAUD, maitre de conférences à l'Université de Poitiers, pour le soutien, l'encadrement, le professionnalisme et son sens de l'humour que je mémoriserai toujours. Surtout, je le remercie pour son aide à la correction de ce mémoire, étant donné que la rédaction en français n'était pas facile du tout pour moi.

J'adresse également mes sincères remerciements à Madame Sandra DE MEYER, docteur et ingénieur de l'entreprise NXP, pour le co-encadrement, l'enthousiasme de travail, sa sympathie qui m'a facilité l'intégration dans l'équipe et bien entendu le partage de son expertise dans la conception des circuits intégrés micro-ondes.

Je remercie également Monsieur Smail BACHIR, maitre de conférences à l'Université de Poitiers, pour le co-encadrement de cette thèse. Je regrette de ne pas avoir pu consacrer plus de temps à apprendre sur le secteur de la modélisation au sens développement mathématique.

Je remercie tous mes collègues au laboratoire XLIM d'Angoulême, pour les périodes hors-entreprise de chaque année, au profit de la vie sur le campus. Spécifiquement, je tiens à remercier Tayeb et Abdou pour leur soutien.

Je remercie, bien sûr, toute l'équipe de NXP Toulouse pour leur accueil et ces trois ans passées. La convivialité, le professionnalisme, la passion, l'innovation, la gestion humaniste et le sens de la bonne humeur rendent très agréable cet environnement du travail.

Enfin, je remercie ma fiancée, Tiantian et toutes nos deux familles pour leur soutien et leur accompagnement.

Tables des matières

REMERCIEMENTS ---------- **V**

INTRODUCTION GENERALE ---------- **1**

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE (PA) ET LE CONTROLE DYNAMIQUE DE LEUR FONCTIONNEMENT ---------- **5**

I.1) Evolution des normes de télécommunication pour les stations de base ---------- **7**

I.2) Caractéristiques fondamentales de rendement et de linéarité d'un PA ---------- **10**
I.2.1) Puissance et Rendement énergétique ---------- 10
I.2.1.1) Les classes de fonctionnement du PA ---------- 12
I.2.1.2) Analyse de fonctionnement avec des impédances nulles présentées aux fréquences harmoniques ---------- 15
I.2.1.3) Contrôle des impédances aux fréquences harmoniques ---------- 18
I.2.2) Linéarité ---------- 19

I.3) Techniques de gestion de puissance ---------- **23**
I.3.1) Techniques de modulation de tension de polarisation ---------- 24
I.3.1.1) Technique d'Elimination d'Enveloppe et Restitution (EER) ---------- 24
I.3.1.2) Technique d'Enveloppe Tracking (ET) ---------- 25
I.3.2) Techniques de modulation de charge --- La technique de Chireix (Outphasing) ---------- 26
I.3.2.1) Technique de signal Outphasing ---------- 26
I.3.2.2) Modulation de charge par la technique Chireix ---------- 29
I.3.3) Techniques de modulation de charge --- amplificateur de puissance Doherty (DPA) ---------- 33
I.3.3.1) Modulation de charge active ---------- 33
I.3.3.2) Caractéristique de rendement d'un DPA à 2 voies ---------- 37

I.4) Conclusion : ---------- **40**

CHAPITRE II : LIMITATIONS PRATIQUES DU PA DOHERTY ---------- **41**

II.1) Analyse de fonctionnement du PA auxiliaire en classe C ---------- **43**

II.2) Limites de l'étude théorique de la modulation de charge dans un PA Doherty ---------- **50**
II.2.1) Mise en évidence des limitations ---------- 50
II.2.2) Non alignement des modules des courants pour la combinaison ---------- 51
II.2.3) Non alignement des phases des courants pour la combinaison ---------- 52

II.3) Analyses de largeur de bande pour un Doherty ---------- **56**
II.3.1) Réseau de transformation de 50 Ohm à la charge Zch de Doherty ---------- 56
II.3.2) Réseau de transformation de l'inverseur d'impédance --- ligne quart d'onde ---------- 59
II.3.3) L'inverseur d'impédance avec élément parasite --- Cds ---------- 63
II.3.4) Réduction du rapport de transformation dans l'inverseur d'impédance ---------- 66
II.3.5) Autres techniques d'amélioration de la largeur de bande ---------- 68

II.4) Conclusion ---------- **69**

CHAPITRE III : AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE DOHERTY A 3 VOIES ---------- **71**

III.1) Etude théorique de l'amplificateur Doherty à 3 voies idéal ---------- **74**

III.1.1) Calcul théorique de l'impédance caractéristique des inverseurs ---------- 74
III.1.2) Calcul des courants et du rendement ---------- 76

III.2) Etude de l'amplificateur Doherty à 3 voies avec fonctionnement en classe C des PAs auxiliaires ---------- 85
III.2.1) Etude théorique ---------- 85
III.2.2) Fonctionnement du PA principal dans un mode de sursaturation ---------- 90

III.3) Etat de l'art des DPA à 3 voies ---------- 95

III.4) Conclusion ---------- 96

CHAPITRE IV : CONCEPTION ET REALISATION D'UN AMPLIFICATEUR DOHERTY A 3 VOIES LARGE-BANDE INTEGRE EN TECHNOLOGIE LDMOS ---------- 97

IV.1) Conception du combineur intégré de sortie ---------- 100
IV.1.1) Principales caractéristiques des transistors ----------100
IV.1.2) Technique d'absorption de Cds ----------101
IV.1.3) Choix de topologie du Doherty ----------104
IV.1.4) Réalisation du premier inverseur d'impédance --- réseau en PI ----------108
IV.1.5) Réalisation du deuxième inverseur d'impédance --- réseau en PI modifié----------110
IV.1.6) Combineur à 3 voies avec fils de bonding ----------113

IV.2) Conception du diviseur de puissance intégré d'entrée ---------- 115
IV.2.1) Conception d'un Doherty version V0 avec splitters de type Wilkinson----------115
IV.2.2) Conception d'un Doherty version V1 avec splitters de type mixte, Wilkinson et distribué ------121

IV.3) Autres éléments de conception ---------- 124
IV.3.1) Extension de la bande passante vidéo----------124
IV.3.2) Validation des performances en puissance par simulation ----------127
IV.3.3) Conception d'un Doherty à double-étage----------129

IV.4) Caractérisations expérimentales des amplificateurs Doherty ---------- 132
IV.4.1) Validation de conception par mesures « petit signal » et « load pull » pour le Doherty V1 ------132
IV.4.2) Résultats de mesure pour le Doherty à 3 voies avec splitters de type Wilkinson, soit Doherty V0 ----------136
IV.4.3) Résultats de mesure pour le Doherty à 3 voies avec splitters de type mixte, soit Doherty V1 --140
IV.4.4) Résultats de mesure pour le Doherty à double-étage, avec l'étage final en splitters de type mixte ----------142

IV.10) Conclusion ---------- 145

CHAPITRE V : COMPORTEMENT NON-LINEAIRE DU PA ET LINEARISATION----------147

V.1) Origines et effets du comportement non-linéaire d'un amplificateur ---------- 149
V.1.1) Caractérisation par un signal à mono-porteuse (CW)----------150
V.1.2) Caractérisation par un signal à bi-porteuse----------151
V.1.3) Les effets mémoires ----------152
V.1.4) Effets des impédances de charge----------154
V.1.5) Produits de modulation croisée ----------158

V.2) Non-linéarité pour un PA à étage-unique ---------- 158
V.2.1) Analyse de l'impact de l'impédance en basses fréquences à la sortie --- ZBB_s ----------159
V.2.2) Analyse de l'impact de l'impédance en basses fréquences à l'entrée --- ZBB_e ----------165
V.2.3) Performances en linéarité avec modèle complet NXP----------167
V.2.4) Synthèses des éléments de conception d'un amplificateur linéaire ----------170

V.3) Non-linéarité dans un PA Doherty ---------- 170
V.3.1) Impact des classes de fonctionnement ----------171
V.3.2) Impact de la modulation de charge ----------172

V.4) Technique de linéarisation---------- 175

V.5) Performances en linéarité pour le Doherty à double-étage---------- 178
V.5.1) Caractéristiques simulées des impédances en basses fréquences présentées ----------178
V.5.2) Performances mesurées en IMD 3 ----------180
V.5.3) Linéarisation pour des signaux à ISBW faible ----------180
V.5.4) Linéarisation pour des signaux à ISBW grande ----------182

V.6) Conclusion ---------- 184

CONCLUSION GENERALE ----------187

PERSPECTIVES ----------191

PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS RELATIVES A CE TRAVAIL----------193

BIBLIOGRAPHIES ----------195

RESUME ----------199

ABSTRACT----------199

Introduction Générale

Au cours de ces 20 dernières années, les systèmes de communication mobile ont fait d'énormes progrès pour répondre à l'explosion des demandes en termes de nombre d'utilisateurs et d'augmentation des quantités d'informations à transmettre. Les circuits électroniques nécessaires ont évolué de solutions hybrides, composées de composants discrets et intégrés, vers des solutions fortement intégrées. Dans le domaine d'application des stations de base, de forts niveaux de puissance sont nécessaires dans le but d'étendre le rayon de couverture. Ainsi, la partie de la station de base restant la plus difficile à intégrer sur une puce monolithique est la partie amplification de puissance radio fréquence (RF) du transmetteur.

La configuration des stations de base évolue et s'oriente vers des solutions plus complexes basées sur des transmetteurs de petite puissance configurées sous forme d'une topologie Massive MIMO (Multi-Input Multi-Output), large bande. Ceci permet en même temps d'augmenter le débit, la flexibilité, de servir plus d'utilisateurs et s'intègre dans les scénarios de développement de la 5^{ième} génération de communication sans fil. Cette configuration Massive MIMO exige une forte intégration de système dont l'élément principal, l'amplificateur de puissance (PA), joue un rôle déterminant.

Les paramètres limitant l'intégration des PAs sont la forte température de la puce, dépendant du rendement électrique et de la dissipation thermique, les pertes des éléments passifs et aussi la taille du circuit complet.

L'utilisation efficace des PAs, soit à haut rendement électrique, conduit à un fonctionnement à fort niveau de puissance. Il en résulte une détérioration de la linéarité de l'amplificateur, qui est considéré comme l'autre contrainte majeure de conception. L'optimisation de ces deux paramètres contradictoires nécessite de nouvelles technologies et architectures d'amplification.

Pour l'amélioration du rendement électrique des amplificateurs pour des signaux à forte dynamique d'amplitude, la technique d'amplification Doherty a fait ses preuves par des réussites dans le marché infrastructure radio cellulaire. Les contraintes de conception sont liées à l'optimisation de la structure en fonction de la dynamique des signaux et l'élargissement de la bande passante. En effet, la technique d'amplificateur Doherty est intrinsèquement limitée en terme de largeur de bande. Cette limitation est dûe à l'élément principal, l'inverseur d'impédance, par exemple une ligne $\lambda/4$. Plusieurs recherches sur l'intégration de l'architecture

Doherty présentent des solutions intéressantes permettant d'atteindre à la fois des meilleurs rendements et une augmentation de la largeur de bande de fonctionnement.

D'un point de vue linéarité, la technique de prédistorsion numérique a fait ses preuves et permet de linéariser des amplificateurs conventionnels. Le défi pour la conception de l'amplificateur Doherty est d'aboutir à une réponse de l'amplificateur qui puisse être corrigée par un algorithme de prédistorsion. Cet aspect est pris en compte et validé dans ce travail de thèse afin d'apporter une réponse à la contradiction de rendement et linéarité.

Les travaux menés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre de l'étude et de la conception d'un Doherty large-bande intégré.

La synthèse de ces travaux est présentée dans cinq chapitres :

Le chapitre I présente d'abord un aperçu sur l'évolution des systèmes de communication ainsi qu'une présentation des spécifications recherchées pour les PAs dans les stations de base. Les principales grandeurs qui permettent de décrire le PA sont introduites. Pour l'amélioration du rendement pour des signaux à forte dynamique d'amplitude, plusieurs techniques sont explorées autour du contrôle des conditionnements de fonctionnement du PA. Prenant en compte le niveau de complexité et de maturité, la technique de Doherty est choisie pour atteindre l'objectif de cette thèse. L'étude théorique d'un amplificateur Doherty 2 voies est présentée en fin de chapitre.

Le chapitre II présente les considérations pratiques essentielles pour l'utilisation de la technique de Doherty. Dans la pratique, les caractéristiques des étages du Doherty utilisées dans l'étude théorique classique ne peuvent pas réellement être obtenues. Dans un premier temps, une nouvelle étude est menée en considérant une polarisation en classe C de l'étage auxiliaire. Cette nouvelle étude permet de déterminer les tailles des transistors à utiliser. Elle est limitée car basée sur des transistors idéaux et des adaptations parfaites de ceux-ci. Les limites sont montrées et des techniques de compensation sont présentées. En même temps, une étude autour des techniques d'extension de la largeur de bande est présentée. Les techniques se concentrent sur l'optimisation de l'inverseur d'impédance, principal élément du Doherty.

Le chapitre III présente une suite de l'analyse et de l'amélioration du rendement, en introduisant la topologie des amplificateurs de puissance (PA) Doherty à trois voies. Contrairement à un Doherty à deux voies, le troisième étage ajouté permet l'obtention d'un deuxième pic de rendement suivant l'évolution de la puissance de sortie et ainsi l'extension de

sa dynamique d'utilisation. Cependant, la condition imposée par l'utilisation en classe C des amplificateurs auxilaires, devient plus problématique que pour un Doherty à deux voies. Une étude a été développée par la suite pour une polarisation en classe C des auxilaires.

Le chapitre IV présente les principales étapes de conception d'un Doherty large-bande sur les bandes utilisées dans la norme LTE, de la bande 1 (B1) à la bande 3 (B3) couvrant les fréquences de 1805 MHz à 2170 MHz. Il détaille le développement et la conception d'une nouvelle topologie, avec un combineur intégré et différents types de diviseurs de puissance d'entrée. Un Doherty à deux étages est également présenté lors de l'ajout d'un étage d'amplification. Des mesures sont menées avec ces PAs Doherty pour des signaux de différents niveaux de puissance.

Le chapitre V introduit plus de détails sur la non-linéarité du PA. Les effets de non-linéarités avec différentes origines et expressions sont présentés. L'effet mémoire, un phénomène incontournable lors de l'emploi des PAs ayant une grande largeur de bande, a été détaillé. Plus spécifiquement, pour une application en mode multibande (les porteuses des signaux apparaissent simultanément dans les bandes B1 de 2110 MHz à 2170 MHz et B3 de 1805 MHz à 1880 MHz), une analyse de la non-linéarité par différentes sources est faite avec un PA à un étage unique, complétée par l'analyse de la topologie de Doherty. Des résultats de mesure pour différents cas d'utilisation sont présentés pour le PA Doherty à double-étage conçu.

Une conclusion générale résume les travaux effectués dans cette thèse. Les investigations actuelles et les perspectives sont également présentées.

CHAPITRE I

Chapitre I : Généralités sur les amplificateurs de puissance (PA) et le contrôle dynamique de leur fonctionnement

CHAPITRE I

Depuis les années 2000s, la croissance exponentielle sur le trafic mondial de téléphonie mobile impose de plus en plus de demandes sur l'évolution de la technologie. Au cours du temps, différentes générations de communication sans fil ont été générées pour répondre aux demandes spécifiques des utilisateurs. En parallèle à l'établissement des normes (2G, 3G, 4G, 5G), différentes technologies ont fait leur apparition et ont été appliquées, permettant un formidable développement dans le domaine des télécommunications.

Dans le champ d'utilisation des stations de base, l'amplificateur de puissance a pour rôle d'amplifier le signal à un niveau suffisamment haut pour qu'il soit transmis au téléphone portable. C'est l'élément le plus consommateur d'énergie comparé aux autres composants de la chaine d'émission/réception. Les meilleurs rendements sont obtenus à fort niveau d'utilisation au détriment de la linéarité du signal.

A propos des nouveaux procédés de modulation des signaux numériques utilisés actuellement, la forte dynamique d'amplitude de signal entraine un affaiblissement du rendement électrique global du PA.

Ce chapitre se décomposera en trois sections. La première section introduit brièvement l'évolution des normes vers la « 5G » qui ouvre de nouvelles perspectives de développement. Ensuite, le fonctionnement d'un amplificateur de puissance est détaillé en introduisant les différentes grandeurs électriques principales. Enfin, pour répondre au besoin en amélioration du rendement pour des signaux à grande dynamique, différentes alternatives sont proposées pour la gestion dynamique du fonctionnement.

I.1) Evolution des normes de télécommunication pour les stations de base

Depuis plusieurs décennies, le monde des télécommunications poursuit un seul but : augmenter le débit accessible aux utilisateurs pour permettre de satisfaire rapidement leurs demandes, sur la majeure partie du territoire. La Figure I- 1 résume en élément principal, l'évolution des générations de téléphonie mobile. Tous les 10 ans environ, le standard de télécommunication évolue pour fournir plus de qualité de service et pour transmettre de plus en plus de données : la voix, l'internet, des photographies, des vidéos, etc.

Sur la même figure, pour chaque génération de standards de téléphonie, sont présentées les évolutions des applications, des débits et des normes. Ainsi, le réseau cellulaire est passé

successivement par des normes de communications GSM(2G), au UMTS(3G) puis au LTE(4G) pour répondre aux demandes accrues.

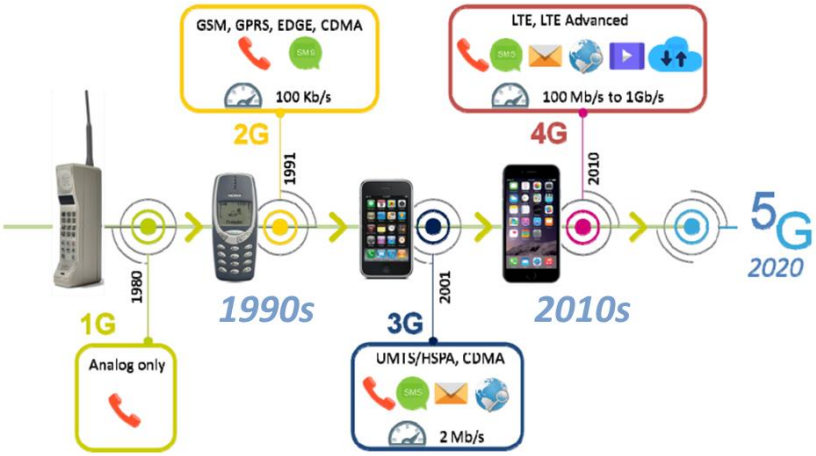


Figure I- 1 : Evolution des normes de téléphonie mobile

Prenons l'exemple de la norme de la 4ième génération (LTE), les nouvelles techniques introduites sont [1] :

- Des méthodes de codage et multiplexage des signaux, par exemple, l'OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) qui utilise de multiples sous-porteuses par répartition en fréquence orthogonale avec un minimum d'interférences avec les canaux adjacents ; permettent aussi de la flexibilité pour la gestion de la largeur de bande des signaux ; l'augmentation d'efficacité spectrale et l'augmentation des débits de données.
- L'agrégation de porteuses, une technique de regroupement de porteuses (non)contiguës dans le but de transporter plus de données vers un utilisateur.
- Le MIMO, qui consiste à utiliser plusieurs antennes d'émission /réception avec pour objectif d'exploiter pleinement la ressource spatiale, de réaliser des transmissions et réceptions multiples et d'augmenter la capacité du système.

Aujourd'hui, à l'aide des technologies et des équipements les plus récents, le débit des données atteint un niveau de 1 Gb/s pour un utilisateur. Des manques d'accessibilité ainsi la poursuite de l'augmentation des débits, y compris entre utilisateurs, justifie l'évolution des normes vers la prochaine génération, soit 5G (IMT-2020).

La 5G a pour but de poursuivre l'augmentation des performances et débits pour des échanges entre de multiples utilisateurs et systèmes : capteurs, objets connectés, machines, … pour de nombreuses applications, à l'horizon de 2020 et au-delà.

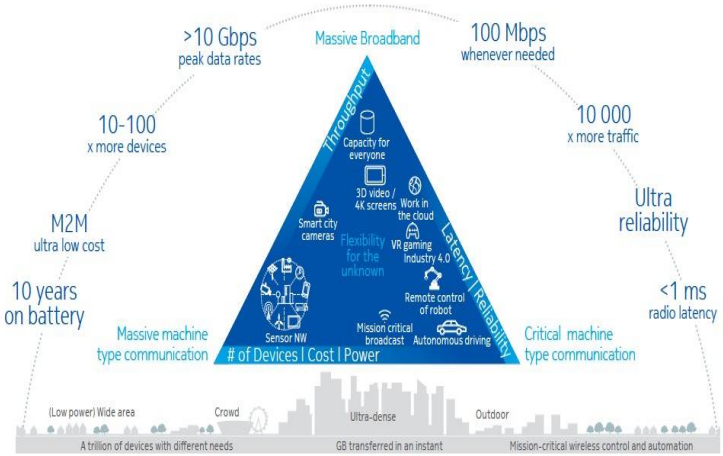


Figure I- 2 : Les trois scénarios principaux d'utilisation à l'aube de 5G

La Figure I- 2 illustre les trois scénarios d'utilisation principaux pour le 5G. Au sommet de la pyramide se positionne le plus important scénario, soit l'EMBB ("Enhanced Mobile BroadBand"). Il consiste à offrir une connexion avec un débit beaucoup plus grand > 10 Gb/s au téléphone portable, avec les outils principaux de la technologie MIMO ainsi que de nouvelles gammes de fréquences.

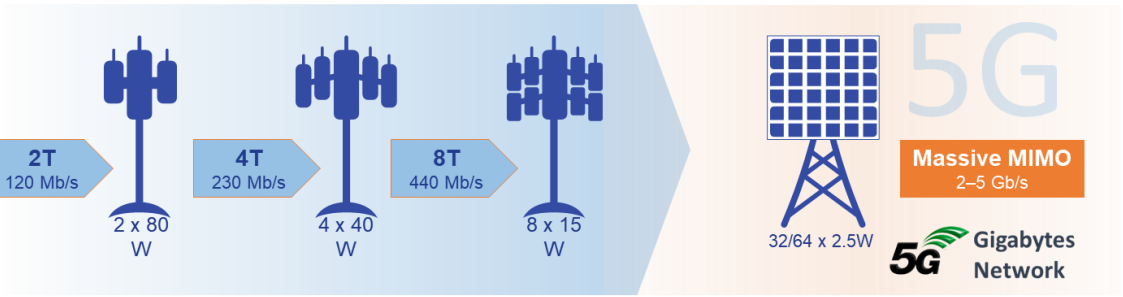


Figure I- 3 : Evolution des stations de base vers la 5G [NXP RF power 2017 IMS]

La Figure I- 3 présente l'évolution des stations de bases. On remarque un accroissement en termes de nombre d'antennes et de la complexité. Ainsi, pour chaque transmetteur, les développements successifs se font avec une réduction de puissance par antenne mais une augmentation du nombre d'antennes.

Par conséquent, dans le scénario EMBB, la 5G ouvre de nouveaux axes d'investigation avec de nouvelles gammes de fréquences et des largeurs de bande considérablement augmentées. Ceci s'accompagne d'une tendance à la réduction de la puissance transmise par chaque antenne, donc par le PA. La complexité accrue de la configuration MIMO nécessite une plus forte intégration des systèmes. Il est alors nécessaire de chercher à atteindre de hauts rendements pour le PA afin de réduire la puissance dissipée et ainsi l'encombrement et le poids total du système.

I.2) Caractéristiques fondamentales de rendement et de linéarité d'un PA

I.2.1) Puissance et Rendement énergétique

L'amplificateur de puissance peut être décrit par un quadripôle à base d'un ou plusieurs composants actifs qui sont les transistors. Pour le bilan de fonctionnement, il peut être caractérisé par différentes puissances représentées sur la Figure I- 4. L'amplificateur de puissance amplifie un signal de telle façon qu'il transfère de la puissance continue à la puissance RF. Une partie de cette puissance se dissipe sous forme de chaleur. Il est important de rendre l'amplificateur le plus efficace possible afin de diminuer la consommation et également la dissipation thermique.

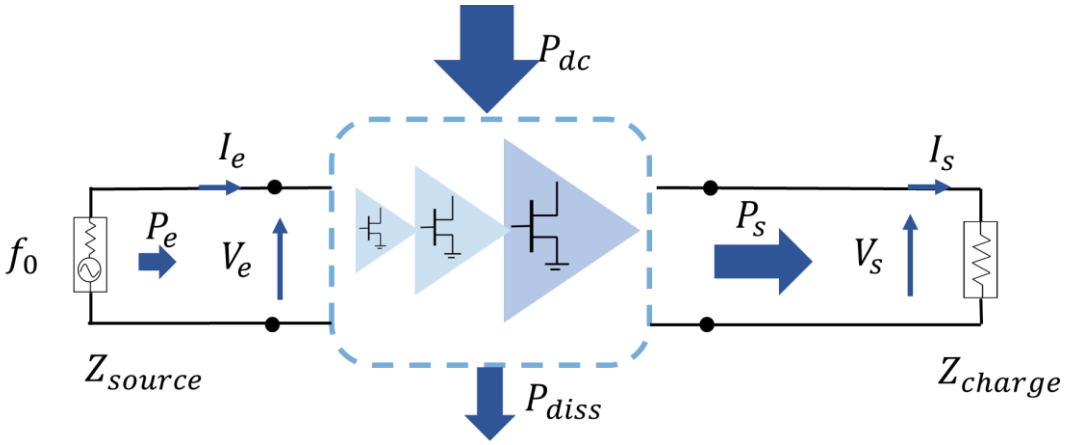


Figure I- 4 : Schéma d'un amplificateur de puissance avec excitation sinusoïdale

Les puissances peuvent être classées dans deux catégories : puissance entrante et puissance sortante de l'amplificateur.

- Puissance entrante de l'amplificateur :

  - P_e : puissance RF d'entrée,

  -P_{dc} : puissance continue provenant de l'alimentation extérieure.

- Puissance sortante de l'amplificateur :

  - P_s : puissance RF de sortie de l'amplificateur,

  - P_{diss} : puissance dissipée sous forme de chaleur.

Il existe plusieurs expressions du rendement qui définissent l'efficacité de l'amplificateur à convertir la puissance continue d'alimentation en puissance RF. Le rendement d'un amplificateur de puissance (η) est donné par le rapport entre la puissance RF de sortie et la puissance continue consommée. Pour des amplificateurs à faible gain, il est également

essentiel de calculer le rendement en puissance ajoutée (η_{paj}) qui utilise la différence entre les puissances RF de sortie et d'entrée.

$$\eta = \frac{P_s}{P_{dc}} \tag{1.1}$$

$$\eta_{paj} = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} \tag{1.2}$$

L'élément permettant l'amplification est le transistor dont plusieurs types peuvent être utilisés, soit bipolaire, soit à effet de champ. Le fonctionnement fondamental du transistor peut être représenté par une source de courant de sortie I_{ds} entre drain et source pour un transistor à effet de champ, commandée principalement par la tension d'entrée entre grille et source V_{gs} mais également par la tension drain-source V_{ds}, soit $I_{ds} = F_{nl}(V_{gs}, V_{ds})$ comme illustré Figure I- 5. Le modèle peut être complété en rajoutant des éléments parasites qui vont modifier le comportement en fréquence. Sur la Figure I- 5, les capacités C_{gs}, C_{gd} et C_{ds} sont introduites mais ce modèle peut être amélioré pour mieux représenter le comportement en hautes fréquences.

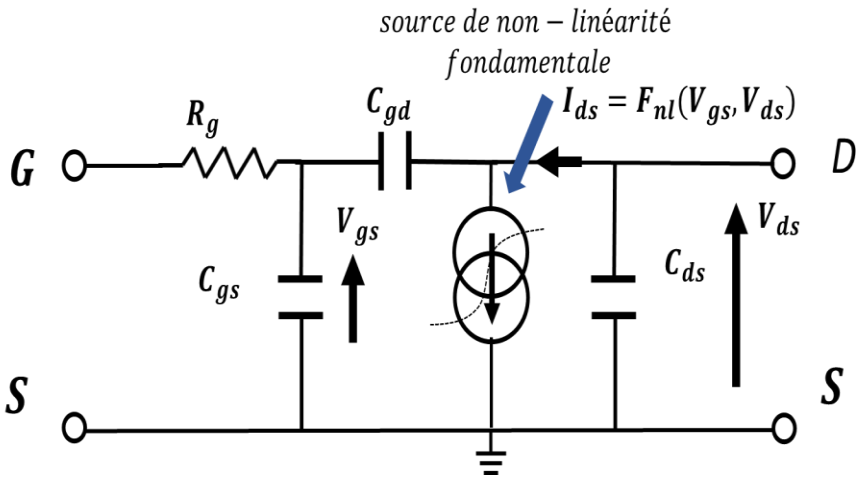


Figure I- 5 : Représentation simplifiée d'un transistor à effet de champ avec la source de courant non-linéaire fondamentale, commandée par les tensions V_{gs} et V_{ds}.

Pour que l'amplificateur fonctionne, des sources continues d'alimentation extérieures sont utilisées pour fixer un point de polarisation. La Figure I- 6, présente la caractéristique I-V d'un transistor idéal avec un courant de drain I_{ds} proportionnel à la tension entre grille et source V_{gs}, soit une transconductance constante g_m définie par la dérivée de I_{ds} par rapport à V_{gs}. En dehors de cette zone linéaire, le courant est nul pour V_{gs} inférieure à la tension de seuil V_{th} ou constant pour V_{gs} au-dessus de la tension de saturation V_{gs_sat}.

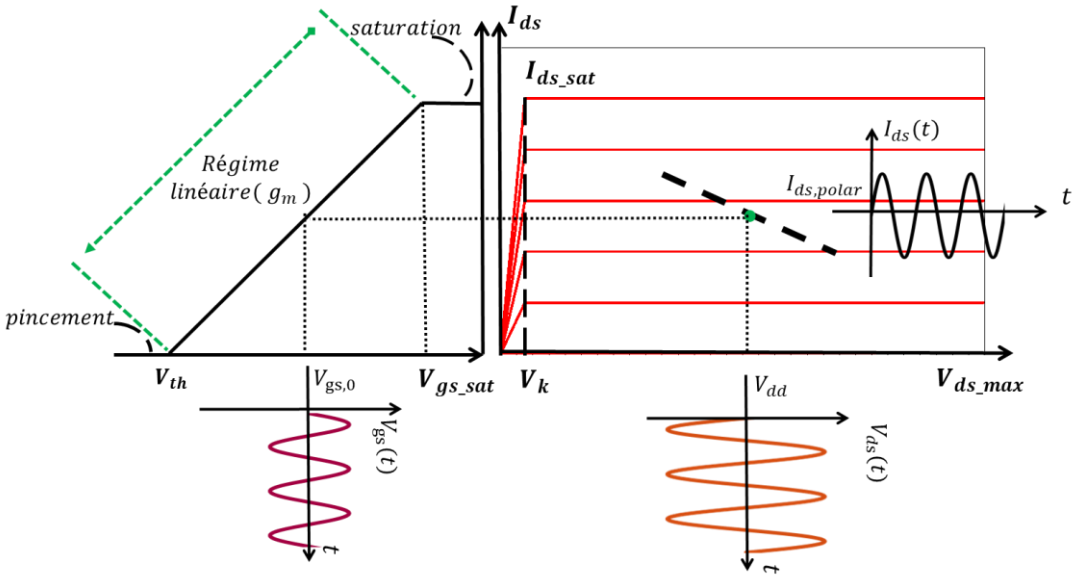


Figure I- 6 : Caractéristique I-V pour un transistor à effet de champ idéal

I.2.1.1) Les classes de fonctionnement du PA

Suivant différentes configurations de polarisation sur la grille des transistors, le fonctionnement peut être classé selon différentes classes d'opération, déterminées par l'angle de conduction α. Cet angle α est défini comme l'angle pendant lequel le transistor conduit lors de l'amplification d'un signal sinusoïdal, sur une période, soit entre 0 et 2π. Cette relation entre la classe d'opération et l'angle de conduction est montrée dans le Tableau I- 1.

Tableau I- 1 : Définition de classe d'opération de A à C en fonction d'angle de conduction α

Classe d'opération	Angle de conduction α
Classe A	α = 2π
Classe AB	π < α < 2π
Classe B	α = π
Classe C	0 ≤ α < π

Comme montré dans le tableau, un amplificateur polarisé en classe A a un angle de conduction α de 2π car la tension sur la grille est toujours supérieure à la tension de seuil V_{th}. Pour un amplificateur de classe d'opération B, soit polarisé à V_{th}, l'angle de conduction est réduit de moitié, soit égal à π. La classe d'opération C indique une polarisation de grille de tension en dessous de V_{th}.

Dans cette analyse, la tension de grille V_{gs} est constituée d'un niveau continu de polarisation $V_{gs,0}$ et d'un signal purement sinusoïdal à la fréquence f_0, d'amplitude $V_{gs,1}$.

Sur la caractéristique idéale du transistor, le courant de drain est directement proportionnel à la tension grille-source $V_{gs}(\theta)$ avec $\theta = \omega.t$, en zone de conduction soit pour $-\frac{\alpha}{2} \leq \theta \leq \frac{\alpha}{2}$. Le courant s'écrit suivant l'équation (1.4).

$$I_{ds}(\theta) = g_m * \left(V_{gs0} + V_{gs1}\cos(\theta) - V_{th}\right), \qquad -\frac{\alpha}{2} \leq \theta \leq \frac{\alpha}{2} \tag{1.4}$$

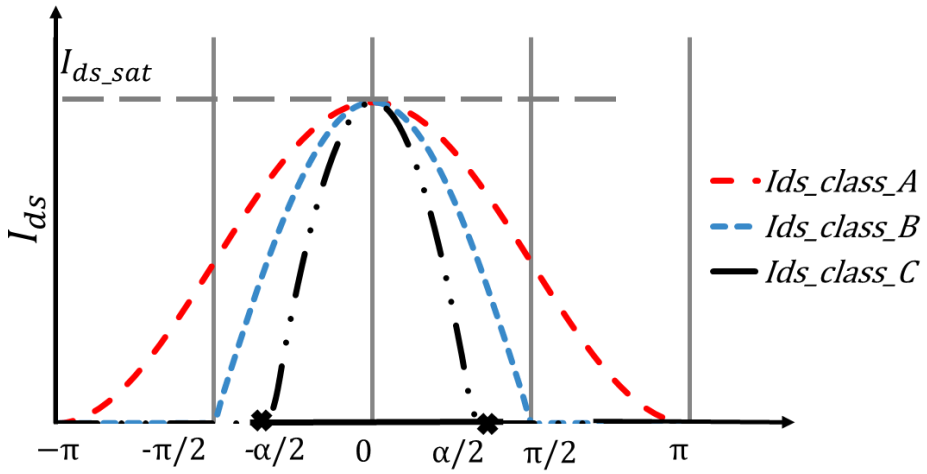


Figure I- 7 : Présentation de la forme d'onde de I_{ds} pour différentes classes d'opération de A à C

Comme illustré sur la Figure I- 7 à l'instant où le transistor commence à conduire, la tension V_{gs}(θ=α/2) est égale à V_{th}, ce qui permet d'écrire l'équation (1.5). A l'instant 0, le courant I_{ds} est saturé, d'où l'équation (1.6).

$$V_{gs0} + V_{gs1} * \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) - V_{th} = 0\,, \qquad \theta = \alpha/2 \tag{1.5}$$

$$I_{ds_sat} = g_m * \left(V_{gs0} + V_{gs1} * \cos(0) - V_{th}\right), \qquad \theta = 0 \tag{1.6}$$

Ces équations permettent d'obtenir l'équation (1.7) suivante de I_{ds} [2] dans le domaine temporel.

$$I_{ds}(\theta) = \begin{cases} 0 & -\pi \leq \theta < -\alpha/2 \\ \dfrac{I_{ds_sat}}{1-\cos(\frac{\alpha}{2})} * \left[\cos(\theta) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] & \alpha/2 \leq \theta \leq \alpha/2 \\ 0 & \alpha/2 < \theta \leq \pi \end{cases} \tag{1.7}$$

La forme d'onde du courant I_{ds} est tronquée, il en résulte la génération de composantes à des fréquences harmoniques $n * f_0$, avec n entier et suprérieur à 1.

En faisant une décomposition en série de Fourier, les expressions (1.8) et (1.9) des composantes fréquentielles du courant I_{ds} sont obtenues, avec I_{dc} le courant moyen et I_n la composante d'ordre n à la fréquence nf_0 en fonction de l'angle de conduction α.

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{ds_sat}}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} * \left[\cos(\theta) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] d\theta$$

$$= \frac{I_{ds_sat}}{2\,\pi} * \frac{\left[2\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \qquad (1.8)$$

$$I_n = \frac{1}{\pi}\int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{ds_{sat}}}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} * \left[\cos(\theta) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] * \cos(n\theta)\, d\theta, \qquad n \geq 1$$

$$= \begin{cases} \frac{I_{ds_sat}}{2\,\pi} * \frac{[\alpha - \sin(\alpha)]}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & ,n = 1 \\ \frac{I_{ds_sat}}{\pi\left(1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right)} * \left[\frac{\sin((n-1)*\left(\frac{\alpha}{2}\right))}{n*(n-1)} - \frac{\sin((n+1)*\left(\frac{\alpha}{2}\right))}{n*(n+1)}\right] & ,n > 1 \end{cases} \qquad (1.9)$$

La Figure I- 8 représente les composantes du courant de I_{ds} jusqu'à l'ordre 5 en fonction de α. De la classe de fonctionnement de A à C, une remarque importante est que la composante moyenne du courant diminue de façon monotone et que la composante à la fréquence fondamentale I_1 reste toujours à un niveau supérieur.

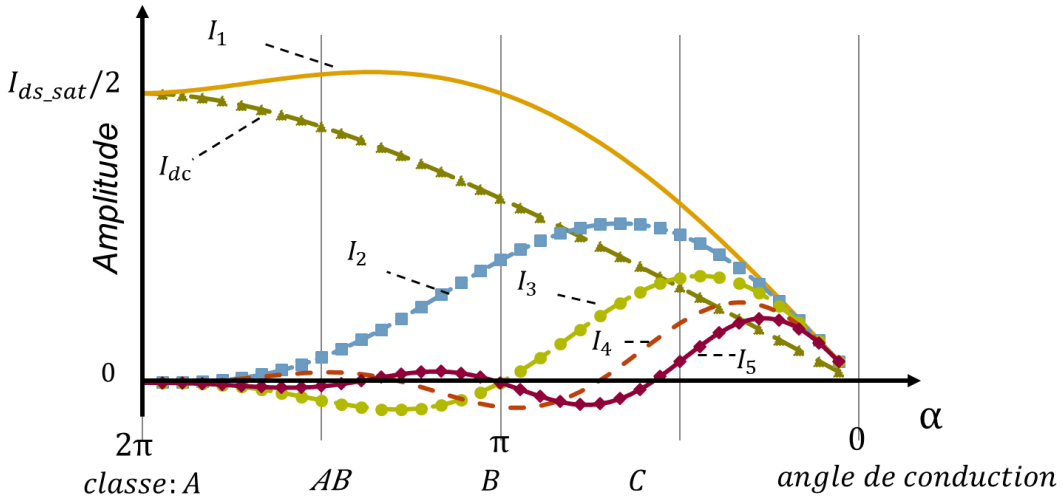


Figure I- 8 : Analyse de Fourier de I_{ds} en fonction de l'angle de conduction α.

I.2.1.2) Analyse de fonctionnement avec des impédances nulles présentées aux fréquences harmoniques

Dans une analyse classique de rendement à partir de la forme d'onde du courant et de la tension de sortie d'un amplificateur, il est nécessaire de préciser les impédances présentées à la source de courant à la fréquence fondamentale f_0 et aux fréquences harmoniques nf_0. Dans cette étude, les impédances complexes présentées aux fréquences harmoniques sont supposées nulles, ce qui correspond à une forme d'onde purement sinusoïdale sur la tension de drain V_{ds}. Les impédances complexes aux fréquences nf_0 sont données par :

$$\overrightarrow{Z_n} = -\overrightarrow{V_{ds_n}} / \overrightarrow{I_n} \tag{1.10}$$

Avec $\overrightarrow{V_{ds_n}}$ et $\overrightarrow{I_n}$ représentant respectivement la tension et le courant de drain complexes, d'amplitude V_{ds_n} et I_n.

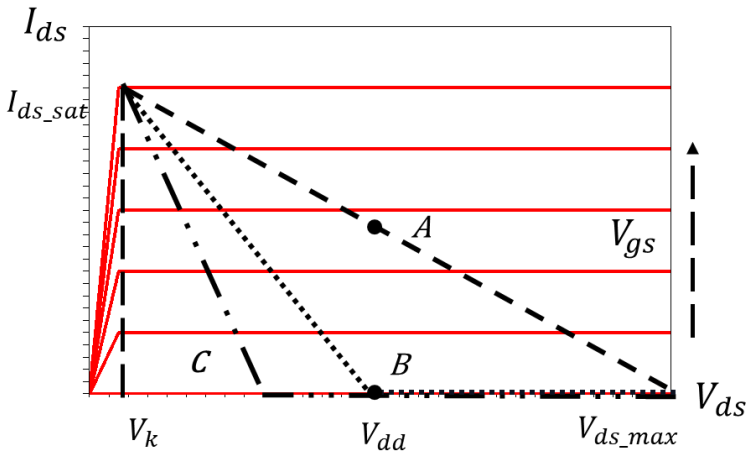


Figure I- 9 : Présentation des cycles de charge pour différentes classes d'opération de A à C avec Z_n=0, n>1.

Sur la Figure I- 9 sont présentés les cycles de charge, illustrant les variations du courant de drain I_{ds} en fonction de la tension de drain V_{ds} dans le domaine temporel. Afin d'obtenir des puissances de sortie maximales, l'impédance de charge présentée à la fréquence fondamentale f_0 doit permettre d'obtenir une tension V_{ds} d'excursion maximale, variant de la tension de coude V_k à la tension maximale V_{ds_max}, et une excursion de courant de drain maximale de 0 à I_{ds_sat}, comme illustré dans la Figure I- 9. Cette tension étant supposée sinusoïdale, la tension de polarisation sera choisie au centre et l'amplitude maximale suivante sera alors obtenue :

$$V_{ds1_max} = \frac{1}{2}.(V_{ds_max} - V_k) \tag{1.11}$$

L'impédance de charge optimale à présenter à la source de courant de drain (R_{opt}), à f_0 est purement réelle et donnée par le rapport de la composante de la tension V_{ds1_max} et du courant de drain maximale à f_0.

$$R_{opt} = V_{ds1_max} / I_{1_max} \tag{1.12}$$

Le courant I_{1_max} ainsi que la résistance de charge optimale dépendent de la classe de fonctionnement et donc de l'angle de conduction α.

A partir des expressions précédentes, il est possible d'exprimer la puissance à la fréquence fondamentale et la puissance continue de l'amplificateur, pour une charge réelle présentée à la source de courant de drain.

$$P_s = \frac{V_{ds1} * I_1}{2} \tag{1.13}$$

$$P_{dc} = V_{dd} * I_{dc} \tag{1.14}$$

Dans le cas idéal, l'hypothèse de la tension de coude V_k égale à 0 est ajoutée. Quand l'amplificateur entre dans un mode d'opération à saturation de puissance, l'excursion du courant de sortie est maximale et l'amplitude de la tension V_{ds1} est alors considérée égale à V_{dd}. Les puissances et rendement maximaux suivants sont alors obtenus, avec I_{dc} le courant moyen consommé pour obtenir I_{1_max} (1.15-1.16) :

$$P_{smax} = \frac{V_{dd} * I_{1_max}}{2} \tag{1.15}$$

$$\eta = \frac{P_s}{P_{dc}} = \frac{I_{1_max}}{2 * I_{dc}} \tag{1.16}$$

En reprenant la Figure I- 8 représentant les composantes du courant I_{ds} en fonction de α, il est possible de comprendre les variations de la puissance continue P_{dc} et de la puissance de sortie P_s, qui seront du même type que respectivement I_{dc} et I_1. De même, d'après l'équation (1.16), le rendement est exprimé par 1/2 du rapport entre l'amplitude de la composante du courant à la fréquence fondamentale I_{1_max} et la valeur du courant continu I_{dc}. Le rendement électrique maximal dépend du rapport I_{1_max} / I_{dc} qui augmente pour α.tendant vers 0.

Le rendement augmente de 50% à presque 100% et la puissance de sortie diminue quand l'angle de conduction α diminue de 2π à 0, Figure I- 11. Pour être plus précis, par cette analyse, nous avons montré que :

- Un amplificateur polarisé en classe A a le rendement théorique le plus faible de 50% avec une puissance de sortie proche du maximum de sa capacité,

- Un amplificateur polarisé en classe B a un rendement théorique de 78.5% avec une puissance de sortie également proche du maximum de sa capacité,

- Un amplificateur polarisé en classe C est le meilleur en rendement mais avec une puissance de sortie réduite.

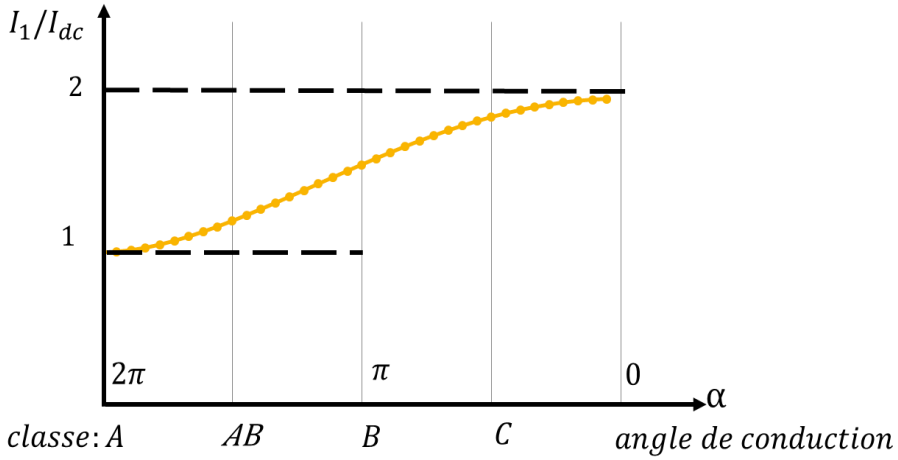


Figure I- 10 : Rapport entre I_{1_max} et I_{dc} pour différentes classes d'opération

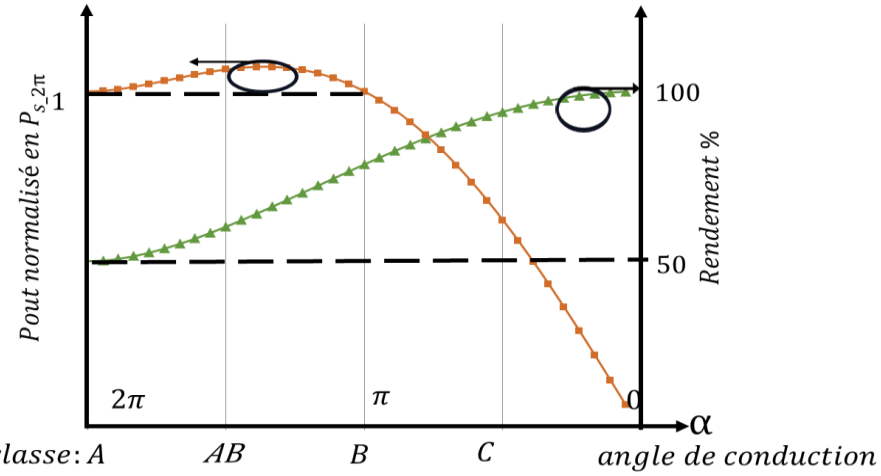


Figure I- 11 : Caractéristique de rendement théorique et de puissance de sortie d'un amplificateur pour différentes classes d'opération

Ainsi, pour la classe d'opération B, la plus souvent utilisée pour un meilleur compromis de puissance et rendement, la résistance optimale de charge est définie par l'équation (1.17) avec une tension de coude égale à 0.

$$R_{opt} = 2 * \frac{V_{dd}}{I_{ds_sat}} \tag{1.17}$$

Le rendement maximal est obtenu à fort niveau, correspondant à des excursions maximales du courant et de la tension de drain.

Il est intéressant d'étudier les variations du rendement pour des niveaux inférieurs, soit pour un recul de puissance. En classe B, en reprenant les équations (1.8-9) des composantes du courant de drain pour $\alpha = \pi$, le rapport I_1/I_{dc} suivant est obtenu quel que soit le niveau d'excitation :

$$\frac{I_1}{I_{dc}} = \frac{\pi}{2} \tag{1.18}$$

Le rendement théorique maximal en classe B est alors :

$$\eta_B = \frac{\pi}{4} \tag{1.19}$$

Pour un niveau inférieur de la puissance de sortie, le rendement suivant est obtenu :

$$\eta(P_s) = \frac{1/2 \cdot V_{ds1} \cdot I_1}{V_{dd} \cdot I_{dc}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{ds1}}{V_{dd}} \tag{1.20}$$

La tension V_{ds1} étant égale à V_{dd} à puissance maximale, la formulation suivante du rendement en classe B peut être obtenue :

$$\eta(P_s) = \frac{\pi}{4} * \sqrt{\frac{P_s}{P_{s_max}}} = \eta_B * \sqrt{\frac{P_s}{P_{s_max}}} \tag{1.21}$$

Le recul de puissance, souvent noté OBO pour " Output back-off ", est défini par $OBO = 10 * \log(\frac{P_s}{P_{s_max}})$, généralement exprimé en dB. A partir de cette expression, la courbe de variation du rendement pour un recul de puissance de sortie est obtenue dans la Figure I- 12. Par exemple, pour un recul de 10 dB, le rendement passe de 78.5% à 25%.

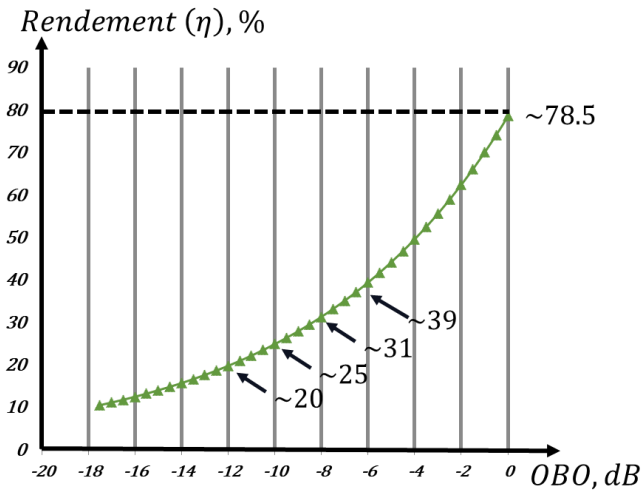


Figure I- 12 : Caractéristique de rendement théorique en fonction du recul de puissance pour un PA de classe B

I.2.1.3) Contrôle des impédances présentées aux fréquences harmoniques

Un fonctionnement hautement efficace de l'amplificateur de puissance peut être obtenu en recherchant les impédances optimales à présenter aux fréquences harmoniques. Il est possible d'optimiser les formes d'ondes de tension et de courant par le contrôle des impédances aux harmoniques et ainsi de minimiser le temps de coexistence de la tension et du courant de drain, soit de réduire la puissance dissipée.

Des circuits supplémentaires à résonance unique ou à résonances multiples peuvent être introduits pour les composantes harmoniques. Par exemple, un nombre infini de résonateurs à harmoniques d'ordre impair donne un mode idéal de fonctionnement en classe F avec une forme d'onde carrée sur la tension de drain et une forme d'onde semi-sinusoïdale sur le courant de drain [3]. Ceci pourra aussi être appliqué à l'inverse pour avoir une forme d'onde carrée sur le courant de drain, soit un fonctionnement de classe F-inverse [3]. L'obtention de ces formes d'ondes implique de vérifier des conditions de polarisation et de saturation des transistors [4].

Ces résonateurs tels que définis dans la théorie ne sont pas faciles à mettre en œuvre. Des résonateurs supplémentaires ajoutés pourraient en plus ajouter des pertes. Ainsi, la capacité C_{ds} intrinsèque et les inductances d'accès au transistor ajoutent des difficultés sur la conception de tels réseaux de contrôles des impédances harmoniques. En pratique, la mise en place de ces résonateurs est considérée jusqu'à l'ordre de 2 ou 3. La Figure I- 13 représente un exemple de fonctionnement proche de la classe F ce qui permet un rendement théorique proche de 90%.

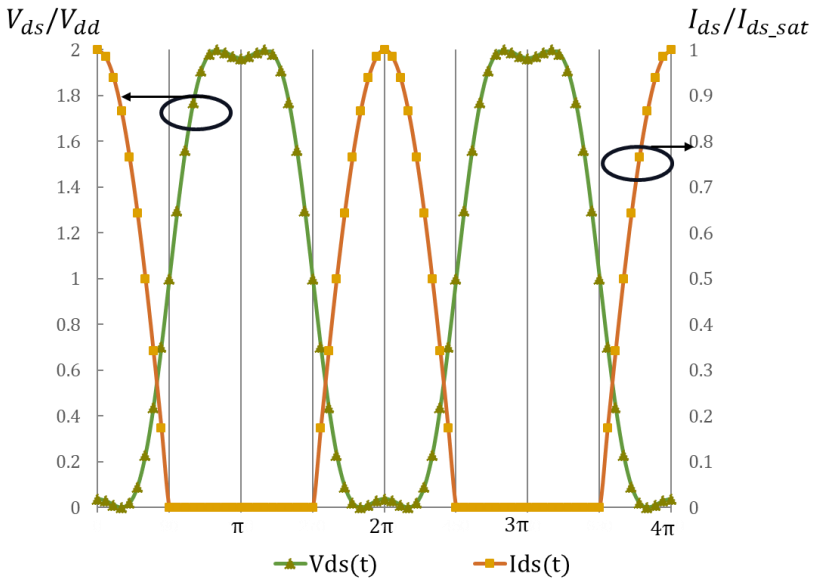


Figure I- 13 : Exemple de représentation des formes d'ondes intrinsèques pour un fonctionnement proche de la classe F

I.2.2) Linéarité

Un amplificateur est conçu dans le but d'amplifier les signaux avec un minimum de distorsions. Celles-ci sont dûes au comportement non-linéaire des transistors et se traduisent par des déformations des signaux et la génération de nouvelles composantes spectrales. Idéalement, dans les stations de base de télécommunication, chaque élément électronique d'un système d'émission est susceptible de dégrader la qualité du signal et de générer des composantes spectrales en dehors du canal de transmission désigné. Les spécifications de la

norme LTE définissent deux types distincts d'émissions non désirées : les émissions hors-bandes et les émissions non essentielles [1]. Les émissions hors-bandes ou dans les bandes adjacentes sont celles qui tombent dans une bande proche de la transmission souhaitée, tandis que les émissions non essentielles peuvent être à toute autre fréquence.

Pour satisfaire aux exigences imposées sur les émissions hors-bandes, les amplificateurs de puissance dans les stations de base doivent présenter un degré de linéarité suffisamment bon. Cependant, cette contrainte de linéarité oblige à utiliser l'amplificateur dans un mode linéaire, soit avec un recul en puissance et donc un rendement modeste, soit à l'aide d'une technique de linéarisation de signal.

Pour décrire le comportement non-linéaire d'un amplificateur ou le niveau de distorsion de signal, certains facteurs de mérite sont utilisés.

❖ *Conversion de Module, AM/AM et de Phase, AM/PM*

L'amplificateur a pour but d'amplifier un signal avec un niveau de gain constant, fonction des caractéristiques des transistors et de leur mise en œuvre. La courbe de gain en fonction de la puissance, est obtenue expérimentalement en régime harmonique, par l'application d'un signal sinusoïdal en entrée, à une fréquence dans la bande de travail de l'amplificateur. Cette courbe constitue la conversion de module AM/AM, définie par le rapport entre le module du signal d'entée, $|\overrightarrow{V_e}|$, et le module de signal de sortie, $|\overrightarrow{V_s}|$. Elle peut être complétée par la conversion de phase AM/PM qui est définie par la variation d'argument de signal de sortie, $\arg(\overrightarrow{V_s})$, par rapport au module $|\overrightarrow{V_e}|$.

Ces deux conversions, module et phase, caractérisent l'état de fonctionnement statique de l'amplificateur, permettant de connaitre en première approximation la non-linéarité de l'amplificateur.

❖ *Distorsion d'Intermodulation d'ordre 3, IMD 3*

Il est également courant de caractériser la linéarité d'un amplificateur par le rapport d'intermodulation, obtenu avec un signal dynamique, c'est-à-dire d'enveloppe variable dans le temps. La caractérisation consiste à exciter l'amplificateur par deux signaux sinusoïdaux de même amplitude séparés par un écart de fréquence Δf ajustable. La Figure I- 14, présente le spectre d'entrée et de sortie après une amplification non-linéaire, avec une excitation par deux signaux de fréquences proches.

La formule (1.22) décrit le signal d'entrée avec 2 porteuses aux fréquences f_1 et f_2. En sortie de l'amplificateur, le signal est décrit par la formule (1.23). Il consiste en une somme des produits d'intermodulations du type $|mf_1 + nf_2|$ avec $m\ et\ n \in Z$. Suivant différents couples de m et n, le produit d'intermodulation est dit d'ordre $(|m| + |n|)$.

$$V_e(t) = E * real[\ \exp(j2\pi f_1 t + \emptyset_1) + \exp(j2\pi f_2 t + \emptyset_2)\ ] \tag{1.22}$$

$$V_s(t) = real\left[\ \sum_{m,n \in Z} S_{m,n} * \exp(j2\pi(mf_1 + nf_2)t + \emptyset_{m,n})\ \right] \tag{1.23}$$

Dans la Figure I- 14, à proximité des raies aux fréquences fondamentales f_1 et f_2 , se trouvent des composantes d'intermodulations d'ordre 3 et 5, également notées composantes ou produits d'IMD 3 et IMD 5. Ces termes IMD 3 et IMD 5, sont les principaux perturbateurs des canaux adjacents au signal transmis, d'autant plus qu'ils ne peuvent pas être filtrés car leurs fréquences sont proches des fréquences fondamentales, soit de la bande utile.

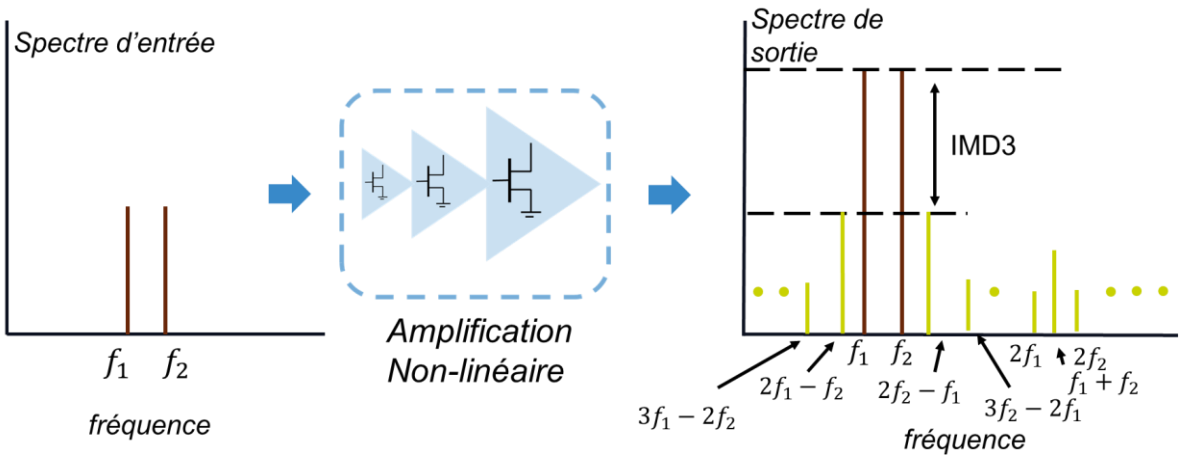
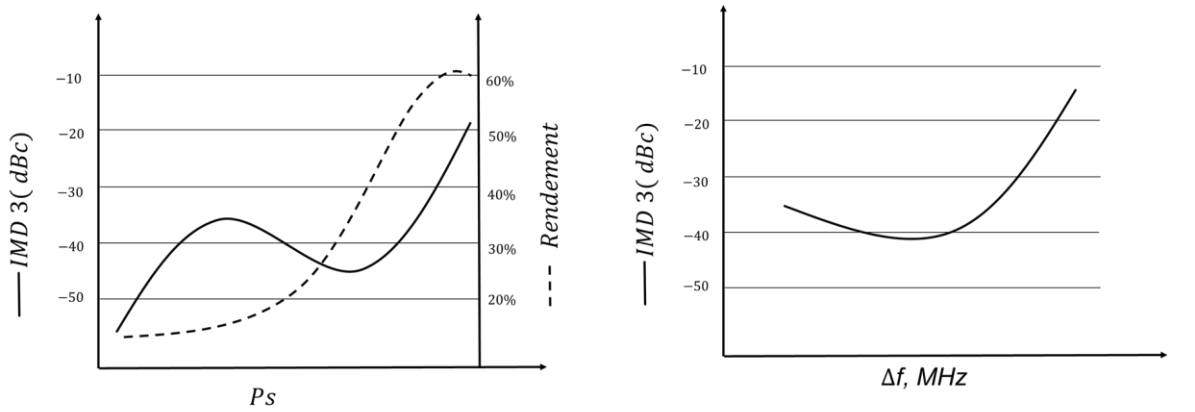


Figure I- 14 : Présentation d'analyse harmonique avec une excitation 2-porteuses à l'entrée d'un amplificateur

La Figure I- 15 montre un exemple de caractéristique d'IMD 3 d'un amplificateur dans différentes de conditions de test. Les performances d'IMD 3 ou 5 varient en fonction du niveau d'excitation ou de l'écart de fréquence Δf.

La Figure I- 15 (a) donne une illustration des variations qu'il est possible d'obtenir. Il est possible de montrer que l'IMD 3 augmente avec une pente de 3 dB pour une variation de 1 dB de la puissance d'entrée, mais qu'il peut y avoir des phénomènes de compensation à certains niveaux pouvant entrainer des baisses locales d'IMD 3 [5]. Les plus forts niveaux d'IMD 3 sont obtenus lorsque l'amplificateur se rapproche de la saturation, alors avec un maximum de rendement. Par conséquent, un compromis devra être trouvé.



(a) Exemple de caractéristique d'IMD3 et rendement en fonction de la puissance de sortie d'un amplificateur

(b) Exemple de caractéristique d'IMD3 en fonction de Δf à une puissance de sortie fixée d'un amplificateur

Figure I- 15 : Exemple de caractéristique d'IMD3 d'un amplificateur

La Figure I- 15 (b) présente des variations possibles d'IMD3 en fonction de l'écart de fréquence Δf à une puissance de sortie fixée. Les variations de l'IMD3 en fonction de Δf sont dues aux effets mémoires, notamment générés par les variations d'impédance hors bande des circuits d'adaptation et/ou d'alimentation des transistors. Les effets mémoires seront plus précisément étudiés dans le chapitre V de ce manuscrit.

❖ *ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)*

Dans les systèmes de communication, les signaux sont modulés pour transmettre l'information et plusieurs sous-porteuses peuvent être utilisées. A titre d'exemple, un signal LTE ayant une largeur de bande de 20 MHz comporte 1201 sous porteuses occupant chacune une largeur de bande de 15 KHz. Pour les signaux modulés, il est préférable d'utiliser le paramètre d'ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio)* pour évaluer la non-linéarité d'un amplificateur.

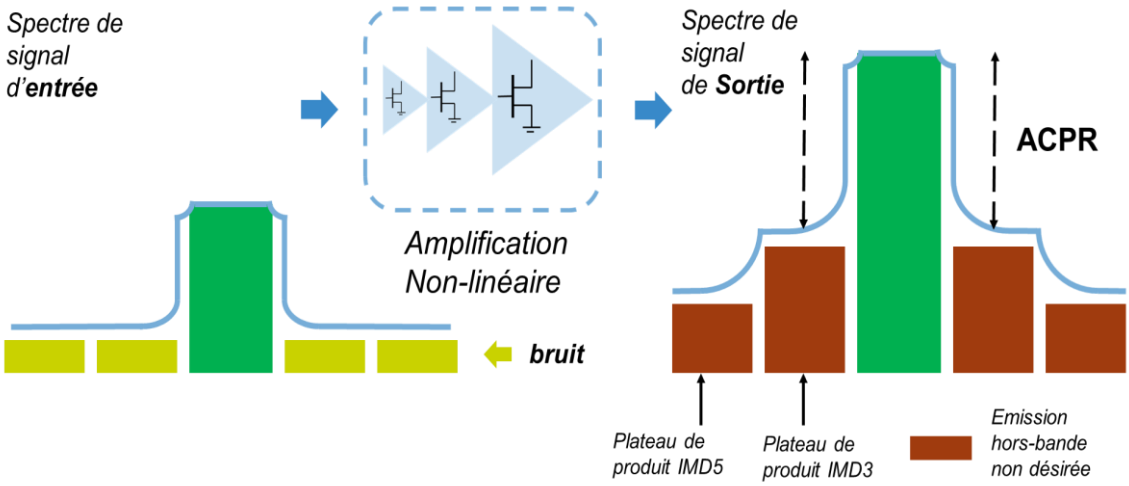


Figure I- 16 : Exemple de spectres de signal d'entrée et de sortie issue d'une amplification non-linéaire avec mesure d'ACPR.

La Figure I- 16, montre un exemple de spectres de signal d'entrée et de sortie d'un amplificateur non-linéaire. L'ACPR est mesuré comme le rapport entre la puissance moyenne portée dans le canal de transmission sur la puissance des canaux adjacents sur une certaine largeur de bande spécifiée. L'ACPR est souvent pris comme un équivalent d'ACLR, qui utilise le terme de fuite ("leakage") de puissance de canal vers les canaux adjacents.

Pour chaque standard de communication, un masque d'émission spectrale est précisé afin de définir les émissions hors bandes à ne pas dépasser. Le signal émis après l'antenne doit respecter le masque afin de garantir que les distorsions n'affectent pas les autres utilisateurs ou systèmes de communication.

I.3) Techniques de gestion de puissance

L'évolution de normes de communication mobile sans fil a conduit à de nouvelles techniques de transmission complexes dans le but d'augmenter le débit de données. Une de ces méthodes consiste à utiliser de nouveaux procédés de codage de signaux numériques.

Par exemple dans le but d'augmenter l'efficacité spectrale, soit la quantité de données pour une bande de fréquence donnée, la norme LTE utilise l'OFDMA, dans le sens de transmission de station de base vers les terminaux. Malheureusement, cette technique produit des signaux avec un PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) élevé, allant souvent jusqu'à une dizaine de dB [1].

Pour les amplificateurs de puissance radiofréquence des stations de base, l'utilisation de signaux avec PAPR élevé impose un travail de l'amplificateur à des niveaux de puissance moyenne faibles, adaptés à la plage dynamique étendue du signal. Du fait du recul de puissance moyenne, le rendement du PA est considérablement réduit.

Différentes techniques permettant d'améliorer le rendement sont proposées et étudiées dans les parties suivantes. Elles ont pour but une gestion dynamique de puissance afin de maintenir des performances élevées quels que soient les signaux à amplifier. Elles peuvent être classées en deux catégories, présentées dans la suite :

- techniques de modulation de tension de polarisation,

- techniques de modulation de charge présentées à l'amplificateur.

I.3.1) Techniques de modulation de tension de polarisation

I.3.1.1) Technique d'Elimination d'Enveloppe et Restitution (EER)

La première méthode de modulation de tension d'alimentation en sortie a été proposée par Kahn [6] en 1952. Elle est aujourd'hui connue sous le nom d'Elimination d'Enveloppe et Restitution (EER). La technique proposée, a pour but d'améliorer le rendement des amplificateurs radio fréquences destinés aux signaux modulés en amplitude.

La Figure I- 17, présente le schéma de principe de la technique d'EER. L'idée principale de cette technique consiste à séparer les composantes du signal d'entrée et de les traiter dans deux voies distinctes : une voie pour l'information de la phase et l'autre pour l'amplitude. La technique d'« élimination d'enveloppe » se présente par un limiteur qui élimine la variation de l'enveloppe en donnant à sa sortie un signal à amplitude constante. Ce signal à amplitude constante pourra donc être amplifié par l'amplificateur RF utilisé dans sa zone de saturation pour améliorer le rendement. L'information de phase n'est donc pas distordue puisque l'AM/PM ne varie pas quand l'amplificateur travaille à puissance constante.

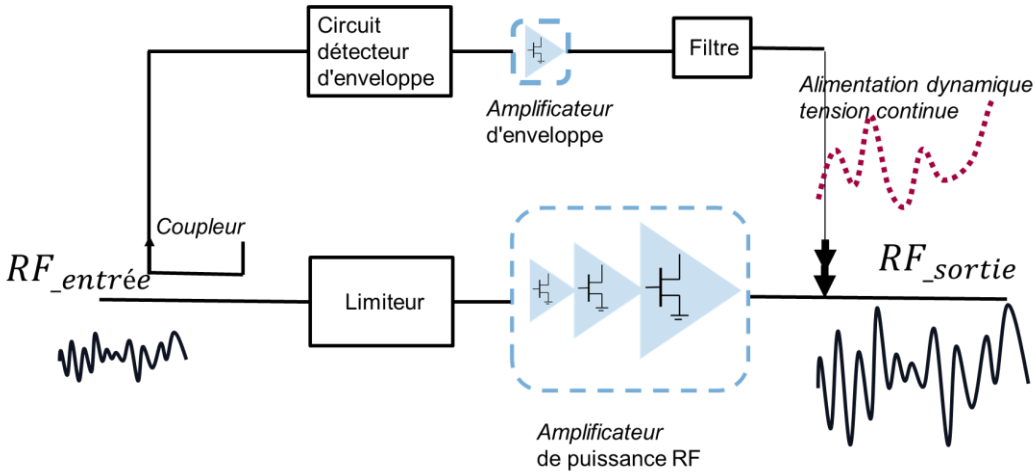


Figure I- 17 : Schéma de principe de la technique d'EER [6]

La technique de « restitution d'enveloppe » utilise une récupération d'enveloppe par un détecteur d'enveloppe couplé en amont de l'amplificateur. Ce signal d'enveloppe, à fréquence faible par rapport à la bande RF, sera amplifié par un amplificateur ayant un rendement proche de 100% en mode de commutation. Le signal d'enveloppe découpé, est ensuite filtré et utilisé pour polariser la sortie de l'amplificateur.

A la fin, l'enveloppe du signal est recréée à la sortie de l'amplificateur RF avec la phase d'origine. Cette technique utilise deux amplificateurs travaillant en régime haut-rendement, permettant un rendement amélioré au niveau du système global.

Malgré le bénéfice sur le rendement, des difficultés liées à la linéarité du système apparaissent notamment lors de la recombinaison des deux voies à la sortie. Les difficultés viennent des non-alignements d'amplitude et de phase entre les deux voies, c'est à dire des distorsions d'enveloppe et de phase introduites par les différents composants électriques non-linéaires. Par exemple, une distorsion de phase se crée quand l'amplificateur RF est fortement saturé dans le but de reproduire les faibles valeurs d'enveloppe. La précision d'enveloppe dépend de la non-linéarité liée à la forte dynamique nécessaire du détecteur d'enveloppe. Tous ces éléments vont dégrader la linéarité de signal amplifié et limitent l'utilisation de cette technique.

I.3.1.2) Technique Envelope Tracking (ET)

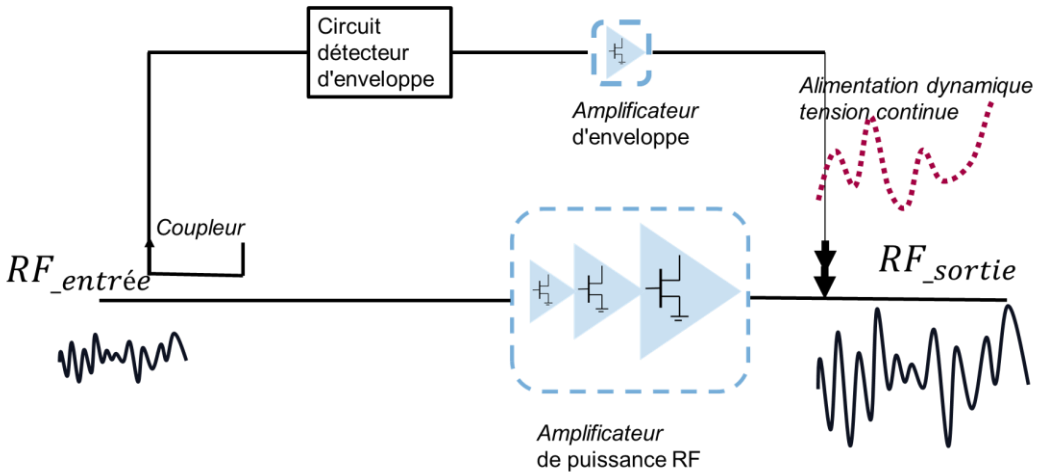


Figure I- 18 : Schéma de principe de la technique Envelope Tracking (ET)

Une autre technique garde le concept de modulation de la tension d'alimentation selon la variation d'enveloppe [7]. Dérivée de la technique d'EER, elle est nommée Envelope Tracking (ET). Comme présenté sur la Figure I- 18, le signal amplifié est alors le signal d'origine et la modulation de tension d'alimentation s'effectue seulement en fonction du niveau de l'enveloppe du signal, sans chercher à restituer l'enveloppe. A faible puissance d'entrée, l'amplificateur travaille dans un mode linéaire avec la tension de polarisation faible. A fort niveau, cette tension est augmentée. En évitant la phase de restitution d'enveloppe, les problèmes de linéarité sont limités.

Le niveau de modulation de tension d'alimentation est adapté au PAPR du signal d'entrée. Une charge optimale est sélectionnée pour atteindre un haut rendement en faible V_{dd} et une puissance maximale en fort V_{dd} . Comme montré Figure I- 19 (a), la tension d'alimentation augmente proportionnellement à l'enveloppe d'entrée. Dans cette technique, la

tension de drain V_{ds} est toujours saturée, comme illustré par les cycles de charges du PA dans la Figure I- 19 (b). La saturation peut être plus ou moins prononcée en fonction des critères de linéarité. Un tel fonctionnement saturé permet d'avoir un rendement à haut niveau dans toute la dynamique de modulation de V_{dd}.

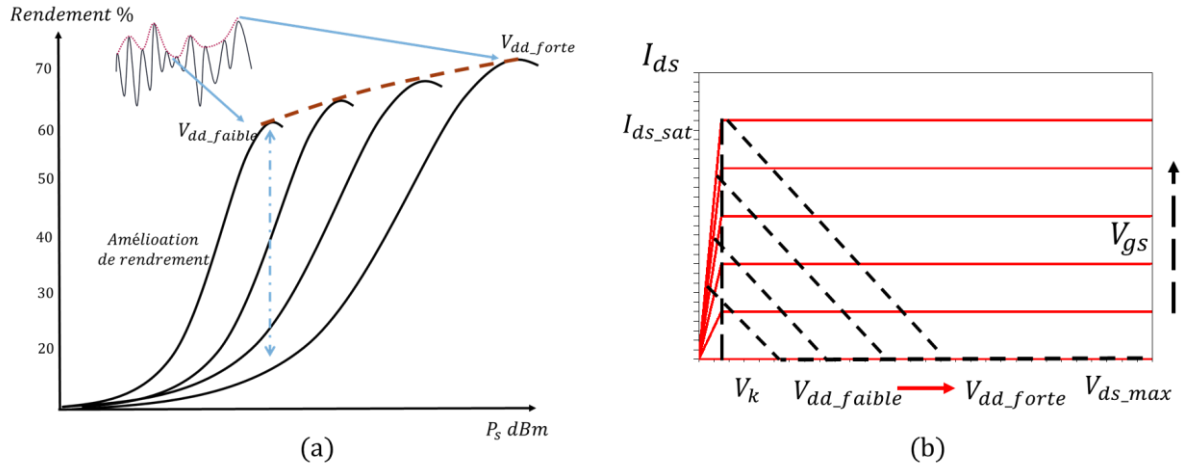


Figure I- 19 : Exemple de caractéristique du rendement en fonction de puissance de sortie pour un système adoptant la technique Envelope Tracking (ET) (a), et de cycle de charge pour différentes V_{dd} correspondantes (b)

I.3.2) Techniques de modulation de charge --- La technique de Chireix (Outphasing)

Un autre scénario consiste à moduler la charge pour améliorer le rendement en faible puissance d'entrée, en cherchant à obtenir une excursion maximale de la tension V_{ds}.

Les techniques de modulation de charge utilisent des principes de charges actives et nécessitent plusieurs PAs configurés différemment l'un à l'autre et qui interagissent entre eux.

I.3.2.1) Technique de signal Outphasing

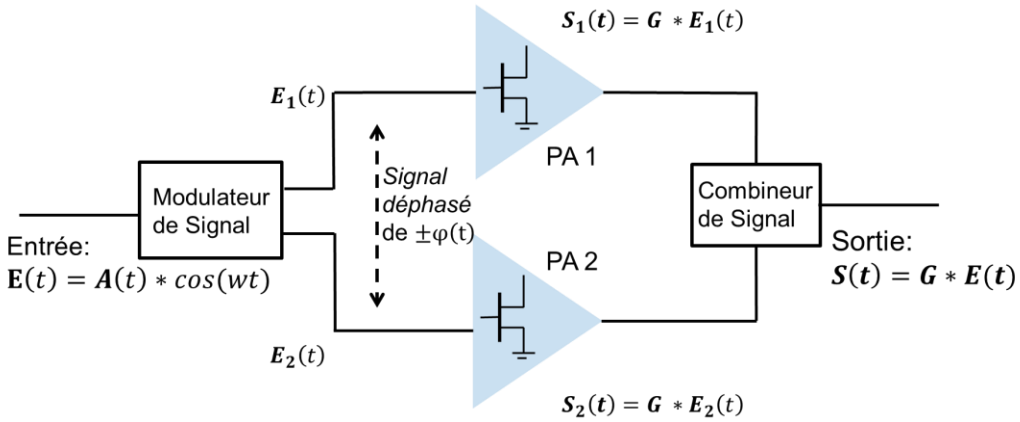
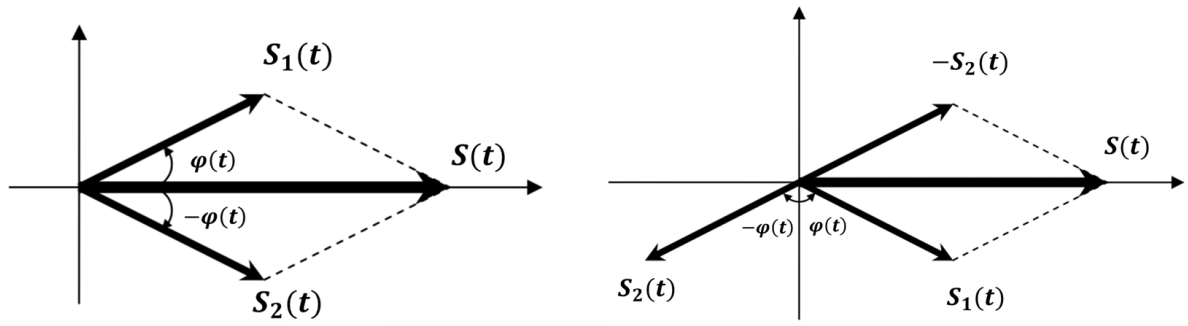


Figure I- 20 : Schéma principal d'un PA en mode Chireix

L'opération de signal Outphasing est une technique proposée par H. Chireix en 1935 [8] pour améliorer le rendement et la linéarité des émetteurs de radiodiffusion AM. La Figure I- 20, présente le schéma de principe d'un PA en mode Chireix. Dans cette technique, deux amplificateurs RF identiques, avec des signaux d'entrée déphasés, sont utilisés pour fonctionner à un niveau de puissance fixé.

Comme montré, un modulateur de phase est utilisé pour séparer le signal d'entrée en deux voies différentes, qui sont déphasées avec un déphasage fonction de l'enveloppe de signal. Cet élément principal définit le terme « Outphasing ». Il convertit un signal arbitraire d'entrée $E(t) = A(t) * cos(\ wt\ )$, modulé en amplitude, en deux signaux uniquement modulés en phase à amplitude constante. Cette conversion permet de changer le support d'information d'amplitude A(t) en phase $\varphi(t)$.

Ces deux signaux sortants du modulateur de signal ont une amplitude de $A_m/2$, avec A_m, la valeur maximale de $A(t)$. Ils passeront dans deux amplificateurs de puissance identiques de fonction de transfert exprimée par G. Les deux signaux de sortie des amplificateurs, avec un déphasage de $2 * \varphi(t)$, se recombineront dans le combineur de puissance à la sortie. Cette combinaison se fait souvent de deux différents types, mode commun ou mode différentiel, comme présenté la Figure I- 21.



(a) Mode Commun (b) Mode différentiel

Figure I- 21 : Présentation vectorielle pour des combineurs de puissance à mode commun (a) et différentiel (b) d'un PA Chireix

Dans le mode commun, la phase $\varphi(t)$ peut s'écrire comme :

$$\varphi(t) = cos^{-1}\left(\frac{A(t)}{A_m}\right), \quad 0 \leq \varphi(t) \leq \frac{\pi}{2}, \tag{1.24}$$

Les signaux $E_1(t)$ et $E_2(t)$, en sortie du modulateur, s'expriment comme :

$$E_1(t) = \frac{A_m}{2} * \cos\left(wt + \varphi(t)\right)$$
$$E_2(t) = \frac{A_m}{2} * \cos\left(wt - \varphi(t)\right) \quad (1.25)$$

Le signal de sortie est maximum quand les signaux de deux voies sont en phase, et s'annule quand ils sont en opposition de phase soit $(t) = \pi/2$. Dans le mode commun, le signal de sortie $S(t)$ s'écrit comme :

$$\begin{aligned} S(t) &= S_1(t) + S_2(t) = G * \left(E_1(t) + E_2(t)\right) \\ &= G * \frac{A_m}{2} * \left(\cos\left(wt + \varphi(t)\right) + \cos(wt - \varphi(t)\right) \\ &= G * A_m * \left(\cos\left(\varphi(t)\right).\cos(wt)\right) \\ &= G * A(t) * \cos(wt) = G * E(t) \end{aligned} \quad (1.26)$$

Dans le mode différentiel, le signal de sortie résulte de la différence entre $S_1(t)$ et $S_2(t)$. Dans ce mode, la phase s'écrit comme :

$$\varphi(t) = sin^{-1}\left(\frac{A(t)}{A_m}\right), \quad 0 \leq \varphi(t) \leq \frac{\pi}{2} \quad (1.27)$$

Les signaux $E_1(t)$ et $E_2(t)$, en sortie du modulateur, s'expriment comme :

$$E_1(t) = \frac{A_m}{2} * \sin\left(wt + \varphi(t)\right)$$
$$E_2(t) = \frac{A_m}{2} * \sin\left(wt - \varphi(t)\right) \quad (1.28)$$

Comme avec l'équation (1.26), nous retrouvons que le signal d'entrée est linéairement amplifié d'un gain de G sur la sortie.

$$\begin{aligned} S(t) &= S_1(t) - S_2(t) = G * \left(E_1(t) - E_2(t)\right) \\ &= G * \frac{A_m}{2} * \left(\sin\left(wt + \varphi(t)\right) - \sin(wt - \varphi(t)\right) \\ &= G * A_m * \left(\sin\left(\varphi(t)\right).\cos(wt)\right) \\ &= G * A(t) * \cos(wt) = G * E(t) \end{aligned} \quad (1.29)$$

Notons que, pendant cette opération d'Outphasing du signal, grâce à l'enveloppe fixée dans les deux voies, les deux amplificateurs travaillent à un niveau de puissance de sortie fixé. Pour cette raison, la non-linéarité de la caractéristique de puissance entrée-sortie présentées dans la plupart des PAs aura très peu d'influence sur la fonction de transfert globale d'un système Chireix.

Par conséquent, un système Chireix complet peut être très linéaire sur une large dynamique du niveau de signal, à condition que le modulateur de phase et le combinateur de puissance n'introduisent pas de distorsion supplémentaire.

I.3.2.2) Modulation de charge par la technique Chireix

Dans le mode différentiel de combinaison de puissance, la charge vue par chaque transistor est modulée par le déphasage des signaux d'entrée, $2 * \varphi(t)$.

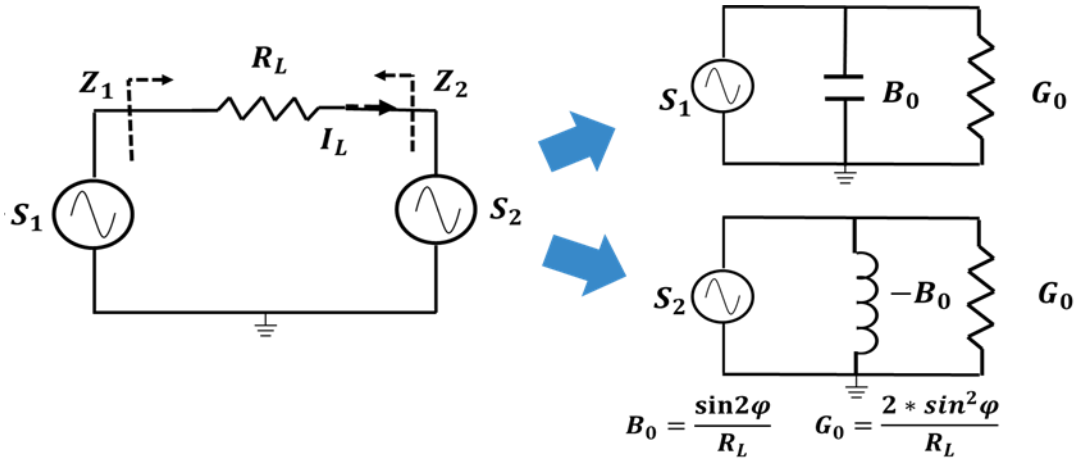


Figure I- 22 : Présentation de modulation de charge par présence d'une admittance variable vue par chaque PA en fonction de la phase φ.

La Figure I- 22 présente un exemple du circuit de sortie différentielle excité par deux sources de tension S_1 et S_2. Sous forme vectorielle, elles peuvent être présentées par les équations (1.30-31) :

$$S_1 = |S_1| * (cos\,\varphi + j * sin\varphi) \tag{1.30}$$

$$S_2 = |S_1| * (cos\,\varphi - j * sin\varphi) \tag{1.31}$$

La tension de sortie différentielle, prise entre deux bornes de la charge commune, génère un courant I_L à travers la charge, calculé par l'expression (1.32). Ainsi, l'impédance vue par l'amplificateur PA1 est déduite par l'équation (1.33) et l'admittance par l'équation (1.34).

$$I_L = \frac{S_1 - S_2}{R_L} \tag{1.32}$$

$$Z_1 = \frac{S_1}{I_L} = \frac{S_1}{S_1 - S_2} * R_L = \frac{R_L}{2} - j * \frac{R_L}{2} * cotan(\varphi)) \tag{1.33}$$

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1} = \frac{2 * sin^2(\varphi)}{R_L} + j * \frac{sin(2\varphi)}{R_L} \tag{1.34}$$

A partir de l'équation (1.34), une présentation d'admittance modulée est aussi illustrée dans la Figure I- 22.

On considère que chaque PA fonctionne en classe B, avec une excursion maximale de tension V_{ds} pour un signal d'entrée à amplitude constante. Rappelons que le signal appliqué à chaque amplificateur est proportionnel à $sin\varphi$, comme illustré dans la présentation pour la mode différentiel (Figure I- 21). Le rendement du système est alors :

$$\eta_{tot} = \eta_B * sin\varphi = \eta_B * \cos(\, arg(Y_1)\,) \qquad (1.35)$$

En effet, le rendement du système est au maximum que si les deux signaux sont en phase, et sont à amplitude maximale d'enveloppe. Dans ce cas, le rendement du système sera le même que celui d'un amplificateur en classe B.

Le faible rendement quand les signaux sont déphasés, ou à faible amplitude d'enveloppe de signal, vient du fait de la présence de la susceptance vue par chaque PA. Comme proposé par Chireix, des circuits de compensation peuvent être utilisés pour avoir une admittance purement réelle présentée pour chaque PA à une certaine phase, φ_{comp}. Par conséquent, ce circuit de compensation permet de construire deux signaux en phase même si l'amplitude n'est pas au maximum. Cette amélioration permet une amélioration du rendement pour une puissance réduite.

Le circuit de compensation consiste à une connexion parallèle pour chaque PA, d'une susceptance d'une valeur opposée qui s'annule avec la susceptance présentée et modulée par l'opération du combineur différentiel. La Figure I- 23 présente ce circuit de compensation.

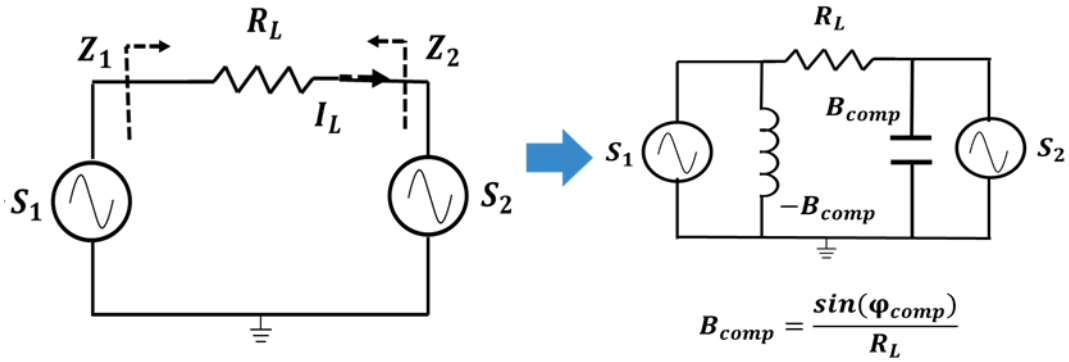


Figure I- 23 : Présentation du circuit de compensation pour un combineur en mode différentiel

Il est maintenant possible de reconsidérer les admittances modulées et compensées pour chaque PA. Pour le PA1, l'admittance compensée s'écrit comme :

$$Y_{1_comp} = \frac{2 * sin^2(\varphi)}{R_L} + j * \frac{sin(2\varphi) - \sin(2 * \varphi_{comp})}{R_L} \quad (1.36)$$

En faisant la même analyse de rendement que pour l'équation (1.34), le rendement du système avec le circuit de compensation s'exprime alors de la manière suivante :

$$\eta_{comp} = \eta_B * \cos\left(arg\left(Y_{1_comp}\right) \right)$$

$$= \eta_B * \frac{2 * sin(2\varphi)}{\sqrt{(2sin^2\varphi)^2 + (sin2\varphi - sin2\varphi_{comp})^2}} \quad (1.37)$$

Suivant l'équation (1.37), le rendement théorique est calculé pour différents angles de compensation (φ_{comp}=15°, 25°, 45°, 0°). Le cas avec $\varphi_{comp} = 0°$, revient à considérer un PA en classe B, soit la susceptance B_{comp} nulle.

D'après la Figure I- 24, l'amélioration du rendement s'étend jusqu'à 12 dB de recul de puissance maximum avec $\varphi_{comp} = 15°$, mais avec une dégradation entre le premier pic de rendement et le rendement à pleine puissance.

Pour les deux autres angles de compensation, l'amélioration de rendement s'étend jusqu'à 8dB et 5 dB de recul pour $\varphi_{comp} = 25\ °\ et\ 45°$. Ces valeurs seraient intéressantes pour un signal de norme LTE, généralement de 7 dB de PAPR, utilisé dans des stations de base. La caractéristique de rendement et puissance devrait donc être bien considérée pour avoir un bon rendement global en fonction des signaux appliqués.

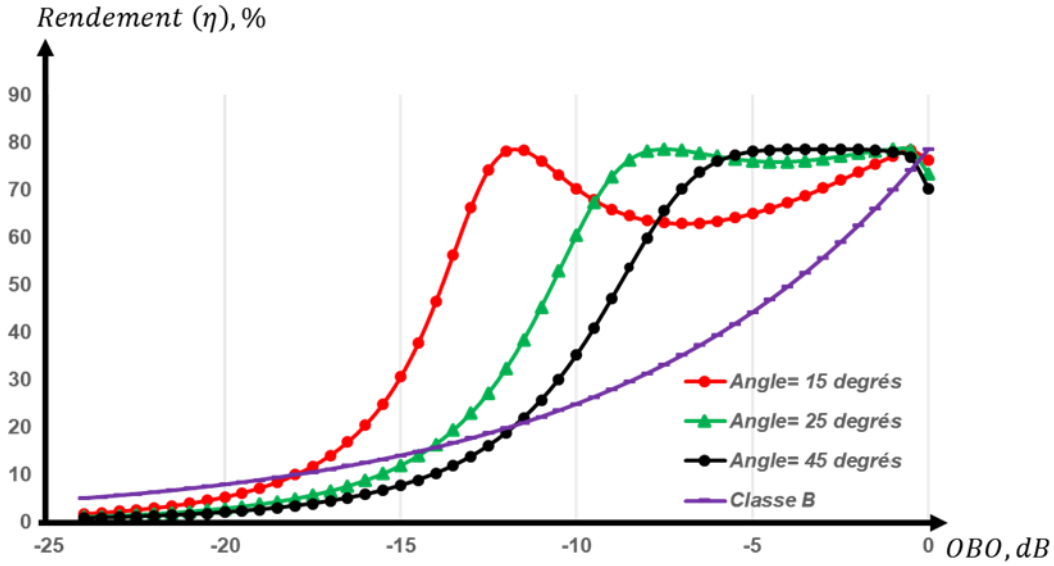


Figure I- 24 : Rendement théorique d'un système Chireix à angle de compensation de 15°, 25°,45° comparée avec le rendement théorique de la classe B.

Cette topologie différentielle permet d'atteindre un rendement global très élevé en utilisant un circuit de compensation approprié. Cependant, elle est moins pratique car la charge de l'amplificateur, l'antenne, est alimentée dans un mode commun. Le transfert entre ces deux différentes topologies aurait besoin de circuits complémentaires. Ces circuits limiteront la bande passante et introduiront plus de pertes.

Une autre mise en œuvre pratique de la technique Chireix pourra être menée par un combineur de puissance en mode commun réalisé par des lignes de transmission quart d'onde, illustré Figure I- 25(a).

La modulation de charge peut être mise en évidence par un calcul matricielle de la ligne de transmission quart d'onde. Par conséquent, l'admittance vue par la source 1 s'exprime :

$$Y_{1,\text{mode commun}} = \frac{2*cos^2(\varphi)}{R_L{}'} - j * \frac{cos(2\varphi)}{R_L{}'}, \text{ avec } R_L{}' = \frac{Z_0^2}{R_L} \qquad (1.38)$$

Comme pour le mode différentiel, des circuits de compensation pourront être mis en place pour un angle de compensation prédéfini, comme illustré Figure I- 25(c).

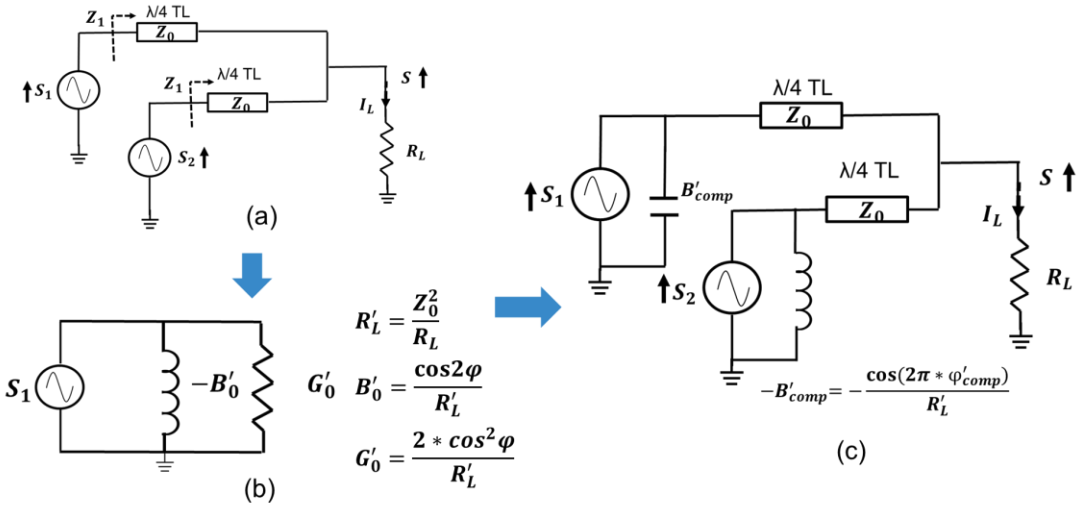


Figure I- 25 : Présentation de modulation de charge dans un système Chireix en mode commun (a) à l'aide d'une ligne de transmission λ/4, et (b) présence d'une admittance variable vue par chaque PA en fonction du déphasage φ, et (c) avec un circuit de compensation.

Le réseau de combinaison de puissance Chireix produit une modulation de la charge de chaque PA, en fonction du déphasage des signaux d'entrée à introduire pour reproduire la variation d'amplitude du signal à amplifier. Pour la technique de Chireix, le bénéfice d'avoir une amplification linéaire est bien clair en faisant l'opération de signal Outphasing, spécialement pour un combineur en mode commun. Quand le système d'amplification exige un

rendement élevé sur une grande dynamique de puissance, le combineur, et donc le circuit de compensation, devra être conçu en fonction du PAPR de signal à amplifier.

Malgré le bénéfice d'une amplification linéaire et efficace, la méthode de compensation entraine une réduction de bande passante RF en pratique, et la réalisation du modulateur de phase sur l'entrée rajoute une difficulté supplémentaire. Ainsi, la nécessite d'obtenir une valeur de gain identique pour chaque PA n'est pas facile à satifaire.

I.3.3) Techniques de modulation de charge --- amplificateur de puissance Doherty (DPA)

Il existe une autre technique permettant de moduler la charge en utilisant le principe de modulation de charge active, elle est mise en œuvre dans la structure Doherty.

L'amplificateur Doherty a été proposé en 1936 [9] par W. H. Doherty, initialement inventé pour augmenter le rendement d'un amplificateur à tube de très haute puissance. Il devient populaire pour l'amplification des signaux à enveloppe variable et se retrouve dans les amplificateurs des stations de base de téléphonie mobile depuis les années 1990s.

I.3.3.1) Modulation de charge active

La technique permettant une variation de charge dans un amplificateur Doherty est appelée aujourd'hui, modulation de charge active. La structure est composée d'au moins 2 amplificateurs et permet de moduler la charge vue par chaque amplificateur par combinaison des signaux en phase mais avec différents niveaux d'amplitude.

La Figure I- 26, présente le schéma de principe d'un amplificateur de puissance Doherty (DPA), constitué de 2 amplificateurs, le principal et l'auxiliaire. Il est important de noter qu'il existe un élément primordial pour le fonctionnement de l'amplificateur Doherty : l'inverseur d'impédance relié entre les sorties des deux amplificateurs. Cet inverseur d'impédance réalise la transformation d'impédance nécessaire au maintien du rendement sur une plage de variation de puissance de sortie.

A faibles niveaux de puissance d'entrée, seul l'amplificateur principal est actif pour l'amplification grâce au conditionnement du signal d'entrée des deux amplificateurs. A partir d'un point de transition de la tension d'entrée $\varepsilon * V_{gs_sat}$, avec V_{gs_sat} tension d'entrée maximale, l'amplificateur auxiliaire commence à conduire et les deux amplificateurs contribuent à fournir la puissance à la charge.

En entrée, un déphaseur est inséré sur une des deux voies après le séparateur du signal dans le but de compenser le déphasage introduit par l'inverseur d'impédance sur la sortie de l'amplificateur et ainsi d'aligner la phase du signal de sortie pour que les signaux se combinent correctement. A ce stade, l'amplificateur principal est toujours saturé, mais la charge est modulée par l'injection de courant de l'amplificateur auxiliaire. Grace à cette saturation, l'amplificateur Doherty sera performant en rendement même à puissance moyenne.

A très fort niveau de puissance d'entrée, les deux amplificateurs deviennent saturés avec une puissance de sortie maximale.

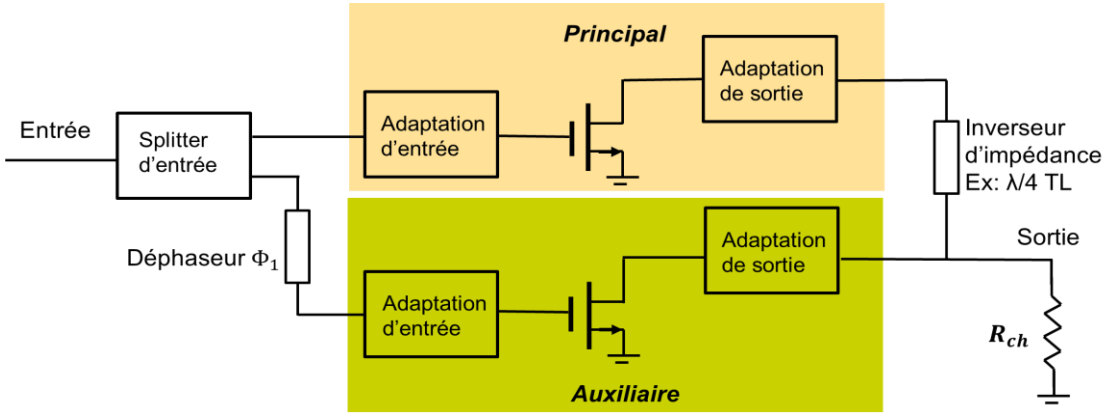


Figure I- 26 : Schéma de principe d'un amplificateur de puissance Doherty (DPA)

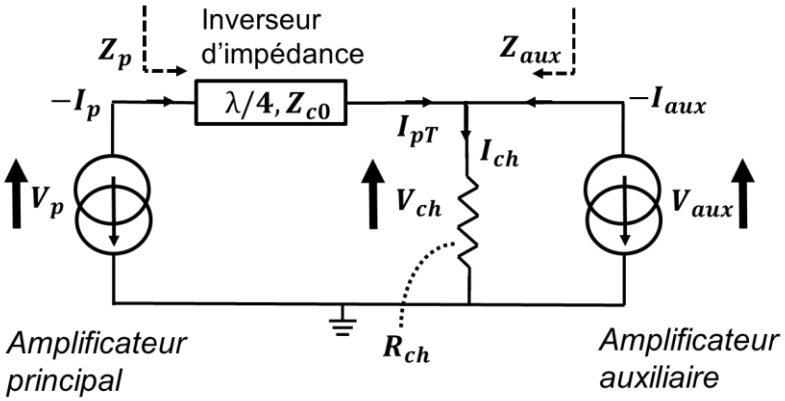


Figure I- 27 : Analyse de modulation de charge active de DPA

La Figure I- 27 présente l'analyse de modulation de charge active d'amplificateur Doherty. Deux sources de courant commandées en tension d'entrée sont présentées pour traduire l'effet d'amplification des deux transistors des amplificateurs principal et auxiliaire.

Dans un premier temps, l'équation (1.39) donne les relations générales liant les courants et tensions des deux côtés de la ligne de transmission, d'impédance caractéristique Z_{c0} et de longueur l de quart d'onde :

$$\begin{bmatrix} \overrightarrow{V_p} \\ -\overrightarrow{I_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\beta l) & jZ_{c0}sin(\beta l) \\ jsin(\beta l)/Z_{c0} & cos(\beta l) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \overrightarrow{V_{aux}} \\ -\overrightarrow{I_{pT}} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & jZ_{c0} \\ \dfrac{j}{Z_{c0}} & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \overrightarrow{V_{aux}} \\ \overrightarrow{I_{pT}} \end{bmatrix}; avec\ l = \frac{\lambda}{4} \tag{1.39}$$

De plus, la loi de Kirchhoff donne la relation de tension et de courant au travers de la charge :

$$\overrightarrow{V_{\text{aux}}} = R_{ch} * \left(\overrightarrow{I_{\text{pT}}} + \overrightarrow{I_{\text{aux}}}\right) \tag{1.40}$$

A partir de ces deux équations (1.39-40), les impédances vues par les sources de courant de l'amplificateur principal Z_p et auxiliaire Z_{aux}, à la fréquence fondamentale de travail, peuvent être déduites par les équations (1.41) et (1.42). On considère un déphasage de 90° entre les courants afin d'avoir une combinaison en phase des courants dans la charge soit $\angle\overrightarrow{I_{aux}} = \angle\overrightarrow{I_p} - 90°$.

$$\overrightarrow{Z_p} = \frac{\overrightarrow{V_p}}{-\overrightarrow{I_p}} = \frac{{Z_{c0}}^2}{R_{ch}} - j * Z_{c0}\frac{\overrightarrow{I_{aux}}}{\overrightarrow{I_p}}$$

$$Z_p = \frac{{Z_{c0}}^2}{R_{ch}} - Z_{c0}\frac{|I_{aux}|}{|I_p|},\ \ avec - \angle\overrightarrow{I_{aux}} = -\angle\overrightarrow{I_p} - 90° \tag{1.41}$$

$$\overrightarrow{Z_{aux}} = j * Z_{c0}\frac{\overrightarrow{I_p}}{\overrightarrow{I_{aux}}}$$

$$Z_{aux} = Z_{c0}\frac{|I_p|}{|I_{aux}|},\qquad avec - \angle\overrightarrow{I_{aux}} = -\angle\overrightarrow{I_p} - 90° \tag{1.42}$$

Nous constatons que les impédances vues par les deux amplificateurs, Z_p et Z_{aux} dépendent des courants injectés dans le combineur et de l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde Z_{c0}.

Dans une analyse classique, la détermination de Z_{c0} est faite en supposant que les deux amplificateurs sont polarisés en Classe B et délivrent une puissance de sortie maximale adaptée à la taille des transistors à fort niveau. Cette hypothèse est établie à condition que le signal d'entrée de chaque amplificateur soit traité différemment.

Pour un amplificateur Doherty, avec l'amplificateur auxiliaire n fois plus grand que l'amplificateur principal, les deux impédances présentées aux transistors suivent alors la

relation (1.43) à fort niveau, avec R_{opt} l'impédance optimale pour l'amplificateur principal polarisé en classe B.

$$Z_p = n * Z_{aux} = R_{opt} \tag{1.43}$$

A fort niveau, les amplificateurs principal et auxiliaire atteignent une excursion maximum de courant et de tension en sortie. En utilisant les expressions des deux impédances (1.41-42), nous obtenons l'impédance caractéristique égale à :

$$Z_{c0} = (1+n) * R_{ch} = R_{opt} \tag{1.44}$$

A faible niveau, l'amplificateur auxiliaire est coupé, soit un courant I_2 nul et l'impédance suivante présentée à l'amplificateur principal noté Z_{p_mod}:

$$Z_{p_mod} = (1+n) * R_{opt} \tag{1.45}$$

Quand l'amplificateur principal commence à saturer, la tension sur la charge V_{ch} sera :

$$\begin{aligned} V_{ch} &= R_{ch} * Z_{c0} * V_{dd}/Z_{p_mod} \\ &= V_{dd}/(1+n) \end{aligned} \tag{1.46}$$

Le point de transition peut être définie et égale à :

$$\varepsilon = 1/(1+n) \tag{1.47}$$

avec n rapport des tailles de l'amplificateur auxilaire sur l'amplificateur principal.

En conclusion, l'impédance présentée à l'amplificateur principal va ainsi varier de $(1+n) * R_{opt}$ à faible signal, soit pour $V_{gs} - V_{th} < \varepsilon * (V_{gs_sat} - V_{th})$, puis atteindre R_{opt} pour $V_{gs} = V_{gs_sat}$.

L'impédance présentée à l'amplificateur auxiliaire sera très grande à faible niveau et atteindra R_{opt}/n pour $V_{gs} = V_{gs_sat}$.

Dans le cas d'une structure dite Doherty symétrique, les amplificateurs principal et auxiliaire ont la même taille. Le point de transition ε est égal à 0.5. L'impédance caractéristique Z_{c0} est alors donnée par l'équation (1.48).

$$Z_{c0} = 2 * R_{ch} = R_{opt} \tag{1.48}$$

A faible niveau, soit pour $V_{gs} - V_{th} < 0.5 * (V_{gs_sat} - V_{th})$, l'impédance présentée à l'amplificateur principal, notée Z_{p_mod}, est donnée dans l'équation (1.49). L'amplificateur principal travaille en régime linéaire.

$$Z_{p_mod} = 2 * R_{opt} \tag{1.49}$$

Pour une tension d'entrée maximale, $V_{gs} = V_{gs_sat}$, les deux amplificateurs auront la même impédance de sortie :

$$Z_p = Z_{aux} = R_{opt} \tag{1.50}$$

R_{opt} est l'impédance optimale permettant aux deux amplificateurs d'obtenir des excursions maximales du courant et de la tension de sortie. Ainsi, à pleine puissance, les courants à la fréquence fondamentale auront pour valeur $I_1 = I_{ds_sat}/2$ et la tension en sortie de chaque amplificateur tendra vers V_{dd}.

Au seuil $0.5 * (V_{gs_sat} - V_{th})$, l'objectif est que l'amplificateur principal atteigne la saturation de tension, soit V_{ds} maximale égale à V_{dd}. Compte tenu du rapport de variation de l'impédance présentée, le courant de sortie atteindra $I_{1,p,\varepsilon} = I_{ds_sat}/4$.

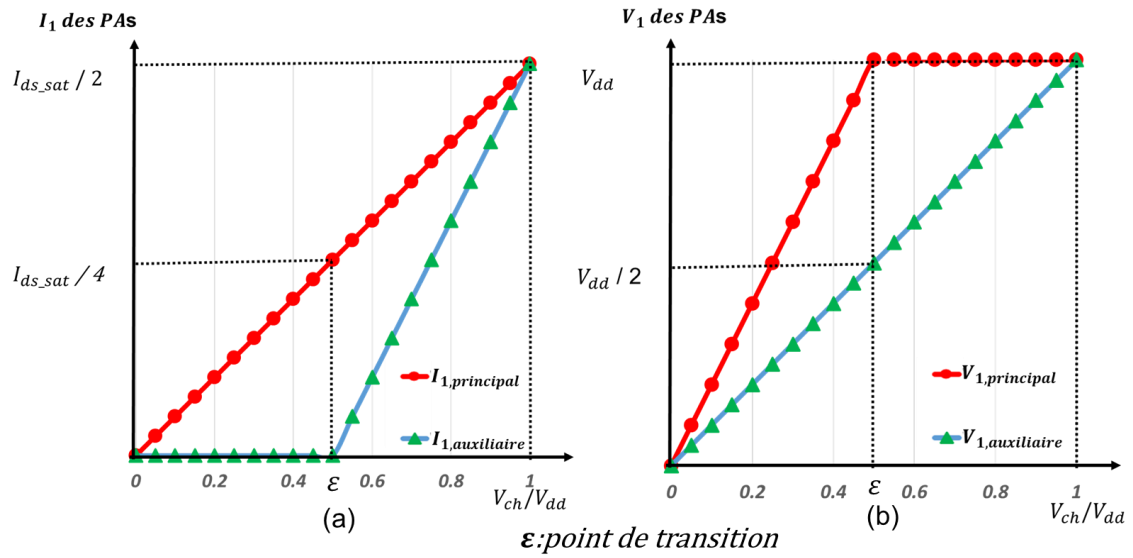


Figure I- 28 : Analyses des tensions et courants fondamentaux, V_1 et I_1, des PAs principal et auxiliaire d'un DPA symétrique

Pour un Doherty symétrique, la Figure I- 28 présente les tensions et courants à la fréquence fondamentale, V_1 et I_1, de chaque PA en fonction de V_{ch} normalisée en V_{dd}.

I.3.3.2) Caractéristique de rendement d'un DPA à 2 voies

Dans l'analyse précédente, simplifiée et idéale, les deux amplificateurs sont polarisés en classe B. Suivant l'analyse de Fourier donnée au-début de ce chapitre, pour une forme d'onde semi-sinusoïdale, nous avons toujours la relation suivante entre le courant moyen et le courant à la fréquence fondamentale, quel que soit le niveau d'excitation :

$$I_{dc} = \frac{2}{\pi} * I_1 \tag{1.51}$$

Dans le cas où l'amplificateur auxiliaire n'est pas encore en conduction, et compte tenu de l'utilisation de la ligne de transmission λ/4 (équation (1.39)), le courant à la fréquence fondamentale en sortie de l'amplificateur principal $I_{1,p}$ s'exprime par l'équation (1.52) :

$$I_{1,p} = \frac{V_{ch}}{Z_{c0}} \tag{1.52}$$

Pour un cas générique, où l'amplificateur auxiliaire est exprimé comme étant n fois plus grand que l'amplificateur principal. Donc le rendement de l'amplificateur Doherty s'exprime sous l'équation (1.53) :

$$\eta = \frac{P_s}{P_{dc}} = \frac{0.5 * V_{ch}^2/R_{ch}}{V_{dd} * \frac{2}{\pi} * I_{1,p}}$$

$$= \frac{\pi}{4} * \frac{V_{ch} * Z_{c0}}{V_{dd} * R_{ch}}$$

$$= (\eta_B/\varepsilon) * \sqrt{P_s/P_{max}} \tag{1.53}$$

Pour un fonctionnement au-dessus du point de transition $\varepsilon * (V_{gs_sat} - V_{th})$, le courant I_{pT} transformé par la ligne λ/4 est donné par :

$$I_{pT} = \frac{V_{dd}}{Z_{c0}} \tag{1.54}$$

Par la loi de Kirchhoff, le courant fondamental en sortie de l'amplificateur auxiliaire peut être déduit par une soustraction. Donc le courant moyen pour l'amplificateur auxiliaire $I_{dc,aux}$ est :

$$I_{dc,aux} = \frac{2}{\pi} * (\frac{V_{ch}}{R_{ch}} - \frac{V_{dd}}{Z_{c0}}) \tag{1.55}$$

De la même façon que précédemment, le rendement est calculé par l'équation suivante :

$$\eta = \frac{P_s}{P_{dc}} = \frac{0.5 * V_{ch}^2/R_{ch}}{V_{dd} * \frac{2}{\pi} * (\frac{V_{ch}}{Z_{c0}} + \frac{V_{ch}}{R_{ch}} - \frac{V_{dd}}{Z_{c0}})}$$

$$= \frac{\pi}{4} * \frac{V_{ch}^2/V_{dd}^2}{\frac{n+2}{n+1} * \frac{V_{ch}}{V_{dd}} - \frac{1}{n+1}}$$

$$= \eta_B * \frac{P_s/P_{max}}{(1+\varepsilon) * \sqrt{P_s/P_{max}} - \varepsilon} \tag{1.56}$$

En prenant les deux régimes de fonctionnement du PA Doherty, avant et après le point de transition, le rendement s'exprime en fonction de la puissance de sortie. La Figure I- 29 présente l'évolution du rendement d'un amplificateur Doherty pour différents rapports de taille des amplificateurs auxiliaire à principal. La Figure I- 30 exprime la contribution de puissance délivrée par l'amplificateur principal en fonction du recul de puissance à la sortie, également pour différentes tailles.

Avec un Doherty symétrique, le premier pic de rendement est obtenu à 6 dB de recul de puissance.

Avec un Doherty asymétrique dont l'amplificateur auxiliaire est par exemple 3 fois plus grand que l'amplificateur principal, l'amélioration de rendement est largement repoussée à 12 dB de recul.

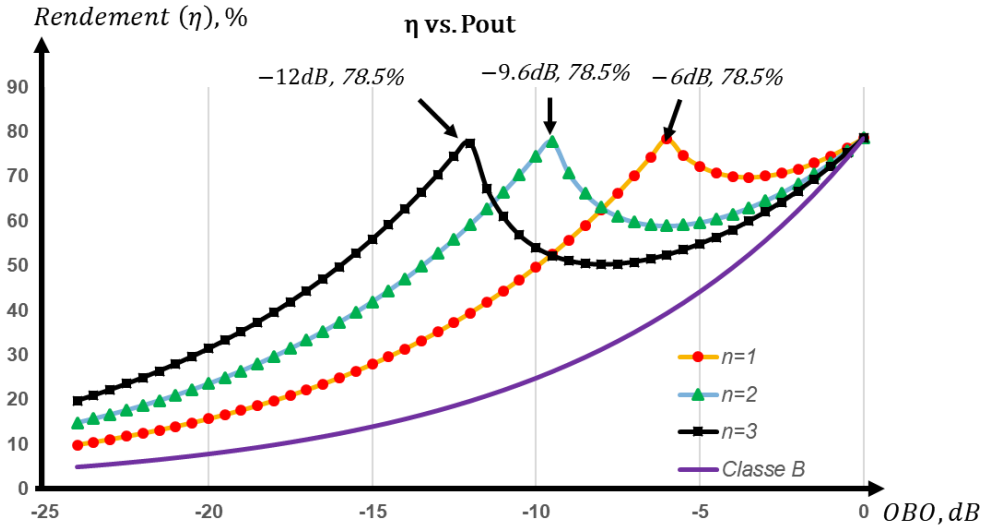


Figure I- 29 : L'évolution du rendement d'un amplificateur Doherty pour différentes configurations de taille d'amplificateur auxiliaire à principal.

En revanche, comme présenté dans la Figure I- 30, le PA auxiliaire contribue davantage à la puissance de sortie à fort niveau. Le rendement du PA auxiliaire n'atteint pas le maximum avant sa saturation, le rendement du système est plus dégradé entre le point de transition et le niveau maximum de puissance. Ainsi, il est important de choisir le rapport de taille approprié au PAPR du signal à amplifier.

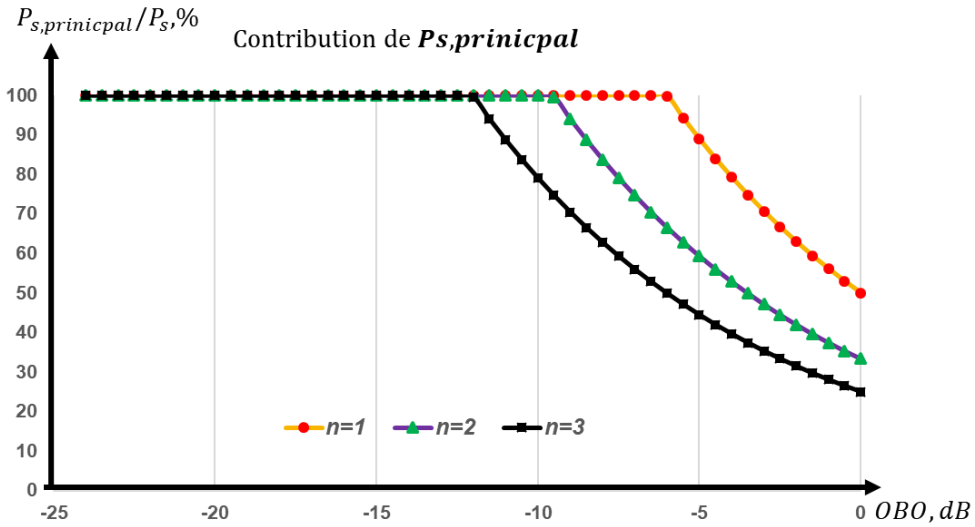


Figure I- 30 : Contribution de puissance délivrée par l'amplificateur principal en fonction de la puissance de sortie pour différentes configurations de Doherty à 2 voies

I.4) Conclusion :

L'évolution des normes de communication de téléphonie mobile est présentée et conduit à la 5G pour satisfaire les besoins en débits et les multiples applications visées. La forte exigence sur l'augmentation du débit dans le scénario EMBB de la 5G nécessite une évolution des stations de base vers une solution Massive MIMO fortement intégrée. Dans ce contexte, l'intégration du PA sera un élément critique au développement de tels systèmes.

Les caractéristiques fondamentales d'un PA sont présentées et plus particulièrement deux facteurs importants : le rendement et la linéarité. Une analyse classique sur les différentes classes de fonctionnements est présentée avec un calcul de rendement théorique. La linéarité est présentée en introduisant les facteurs de mérites : AM/AM, AM/PM, l'IMD 3 et l'ACPR.

Le rendement du PA sera le principal facteur à améliorer pour des signaux à forte dynamique d'amplitude. Les techniques considérées dans ce cadre sont les techniques EER et ET qui présentent une modulation de tension d'alimentation, ainsi que les techniques de modulation de charge, telles que les techniques Chireix et Doherty.

Les études théoriques des techniques Chireix et Doherty sont présentées. Les caractéristiques de rendement sont détaillées à partir des différentes topologies possibles. Compte tenu de la simplicité de mise en œuvre et des développements actuels des fabricants, la technique de Doherty est choisie pour atteindre l'objectif de cette thèse.

Chapitre II : Limitations pratiques du PA

Doherty

CHAPITRE II

La technique de Doherty est attractive pour l'amplification à haut rendement des signaux à forte dynamique d'amplitude, grâce à la technique de modulation dynamique de charge. Le principe de modulation de charge dans la théorie nécessite des paramètres de fonctionnement et des caractéristiques de courants différents entre les deux amplificateurs. Néanmoins, des limitations se présentent dans la pratique et modifient la modulation de charge du DPA ainsi que la largeur de bande.

Dans le but d'étudier les limitations, ce chapitre se décomposera en trois parties. En poursuivant la condition idéale de la modulation de charge dans un Doherty à deux voies, une étude en classes C basée sur la forme d'onde du courant généré par le PA auxiliaire est détaillée.

En premier, l'étude classique présentée au chapitre 1 suppose un fonctionnement en classe B des 2 étages avec une mise en conduction de l'auxiliaire pour un certain niveau de puissance. En pratique, cette mise en conduction pourra se faire en utilisant l'auxiliaire en classe C. L'obtention des conditions idéales de la modulation de charge nécessitera une configuration différente du PA auxiliaire, notamment en termes de taille et de point de polarisation.

Dans la deuxième partie, la non-linéarité de l'amplificateur de puissance est complétée dans le modèle en introduisant les capacités non-linéaires sur les deux terminaux de la source de courant, la grille et le drain. Ces non-linéarités ajoutées par les éléments parasites modifient la réponse en amplitude et en phase. Il en résulte une modification de la modulation de charge en fonction de la puissance de sortie et des performances. L'évaluation des effets du non-alignement soit en module, soit en phase des courants de chaque amplificateur est proposée afin de noter l'influence sur les performances de l'amplificateur.

La dernière partie du chapitre II analyse les facteurs principaux modifiant la largeur de bande du Doherty à deux voies. L'élément le plus important à concevoir avec précautions est l'inverseur d'impédance, par exemple une ligne quart d'onde. L'analyse menée est basée sur différentes techniques d'amélioration de largeur de bande proposées récemment dans différents travaux de recherche.

II.1) Analyse de fonctionnement du PA auxiliaire en classe C

La technique de modulation active de charge dans la théorie d'un amplificateur Doherty reste facile à comprendre. Néanmoins, elle nécessite l'obtention de profils de courant idéaux, difficiles à obtenir dans un cas réel.

Pour l'amplificateur principal, le profil du courant linéairement commandé par la tension V_{gs} peut être généré par un transistor polarisé en classe B. Or, la variation de courant de l'amplificateur auxiliaire souhaitée dans la théorie, illustrée dans l'exemple de la Figure I- 28, est difficile à obtenir des amplificateurs conçus de façon conventionnelle. Le fonctionnement de coupure de transistor en dessous du point de transition peut être obtenu par une polarisation en Classe C. Ainsi le transistor sera mis en conduction à partir d'un seuil qui correspond à une tension V_{gs} égale à la tension V_{th}. Ainsi, si les deux amplificateurs sont de même taille, l'auxiliaire ne peut pas délivrer le même niveau de courant que le PA principal à pleine puissance. Cette remarque limite l'application de l'étude théorique idéale précédente.

Une nouvelle étude est proposée en considérant un mode de fonctionnement en classe C de l'auxiliaire. L'objectif est de pouvoir sélectionner la taille des amplificateurs et la polarisation de l'auxiliaire et donc le point de transition.

Le premier point pour le PA auxiliaire commence par la détermination de point de polarisation de grille. Le courant du PA principal linéairement commandé par la tension V_{gs} peut s'écrire comme :

$$I_{ds,p}(t) = g_{m,p} * (V_{gs}(t) - V_{th}) \tag{2.1}$$

A bas niveau l'amplificateur principal est utilisé seul, en classe B, d'où l'expression du courant de drain à la fréquence fondamentale, avec I_{max} le niveau maximal atteint par $I_{ds,p}(t)$:

$$I_{1,p} = \frac{I_{max}}{2} = \frac{g_{m,p} * V_{gs1}}{2} \tag{2.2}$$

Pour obtenir un rendement élevé, l'amplificateur principal doit atteindre la saturation au seuil de mise en conduction de l'amplificateur auxiliaire $\varepsilon * (V_{gs_sat} - V_{th})$. Cela se traduit par une amplitude de tension V_{ds} égale à V_{dd} soit :

$$I_{1,p} * Z_{p_mod} = V_{dd} \tag{2.3}$$

A partir des expressions de Z_{p_mod} et $I_{1,p}$, l'expression de la tension fondamentale de grille à la saturation de tension de drain, $V_{gs1,\varepsilon}$ est obtenue :

$$V_{gs1,\varepsilon} = \varepsilon * (V_{gs_sat} - V_{th}) = \frac{2 * V_{dd}}{g_{m,p} * R_{opt}/\varepsilon} \tag{2.4}$$

Supposons que le PA Doherty ait en entrée une répartition de puissance adaptée à la taille des PAs principal et auxiliaire avec des tensions de commande V_{gs1} de modules

identiques. La polarisation du PA auxiliaire, $V_{gs,aux,0}$ doit être telle que l'amplificateur auxiliaire commence à conduire pour $V_{gs1,\varepsilon}$, soit :

$$V_{gs0,aux} = V_{th} - \varepsilon * (V_{gs_sat} - V_{th})$$
$$= V_{th} - (V_{gs_sat} - V_{th})/(1+n) \quad (2.5)$$

Avec n le rapport des courants délivrés par les transistors auxiliaire / principal à pleine puissance soit pour V_{gs_sat} au maximum de puissance :

$$n = \frac{I_{1,aux,sat}}{I_{1,p,sat}} \quad (2.6)$$

La Figure II- 1 présente l'évolution de tension de polarisation normalisée du PA auxiliaire pour différentes configurations de Doherty à 2 voies. Par l'équation (2.5), cette tension de polarisation est fonction du rapport des tailles de PA principal et auxiliaire. Ceci s'exprime par une tension de polarisation plus proche de la tension de seuil du transistor pour un n plus grand.

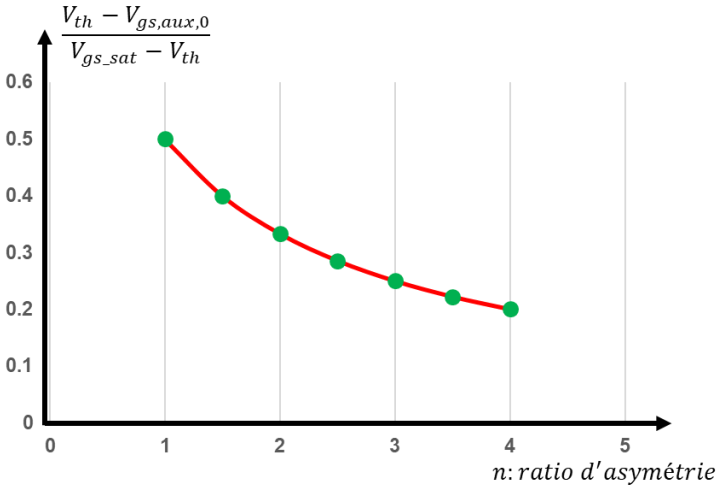


Figure II- 1 : L'évolution de la tension de polarisation normalisée du PA auxiliaire pour différentes configurations de Doherty à 2 voies

Pour un Doherty à 2 voies, avec un ratio de 1, soit des courants d'amplitude identique à la fréquence fondamentale, la tension de polarisation est la plus faible, $V_{th} - 0.5 * (V_{gs_sat} - V_{th})$.

Au maximum de puissance, le signal de commande fondamental $V_{gs1,aux,sat}$ du PA auxiliaire atteindra V_{gs_sat} correspondant au niveau de saturation $I_{ds_sat,aux} = I_{dss,aux}$:

$$V_{gs0,aux} + V_{gs1,aux,sat} = V_{gs_sat} \quad (2.7)$$

Il est alors possible d'en déduire l'angle de conduction de l'amplificateur auxiliaire à pleine puissance :

$$\cos(\alpha_{sat}/2) = \frac{V_{th} - V_{gs0,aux}}{V_{gs_sat} - V_{gs0,aux}} = \frac{1}{n+2} \tag{2.8}$$

Pour l'amplificateur auxiliaire, compte tenu du rapport de tension de grille à la fréquence fondamentale entre le point de déclenchement et le point de saturation de courant, il est aussi intéressant de redéfinir le point de transition en fonction de l'entrée, avec la notion de fonctionnement en classe C qui permet de mieux présenter la conséquence d'un profil de courant non idéale du PA auxiliaire. On introduit le seuil de mise en conduction :

$$\varepsilon_c = \frac{V_{th} - V_{gs0,aux}}{V_{gs_sat} - V_{gs0,aux}} = \frac{1}{n+2} \tag{2.9}$$

Le seuil de mise en conduction, ou point de transition, est donné en linéaire et en recul en dB dans le tableau ci-dessous pour différentes valeurs de n. Ce recul est aussi appelé IBO (Input Back Off).

Tableau II- 1 : Seuil de mise en conduction à l'entrée (linéaire et recul en dB) pour différents ratios d'asymétrie n

n	ε_c	IBO(dB)
1	0.33	-9.6
2	0.25	-12
3	0.2	-14

Tenant compte d'un fonctionnement en classe C, le courant de sortie n'est plus une fonction linéaire de tension de commande V_{gs1}. Le fait de polarisé en Classe C va créer une forme d'onde avec un temps de conduction inférieur à la demi période. Ainsi, le faible angle de conduction du PA auxiliaire, α_{sat}, limite le courant de sortie par rapport à un fonctionnement en classe B du PA principal. Le calcul de courant est donné par le calcul en série de Fourrier de la section I.2.1.

Par conséquent et pour mieux comparer, les caractéristiques de courant et de tension fondamental d'analyse en classe C et idéale sont présenté sur les Figure II- 2 et Figure II- 3. Par cette présentation, la caractéristique non-linéaire du courant du PA principal est mieux prise en compte que celle utilisée dans l'analyse théorique idéale.

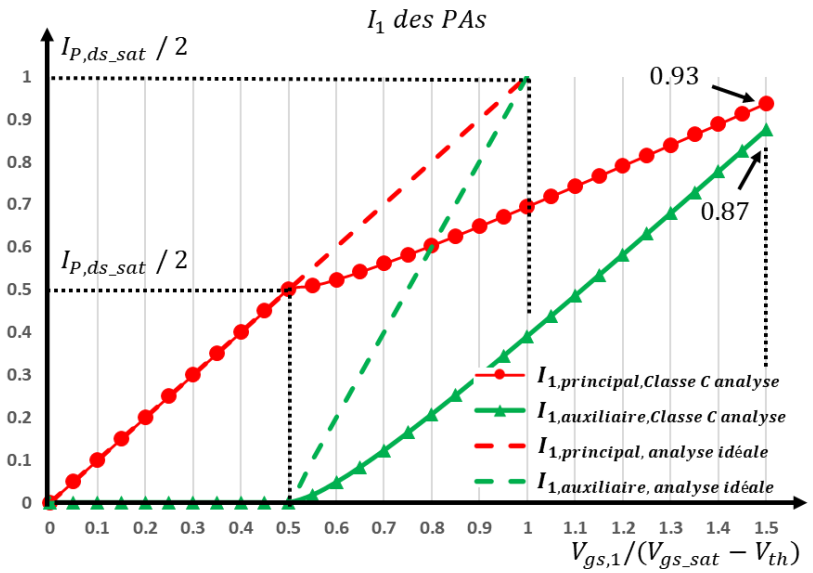


Figure II- 2 : Comparaison d'analyses en classe C et d'analyse idéale des courants à la fréquence fondamentale, I_1, des PAs principal et auxiliaire d'un Doherty symétrique(n=1)

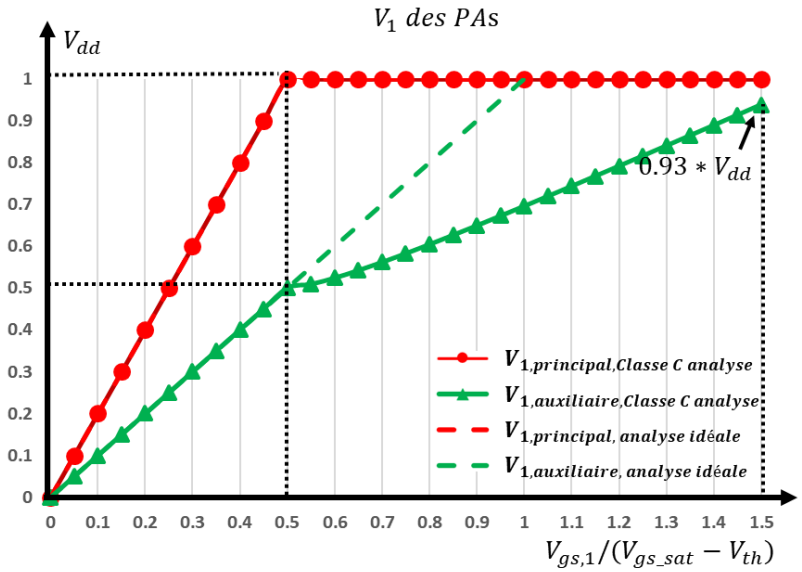


Figure II- 3 : Comparaison d'analyses en classe C et d'analyse idéale des tensions à la fréquence fondamentale, V_1, des PAs principal et auxiliaire d'un Doherty symétrique(n=1)

Sur la Figure II- 2, pour le signal de commande $V_{gs1,aux,sat}$ d'amplitude maximale, les PAs principal et auxiliaire n'atteignent plus le courant de saturation $\frac{I_{ds_sat,p}}{2}$. Pour le PA auxiliaire, ce phénomène est lié directement au fonctionnement en classe C. Sachant que la théorie nécessite un rapport de courant identique au nœud de combinaison. Par conséquent, la charge Z_{1T} devient inférieure à Z_{c0}, l'impédance caractéristique de l'inverseur d'impédance. Par le principe d'une ligne de transmission quart d'onde, l'impédance vue par le PA principal sera plus grande devant Z_{c0}. Comme la tension est toujours saturée, le courant du PA principal

n'atteint plus la saturation. Notons que le signal de commande du PA principal a déjà passé le niveau de saturation, V_{gs_sat} , la forme d'onde du courant $I_{1,p}$ ne reste plus demi-sinusoïdale.

A propos de cet effet lié au fonctionnent en classe C, la taille de l'amplificateur auxiliaire à utiliser va pouvoir être calculée avec pour objectif d'obtenir le rapport n entre les courants au maximum de puissance (équation 2.5). On va chercher le rapport N entre la taille de l'amplificateur auxiliaire et principal. Il correspond au rapport des courants maximaux, soit des transconductances pour des tensions de pincement identiques entre les deux transistors.

$$N = \frac{I_{ds_sat,aux}}{I_{ds_sat,p}} = \frac{g_{m,aux}}{g_{m,p}} \tag{2.10}$$

Le courant maximal à la fréquence fondamentale, en sortie de l'amplificateur auxiliaire sera :

$$I_{1,aux} = \frac{I_{ds_sat_aux}}{2\pi} * \frac{\alpha_{sat} - \sin(\alpha_{sat})}{1 - \cos(\frac{\alpha_{sat}}{2})} \tag{2.11}$$

L'amplificateur principal est utilisé en classe B avec un courant donné par l'équation 14 soit $I_{1,p} = \frac{I_{ds_sat,p}}{2}$. Cependant au maximum de puissance, soit à très forte saturation le courant de sortie pourrait se rapprocher d'un signal carré et la valeur de son amplitude à f_0 devient $I_{1,p} = \frac{2*I_{ds_sat,p}}{\pi}$. On introduit γ qui sera compris en $\frac{1}{2}$ correspondant à la classe B et $\frac{2}{\pi}$ en forte saturation.

$$I_{1,aux} = n * I_{1,p} = n * \gamma * I_{ds_sat_p} \tag{2.12}$$

A partir de l'expression précédente, nous pouvons établir l'expression du rapport de taille des transistors :

$$N = (2\pi n\gamma) * \frac{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})}{\alpha - \sin(\alpha)} \tag{2.13}$$

Par calcul, le nouveau ratio de taille du PA auxiliaire est présenté avec différentes valeurs de γ, 1/2 pour une forme d'onde demi sinusoïdale et $\frac{2}{\pi}$ pour une forme d'onde carré, dans le Tableau II- 2.

En appliquant la nouvelle taille du PA auxiliaire, les caractéristiques de courant et de tension sont présentées sur les Figure II- 4, Figure II- 5. Au niveau de saturation du signal de commande $V_{gs1,aux,sat}$, le courant et la tension atteignent les valeurs nominales souhaitées dans la théorie.

Tableau II- 2 : Taille du PA auxiliaire permettant de reproduire le rapport théorique de courant de saturation pour différents niveaux de saturation du courant du PA principal, γ

n	N(γ=1/2)	N(γ=2/π)
1	1.14	1.55
2	2.19	2.97
3	3.21	4.37

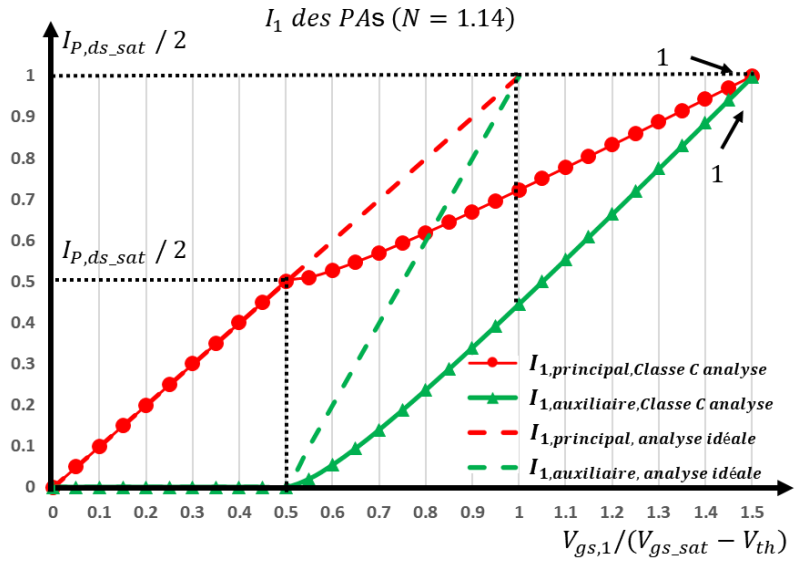


Figure II- 4 : Comparaison d'analyses en classe C avec un PA auxiliaire surdimensionné d'une taille N=1.14 et d'analyse idéale des courants à la fréquence fondamentale, I_1, des PAs principal et auxiliaire d'un Doherty symétrique(n=1)

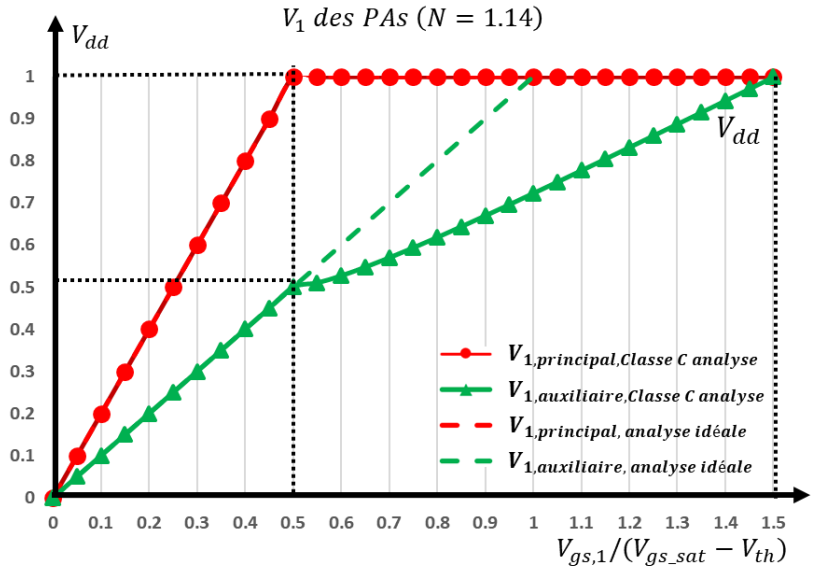


Figure II- 5 : Comparaison d'analyses en classe C avec un PA auxiliaire surdimensionné d'une taille N=1.14 et d'analyse idéale des tensions à la fréquence fondamentale, V_1, des PAs principal et auxiliaire d'un Doherty symétrique(n=1)

Par cette analyse comprenant l'effet de polarisation en classe C du PA auxiliaire, imposé par la nécessité d'un déclenchement du PA auxiliaire au premier pic de rendement, nous connaissons l'écart existant entre la théorie idéale et un cas plus réel. Pour produire une modulation de charge correcte, la taille du PA nécessite d'être surdimensionnée. De plus, nous avons pris en compte le fait que la forme d'onde de courant du PA principal n'est pas maintenue demi-sinusoïdale à fort niveau à cause de la sur-saturation.

II.2) Limites de l'étude théorique de la modulation de charge dans un PA Doherty

II.2.1) Mise en évidence des limitations

Dans les parties précédentes, la combinaison des courants des amplificateurs principal et auxiliaire est supposée toujours en phase et avec des niveaux idéaux, quel que soit le niveau de puissance de sortie et les fréquences. Or ces conditions ne peuvent pas être vérifiées sur l'ensemble de la bande de fréquence d'utilisation du fait des caractéristiques en fréquence des inverseurs d'impédance et des circuits d'adaptation. De plus, les comportements des transistors vont être très différents du fait des différentes polarisations utilisées du type classe B pour l'amplificateur principal et classe C pour l'auxiliaire.

Dans les transistors, le comportement non-linéaire est dû non seulement à la source de courant, mais également aux capacités intrinsèques. Prenons l'exemple d'un FET, la Figure II-6 illustre les trois capacités non-linéaires principales, soit C_{gs}, C_{gd} et C_{ds}.

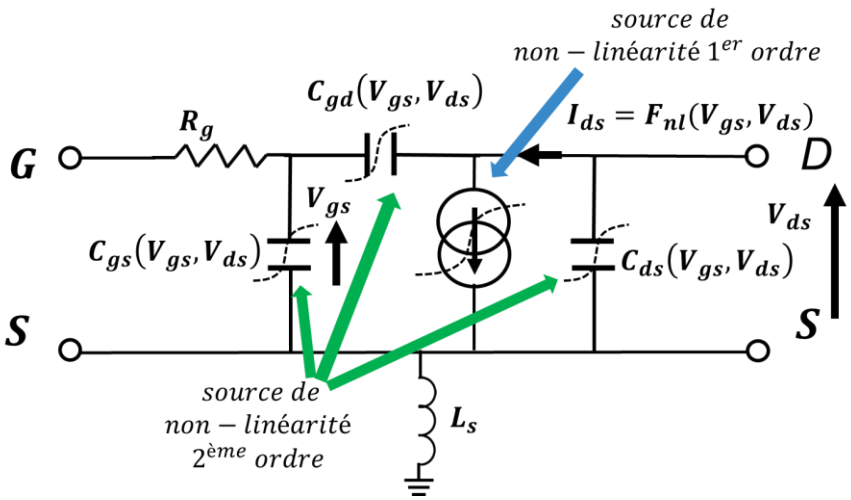


Figure II- 6 : Représentation d'un transistor avec les non-linéarités présentes

Ces capacités ont des caractéristiques non-linéaires fonction des tensions grille-source et drain-source. En fonction des variations des tensions présentées, l'épaisseur de la zone de

déplétion varie, entrainant des variations de charge et des capacités équivalentes [10]. Par exemple, la variation de C_{gs} est présentée par la Figure II- 7, en fonction de V_{gs}, avec C_{ox} la capacité intrinsèque.

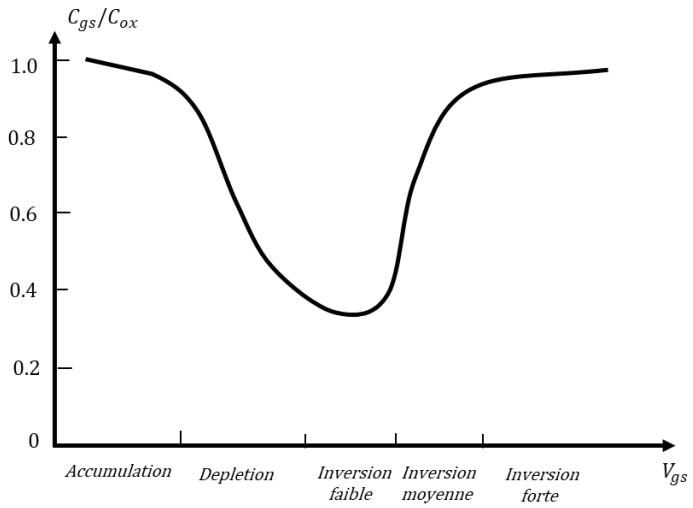


Figure II- 7 : Exemple de variation de C_{gs}/C_{ox} en fonction de V_{gs} suivant différents états de fonctionnement

En termes d'impact sur l'amplificateur, une grande variation de C_{gs}, par exemple dans le cas d'une polarisation en classe C, entraine une difficulté supplémentaire d'adapter le réseau d'entrée. La variation de C_{gs}, modifie la réponse d'amplitude et de phase de V_{gs}, et modifie les courants de sortie en module et en phase. Il en résulte une modification de la modulation de charge et du fonctionnement du Doherty.

II.2.2) Non alignement des modules des courants lors de leur combinaison

Les analyses théoriques sont faites en supposant des conditions d'excitation $|V_{gs}|$ identiques sur chaque amplificateur principal et auxiliaire. L'analyse du fonctionnement en classe C dans la partie précédente a donné l'exemple d'une modulation de charge non adaptée en module. Des techniques ont été explorées pour compenser le défaut d'excitation du PA auxiliaire.

❖ Polarisation dynamique de grille pour le PA auxiliaire

La technique de polarisation dynamique de grille réside aussi dans la famille de modulation de tension d'alimentation. La polarisation du PA auxiliaire est contrôlée par le même principe d'ET (enveloppe tracking) pour l'optimisation des performances. La technique la plus simple est de contrôler la tension de polarisation de grille de l'auxiliaire en fonction du niveau de la puissance d'entrée. Il est ainsi possible d'optimiser le fonctionnement de

l'auxiliaire en permanence pour rester sur les meilleurs niveaux de rendement [11] [12]. L'ajout du détecteur d'enveloppe et du contrôle de la polarisation, qui peut être numérique, rend plus complexe la réalisation de l'amplificateur.

❖ Répartition de puissance déséquilibrée

La technique de répartition de puissance déséquilibrée est proposée dans plusieurs publications [13] [14]. Dans cette configuration, la répartition de puissance est telle que le PA auxiliaire reçoit une puissance plus importante que le principal, permettant ainsi de compenser laperte de gain due à la polarisation en classe C.

Notons également que les variations de C_{gs} importantes en classe C entre le fonctionnement pincé et en conduction rend difficile l'adaptation. En fonction de la puissance d'entrée, les variations de l'impédance d'entrée peuvent être très importantes et modifier l'équilibre des coupleurs d'entrée. L'optimisation de ce réseau d'adaptation [15] est donc nécessaire pour adapter la puissance d'entrée.

II.2.3) Non alignement des phases des courants pour la combinaison

La Figure II- 8 présente le schéma d'analyse utilisé pour étudier la conséquence d'une combinaison de courant non-alignée en phase.

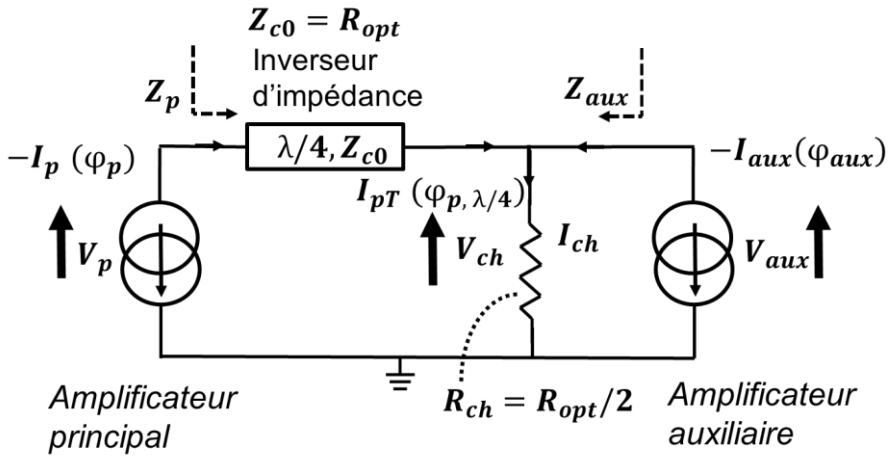


Figure II- 8 : Analyses de modulation de charge d'un Doherty à phase non-alignée

L'analyse est faite avec le signal de commande du PA principal et auxiliaire de même module, correspondant au niveau de saturation V_{gs_sat}, de telle sorte que la modulation de charge sera idéale si les courants sont combinés en phase. Dans cette condition idéale en phase, les PAs principal et auxiliaire auront un courant de module identique de $I_{ds_sat}/2$, une tension de drain de module identique d'expression $V_{dd} - V_{ds_min}$ et une charge modulée à R_{opt}.

Nous allons étudier les performances d'un tel Doherty à puissance saturée pour une combinaison de courant ayant une certaine déviation de phase par rapport au cas idéal. La Figure II- 9 présente les différentes configurations pour le déphasage de $\varphi_{\text{aux}} - \varphi_p$ dans la bande de 1.8 GHz à 2.2 GHz.

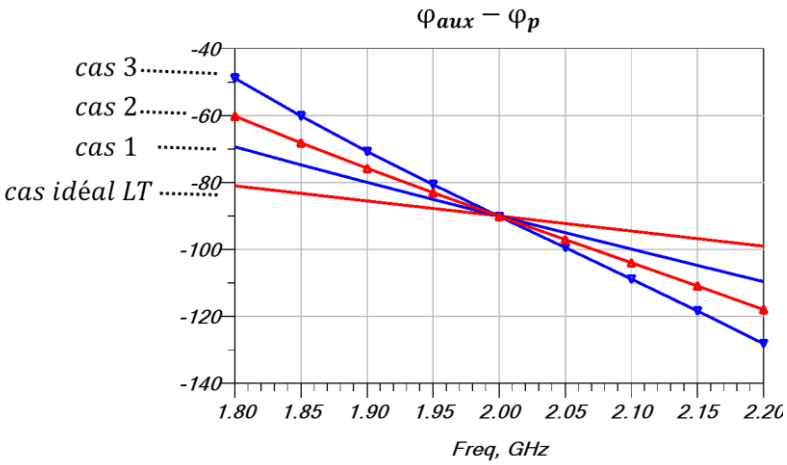


Figure II- 9 : Différentes configurations pour le déphasage $\varphi_{aux} - \varphi_p$ en degrés, dans la bande de 1.8 GHz à 2.2 GHz

Pour le cas idéal, le déphasage $\varphi_{\text{aux}} - \varphi_p$ à différentes fréquences sera celui obtenu avec la ligne quart d'onde. Il est noté " cas idéal LT " dans la Figure II- 9. Dans la bande de 1.8 GHz à 2.2 GHz, soit une largeur de bande fractionnel de 20 %, le déphasage varie de -81° à -100°.

Trois autres configurations de déphasage dans la bande sont aussi testées à titre de comparaison :

- Cas 1 : déphasage de – 70° à -110°, avec un total de 40° de variation.
- Cas 2 : déphasage de – 60° à -120°, avec un total de 60° de variation.
- Cas 3 : déphasage de – 50° à -130°, avec un total de 80° de variation.

Dans la pratique, ces différentes vitesses de variation de phase pourront venir des réseaux d'adaptation à l'entrée ou à la sortie avec des pôles proches de la bande.

Pour mieux calculer la modulation de charge, le courant et la tension de drain sont calculés par équilibrage harmonique avec le logiciel ADS (Advanced Design System) en utilisant un modèle simplifié du transistor ne comportant que la source de courant de sortie, comme présenté dans la Figure II- 10. La source de courant est définie par l'équation (2.14) suivante en fonction de V_{gs} et V_{ds}.

$$I_{ds}(V_{gs},V_{ds}) = \begin{cases} 0 & V_{gs} < 2\ \mathrm{V} \\ 0.5 * (V_{gs} - 2) * \tanh(0.5 * V_{ds}) & 2\ \mathrm{V} \leq V_{gs} \leq 4\ \mathrm{V} \\ \tanh(0.5 * V_{ds}) & V_{gs} > 4\ V \end{cases} \quad (2.14)$$

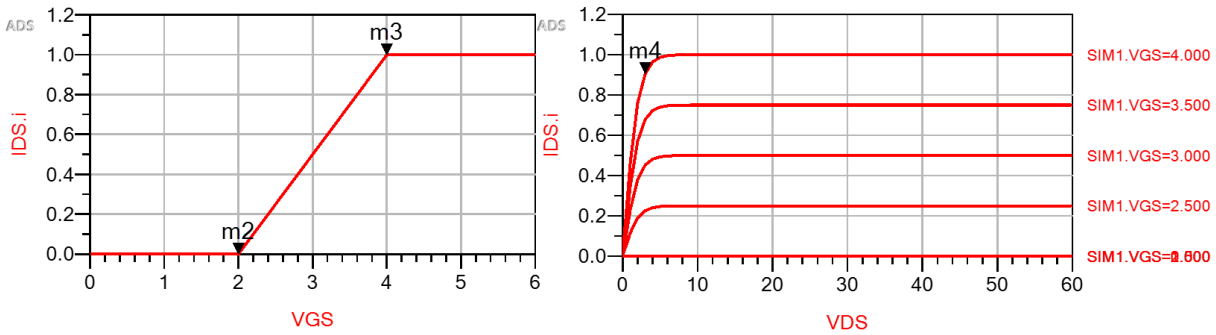


Figure II- 10 : Caractéristiques de V-I du modèle simple créé par l'équation définie (2.14), I en Ampères, V en Volts

Comme présenté précédemment, le Doherty symétrique est construit avec une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique R_{opt}. La simulation est faite pour un seul niveau de $V_{gs} = 4\ V$. Cependant, pour ne pas introduire de désadaptation de module de courant à la sortie, le PA principal et le PA auxiliaire sont polarisés en classe B.

La Figure II- 11 présente les résultats de simulation des performances en rendement et en puissance normalisée à différentes configurations de déphasage entrée-sortie. Dans le cas idéal et au centre de la bande, le rendement est à un niveau de 66.8% et la puissance est normalisée à 0 dB. Dans le cas idéal, ces valeurs sont obtenues quelque soit la fréquence.

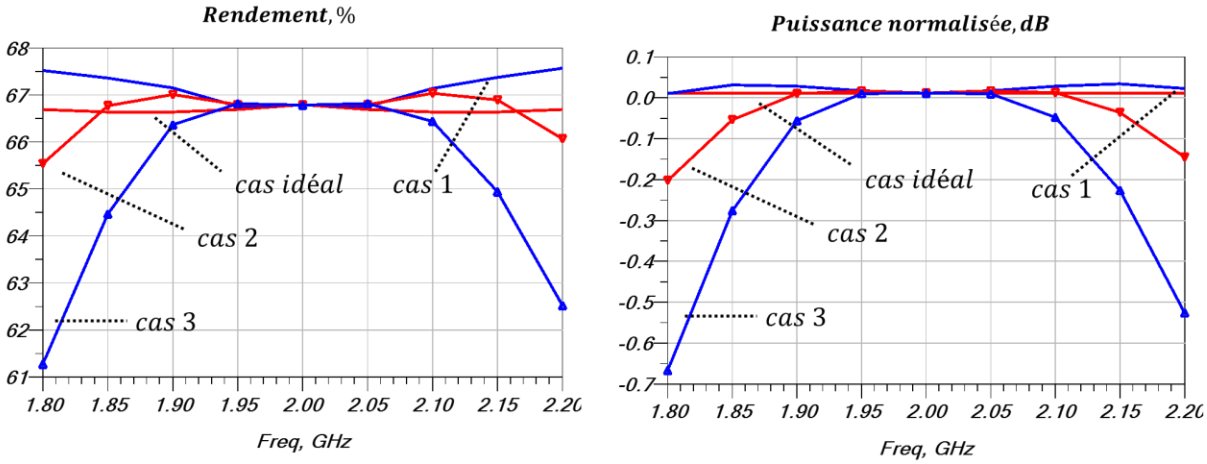


Figure II- 11 : Performances en rendement et en puissance normalisée à différentes configurations de déphasage entrée-sortie.

Pour le cas 1, soit une déviation maximum de 10 degrés aux extrémités de la bande par rapport au cas idéal, une légère augmentation de puissance et de rendement est remarquée dans la bande. Ces augmentations sont dues à une plus forte saturation du transistor.

Cependant, pour le cas 2 et 3, d'une déviation maximum de 20 et 30 degrés aux extrémités de la bande par rapport le cas idéal, les performances commencent à être dégradées. Pour le cas 2, la puissance chute de 0.2 dB avec une légère dégradation de rendement. Pour le cas 3, la puissance a une perte maximale de 0.7 dB et une dégradation de rendement de 6%.

Ainsi, la tension V_{ds} normalisée à 24 V, soit $V_{dd} - V_{ds_min}$, du PA principal est présentée dans la Figure II- 12 pour ces différentes configurations de déphasage entrée-sortie.

Pour le cas idéal, cette tension normalisée est égale à 1 pour toute la bande. Tandis que cette tension normalisée augmente pour tous les autres cas de cas 1 à cas 3. Pour chaque configuration, la tension augmente quand la fréquence s'éloigne de la fréquence centrale f_0, 2 GHz, et elle remonte plus rapidement quand l'erreur de phase entrée-sortie est grande. Pour le pire des cas, la tension augmente jusqu'à l'ordre de 1.13 pour les extrémités de la bande. Le cas 1 présente donc le moins d'erreur de modulation de charge.

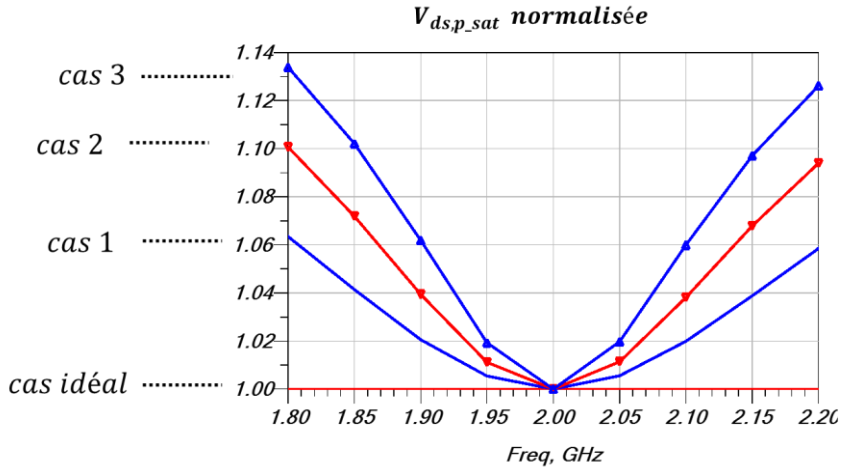


Figure II- 12 : La tension normalisée $V_{ds}/24\ V$ du PA principal à différentes configurations de déphasage entrée-sortie.

Enfin, une représentation sur l'abaque de Smith de la charge vue par chaque PA est montrée dans la Figure II- 13, pour les configurations de déphasage des cas 1 et cas 3. Par cette comparaison, on remarque une forte dispersion des charges avec une déviation importante sur le cas 3.

En conclusion, pour que la modulation de charge se rapproche de l'état idéal, la variation de phase d'entrée devrait être proche de celle de sortie. A l'exemple d'un déphasage de la sortie introduit par une ligne quart d'onde pure, il varie de -80° à -100° pour une bande de 1.8 GHz à 2.2 GHz. Pour que les charges soient modulées avec un coefficient de réflexion < -20 dB, la déviation de phase d'entrée devrait être au maximum de 10 degrés, soit -70° à -110°, ce qui est présenté par le cas 1.

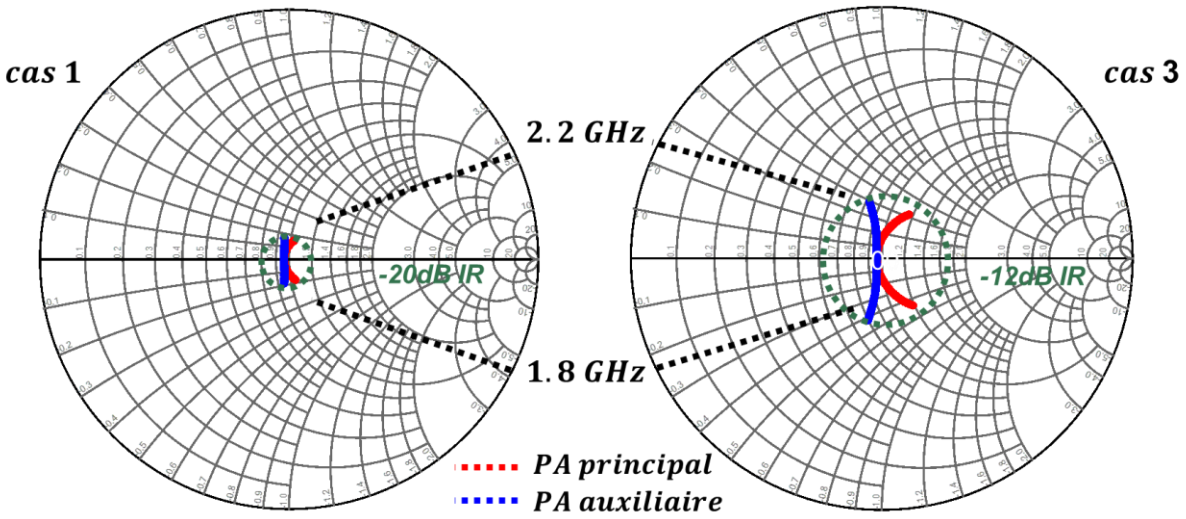


Figure II- 13 : Comparaison des charges présentées pour le PA principal et auxiliaire entre les configurations de déphasage entrée-sortie "cas 1" et "cas 3"

II.3) Analyses de largeur de bande pour un Doherty

En raison de la concentration des bandes attribuées aux communications sans fil, des recherches intensives ont été menées pour la conception d'amplificateurs travaillant en mode large bande ou multibande. L'objectif est d'obtenir un amplificateur capable de fonctionner de façon quasi-optimale pour de multiples bandes de transmission plutôt qu'un amplificateur par bande.

Les limitations de bande passante sont liées aux éléments parasites des transistors et des circuits passifs dont l'importance augmente avec la fréquence et dont les effets doivent être pris en compte dans la conception des circuits d'adaptation d'entrée et de sortie. De plus, comparé à un amplificateur conventionnel en classe B, la topologie Doherty ne permet pas un fonctionnement optimal large-bande à cause de l'inverseur d'impédance et de l'alignement des courants en module et en phase à a sortie.

Cependant, plusieurs axes de recherches ont été explorés pour améliorer la largeur de bande du DPA. Dans cette partie, les limitations principales seront présentées, puis dans une étude bibliographique, les techniques utilisées et les théories associées sont détaillées. Elles serviront aussi à orienter la recherche de solutions pour notre projet.

II.3.1) Réseau de transformation de 50 Ohm à la charge Z_{ch} de Doherty

Dans les systèmes hautes fréquences et donc de communication sans fil, l'impédance du système est standardisée à 50 Ω compte tenu des caractéristiques des supports de transmission, câbles ou lignes de transmission imprimées.

Par conséquent, pour un DPA, l'analyse de largeur de bande pourra donc commencer par le réseau de transformation de 50 Ω, l'impédance du système, à la charge " résistive " Z_{ch} de charge à présenter en sortie de l'amplificateur Doherty pour un fonctionnement optimal en puissance et rendement.

La transformation d'impédance réalisée entre le 50 Ω et la charge résistive de Doherty est souvent faite par des transformateurs quart d'onde pour la simplicité d'implémentation. Si seulement une adaptation d'impédance à bande étroite est nécessaire, une seule section de transformateur quart d'onde peut suffire. L'adaptation peut être étendue à des bandes plus larges avec la réalisation de transformateurs à plusieurs sections.

Pour un seul transformateur quart d'onde, l'impédance à adapter entre la charge du Doherty Z_{ch} et la charge Z_L de 50 Ω donne l'impédance caractéristique de la ligne, Z_c, par :

$$Z_c = \sqrt{Z_{ch} * Z_L} \tag{2.14}$$

Ce résultat est obtenu à la fréquence f_0 pour laquelle la longueur de ligne est un quart d'onde. Pour les autres fréquences, l'expression de l'impédance d'entrée de la ligne est :

$$Z_{ch} = Z_c * \frac{Z_L + j * Z_c * \tan(\beta * l)}{Z_c + j * Z_L * \tan(\beta * l)} \tag{2.15}$$

avec $\beta = \frac{2.\pi}{\lambda}$, λ longueur d'onde et l longueur de la ligne.

Le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne est donné par :

$$\Gamma = \frac{Z_{ch} - Z_c}{Z_{ch} + Z_c} \tag{2.16}$$

Pour un coefficient de réflexion inférieur à une valeur maximale $\Gamma < \Gamma_m$ et des fréquences proches de la fréquence centrale de bande f_0 , l'expression suivante de la bande de fréquence Δf est obtenue [16].

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} * cos^{-1}\left[\frac{\Gamma_m}{\sqrt{1-\Gamma_m^2}} * \frac{2\sqrt{Z_L/Z_{ch}}}{|Z_L/Z_{ch} - 1|}\right] \tag{2.17}$$

La bande passante Δf augmente si le rapport de transformation Z_L/Z_{ch} tend vers 1.

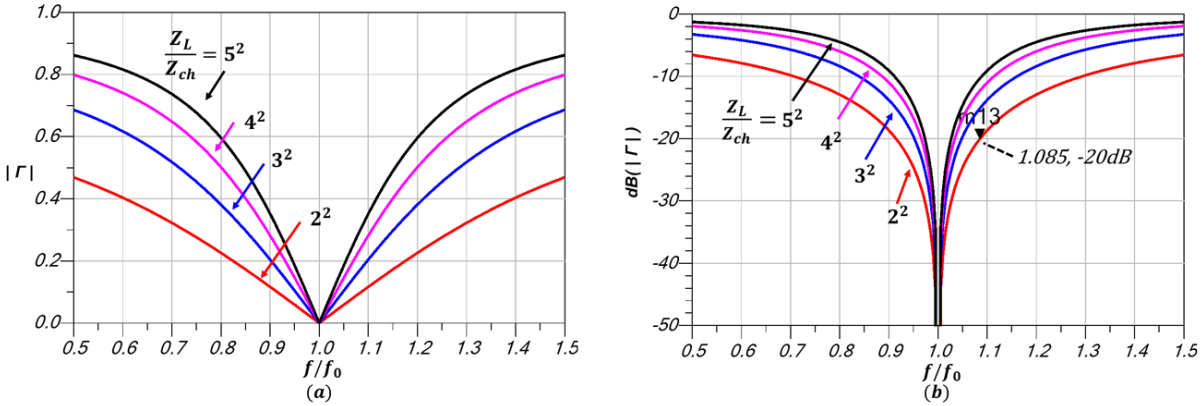


Figure II- 14 : Module du coefficient de réflexion, en linéaire (a) et en logarithme (b) pour différents rapports de transformation d'impédance

La Figure II- 14 présente le module de coefficient de réflexion, $|\Gamma|$, pour différents rapports de transformation d'impédance Z_L/Z_{ch} de 2^2 à 5^2. La largeur de bande rétrécit rapidement avec l'augmentation du rapport.

Un réseau de transformateur à multi-sections permettra d'étendre la largeur de bande [16]. La conception d'un tel transformateur peut reposer sur différentes méthodes de calculs des lignes :

- Transformateur « binomial » afin d'obtenir une réponse aussi plate que possible autour de f_0,
- Transformateur « Chebyshev » permettant d'optimiser la bande passante mais avec des ondulations de la réponse.

Il existe également des transformateurs à ligne dits " Tapered ", c'est-à-dire à variation continue du profil de façon linéaire, exponentielle, etc.

Les méthodes de calcul de ces transformateurs sont connues d'où une conception aisée. Par contre l'utilisation de multiples sections amène une augmentation des pertes et de la surface occupée. Un compromis doit alors être recherché.

Dans [17], J. Pang et al, ont réalisé un inverseur d'impédance à topologie de filtre passe-bas. Le DPA réalisé fonctionne dans la bande de 1.7 GHz à 2.6 GHz, soit une largeur de bande de 41.9%. La puissance mesurée en saturation est de 44.9 dBm à 46.3 dBm avec un rendement de 47% à 57% à 6 dB de recul.

En résumé, la première règle de conception pour une largeur de bande maximale est que le rapport de transformation doit être réduit pour chaque section lors de la transformation entre la charge 50 Ω et la charge Doherty.

II.3.2) Réseau de transformation de l'inverseur d'impédance --- ligne quart d'onde

La seconde limitation de la bande passante est due à l'inverseur d'impédance qui est l'élément principal permettant de moduler les charges des PAs principal et auxiliaire pour le DPA. Il est donc nécessaire d'étudier son impact sur la largeur de bande.

Dans un Doherty, la largeur de bande est définie par le circuit de transformation qui doit, suivant l'état de fonctionnement de l'amplificateur auxiliaire :

- Permettre d'assurer le passage de Z_{ch} vers Z_{p_mod} à faible puissance,
- Garantir les conditions d'adaptation en puissance pour le PA principal et auxiliaire, à forte puissance.

Alors que pour l'adaptation de 50 Ohm à la charge Z_{ch} de Doherty n'importe quel type de transformation était possible, dans cette partie, le circuit doit être du type inverseur d'impédance. Il peut être réalisé par des structures à éléments localisés L-C ou des lignes et notamment une ligne quart d'onde. D'après l'analyse de la section précédente, la largeur de bande d'un inverseur d'impédance, par exemple du type de ligne quart d'onde, sera réduite si le rapport de transformation augmente.

La deuxième règle de conception pour accroitre la largeur de bande pour un Doherty, est que l'asymétrie du Doherty doit être limitée. En faible puissance, le rapport de transformation est $(1+n)^2$, avec n l'asymétrie entre le PA auxiliaire et le PA principal. Par conséquent, intrinsèquement, un Doherty symétrique est la topologie la plus large bande.

Un Doherty symétrique aura un rapport de transformation de 4 en faible puissance. Selon la Figure II- 14, une largeur de bande fractionnelle de 17% pourra être atteinte avec un coefficient de réflexion Γ inférieur à -20dB.

Selon la recherche bibliographique, plusieurs travaux sont basés sur la topologie symétrique. M. N. A. Abadi et S. Boumaiza [18], ont proposé un Doherty large bande en technologie GaN, avec le combineur modifié, ayant un maximum de puissance de 20 Watts, et fonctionnant entre 700 MHz et 950 MHz, soit une largeur de bande de l'ordre de 30%. Bien que la topologie symétrique soit choisie, le PA auxiliaire utilisé est physiquement 2.5 fois plus grand que le PA principal, soit un transistor de 10 W pour le principal et 25 W pour l'auxiliaire, dans le but qu'ils fournissent la même puissance à fort niveau avec des polarisations différentes.

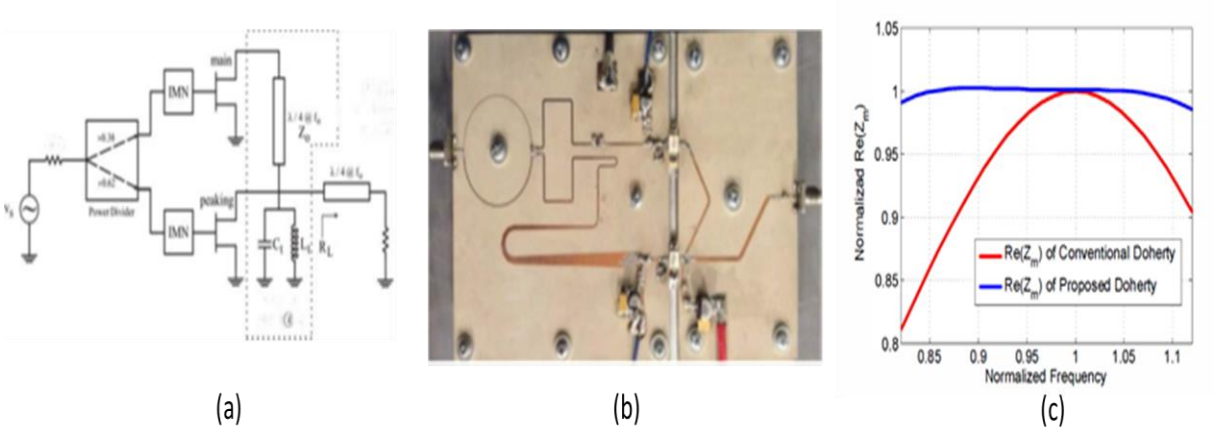


Figure II- 15 : a) Le PA Doherty utilisant le combineur de sortie proposé ; (b). Amplificateur fabriqué sur la base du combineur proposé ; (c) Re (Zm) normalisé du PA principal du Doherty conventionnel et proposé par rapport à la fréquence [18]

Un réseau résonant L-C est ajouté et connecté en parallèle à la sortie de l'amplificateur auxiliaire, qui fonctionne comme circuit de compensation pour un fonctionnement large bande, comme indiqué sur la Figure II- 15 (a). Le résonateur L-C est réalisé avec une capacité de 19 pF et une ligne de faible longueur équivalente à une inductance de 1.9 nH. Il pourra aussi servir de circuit d'alimentation et d'impédance de charge aux fréquences harmonique. Le résonateur L-C est réglé à la fréquence de résonance f_0 et ainsi il n'affecte pas le fonctionnement de réseau d'adaptation à cette fréquence. Le mécanisme d'amélioration de la bande passante sera détaillé par la suite.

La Figure II- 15 (b), montre le circuit réalisé et la comparaison de transformation d'impédance en faible puissance est montrée par Figure II- 15 (c).

En utilisant le combineur proposé, ce DPA a atteint un rendement en puissance ajoutée de 42% pour une amplification de signaux bi-bande avec un PAPR de 9.4 dB. Le signal de test consiste en deux porteuses de signal WCDMA de 5 MHz à 750 MHz, et une porteuse de signal LTE 15 MHz à 900 MHz, avec une largeur de bande instantanée (ISBW) de 165 MHz. Après linéarisation, les signaux sont amplifiés avec l'ACPR corrigé de -50 dBc et -48.2 dBc pour ces deux bandes.

De la même manière [19], cette structure résonante peut être obtenue par une ligne quart d'onde reliée à la masse. Un tel DPA à topologie symétrique de 20 W est construit avec les mêmes transistors de 10 Watts et 25 Watts, de 1.72 GHz à 2.27 GHz, soit 28% de largeur de bande. Un rendement de 48% à 55% a été mesuré à 6 dB de recul de puissance sur toute la bande.

L'évaluation de la possibilité de linéarisation de ce DPA a été menée pour une excitation bi-bande, des porteuses de signaux WCDMA d'une largeur de bande instantanée de 15 MHz à 1850 MHz et une porteuse de signal LTE de 15 MHz à 2150 MHz. Après linéarisation, les signaux sont amplifiés avec un ACPR corrigé de -54 dBc et -51 dBc pour ces deux bandes, avec un rendement total de 45%.

❖ Ligne quart d'onde -- Technique de compensation en réactance

Dans une analyse conventionnelle, sans tenir compte des impédances aux fréquences harmoniques, un Doherty large bande nécessite premièrement d'obtenir une impédance, Z_{p_mod} sur une large bande passante. Prenons l'exemple d'un Doherty symétrique avec $R_{opt} = 50\ ohm$, d'après les équations 1.48 à 1.50, l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde sera $Z_{c0} = R_{opt}$ et dans le cas de l'amplificateur auxilaire bloqué, l'amplificateur principal doit voir la valeur théorique optimale de $Z_{p_mod} = 2 * R_{opt}$. La Figure II- 16 montre l'impédance requise qui devrait être présentée par la charge de Doherty dans une bande de $0.75 * f_0$ à $1.25 * f_0$ pour que l'amplificateur principal voit cette valeur optimale sur toute la bande.

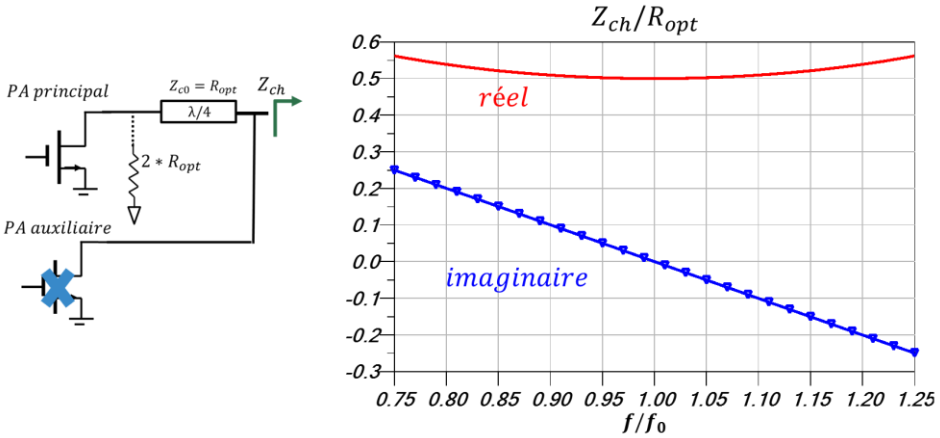


*Figure II- 16 : Impédance Z_{ch} requise au point de combinaison, permettant de réaliser une transformation d'impédance large-bande à la valeur théorique optimale de 2*R_{opt}, par la ligne quart d'onde*

On pourra remarquer qu'en bas de bande, cette charge est inductive et devient capacitive en haut de bande.

La Figure II- 17 présente les résultats de l'utilisation d'une ligne quart d'onde de transformation d'impédance de charge de 50 Ω à la charge de Doherty. L'impédance transformée par une ligne quart d'onde suit toujours une trajectoire dans le sens des aiguilles d'une montre. Pour un Doherty de forte puissance, une charge faible est nécessaire, soit une transformation vers de faibles valeurs et donc $Z_1 < Z_L$. Dans ce cas, la réactance passe de

capacitive à inductive lorsque la fréquence augmente, comme présenté sur la Figure II- 17, ce qui ne correspond pas à l'adaptation en puissance recherchée, représentée en vert sur la Figure II- 17.

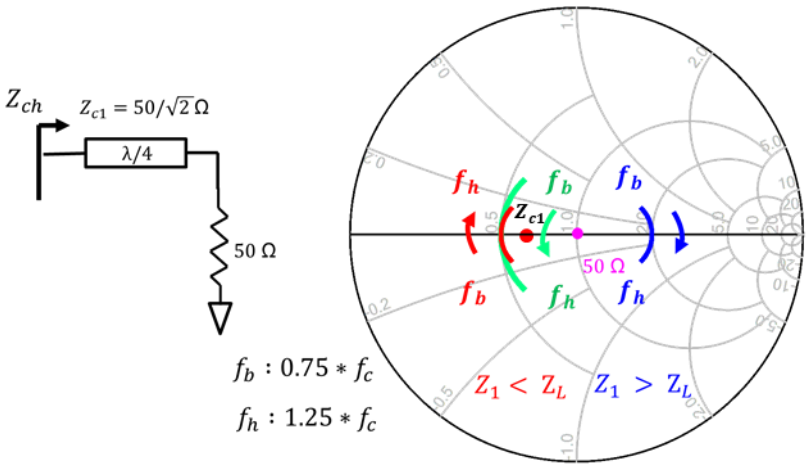


Figure II- 17 : Répartition des impédances en fonction de la fréquence pour deux différentes conditions de Z_{c1}. En vert, adaptation optimale recherchée.

La Figure II- 18 présente le schéma de fonctionnement pour un circuit de compensation utilisant une ligne quarte d'onde court-circuitée, d'impédance caractéristique Z_{c2} proche de la charge du Doherty. Par comparaison, l'impédance idéale requise est représentée ainsi que l'impédance avec le circuit de compensation. On note une inversion des sens de variation grâce au circuit parallèle de compensation comme souhaité pour l'adaptation large bande du Doherty. Dans l'exemple, le rapport $k = \frac{Z_{c2}}{0.5 * R_{opt}}$ est choisi à 0.5, 1.0 et 1.5.

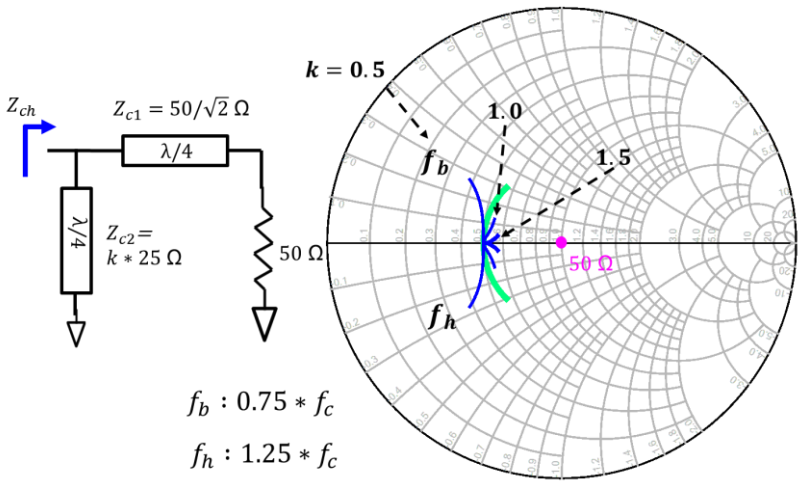


Figure II- 18 : Schéma de fonctionnement pour un circuit de compensation en réactance, une ligne quart d'onde court-circuité, avec l'impédance compensée présentée sous différentes conditions de Z_{c2}

En fait, ce circuit de compensation élargit la bande mais les conditions ne sont toujours pas idéales sur l'ensemble de la bande étudiée. Selon la Figure II- 18, pour $k = 0.5$, la charge

s'écarte des conditions idéales lorsque la fréquence s'écarte de f_0. Le meilleur compromis de performance en faible et forte puissances sera obtenu pour k compris entre 0.5 et 1, selon la Figure II- 18.

Au final, la comparaison des impédances transformées par des réseaux de transformation sans et avec circuit de compensation est présentée dans la Figure II- 19. Le ratio, k, est choisi à 0.67. D'après cette figure, avec le circuit de compensation, l'impédance transformée est toujours dans la cercle de -20 dB du coefficient de réflexion, pour une bande de $0.75 * f_0$ à $1.25 * f_0$, soit 50% de largeur de bande fractionnelle.

Néanmoins, cette méthode sera limitée à certains niveaux de puissance car l'impact des éléments parasites est non négligeable quand les transistors utilisés sont de grandes tailles. De plus, la perte d'insertion du circuit de compensation est aussi un paramètre important pour évaluer le rendement du DPA.

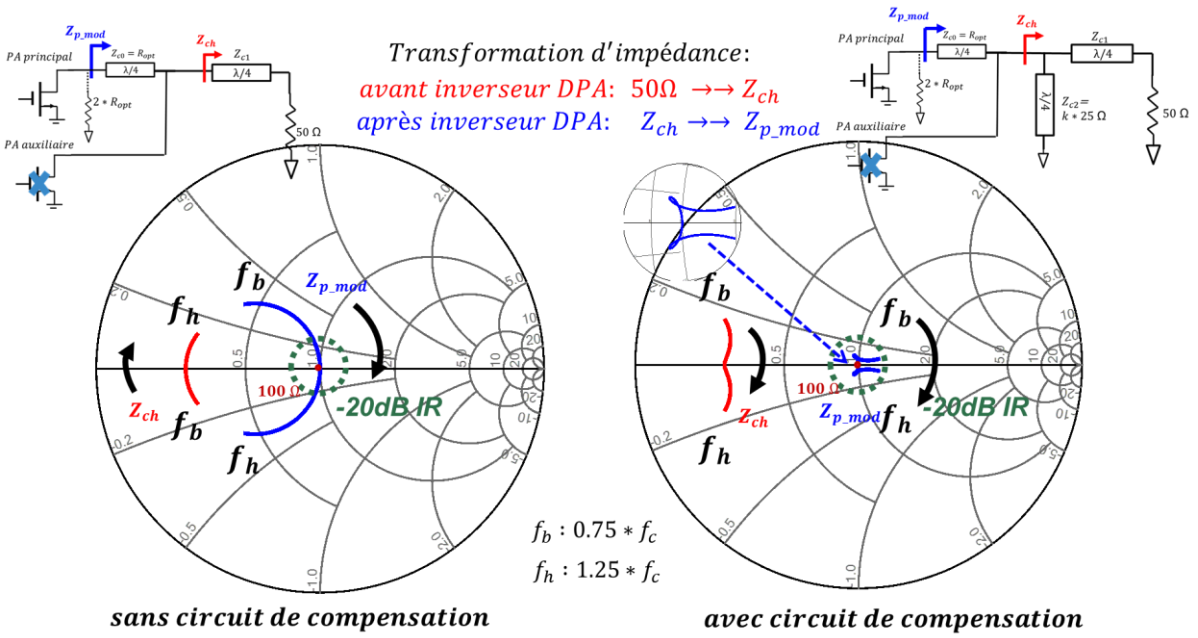


Figure II- 19 : Mécanisme de compensation en réactance, comparaison des configurations de transformation par section de ligne quart d'onde

II.3.3) L'inverseur d'impédance avec élément parasite --- C_{ds}

Les travaux de recherches présentés dans la partie précédente sont appliqués à un amplificateur de puissance modérée et en technologie GaN. Ces deux conditions limitent les effets des éléments parasites des modèles de transistors et notamment de la capacité de sortie C_{ds}. La capacité C_{ds} modifie l'adaptation en puissance de la sortie des transistors.

La comparaison de la qualité d'adaptation pour une transformation avec et sans C_{ds} est présentée dans la Figure II- 20.

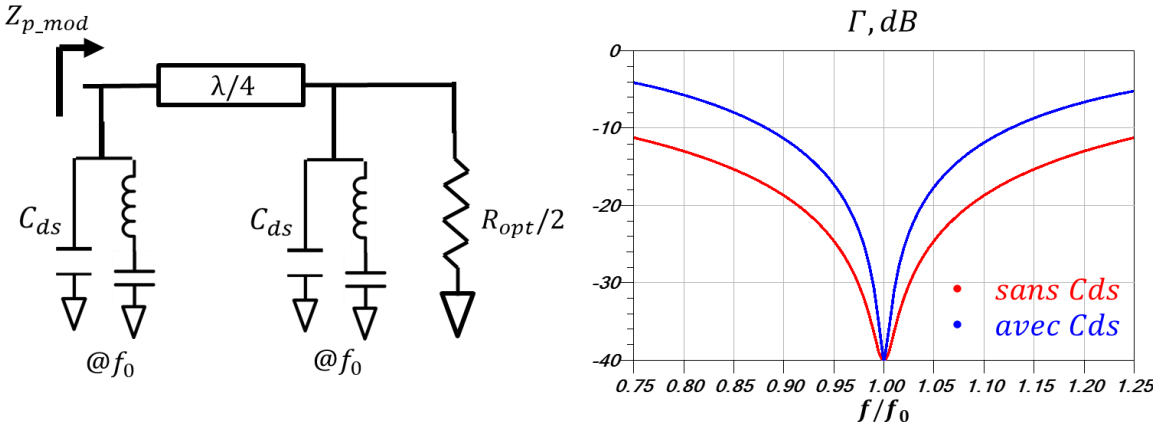


Figure II- 20 : Comparaison du coefficient de réflexion pour Z_{p_mod} à faible puissance pour des conditions sans et avec l'élément parasite C_{ds}

Ces résultats sont simulés en considérant un Doherty symétrique fonctionnant à 2GHz. Pour simplifier, on considère $1/(C_{ds}.\omega_0) = R_{opt} = Z_c$, soit un cas assez proche de ce qu'il est possible d'obtenir en technologie LDMOS. Prenons le critère d'une adaptation avec un coefficient de réflexion inférieur à -20dB, l'impédance transformée ne présente qu'une largeur de bande de 10% en présence de C_{ds}. Si l'asymétrie entre les transistors augmente selon la nécessité de recul en rendement, cette largeur de bande tombera à des valeurs de 8%, voire 5%.

Au lieu d'utiliser une ligne de transmission $\lambda / 4$ comme inverseur d'impédance, Qureshi et al. ont étudié la possibilité d'absorber l'élément parasite C_{ds} de l'amplificateur principal et auxiliaire [20]. Cette méthode d'absorption, montrée dans la Figure II- 21, consiste à utiliser les C_{ds} des transistors, les inductances L_B des fils de bonding et une courte ligne de transmission pour former un inverseur d'impédance à éléments quasi-localisés. Ce quasi-inverseur d'impédance présente donc le même fonctionnement que la ligne quart d'onde quand la fréquence est proche du centre de la bande.

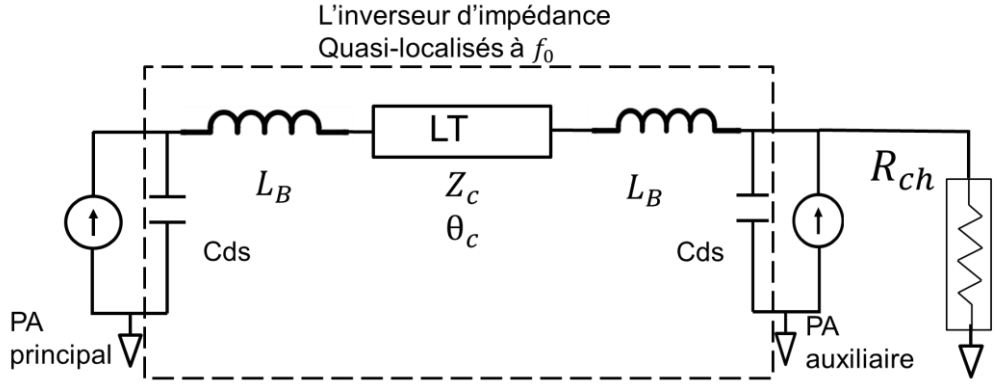


Figure II- 21 : Schéma principal d'un DPA absorbant les C_{ds} des transistors dans l'inverseur d'impédance, Qureshi et al [20]

Dans l'article [20], la bande obtenue est de 1.7 GHz à 2.3 GHz soit une largeur de 30% pour une puissance maximale de 20 Watts avec deux transistors en technologie LDMOS. A 6 dB de recul, le DPA présente un rendement autour de 45% avec un gain de 13 dB.

L'approche par la méthode d'absorption proposée bénéficie d'une architecture Doherty compacte qui réduit considérablement la surface occupée. En comparaison avec d'autres travaux publiés sur ces bandes de fréquences [19], la méthode d'absorption rend la technologie LDMOS comparable à la technologie GaN.

Le principe d'absorption a été appliqué par D. Y. T. Wu et S. Boumaiza [21] pour un DPA de bande 700 MHz à 1000 MHz avec un transformateur de type « Klopfenstein Taper ».

Leur travail s'est basé sur deux transistors identiques pour avoir une topologie Doherty symétrique, mais avec une polarisation de drain asymétrique. Le PA auxiliaire est polarisé avec une tension deux fois plus grande que la tension appliquée sur le PA principal. De plus, le courant de sortie du PA auxiliaire sera égal à la moitié du courant du PA principal. De ce fait, l'impédance caractéristique de l'inverseur d'impédance est augmentée à $2 * R_{opt}$ au lieu de R_{opt}. La charge du Doherty est augmentée à $2 * R_{opt}$ au lieu de $R_{opt}/2$. Ces deux impédances identiques réalisent une transformation d'impédance de rapport à 1, présentant la plus large bande possible. De plus, la charge Z_{ch} est augmentée d'un facteur 4, permettant de faciliter l'adaptation à 50 Ohm en sortie de l'amplificateur Doherty.

La puissance mesurée varie de 49 dBm à 50.5 dBm avec un rendement de 50% à 60% pour un recul de puissance à 6 dB. La linéarisation de tel DPA est à l'ordre de -50 dBc d'ACPR pour une largeur de bande instantanée de 20MHz. Néanmoins, l'utilisation d'une polarisation asymétrique nécessite de pouvoir disposer de 2 niveaux de polarisation de drain.

Différentes configurations peuvent être utilisées pour remplacer la ligne quart d'onde et permettre l'inverseur d'impédance. Ce sont des réseaux symétriques avec une topologie soit en forme de PI ou T, comme présenté Figure II- 22. En considérant l'élément parasite C_{ds}, les topologies en PI, représentées Figure II- 22 (a) et (e), sont les candidats les plus intéressants pour une conception à large-bande. D'autres types des réseaux seront moins intéressants à l'égard de largeur de bande, mais peuvent présenter des solutions plus compactes, surtout à très haute fréquence [22].

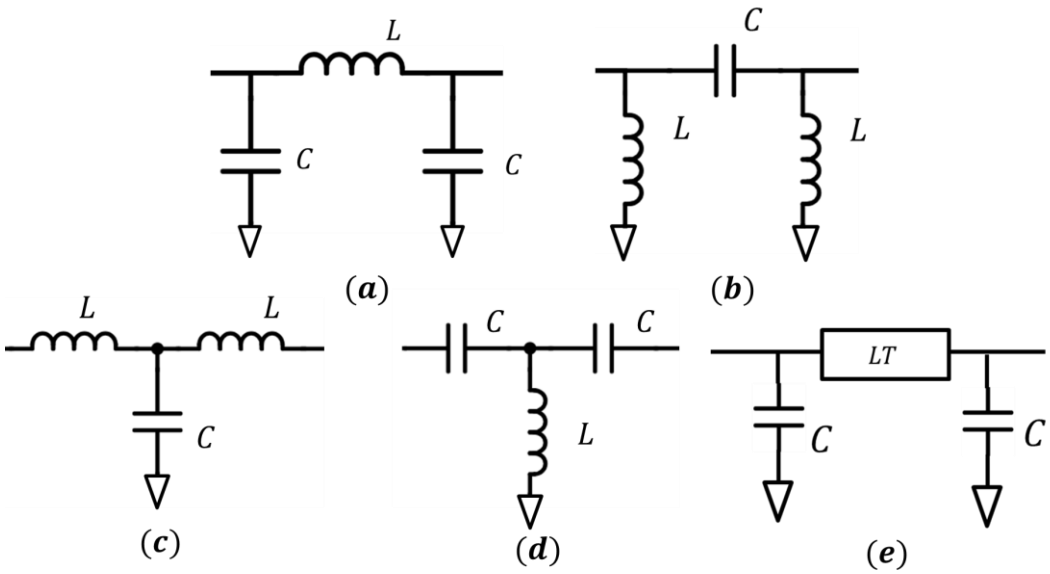


Figure II- 22 : Configurations de substitution en éléments localisés ou quasi-localisés d'une ligne quart d'onde. (a) réseau en PI avec premier élément en shunt capacité (b) réseau en PI avec premier élément en shunt inducteur (c) réseau en T avec premier élément en série inducteur (d) réseau en T avec première élément en série capacité (e) réseau en PI avec éléments quasi-localisés

En résumé, cette technique d'absorption est appropriée à des applications à faibles à moyennes puissances et elle présente les avantages suivants :

- Solution moins encombrante en choisissant une technologie appropriée,
- Amélioration de la bande passante sans avoir de compromis sur la performance de puissance,
- Elimination des pôles en comparaison avec des topologies où l'effet de C_{ds} est compensé par une inductance, d'où une réponse en fréquence de la phase avec moins de variations.

II.3.4) Réduction du rapport de transformation dans l'inverseur d'impédance

Pour un Doherty symétrique bénéficiant intrinsèquement d'un caractère large bande, le rapport de transformation est de 4 en faible puissance. Cette limitation est liée au fait que la charge est connectée directement au PA auxiliaire sans transformation. La largeur de bande est plus grande en pleine puissance comparée à celle obtenue à faible puissance. Si un réseau de transformation est inséré entre la charge et le PA auxiliaire, ceci pourra permettre de répartir la difficulté d'adaptation entre ces deux modes de fonctionnement et donc la largeur de bande pourra être améliorée.

Dans [23], A.Grebennikov et al. ont proposé un DPA « Dual-Band » avec le combineur modifié. La Figure II- 23, présente la comparaison du combineur dans un Doherty conventionnel et le DPA modifié.

Le principe de leur travail consistait à rajouter un réseau d'adaptation entre la charge du Doherty et la sortie de PA auxiliaire. De ce fait, la charge du Doherty est augmentée avec un rapport de 2 pour l'inverseur choisi.

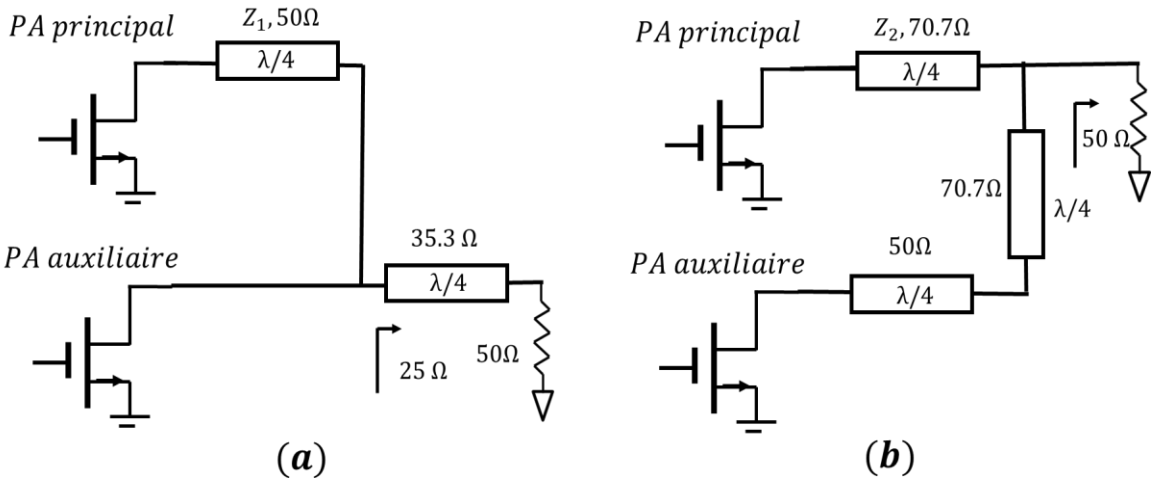


Figure II- 23 : Comparaison des inverseurs d'impédance utilisés dans un Doherty conventionnel et un Doherty modifié [23]

D'après calcul avec les impédances mentionnées, en faible puissance, le rapport de transformation d'impédance a été réduit à 2. En pleine puissance, le rapport de transformation d'impédance est aussi réduit à 2 pour les deux PA.

Ce type de Doherty est souvent appelé un Doherty inversé, car le déphasage de 90° est inversée entre les 2 voies en comparaison avec l'architecture conventionnelle. Ainsi, le déphasage entre le point de combinaison et le PA principal est toujours à 90 degrés et il est de 180 degrés pour le chemin du PA auxiliaire.

Le « Dual-Band » DPA fonctionne dans la bande de 2.1 GHz à 2.7 GHz, soit 25% de largeur de bande fractionnelle. 45% de rendement est mesuré à 2.14 GHz et 40% à 2.65 GHz pour une puissance moyenne de 39 dBm et un PAPR de 6.5 dB.

Dans [24], le même type de combineur a été utilisé par R. Giofré et al. Or, le rapport de transformation dans chaque inverseur utilisé est encore réduit à 1.44. Leur travail résulte d'un DPA travaillant dans la bande de 1.0 GHz à 2.6 GHz, soit 73% de largeur de bande fractionnelle. Il permet de couvrir la plupart des bandes attribuées pour les télécommunications de norme 3G et 4G.

L'augmentation significatif de largeur de bande est aussi liée au fait que le transistor utilisé est monté dans le substrat de façon hybride, sans protection de boitier. De ce fait, l'adaptation est beaucoup moins affectée par les éléments parasites. La puissance mesurée à saturation est de 40 dBm à environ 42 dBm pour un rendement de 57% à 35% pour 6 dB de recul de puissance.

Dans [25], J. J. M. Rubio et al. ont appliqué le même principe de réduction du rapport de transformation à 1.44. L'absorption des éléments parasites est aussi utilisée pour des transistors GaN avec boitier. La puissance saturée est voisine de 43 dBm pour une largeur de bande de 87%, de 1.5 GHz à 3.8 GHz. Le rendement mesuré est de 33% à 55% pour un recul de puissance de 6 dB. L'essai de linéarisation est montré pour un signal WiMAX de 7MHz ISBW autour de -48 dBc à 9 dB de PAPR.

Pour cette technique, la réduction du rapport de transformation issue de l'inverseur d'impédance, consiste à répartir les contraintes d'adaptation entre le PA principal et l'auxiliaire. Un dual inverseur d'impédance rajouté au chemin auxiliaire permet significativement de réduire le rapport de 4 à minimum 1.4, équivalent de $\sqrt{2}$.

A l'égard des performances large-bandes, cette topologie Doherty inversé, employant la méthode de réduction du rapport de transformation, présente le meilleur compromis de rendement et puissance pour la plus grande largeur de bande possible. Or, la surface occupée par le réseau ajouté sera un point faible par rapport à une technique d'absorption. De plus, pour que le réseau de polarisation impacte le moins possible les réseaux d'adaptation, l'impédance caractéristique de la ligne de polarisation est souvent très élevée par rapport à R_{opt}, jusqu'à l'ordre de 3 ou 4 fois. Ceci dégrade la performance de linéarisation à cause d'une mauvaise condition de découplage en basse fréquence.

II.3.5) Autres techniques d'amélioration de la largeur de bande

En plus des méthodes listées précédemment, quelques travaux basés sur des topologies équilibrées ont été également proposés.

Dans [26], R. Giofré et al ont proposé un DPA ayant un combineur à base d'un splitter équilibré. La combinaison par splitter hybride à multi-section a permis un fonctionnement de 1.7 GHz à 2.4 GHz avec un montage hybride.

Dans [27], J. He et al. ont proposé un DPA push-pull en utilisant un combineur du type Balun. Ce type de combineur permettait de réaliser une adaptation large-bande à la fréquence

fondamentale et à la 2^{nd} composante harmonique dans la bande de 522 MHz à 726 MHz, soit une largeur de bande de 37%. La puissance saturée est très grande, soit 700W, avec une technologie LDMOS. Le rendement mesuré est autour de 40% à 7.5 dB de recul.

Ces DPAs avec combineur à topologie équilibrée sont encombrants et ne porte pas d'intérêt pour l'application visée avec l'intégration de PA.

D'après cette étude bibliographique, Il est noté que l'inverseur d'impédance de la topologie de Doherty est la principale contrainte à l'amélioration de la largeur de bande.

Une première remarque est que la plupart de ces travaux de DPA large-bande reste à une puissance faible, de l'ordre de 20 Watts. D'une part, les impédances sont alors de l'ordre de 50 Ω, permettant une adaptation plus large-bande. D'autre part, les tailles des transistors sont modérées, d'où un impact des éléments parasites moins prononcé.

Une deuxième remarque est que l'effort porte principalement sur le combineur large bande. Des avantages et des inconvénients sont détaillés dans les sections précédentes. Le compromis de fonctionnement PA principal et auxiliaire sera une clé pour l'élargissement de la bande de fréquence.

II.4) Conclusion

Les considérations pratiques essentielles pour l'implémentation de la technique de Doherty sont détaillées dans ce chapitre.

En premier, une nouvelle étude est proposée afin de prendre en compte une polarisation en classe C de l'étage auxiliaire. En supposant une condition d'entrée RF au module identique sur chaque amplificateur, les points de polarisations sont donnés pour différentes rapports d'asymétrie. A partir d'un angle de conduction réduit, la taille du PA auxiliaire est donnée pour différents niveaux de saturation de forme d'onde γ, dans le but de produire une modulation de charge correcte. Les tailles obtenues pourront servir de base au choix de la topologie pour une conception de DPA à deux voies. Cependant, compte tenu des modèles utilisés, des simulations avec un modèle complet seront nécessaires pour optimiser les paramètres de conception.

La prise en considération des capacités non-linéaires C_{gs}, C_{gd} et C_{ds}, engendre des dégradations des conditions d'alignement en amplitude et phase des courants de sortie. Ces dégradations sont amplifiées par l'utilisation de la classe C pour l'amplificateur auxiliaire. Des techniques de compensation, soit une polarisation dynamique de grille, ainsi qu'une répartition

de puissance déséquilibrée, sont présentées pour compenser les désalignements. Avec une ligne de transmission $\lambda/4$ pure en inverseur d'impédance, la déviation d'entrée devrait être au maximum de 10 degrés pour une largeur de bande de 20%.

Pour répondre à la recherche d'une grande largeur de bande, une étude autour de différentes techniques est présentée. Les techniques se concentrent sur l'optimisation de l'inverseur d'impédance, principal élément du Doherty. La technique de compensation basée sur une connexion parallèle d'un résonateur, la technique de réduction du rapport de transformation d'impédance par chaque inverseur d'impédance et enfin la méthode d'absorption de C_{ds} sont détaillées et évaluées.

En termes d'intégration et donc de réduction de la taille, la méthode d'absorption de C_{ds} est intéressante et doit permettre la conception d'un DPA large bande intégré.

Chapitre III : Amplificateur de puissance

Doherty à 3 voies

CHAPITRE III

La structure Doherty à deux voies permet d'obtenir deux pics de rendement, le premier pour un recul de la puissance de sortie et le second à la puissance maximale. Le rendement du Doherty est donc amélioré autour de la puissance de recul qui peut être choisie en fonction des signaux appliqués. Néanmoins, cette caractéristique montre un point faible pour les puissances instantanées situées entre ses deux pics, du fait du faible rendement du PA auxiliaire pour un fonctionnement à une puissance éloignée de sa saturation.

Dans l'article [28], Raab proposait de changer la charge du Doherty par une extension de charge modulable par un second PA auxiliaire. Le PA auxiliaire ajouté est mis à la suite de la première structure Doherty. L'amplificateur obtenu est appelé Doherty à multi-étages, ou Doherty à 3 voies.

Par rapport à un seul point de transition dans la configuration de Doherty à 2 voies, le Doherty à 3 voies a deux points de transition, noté ε_1 et ε_2. Ils sont définis comme étant respectivement la mise en conduction du PA auxiliaire 1 et PA auxiliaire 2. La conduction de chaque PA auxiliaire 1 et 2 induit un pic de rendement. Pour cette raison, le Doherty à 3 voies permet d'améliorer le rendement en puissance entre le premier pic et le point de saturation. Par conséquent, le Doherty à 3 voies a un rendement à puissance moyenne plus élevé mais au prix d'une complexité de conception de circuit.

La Figure III- 1 représente le schéma de principe d'un Doherty à 3 voies. Il contient un PA principal et 2 PA auxiliaires. Deux inverseurs d'impédance permettent de moduler la charge présentée en sortie de chaque PA en fonction du niveau de puissance. Les déphaseurs à l'entrée des PAs auxiliaires permettent une recombinaison des signaux en phase à la sortie.

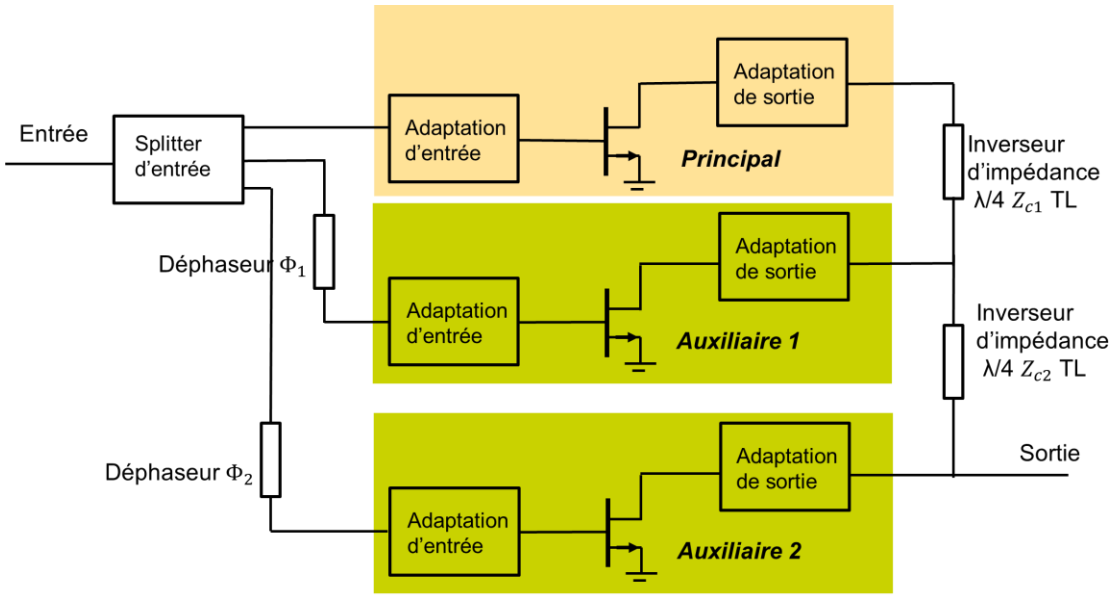


Figure III- 1 : Schéma de principe d'un Doherty à 3 voies

Dans ce chapitre, l'analyse du Doherty 3 voies est menée dans un premier temps de façon idéale en considérant des étages en classe B parfaitement pilotés. L'étude est ensuite étendue en prenant en compte l'utilisation en classe C pour les deux PAs auxiliaires. Il en résulte le dimensionnement des transistors et des conditions de travail pour obtenir un maintien du rendement sur une dynamique donnée. Les limites de l'étude sont montrées ainsi qu'un état de l'art d'implémentations de Doherty à 3 voies.

III.1) Etude théorique de l'amplificateur Doherty à 3 voies idéal

III.1.1) Calcul théorique de l'impédance caractéristique des inverseurs

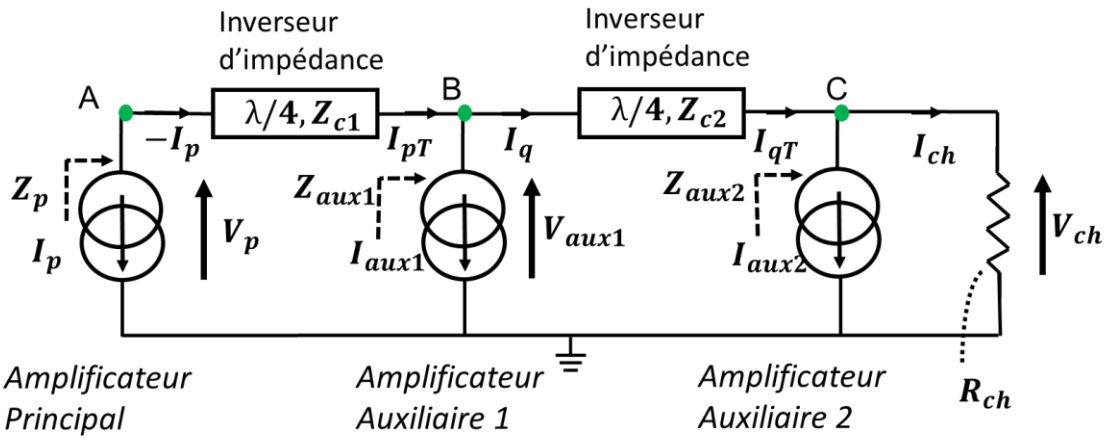


Figure III- 2 : Circuit d'analyse de la modulation de charge pour un Doherty à 3 voies

La Figure III- 2 présente le circuit simplifié utilisé pour l'analyse de la modulation de charge active d'un amplificateur Doherty à 3 voies. Trois sources de courant commandées en tension d'entrée représentent l'effet d'amplification des amplificateurs principal, auxiliaire 1et auxiliaire 2.

De la même manière que dans le cas d'un amplificateur Doherty à 2 voies, les relations de courants et tensions vues des deux côtés des deux lignes de transmission, d'impédances caractéristiques Z_{c1}, Z_{c2}, et de longueur l quart d'onde, sont définies par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \overrightarrow{V_p} \\ \overrightarrow{-I_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{c1} \\ \dfrac{j}{Z_{c1}} & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \overrightarrow{V_{aux1}} \\ \overrightarrow{I_{pT}} \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

$$\begin{bmatrix} \overrightarrow{V_{aux1}} \\ \overrightarrow{I_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{c2} \\ \dfrac{j}{Z_{c2}} & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \overrightarrow{V_{ch}} \\ \overrightarrow{I_{qT}} \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

Les courants aux nœuds de combinaison sont :

$$\overrightarrow{I_{pT}} = \overrightarrow{I_q} + \overrightarrow{I_{aux1}} \tag{3.3}$$

$$\overrightarrow{I_{qT}} = \overrightarrow{I_{ch}} + \overrightarrow{I_{aux2}} \tag{3.4}$$

Sur le nœud C, soit la charge, nous avons :

$$\overrightarrow{V_{ch}} = R_{ch} * \overrightarrow{I_{ch}} = R_{ch} * (\overrightarrow{I_{qT}} - \overrightarrow{I_{aux2}}) \tag{3.5}$$

A partir des équations listées au-dessus, les impédances vues par chaque PA peuvent être calculées et s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned} Z_p &= -\overrightarrow{V_P}/\overrightarrow{I_P} \\ &= -j * Z_{c1} * \frac{\overrightarrow{I_{aux1}}}{\overrightarrow{I_p}} + R_{ch} * \frac{Z_{c1}^2}{Z_{c2}^2} - R_{ch} * \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} * \frac{\overrightarrow{I_{aux2}}}{\overrightarrow{I_p}} \end{aligned} \tag{3.6}$$

$$Z_{aux1} = -\overrightarrow{V_{aux1}}/\overrightarrow{I_{aux1}} = -j * Z_{c1} * \frac{\overrightarrow{I_p}}{\overrightarrow{I_{aux1}}} \tag{3.7}$$

$$Z_{aux2} = -\frac{\overrightarrow{V_{ch}}}{\overrightarrow{I_{aux2}}} = R_{ch} * (1 - \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} * \frac{\overrightarrow{I_p}}{\overrightarrow{I_{aux2}}}) \tag{3.8}$$

Notons que les courant sont combinés en phase, donc pour chaque quart d'onde de ligne de transmission, les signaux traversants sont retardés de $\pi/2$.

$$\arg(\overrightarrow{I_{aux1}}) = \arg(\overrightarrow{I_p}) - \pi/2 \tag{3.9}$$

$$\arg(\overrightarrow{I_{aux2}}) = \arg(\overrightarrow{I_{aux1}}) - \pi/2 \tag{3.10}$$

Par conséquent, les impédances sont exprimées par :

$$Z_p = -Z_{c1} * \frac{|I_{aux1}|}{|I_p|} + R_{ch} * \frac{Z_{c1}^2}{Z_{c2}^2} + \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} * R_{ch} * \frac{|I_{aux2}|}{|I_p|} \tag{3.11}$$

$$Z_{aux1} = Z_{c1} * \frac{|I_q|}{|I_{aux1}|} \tag{3.12}$$

$$Z_{aux2} = R_{ch} * (1 + \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} * \frac{|I_{pT}|}{|I_{aux2}|}) \tag{3.13}$$

Nous pouvons faire le même type d'analyse que celle présentée dans le cas d'un amplificateur de Doherty à deux voies. Supposons que les amplificateurs principal et auxiliaires

délivrent à pleine puissance des courants de ratio de 1 : m : n. Pour un amplificateur principal en classe B, le courant maximal sera égal à $(0.5 * I_{p_sat})$, soit :

$$\frac{I_{p_max}}{0.5 * I_{p_sat}} : \frac{I_{aux1_max}}{0.5 * I_{p_sat}} : \frac{I_{aux2_max}}{0.5 * I_{p_sat}} = 1 : m : n \tag{3.14}$$

A plein puissance de sortie, les impédances optimales de charge doivent permettre d'atteindre l'excursion maximale de tension sur le drain. Cette tension maximum, égale à V_{dd}, est la même pour chaque PA. Ainsi, l'impédance de charge optimale du PA principal R_{opt} est donnée par :

$$R_{opt} = \frac{V_{dd}}{I_{p_max}} \tag{3.15}$$

Les impédances normalisées par la charge optimale du PA principal R_{opt} sont inversement proportionnelles aux rapports des courants, d'où relations suivantes :

$$\frac{Z_p}{R_{opt}} : \frac{Z_{aux1}}{R_{opt}} : \frac{Z_{aux2}}{R_{opt}} = 1 : \frac{1}{m} : \frac{1}{n} \tag{3.16}$$

D'après les équations (3.12) et (3.14-15), l'impédance caractéristique Z_{c1} est donc égale à R_{opt} :

$$Z_{c1} = R_{opt} \tag{3.17}$$

En remplaçant Z_{c1} par R_{opt} dans les équations (3.11) et (3.13), nous déduisons l'impédance caractéristique Z_{c2} :

$$Z_{c2} = \frac{R_{opt}}{1 + m} \tag{3.18}$$

Par conséquent, la charge aura pour expression :

$$R_{ch} = \frac{R_{opt}}{1 + m + n} \tag{3.19}$$

III.1.2) Calcul des courants et du rendement

L'étude va être menée en calculant les grandeurs par rapport à la tension de sortie aux bornes de la charge ou sa grandeur normalisée $\varepsilon = {V_{ch}}/{V_{dd}}$. On considère les différentes zones de fonctionnement en puissance de l'amplificateur Doherty à 3 voies, chaque zone étant définie par les 2 points de transition des tensions de sortie des amplificateurs, notés $\varepsilon_1 * V_{dd}$ et $\varepsilon_2 * V_{dd}$ ou en notation normalisée ε_1 et ε_2.

❖ *Fonctionnement en dessous du point de transition ε_1*

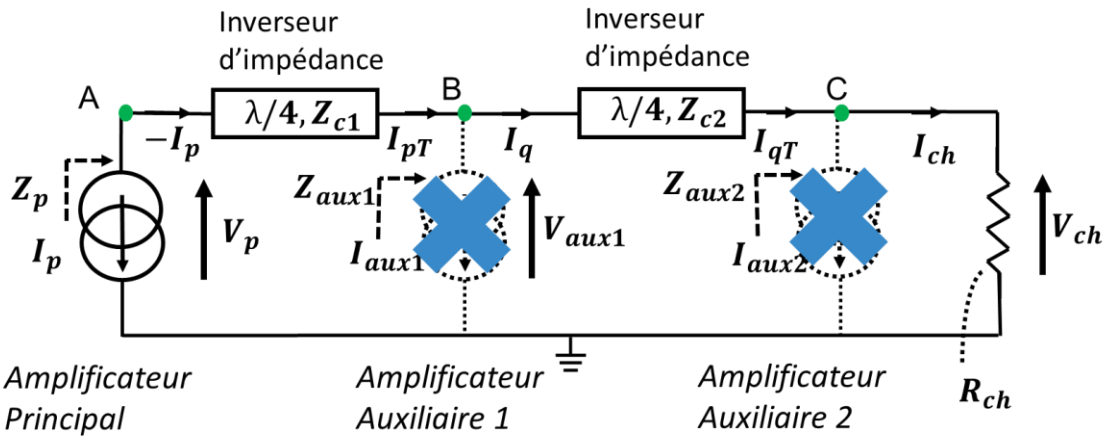


Figure III- 3 : Circuit d'analyse de modulation de charge d'un Doherty à 3 voies pour un fonctionnement en dessous du point de transition ε_1

A faible niveau, en dessous du seuil ε_1, le PA principal fonctionne tout seul avec les deux PA auxiliaires éteints, comme illustré sur la figure précédente.

L'impédance, vue par le PA principal, est donnée par l'équation (3.11) avec les courants I_{aux1} et I_{aux2} nuls. L'impédance s'écrit comme :

$$Z_{p,\varepsilon_1} = \frac{Z_{c1}^2}{Z_{c2}^2} * R_{ch} = \frac{(1+m)^2}{1+m+n} * R_{opt} \tag{3.20}$$

Quand la tension V_{ds} du PA principal atteint le maximum d'excursion, soit V_{dd}, la tension sur la charge est :

$$V_{ch,\varepsilon=\varepsilon_1} = \mathrm{Z_{c2}} * I_{pT,\varepsilon_1} = Z_{c2} * \frac{V_{dd}}{Z_{c1}} = \frac{1}{1+m} * V_{dd} \tag{3.21}$$

Prenons la définition du premier point de transition (ε_1), $V_{ch,\varepsilon=\varepsilon_1} = \varepsilon_1 * V_{dd}$, nous avons donc :

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{1+m} \tag{3.22}$$

Pour le PA principal, le courant atteint une valeur de :

$$|I_{pT,\varepsilon=\varepsilon_1}| = \frac{V_{dd}}{Z_p} = \frac{1+m+n}{(1+m)^2} * \frac{V_{dd}}{R_{opt}} = \frac{1+m+n}{(1+m)^2} * |I_{p,max}| \tag{3.23}$$

Donc le rendement de l'amplificateur Doherty s'exprime comme :

$$\eta_{\varepsilon_1} = \frac{P_{ch,\varepsilon_1}}{P_{dc},\varepsilon_1} = \frac{\pi}{4} * \frac{V_{ch,\varepsilon_1}^2/R_{ch}}{V_{dd} * |I_{p,\varepsilon_1}|}$$

$$= \frac{\pi}{4} * (1+m) * \frac{V_{ch,\varepsilon_1}}{V_{dd}} = \frac{\pi}{4} * \frac{\sqrt{P_{s,\varepsilon_1}/P_{max}}}{\varepsilon_1} \quad (3.24)$$

❖ *Fonctionnement entre les points de transition ε_1 et ε_2*

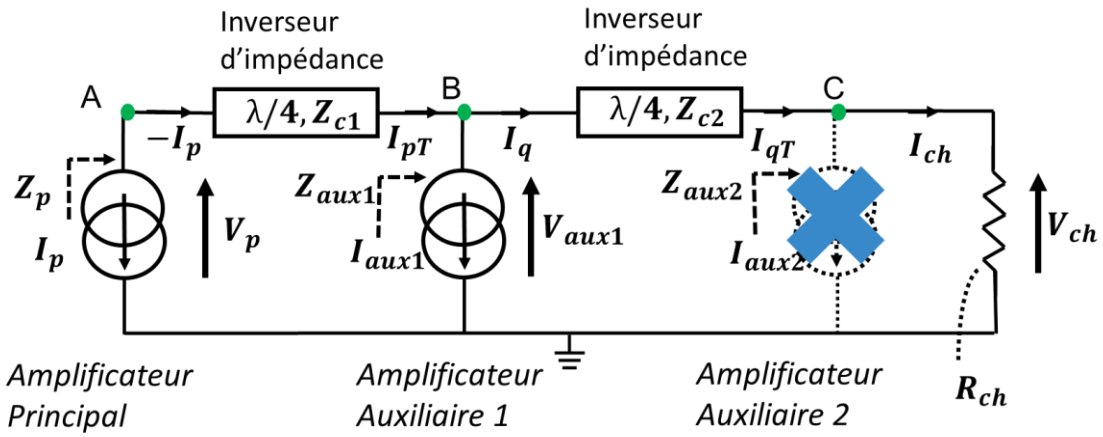


Figure III- 4 : Circuit d'analyse de modulation de charge d'un Doherty à 3 voies pour un fonctionnement entre les points de transition ε_1 et ε_2

Dans cet état, le PA principal fonctionne avec la tension V_{ds} de maximum excursion. Le PA auxiliaire 1 est conduit et injecte du courant dans le point de combinaison pour moduler la charge présentée pour le PA principal. Le PA auxiliaire 2 est éteint.

Par les équations matricielles (3.1) et (3.2), les courants maximaux au point de transition ε_2 s'écrivent $I_{1p,\varepsilon=\varepsilon_2}$ et $I_{1,\varepsilon=\varepsilon_2}$:

$$-I_{pT,\varepsilon=\varepsilon_2} = \frac{V_{dd}}{Z_{c1}} \quad (3.25)$$

$$I_{q,\varepsilon=\varepsilon_2} = \frac{V_{ch,\varepsilon=\varepsilon_2}}{Z_{c2}} \quad (3.26)$$

Par la loi de Kirchhoff, nous avons :

$$|I_{aux1,\varepsilon=\varepsilon_2}| = \frac{V_{ch,\varepsilon=\varepsilon_2}}{Z_{c2}} - \frac{V_{dd}}{Z_{c1}} \quad (3.27)$$

En utilisant $I_{ch,\varepsilon_1\varepsilon_2}$, le courant fondamental délivré par le PA principal est donc :

$$I_{pT,\varepsilon_1\varepsilon_2} = \frac{V_{aux1,\varepsilon_1\varepsilon_2}}{Z_{c1}} = \frac{Z_{c2} * I_{ch,\varepsilon_1\varepsilon_2}}{Z_{c1}} = \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} * \frac{V_{ch,\varepsilon_1\varepsilon_2}}{R_{ch}} \quad (3.28)$$

Quand la tension V_{ds} du PA auxiliaire atteint le maximum d'excursion, soit au point ε_2, le courant à travers la charge est donc :

$$I_{ch,\varepsilon=\varepsilon_2} = \frac{V_{dd}}{Z_{c2}} \quad (3.29)$$

Par conséquent, la tension sur la charge sera :

$$V_{ch,\varepsilon=\varepsilon_2} = \mathrm{R_{ch}} * \frac{V_{dd}}{Z_{c2}} = \frac{1+m}{1+m+n} * V_{dd} \tag{3.30}$$

Prenons la définition du deuxième point de transition (ε_2), tel que $V_{ch,\varepsilon=\varepsilon_2} = \varepsilon_2 * V_{dd}$, nous avons donc :

$$\varepsilon_2 = \frac{1+m}{1+m+n} \tag{3.31}$$

Pour le PA principal, le courant atteint une valeur de :

$$I_{pT,\varepsilon=\varepsilon_2} = \frac{V_{dd}}{Z_{c1}} = \frac{V_{dd}}{R_{opt}} = I_{p,max} \tag{3.32}$$

A partir de cette équation, nous notons que le courant pour le PA principal commence à saturer après le deuxième point de saturation. Par l'équation matricielle 3.2), nous avons :

$$I_{q,\varepsilon=\varepsilon_2} = \frac{V_{ch}}{Z_{c2}} = \frac{V_{dd} * R_{ch}}{Z_{c2}^2} = \frac{(1+m)^2}{1+m+n} * I_{p,max} \tag{3.33}$$

Pour le PA auxiliare1, le courant atteint une valeur de

$$\begin{aligned} |I_{aux1,\varepsilon=\varepsilon_2}| &= \left|I_{q,\varepsilon_1\varepsilon_2} - I_{pT,\varepsilon_1\varepsilon_2}\right| \\ &= I_{p,max} * \left|\frac{(1+m)^2}{1+m+n} - 1\right| = I_{p,max} * \left|\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} - 1\right| \end{aligned} \tag{3.34}$$

Par conséquent, le rendement de l'amplificateur Doherty s'exprime comme :

$$\begin{aligned} \eta_{\varepsilon_1\varepsilon_2} &= \frac{P_{ch,\varepsilon_1\varepsilon_2}}{P_{dc,\varepsilon_1\varepsilon_2}} = \frac{\pi}{4} * \frac{V_{ch,\varepsilon_1\varepsilon_2}^2/R_{ch}}{V_{dd} * (\left|I_{p,\varepsilon_1\varepsilon_2}\right| + \left|I_{aux1,\varepsilon_1\varepsilon_2}\right|)} \\ &= \frac{\pi}{4} * \frac{V_{ch,\varepsilon_1\varepsilon_2}^2/V_{dd}^2}{\frac{V_{ch,\varepsilon_1\varepsilon_2}}{V_{dd}} * \left(\frac{R_{ch}}{Z_{c2}} + \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}\right) - \frac{R_{ch}}{Z_{c1}}} \\ &= \frac{\pi}{4} * \frac{P_{s,\varepsilon_1\varepsilon_2}/P_{max}}{\sqrt{P_{s,\varepsilon_1\varepsilon_2}/P_{max}} * \left(\varepsilon_2 + \frac{1}{\varepsilon_1}\right) - \varepsilon_1 * \varepsilon_2} \end{aligned} \tag{3.35}$$

❖ *Fonctionnement au-dessus du point de transition ε_2*

Dans cet état, le PA principal et auxiliaire 1 fonctionne avec des excursions maximales des tensions de sortie des amplificateurs égales à V_{dd}. Le PA auxiliaire 2 est en conduction et

fournit un courant qui va moduler la charge présentée au PA auxiliaire 1 et principal. Le PA principal a une saturation de tension de V_{ds} et de courant I_{ds}.

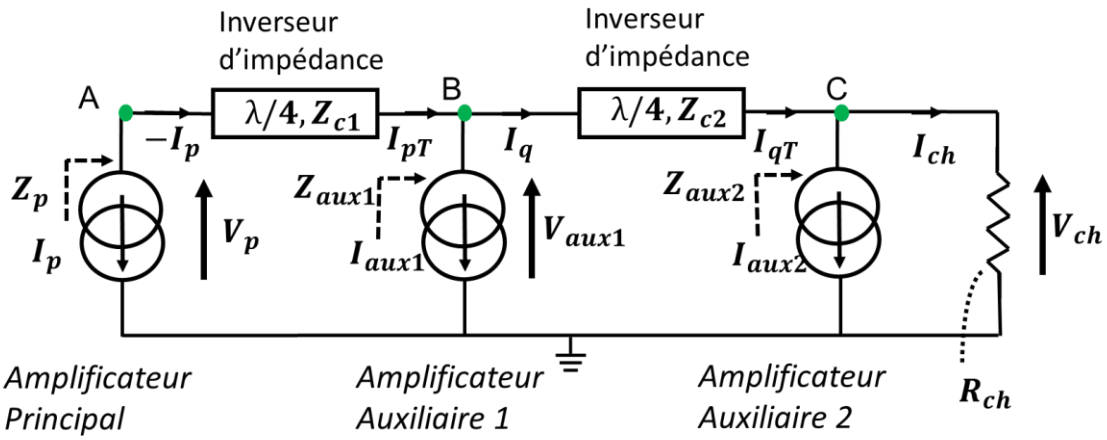


Figure III- 5 : Circuit d'analyse de modulation de charge d'un Doherty à 3 voies pour un fonctionnement au-dessus du point de transition ε_2

Toujours, par l'équation matricielle, nous avons :

$$|I_{p,\varepsilon_2}| = \frac{V_{dd}}{Z_{c1}} = \frac{V_{dd}}{R_{opt}} = I_{p,max} \tag{3.36}$$

$$\left|I_{aux1,\varepsilon_2}\right| = \frac{V_{ch,\varepsilon_2}}{Z_{c2}} - \frac{V_{dd}}{R_{opt}} \tag{3.37}$$

$$\left|I_{aux2,\varepsilon_2}\right| = \frac{V_{ch,\varepsilon_2}}{R_{ch}} - \frac{V_{dd}}{Z_{c2}} \tag{3.38}$$

Par conséquent, le rendement de l'amplificateur Doherty s'exprime comme :

$$\eta_{\varepsilon_2} = \frac{P_{ch,\varepsilon_2}}{P_{dc,\varepsilon_2}} = \frac{\pi}{4} * \frac{V_{ch,\varepsilon_2}^2/R_{ch}}{V_{dd} * (|I_{p,\varepsilon_2}| + |I_{aux1,\varepsilon_2}| + |I_{aux2,\varepsilon_2}|)}$$

$$= \frac{\pi}{4} * \frac{P_{s,\varepsilon_2}/P_{max}}{\sqrt{P_{s,\varepsilon_2}/P_{max}} * (\varepsilon_2 + 1) - \varepsilon_2} \tag{3.39}$$

A titre d'exemple, pour un Doherty à 3 voies d'un ratio de 1 : m : n de 1 :3 :4, la Figure III- 6 présente la caractéristique idéale des tensions et courants à la fréquence fondamentale de chaque PA en fonction de la tension de sortie V_{ch} normalisée en V_{dd}. D'après l'analyse de fonctionnement de chaque PA, les points de transitions sont 0.25 et 0.5 en valeurs normalisées, soit des reculs de -12 dB et -6 dB par rapport au niveau maximal de sortie.

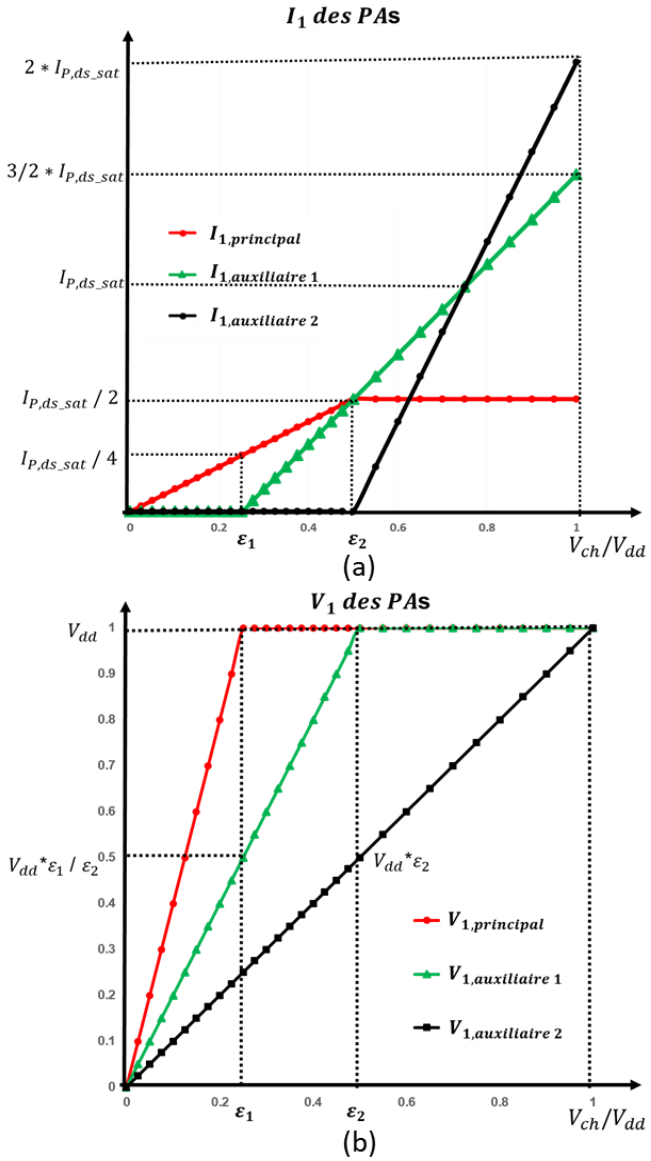


Figure III- 6 : Analyses des courants a) et tensions b) fondamentaux, V_1 et I_1, des PAs principal et auxiliaires d'un Doherty à 3 voies d'un ratio de 1 : 3 : 4, avec ε_1, ε_2 points de transition.

Pour le fonctionnement des PA principal et auxiliaires, en dessous du point de transition ε_2, le courant et la tension varient de façon similaire au cas d'un Doherty à 2 voies. A partir de ε_2, le PA auxiliaire 2 conduit. On remarquera que le signal de commande continue à augmenter jusqu'à ce que le courant du PA auxiliaire 2 ait atteint la saturation de courant. La saturation de l'amplificateur principal est alors importante et il en résulte des formes d'ondes fortement saturées.

En utilisant les expressions du rendement pour les trois régimes de fonctionnement du Doherty à 3 voies, avec un rapport de taille des courants des PAs principal, auxiliaire 1 et auxiliaire 2 de 1 : 3 : 4, nous obtenons les évolutions du rendement de la Figure III- 7. Dans un but de comparaison, l'évolution du rendement d'un amplificateur Doherty à 2 voies est

également présentée dans la Figure III- 7. Nous pouvons constater la nette amélioration du rendement d'une topologie de 3 voies par rapport un Doherty à 2 voies. Le Doherty 3 voies permet d'obtenir 2 pics de rendement pour limiter la décroissance du rendement. Comme référence, prenons l'exemple d'un signal de norme LTE, généralement de 7 dB de PAPR, le Doherty à 3 voies est préférable pour le maintien du rendement.

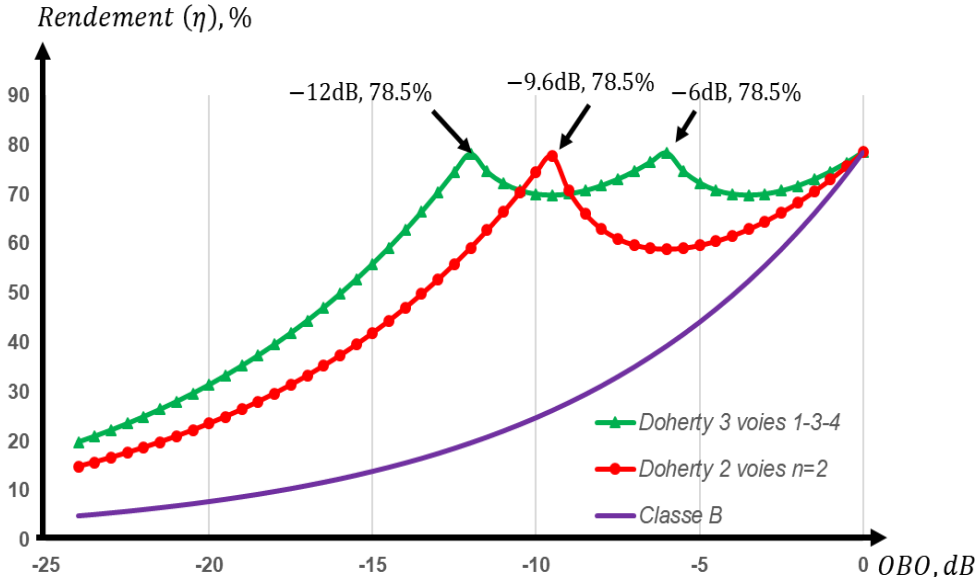


Figure III- 7 : Evolution théorique du rendement d'un amplificateur Doherty à 3 voies d'un ratio de 1 : 3 : 4 entre PA principal, auxiliaire 1 et auxiliaire 2, en comparaison avec un Doherty à 2 voies d'une asymétrie de 1 : 2

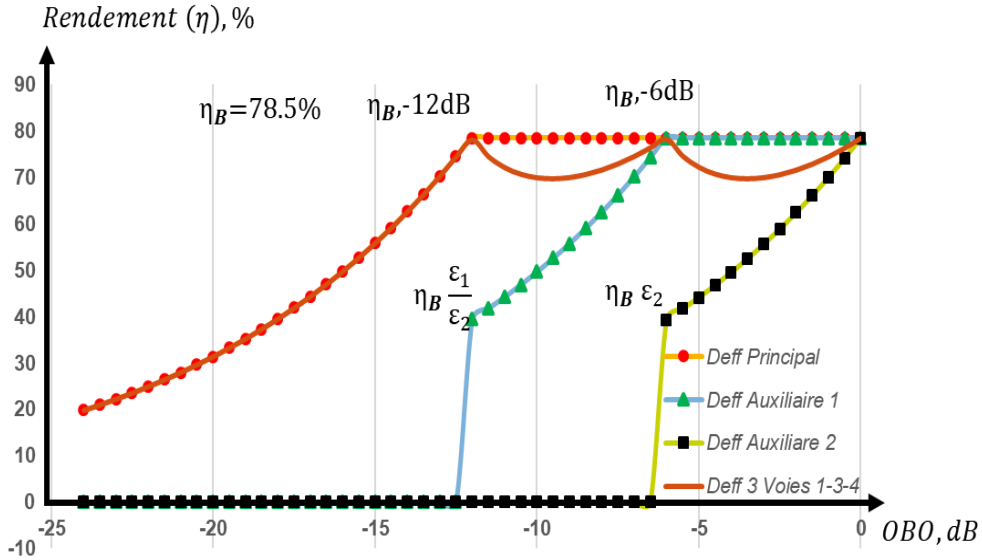


Figure III- 8 : Evolution théorique du rendement de chaque PA d'un amplificateur Doherty à 3 voies d'un ratio de 1 : 3 : 4

Il est aussi intéressant de connaitre l'évolution du fonctionnement de chaque PA dans un Doherty à 3 voies. A titre exemple, dans un Doherty à 3 voies d'un ratio de 1 : 3 : 4, le rendement de chaque amplificateur est présenté dans la Figure III- 8. Pour un fonctionnement

au-dessus de point de transition ε_1, le PA principal reste toujours au haut rendement de 78.5%. Aux points de transition ε_1 et ε_2, les PAs auxiliaire 1 et 2 commencent à conduire, respectivement, avec un rendement de $\eta_B * \varepsilon_1/\varepsilon_2$, et $\eta_B * \varepsilon_2$, comme illustré Figure III- 8.

Selon différents ratios de taille des PA principal et auxiliaires choisis, les points de transition et donc les pics de rendement vont se déplacer.

L'impédance de charge présentée au PA principal dépend également des rapports des courants m et n. Ainsi, d'après l'équations (3.20), le ratio de modulation de charge pour le PA principal est donné par l'équation (3.40).

$$\beta = \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} = \frac{(1+m)^2}{1+m+n} \tag{3.40}$$

On considère que β doit au moins être égale à 2, soit une variation de l'impédance identique à un Doherty 2 voies symétrique. Pour cette valeur, le calcul donne par exemple qu'il est possible d'avoir des rapports de courant de $m = n = 1 + \sqrt{2} \cong 2.4$, mais d'autres combinaisons sont possibles, comme illustré sur la Figure III- 9.

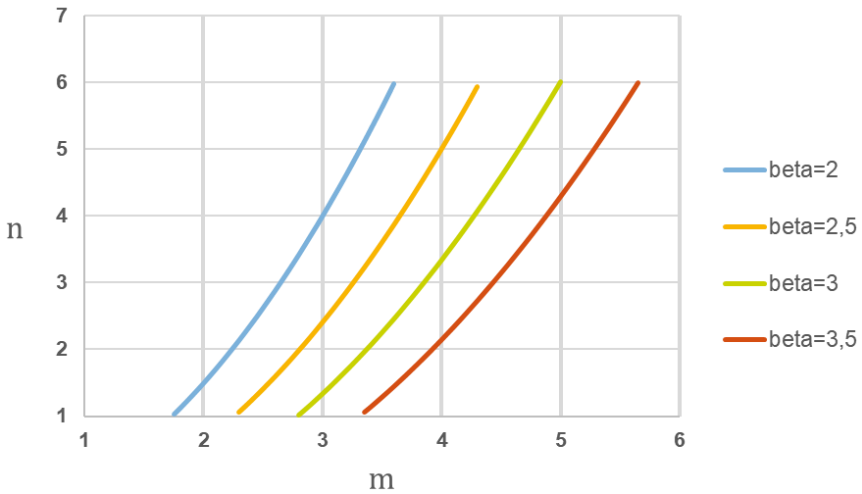


Figure III- 9 : Rapport des PAs auxiliaires par rapport au PA principal pour différents ratios β choisie de modulation de charge pour le PA principal

Les points de transitions à la sortie ε_1 et ε_2 (linéaire et recul en dB) pour différents ratios d'asymétrie 1 : m : n sont présentés dans le Tableau III- 1. Comme montrée par l'équation (3-22), le premier pic de rendement est déterminé par le rapport m du courant du PA auxiliaire 1 choisie et il suit la même relation que dans le cas d'un Doherty à 2 voies. Un rapport de courant du PA auxiliaire 1 à principal de m=2 donne le premier pic à -9.5 dB et -12 dB pour un rapport de 3. Le deuxième pic de rendement varie en fonction de n, rapport de courant du PA auxiliaire 2 à principal.

Tableau III- 1 : β(le ratio de modulation de charge pour le PA principal) et les points de transition à la sortie ε_1 et ε_2 (linéaire et recul en dB) pour différents ratios d'asymétrie m, n

1 : m : n	β	$\varepsilon_1(dB)$	$\varepsilon_2(dB)$
1 : 2 : 1	2.3	-9.5	-2.5
1 : 2.5 : 2	2.2	-10.8	-3.9
1 : 3 : 2	2.7	-12	-3.5
1 : 3 : 3	2.3	-12	-4.8
1 : 3 : 4	2	-12	-6
1 : 3 : 5	1.77	-12	-7

L'évolution du rendement d'un amplificateur Doherty à 3 voies avec différents rapports 1 : m : n est présentée dans la Figure III- 10. Le rapport 1 : m étant fixé à 1 : 3, le premier pic ε_1 reste inchangé, par contre la modification de n modifie ε_2 et donc la variation du rendement à forts niveaux.

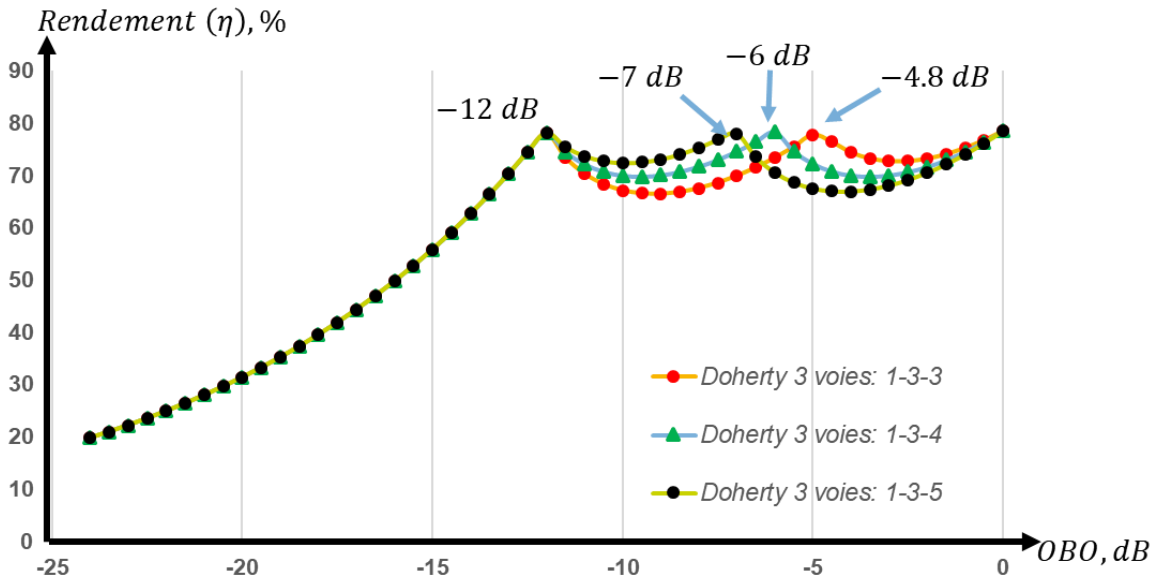


Figure III- 10 : Evolution théorique du rendement des amplificateurs Doherty à 3 voies ayant m fixé à 3 permettant d'avoir premier pic de rendement à 12 dB de recul

III.2) Etude de l'amplificateur Doherty à 3 voies avec fonctionnement en classe C des PAs auxiliaires

III.2.1) Etude théorique

Dans l'étude précédente, les profils de courant des amplificateurs correspondent à des polarisations en classe B avec des mises en conduction des PAs auxiliaires aux points de transition ε_1 et ε_2.

Dans un cas réel, les mises en conduction vont être obtenues en polarisant les PAs auxiliaires en classe C. Leurs tensions de polarisation doivent être adaptées au fonctionnement du Doherty à 3 voies. Ainsi, la tension de polarisation du PA auxiliaire 2 sera plus profonde, c'est-à-dire éloignée de la tension seuil V_{th} que celle du PA auxiliaire 1.

Du fait de l'utilisation de la classe C, les formes de courant ne sont plus demi-sinusoïdales et les puissances de sortie des PAs auxiliaires se réduisent, à moins d'utiliser des transistors de plus grande taille.

Pour ces raisons, une nouvelle analyse est proposée en considérant un mode de fonctionnement en classe C des deux PA auxiliaires. Comme l'analyse faite auparavant pour un Doherty 2 voies, l'objectif est de pouvoir déterminer la taille des amplificateurs et la polarisation, soient les points de transition. L'étude est menée en considérant les variations des courants en fonction de la tension de commande d'entrée à la fréquence fondamentale V_{gs1}, avec la même amplitude appliquée à l'entrée de chaque amplificateur.

❖ *Fonctionnement jusqu'au point de transition ε_1*

A bas niveau d'entrée, seul l'amplificateur principal conduit et on considère qu'il est utilisé en classe B. Le courant du PA principal à la fréquence fondamentale I_p, linéairement commandé par la tension V_{gs}, peut s'écrire comme suit :

$$I_p = 0.5 * g_{m,p} * V_{gs1} \tag{3.41}$$

Au point de transition ε_1, le PA principal commence à saturer en tension, nous avons :

$$\begin{aligned} \mathrm{V_{dd}} &= I_{p,\varepsilon=\varepsilon_1} * R_{opt} * (1+m)^2/(1+m+n) \\ &= I_{p,\varepsilon=\varepsilon_1} * R_{opt} * \beta \end{aligned} \tag{3.42}$$

A partir de ces deux équations, l'expression suivante de la tension fondamentale de grille en ε_1, soit à la saturation de tension de drain, $V_{gs1,\varepsilon=\varepsilon_1}$ est obtenue :

$$V_{gs1,\varepsilon=\varepsilon_1} = \frac{2 * V_{dd}}{g_{m,p} * R_{opt} * \beta} = \frac{V_{gs_sat} - V_{th}}{\beta} \quad (3.43)$$

De la même manière, supposons que le PA Doherty ait en entrée une répartition de puissance adaptée, soit un signal de commande V_{gs1} à la fréquence fondamentale de module identique sur chaque PA principal et auxiliaires. La polarisation du PA auxiliaire 1, $V_{gs,aux1,0}$ doit être telle que l'amplificateur auxiliaire commence à conduire pour V_{gs1,ε_1}, soit :

$$V_{gs0,aux1} = V_{th} - \frac{V_{gs_sat} - V_{th}}{\beta} \quad (3.44)$$

❖ *Fonctionnement du point de transition ε_1 au point ε_2*

Lorsque le signal de commande fondamentale augmentera jusqu'à $V_{gs1,aux,\varepsilon=\varepsilon_2}$, soit au second point de transition ε_2, le PA auxiliaire 1 atteindra sa saturation, soit une tension de sortie maximale d'excursion de V_{dd}. En reprenant l'équation (3.34), le courant du PA auxiliaire 1 $I_{\text{aux1},\varepsilon=\varepsilon_2}$, égale à :

$$I_{aux1,\varepsilon=\varepsilon_2} = I_{p,max} * \left[\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} - 1\right] = \frac{V_{dd}}{R_{opt}} * (\beta - 1) \quad (3.45)$$

Pour le PA auxiliaire 1, avec le signal de commande $V_{gs1,aux1,\varepsilon=\varepsilon_2}$, l'angle de conduction α_{aux1} est défini comme :

$$cos(\frac{\alpha_{aux1}}{2}) = \frac{V_{th} - V_{gs0,aux1}}{V_{gs1,\varepsilon=\varepsilon_2}} \quad (3.46)$$

En faisant l'analyse de Fourier du courant fondamental du PA auxiliaire 1, nous avons :

$$I_{aux1,\varepsilon=\varepsilon_2} = \frac{g_{m,aux1} * (V_{gs0,aux1} + V_{gs1,\varepsilon=\varepsilon_2} - V_p)}{2\pi} * \frac{\alpha_{aux1} - \sin(\alpha_{aux1})}{1 - \cos(\frac{\alpha_{aux1}}{2})} \quad (3.47)$$

Sachant que $I_{aux1,\varepsilon=\varepsilon_2}$ correspond à la saturation du PA auxiliaire 2, calculé par l'équation (3.45), il est possible connaitre la tension la tension $V_{gs1,\varepsilon=\varepsilon_2}$. Cependant, compte tenu de la dépendance de α_{aux1} avec $V_{gs1,\varepsilon=\varepsilon_2}$, une méthode numérique de résolution est nécessaire.

On peut également considérer que le courant à la fréquence fondamentale varie linéairement avec V_{gs1} et que cette variation est proche de celle obtenue en classe B. On peut vérifier cette approximation en traçant les variations du courant à la fréquence fondamentale en fonction de l'excitation pour différents points de polarisation, comme illustré dans la Figure III-11.

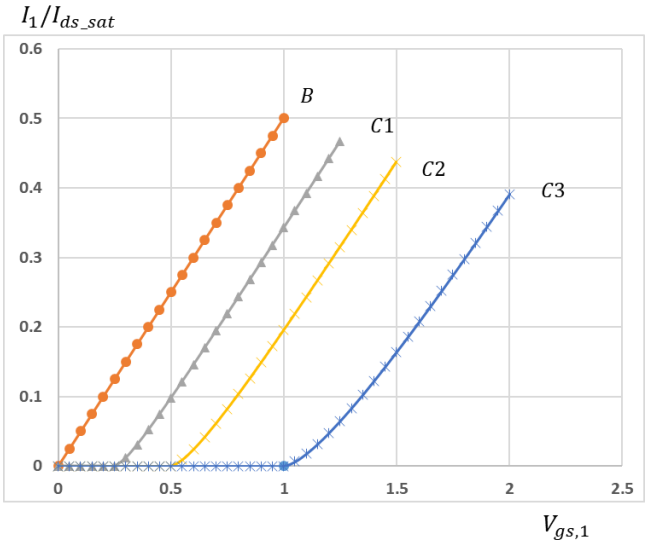


Figure III- 11 : Courant à la fréquence fondamentale en fonction de l'excitation V_{gs1} pour différents points de polarisation en classe B (V_{gs0}=0V) et en classe C (V_{gs0}=-0.25,-0.5,-1V), avec des tensions normalisées en considérant que la tension de seuil est égale à 0 et la tension de saturation entrée V_{gs_sat} est égale à 1

On considère alors que le courant peut être approximé par l'expression suivante

$$I_{aux1,\varepsilon=\varepsilon_2} = \frac{g_{m,aux1} * (V_{gs0,aux1} + V_{gs1,\varepsilon=\varepsilon_2} - V_{th})}{2} \tag{3.48}$$

Soit la tension de commande $V_{gs1,\varepsilon=\varepsilon_2}$ recalculée pour :

$$V_{gs1,\varepsilon=\varepsilon_2} = \frac{2 * \frac{V_{dd}}{R_{opt}} * (\beta - 1)}{g_{m,aux1}} + (V_{th} - V_{gs0,aux1}) \tag{3.49}$$

La polarisation du PA auxiliaire 2, $V_{gs,aux2,0}$, doit être telle que l'amplificateur auxiliaire 2 commence à conduire pour $V_{gs1,aux1,\varepsilon_2}$, soit :

$$V_{gs0,aux2} = V_{th} - V_{gs1,\varepsilon=\varepsilon_2} = \frac{2 * \frac{V_{dd}}{R_{opt}} * (\beta - 1)}{g_{m,aux1}} + V_{gs0,aux1} \tag{3.50}$$

Soit en remplaçant $g_{m,aux1} = (V_{gs_{sat}} - V_p)/I_{sat,aux1}$ et en considérant $m = \frac{I_{sat,p}}{I_{sat,aux1}}$:

$$V_{gs0,aux2} = V_{th} + \left(V_{gs_{sat}} - V_{th}\right) * \left(\frac{\beta - 1}{m} - \frac{1}{\beta}\right) \tag{3.51}$$

La tension de polarisation $V_{gs0,aux2}$ dépend de la modulation de charge pour le PA principal et du rapport de taille des PA auxiliaire 1 à principal.

Au maximum de puissance, le signal de commande fondamental $V_{gs1,aux2,sat}$ du PA auxiliaire atteindra V_{gs_sat} correspondant au niveau de saturation $I_{sat,aux2} = I_{dss,aux2}$:

$$V_{gs1,sat} = \mathrm{V_{gs_sat}} - \mathrm{V_{gs0,aux2}} \tag{3.52}$$

A ce niveau maximum, le PA auxiliaire 2 a un angle de conduction α_{aux2} telle que :

$$cos(\frac{\alpha_{aux2}}{2}) = \frac{V_{th} - V_{gs0,aux2}}{V_{gs_sat} - V_{gs0,aux2}} \tag{3.53}$$

❖ *Calcul des tailles des amplificateurs*

A partir de ces équations, la taille des amplificateurs auxiliaires à utiliser va pouvoir être calculée avec pour objectif d'obtenir les rapports 1 : m : n entre les courants au maximum de puissance. Les rapports M et N entre la taille des amplificateurs auxiliaires, respectivement 1 et 2, et principal correspondent aux rapports des courants maximaux ou des transconductances pour des tensions de pincement identiques entre les transistors.

$$M = \frac{I_{ds_sat,aux1}}{I_{ds_sat,p}} = \frac{\mathrm{g_{m,aux1}}}{\mathrm{g_{m,p}}} \tag{3.54}$$

$$N = \frac{I_{ds_sat,aux2}}{I_{ds_sat,p}} = \frac{\mathrm{g_{m,aux2}}}{\mathrm{g_{m,p}}} \tag{3.55}$$

En faisant la même analyse que pour le Doherty 2 étages, les tailles suivantes sont obtenues, avec γ compris entre $\frac{1}{2}$ en classe B et $\frac{2}{\pi}$ en forte saturation de courant.

$$M = (2\pi n\gamma) * \frac{1 - cos(\frac{\alpha_{aux1}}{2})}{\alpha_{aux1} - sin(\alpha_{aux1})} \tag{3.56}$$

$$N = (2\pi n\gamma) * \frac{1 - cos(\frac{\alpha_{aux2}}{2})}{\alpha_{aux2} - sin(\alpha_{aux2})} \tag{3.57}$$

Parmi certains combinaisons intéressantes avec un ratio de modulation de charge inférieur à 3, les Tableau III- 2 et Tableau III- 3 illustrent et présentent respectivement les résultats de calcul des tensions de commande et de polarisation pour un Doherty à 3 voies avec des rapports de 1 : 2 : 1 et 1 : 3 : 3. Pour simplifier l'écriture, ces tensions sont normalisées avec la tension de seuil égale à 0 et la tension de saturation entrée V_{gs_sat} égale à 1.

Tableau III- 2 : Analyse de fonctionnement avec PAs auxiliaires en Classe C pour un Doherty à 3 voies d'un rapport de ***1 : 2 : 1****, avec la tension de seuil* $V_{th} = 0$ *et tension de saturation entrée* $V_{gs_sat} = 1$*. Les points de transition sont à -9.5 dB et -2.5 dB.*

PA	Polarisation on V_{gs0}	Fonctionnement en $\varepsilon = \varepsilon_1$			Fonctionnement en $\varepsilon = \varepsilon_2$			Fonctionnement en $\varepsilon = 1$		
		V_{gs1}	Etat de fonctionnement	V_{ds1}	V_{gs}	Etat de fonctionnement	V_{ds1}	V_{gs}	Etat de fonctionnement	V_{ds1}
Principal	0	0.44	Conduction	Modulé	1.18	**Saturé**	**Saturé**	2.18	**Sursaturé**	**Sursaturé**
Auxiliaire 1	-0.44	0	Coupé		0.74	Conduction	Modulé	1.73	**Saturé**	**Saturé**
Auxiliaire 2	-1.18	-0.73	Coupé		0	Coupé		1	Conduction	**Saturé**

Tableau III- 3 : Analyse de fonctionnement avec PAs auxiliaires en Classe C pour un Doherty à 3 voies d'un rapport de ***1 : 3 : 3****, avec la tension de seuil* $V_{th} = 0$ *et tension de saturation entrée* $V_{gs_sat} = 1$*. Les points de transition sont à -12 dB et -4.8 dB.*

PA	Polarisation on V_{gs0}	Fonctionnement en ε=ε_1			Fonctionnement en ε=ε_2			Fonctionnement en ε=1		
		V_{gs1}	Etat de fonctionnement	V_{ds1}	V_{gs1}	Etat de fonctionnement	V_{ds1}	V_{gs1}	Etat de fonctionnement	V_{ds1}
Principal	0	0.44	Conduction	Modulé	0.96	Conduction	**Saturé**	1.96	**Sursaturé**	**Sursaturé**
Auxiliaire 1	-0.44	0	Coupé		0.52	Conduction	Modulé	1.52	**Saturé**	**Saturé**
Auxiliaire 2	-0.96	-0.52	Coupé		0	Coupé		1	Conduction	**Saturé**

Par calcul, les nouveaux rapports, M, N, de la taille des PAs auxiliaires, respectivement 1 et 2, sont présentés avec différentes valeurs de γ, 1/2 pour une forme d'onde demi sinusoïdale, $\frac{2}{\pi}$ pour une forme d'onde carrée, et 0.55 pour une condition intermédiaire dans le tableau ci-dessous.

Tableau III- 4 : Tailles des PAs auxiliaires permettant de reproduire le rapport théorique de courant de saturation pour des différentes niveaux de saturation de forme d'onde γ

1 : m : n	β	1 : M : N (γ=0.5)	1 : M : N (γ=0.68)	1 : M : N (γ=0.55)
1 : 1.75 : 1	2.0	1 : 2 : 1.4	1 : 2.7 : 1.9	1 : 2.2 : 1.5
1 : 2 : 1	2.3	1 : 2.3 : 1.32	1 : 3.1 : 1.8	1 : 2.5 : 1.5
1 : 2.5 : 2	2.2	1 : 2.8 : 2.7	1 : 3.8 : 3.6	1 : 3.1 : 2.9
1 : 3 : 2	2.7	1 : 3.3 : 2.6	1 : 4.5 : 3.6	1 : 3.7 : 2.9
1 : 3 : 3	2.3	1 : 3.4 : 3.7	1 : 4.6 : 5.1	1 : 3.7 : 4.1

III.2.2) Fonctionnement du PA principal dans un mode de sursaturation

Comme montrée dans la section précédente, dans un Doherty à 3 voies, à fort niveau le PA principal est sursaturé du fait de la très forte tension d'excitation appliquée pour permettre aux amplificateurs auxiliaires d'atteindre la saturation en classe C. Ce fonctionnement en sursaturation ou overdrive, illustrée dans les Tableau III- 2 et Tableau III- 3, débute à ε_2 et devient de plus en plus critique à pleine puissance.

Pour le PA principal travaillant dans un fonctionnement saturé ou sursaturé, la forme d'onde du courant commence à distordre et le cycle de charge entre dans la zone ohmique. Cette distorsion peut être aggravée en fonction de l'écart de valeur entre l'impédance réellement présentée et l'impédance optimale R_{opt}. Une charge de valeur supérieure à R_{opt} entraine une plus grande saturation et donc un cycle de charge forcé dans cette zone.

Pour connaitre le comportement du PA principal dans la zone de fonctionnement $\varepsilon > \varepsilon_2$, une simulation non linéaire du type équilibrage harmonique est utilisée en ne considérant qu'un seul étage et un modèle simple d'amplificateur (Figure II- 10). Le signal de commande V_{gs} est choisi pour 4 scénarios de V_{gs_sat}, 1.5*V_{gs_sat}, 2.0*V_{gs_sat}, 2.5*V_{gs_sat}, valeurs qui seraient atteintes pour un Doherty à 3 voies, proche de la puissance maximale.

En même temps, la charge à la fréquence fondamentale Z_1 est balayée de 0.7*R_{opt} à 1.3*R_{opt} pour simuler l'effet de modulation de charge qui pourrait résulter d'une taille non appropriée des PA auxiliaires ou de conditions de fonctionnement non idéales.

A fort niveau, les composantes aux fréquences harmoniques vont modifier la réponse des amplificateurs. Pour l'étude, deux différentes conditions de charge aux fréquences harmoniques sont considérées à la sortie du transistor. Dans un premier temps, les impédances présentées aux fréquences harmoniques $Z_{n\ \text{pour n>1}}$ seront nulles. Il en résulte une tension de sortie sinusoïdale, comme considéré dans l'analyse théorique précédente. Par la suite, des impédances non-nulles seront choisies, comme c'est le cas dans un PA conventionnel.

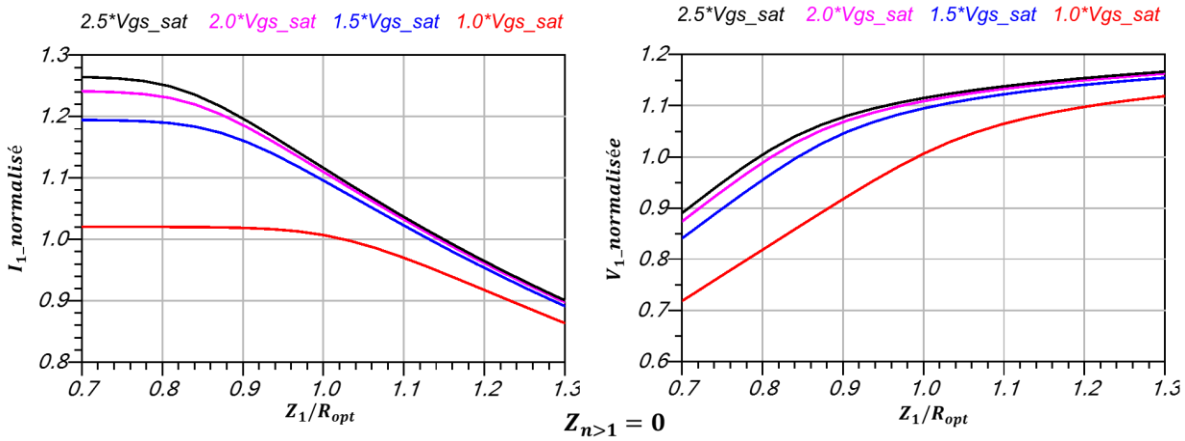


Figure III- 12 : Composantes à la fréquence fondamentale du courant et de la tension de drain d'un transistor pour un modèle simplifié sous différentes conditions de signal de commande et de charge à la fréquence fondamentale avec les impédances harmoniques $Z_{n\ (pour\ n>1)}$ nulles

La Figure III- 12 présente les résultats de simulation avec des impédances harmoniques nulles en sortie. Le courant est normalisé par $\frac{I_{ds_sat,p}}{2}$ correspondant à une classe B et la tension est normalisée par $(V_{dd} - V_{ds_min})$ correspondant à la valeur utilisée dans l'étude théorique.

- Pour Z_1/R_{opt}=1, la courbe rouge correspond à la saturation attendue, les autres courbes correspondent à une sursaturation avec des valeurs de courant et de tension V_{ds} supérieures au cas saturé de l'ordre de 10%.
- Pour une valeur plus faible de Z_1, soit 0.7*R_{opt}, le courant normalisé augmente de 20 à 25% avec une tension normalisée plus faible, de l'ordre de 0.9, quand le signal d'entrée amène une sursaturation. Ceci pourra être le cas d'une injection de courant plus grande par les PAs auxiliaires surdimensionnés, soit une sous-modulation de charge. Le terme sous-modulation vient du fait d'une faible charge présentée (au PA principal).

– Au contraire, pour une grande valeur de Z_1, soit 1.3*R_{opt} pour une sur-modulation de charge, la tension normalisée augmente jusqu'à 1.15, avec un courant normalisé de 10% plus faible. Ceci pourrait être le cas obtenu pour une injection de courant plus faible par les PAs auxiliaires sousdimensionnés.

La puissance de sortie normalisée et le rendement du PA dans des conditions non idéales sont présentés dans la Figure III- 13. En sursaturation, soit pour un niveau du signal de commande dépassant le niveau V_{gs_sat}, l'amplificateur sera davantage saturé pour des charges supérieures à R_{opt} avec un rendement qui se dégrade. Pour la charge inférieure à R_{opt}, la saturation est moins marquée et le rendement plus faible.

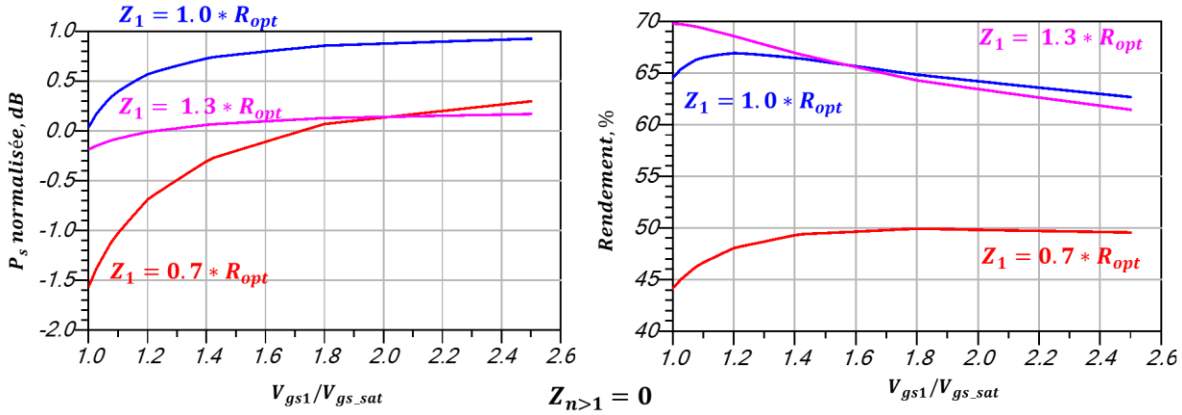


Figure III- 13 : Puissance de sortie normalisée et rendement d'un transistor pour un modèle simplifié sous différentes conditions de signal de commande et de charge à la fréquence fondamentale avec les impédances harmoniques $Z_{n\ pour\ n>1}$ nulles

A partir de l'augmentation du niveau de sursaturation de V_{gs} et de la saturation de la puissance de sortie, la compression de gain peut être calculée. Pour le PA polarisé en classe B, chargé à la fréquence fondamentale par Z_1=R_{opt} fixée et aux fréquences harmoniques par $Z_{n\ (pour\ n>1)}$=0, la relation entre gain et V_{gs} sont :

- 1.0*V_{gs_sat} : 0 dB de compression de gain
- 1.5*V_{gs_sat} : 2.7 dB de compression de gain
- 2.0*V_{gs_sat} : 5.3 dB de compression de gain
- 2.5*V_{gs_sat} : 7.2 dB de compression de gain

Dans l'analyse présentée précédemment, les impédances présentées aux fréquences harmoniques sont nulles. Le courant ayant une forme d'onde saturée génère des composants harmoniques supplémentaires au cas de la classe B, avec notamment l'apparition de

composantes harmoniques d'ordre impaires non-négligeables. Il est alors nécessaire de connaitre l'effet de ces courants à fréquence harmoniques avec des impédances Z_n (n>1) non nulles.

Dans la pratique, ces impédances aux harmoniques sont déterminées par le circuit d'adaptation et aussi d'alimentation. Avec ces impédances harmoniques non nulles, la tension de sortie V_{ds} devient non sinusoïdale car composée de composantes harmoniques.

Pour la simulation, le transistor est maintenant chargé aux fréquences harmoniques par des impédances purement imaginaires. Les valeurs choisies correspondent à des valeurs obtenues avec une circuit de charge proche de celui utilisé dans le chapitre IV, telles que :

$$Z_{n\ (pour\ n>1)} = \begin{cases} Z_2 = 0 - j.0.5 * R_{opt} \\ Z_3 = 0 - j.0.25 * R_{opt} \\ Z_{n>3} = 0 \end{cases} \quad (3.58)$$

Les résultats de simulation sont présentés dans les Figure III- 14 et Figure III- 15. Dans la Figure III- 14, il est important de constater que la tension fondamentale V_{ds} normalisée pourra atteindre un ratio de plus de 1.2. Cette tension augmentée du fait d'une sous modulation de charge peut présenter des risques de détérioration du fait des fortes excursions, pouvant dépasser la tension de claquage de la technologie du transistor.

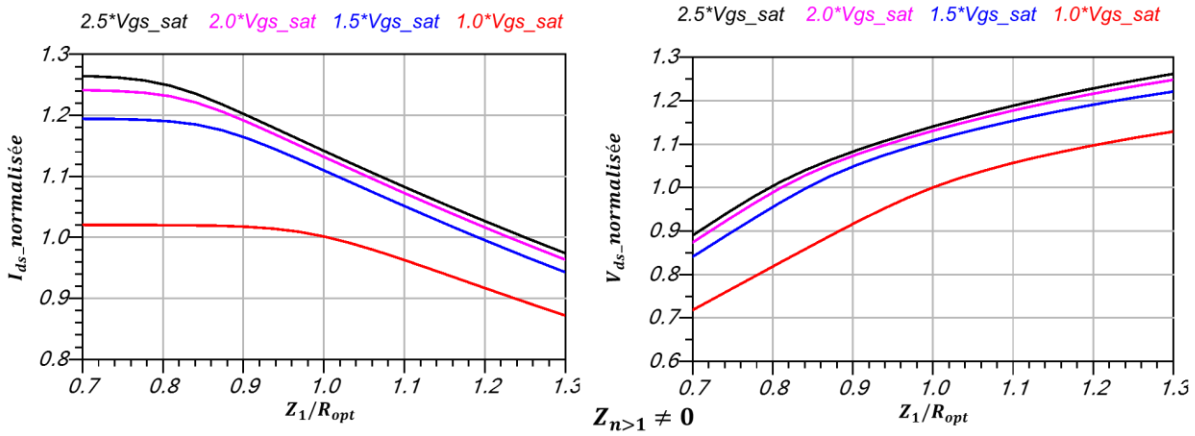


Figure III- 14 : Composantes à la fréquence fondamentale du courant et de la tension de drain d'un transistor pour un modèle simplifié sous différentes conditions de signal de commande et de charge à la fréquence fondamentale avec les impédances harmoniques $Z_{n\ (pour\ n>1)}$ données par l'équation (3.58)

La Figure III- 15 présente la puissance de sortie normalisée et le rendement dans ces conditions de charge aux fréquences harmoniques. Avec les impédances Z_n non nulles, selon la Figure III- 15, la puissance en forte saturation devient plus grande avec un rendement qui se dégrade moins rapidement.

Pour la charge $Z_1 = R_{opt}$, la croissance des composantes harmoniques de courant en fonction de l'évolution de l'excitation d'entrée est aussi présentée dans la Figure III- 16. Une remarque importante est que la composante harmonique d'ordre 2 diminue alors que les composantes d'ordre impair de 3ième et 5ième augmentent rapidement avec V_{gs1}, traduisant le passage d'un signal demi-sinusoïdal à une forme saturée.

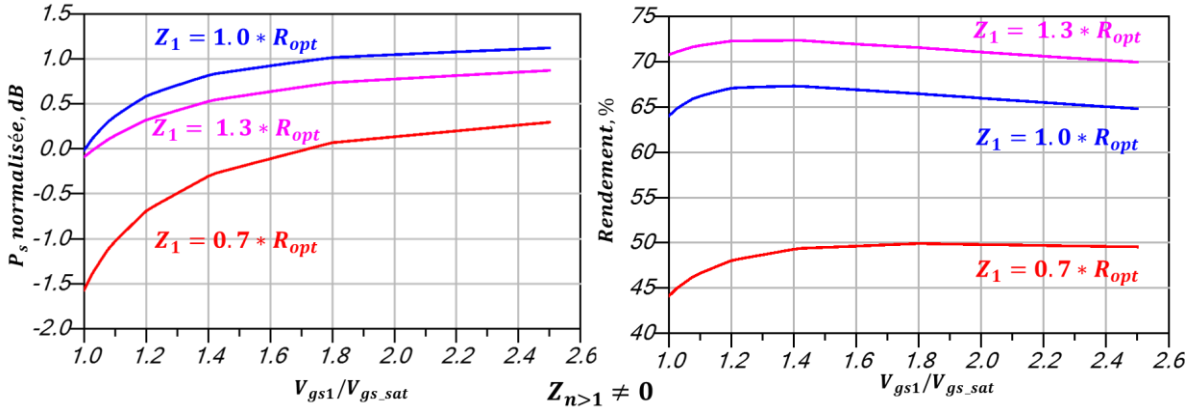


Figure III- 15: Puissance de sortie normalisée et rendement d'un transistor pour un modèle simplifié sous différentes conditions de signal de commande et de charge à la fréquence fondamentale avec les impédances harmoniques $Z_{n\ (pour\ n>1)}$ données par l'équation (3.58)

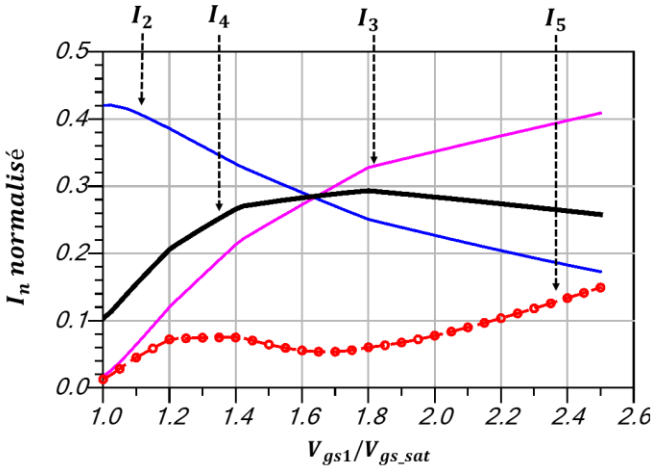


Figure III- 16 : Composantes normalisées du courant de drain du deuxième au 5ième ordre pour $Z_1 = R_{opt}$ avec les impédances harmoniques $Z_{n\ (pour\ n>1)}$ données par l'équation (3.58)

Dans cette partie, une étude du fonctionnement du PA principal avec une surexcitation du signal de commande de 1.0*V_{gs_sat} à 2.5*V_{gs_sat} est présentée pour illustrer la contrainte posée sur le PA principal dans un Doherty à 3 voies. La saturation du signal d'entrée amène le PA dans un état stressé par le courant I_{ds} avec une forme d'onde proche du signal carré.

Ce stress pourra dégrader les performances du PA en termes de rendement et de puissance pour une charge plus faible que R_{opt}, présentée, soit dans une situation de sous-modulation de charge par un surplus d'injection de courant des PAs auxiliaires.

Quand le PA est chargé par une impédance plus grande que R_{opt}, il fonctionne sous une contrainte d'excursion V_{ds} plus grande qui pourrait se rapprocher de V_{ds} tension de claquage.

III.3) Etat de l'art des DPA à 3 voies

Dans des articles scientifiques récents, plusieurs travaux sont présentés sur le thème du Doherty à trois voies avec des investigations principales sur l'amélioration de rendement à la puissance moyenne et l'augmentation de la puissance saturée.

Dans [29], Neo et al. ont proposé un Doherty à trois voies dans une approche " Mixed-Signal ". La topologie choisie a un ratio 1 : 3 : 4, implémentée avec les FETs de développement 3 mm, 9 mm et 12 mm en technologie LDMOS. La condition d'excitation est spécifiquement considérée entre les amplificateurs principal et auxiliaires. Des optimisations de la puissance d'entrée ainsi que des phases sont menées pour chaque PA pour extraire le meilleur profil de rendement. Les rendements de 43% à 12 dB de recul et 50% à 6 dB de recul sont mesurés avec une puissance de saturation de 41 dBm à 2.14 GHz en signal CW. Le résultat était encouragent et a généré d'autres travaux.

Dans [30], la même équipe a appliqué l'approche de " Mixed-Signal " pour construire un Doherty à 3 voies de puissance maximale 100 W. La topologie est choisie pour un rapport des tailles de 1 : 3 : 3. A 11.5 dB de recul, le rendement est mesuré à 55% avec un signal WCDMA. Les résultats obtenus avec la configuration " Mixed-Signal " sont élevés mais ils reposent sur une optimisation pour chaque niveau de puissance qui reste complexe à implémenter.

Dans [31], J.C. He et al. ont proposé un Doherty à 3 voies de 500W de puissance saturée dans la bande de 1805-1880 MHz. Prenant en compte la saturation de courant du fonctionnement après le deuxième point de transition, la topologie est choisie avec un ratio 1 : 1.75 : 1. Ceci résulte des améliorations de rendement à 8.8 dB et 2.7 dB de recul respectivement. Un rendement de 55% est mesuré à 8 dB de recul avec un signal WCDMA de 10 dB de PAPR. Pour la technologie LDMOS, ce travail présente le meilleur rendement avec un avantage d'environs 2% par rapport à une topologie de Doherty à deux voies d'un niveau de puissance similaire.

Dans [32], L. Bollinger et al. ont présenté un Doherty à 3 voies de puissance saturée 800W construit avec un rapport de taille de 1 :1 :1 dans la bande de 1805-1880 MHz. Le PA unitaire est de 350W de puissance maximale. Le combineur est basé sur une topologie inversée

avec les points de transition à -9.5 dB et -6 dB de recul de puissance. Le point de combinaison de puissance final se situe du côté du PA principal. Avec cette topologie, la modulation de charge continue à fonctionner après le deuxième point de transition qui favorise un comportement plus linéaire du PA principal. Le rendement mesuré à 8.5 dB de recul est de 52.5% avec l'ACPR à un bon niveau de -33.5 dBc.

III.4) Conclusion

Dans ce chapitre, la topologie du PA Doherty à trois voies est introduite avec pour but d'ajouter un deuxième pic de rendement et ainsi d'étendre la dynamique d'utilisation.

Dans la première partie, les impédances caractéristiques des inverseurs d'impédance sont calculées pour un rapport de courant arbitraire de 1 : m : n entre le PA principal, les PAs auxiliaires 1 et 2. Les deux points de transition ε_1 et ε_2 sont ainsi définis pour les trois zones de fonctionnement. Le comportement de chaque PA et le rendement sont analysés suivant toute la dynamique de la puissance de sortie.

L'analyse est ensuite déployée pour une utilisation en classe C pour les deux PAs auxiliaires. Dans le Doherty à trois voies, pour le même ratio de modulation de charge du PA principal, β, le point de polarisation de l'auxiliaire 1 sera égal à celui du Doherty à deux voies. Cependant, la condition devient plus problématique pour l'auxiliaire 2 qui doit avoir un point de polarisation suffisamment bas, soit en classe C plus profonde. Les conditions de travail, par exemple les points de transition ainsi que les tailles nécessaires pour obtenir une modulation de charge correcte ont été développées. Deux exemples sont illustrés par les Tableau III- 2 et Tableau III- 3 avec les rapports de courant 1 : 2 : 1 et 1 : 3 : 3.

Un autre point critique vient du fait que le PA principal sera surexcité à l'entrée à forte puissance. En prenant le résultat de la simulation par un modèle simple, cette surexcitation à l'entrée va augmenter la composante de courant à la fréquence fondamentale de 10% à 20% selon l'impédance présentée. Ce courant sursaturé modifie les conditions de recombinaison avec les courants délivrés par les PAs auxiliaires. Une surexcitation de V_{gs_sat} provoquera une augmentation de l'excursion de V_{ds} qui pourrait se rapprocher de la tension de claquage.

Un état de l'art d'implémentations optimisées de Doherty à 3 voies est présenté. La topologie Doherty à trois voies offre plus de flexibilité et une plus grande dynamique de maintien du rendement, avec une puissance réduite de chaque PA unité par rapport à Doherty 2 voies.

Chapitre IV : Conception et réalisation d'un amplificateur Doherty à 3 voies large-bande intégré en technologie LDMOS

Hao ZHANG / Université de Poitiers /2019 **Thèse confidentielle**

CHAPITRE IV

La possibilité de développer des amplificateurs intégrés pour des applications MIMO ouvre des perspectives intéressantes pour le développement de tels systèmes et l'implémentation du Massive MIMO.

Avant tout, les objectifs sont rappelés en prenant en compte les besoins pour les futures stations et notamment le Massive MIMO. Il s'agira d'obtenir un amplificateur intégré à haut rendement, pour des signaux à fort PAPR couvrant les bandes de fréquence FDD de B1 à B3, avec le cahier de charge suivant :

Bande de fonctionnement	1.805 GHz - 2.17 GHz
Boitier	Boitier en plastic TO 270WB-15
Taille de circuit	<1/2 de TO 270WB-15 (4.47 mm W *4.82 mm L)
Intégration	Splitter et combineur intégrés
Puissance à 3 dB de compression	80 Watts / 49 dBm
Gain	15 dB (étage final) et 30 dB (double-étage)
Rendement	Etage final : >50% @ 8 dB de recul en puissance
	Amélioration jusqu'à 12 dB de recul en puissance
SBW ("Signal BandWidth")	Au mieux possible

Dans ce chapitre, les différentes étapes de conception de plusieurs versions d'amplificateur Doherty intégrés en technologie Si-LDMOS seront décrites. Dans un premier temps, la conception du combineur de sortie est présentée. Elle se base sur les résultats théoriques des chapitres précédents et en particulier les impédances suivant les modes de fonctionnement et les transformations d'impédance nécessaires. L'étude, prenant en compte la largeur de bande de fréquence visée, a mis en évidence l'intérêt de la technique par absorption de C_{ds}.

Le splitter d'entrée va également avoir un rôle important à jouer afin de garantir une excitation convenable des différentes voies de l'amplificateur, sur une bande suffisamment marge de fréquence. Deux architectures ont été retenues et seront présentées.

D'autres éléments de conception ont fait l'objet d'une attention particulière et seront présentés. Une version à fort gain vient compléter les conceptions.

Le montage des amplificateurs et la conception du réseau d'adaptation de sortie sont montrés. Le chapitre se termine par la présentation des résultats expérimentaux.

IV.1) Conception du combineur intégré de sortie

L'élément clé de la réalisation d'un amplificateur Doherty intégré est la réalisation des inverseurs d'impédances à mettre en œuvre avec de plus la contrainte de bande passante à obtenir. Leur conception fait l'objet de cette partie, mais dans un premier temps, les paramètres de la technologie LDMOS utilisés sont présentés.

IV.1.1) Principales caractéristiques des transistors

Le transistor, utilisé pour cette étude, est de la 3ième génération de technologie LDMOS--*Airfast III* (*laterally diffused metal over semiconductor)* développée pour l'application RFIC *(Circuit Intégré Radiofréquence)* par de l'entreprise *NXP Semiconductors*. Les paramètres de cette technologie sont :

- Polarisation V_{ds} jusqu'à 32 V
- Capacité C_{gs} : autour de 0.9 pF par mm sous tension de polarisation 1.8 V
- Capacité C_{ds} : autour de 0.26 pF par mm sous tension de polarisation 28 V, incluant les emplacements des fils de bonding " bondpad "
- Densité de puissance proche de 1.3 W/mm à V_{ds} = 28 V

Le modèle de transistor LDMOS fourni par le " design kit " est construit sur la base d'une périphérie de largeur W = 5 mm. Pour ce transistor, les Figure IV- 1 et Figure IV- 2 présentent les caractéristiques DC courant et tension. Sur la Figure IV- 1, à forte saturation de courant, la tension de coude est autour de 5V avec un courant saturé de 0.95 A.

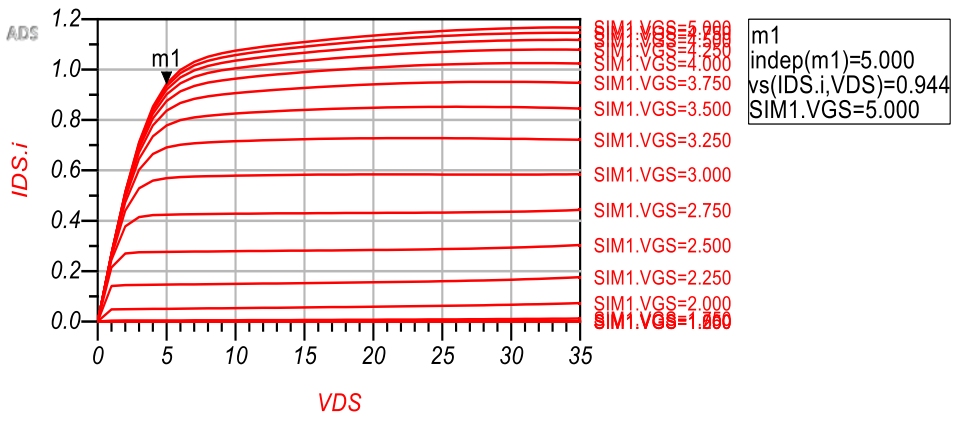


Figure IV- 1 : Caractéristique de courant I_{ds} et tension V_{ds} d'un FET LDMOS de 5 mm

Dans la Figure IV- 2, la caractéristique du courant de sortie en fonction de la tension de commande de grille est donnée sous une tension V_{ds} = 5V. La tension de seuil est donc 1.6 V. Le courant commence à saturer à une tension V_{gs} = 4V.

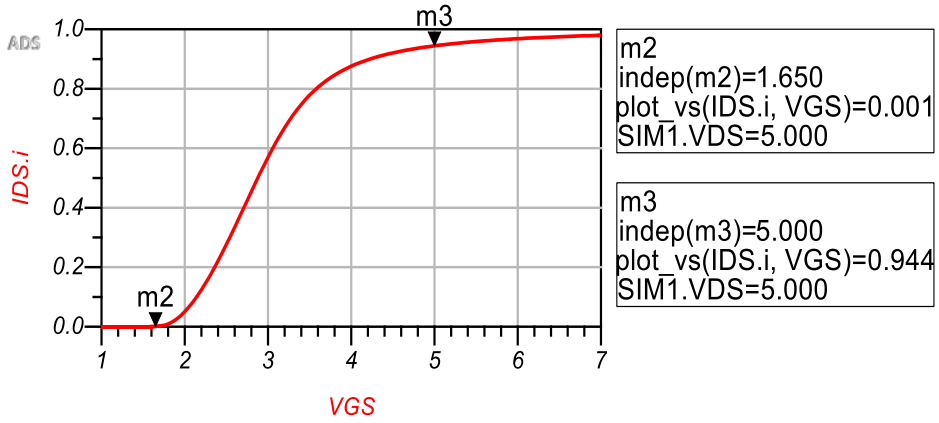


Figure IV- 2 : Caractéristique fondamentale I_{ds} en fonction de V_{gs} sous V_{ds}=5V pour un FET LDMOS de 5 mm

IV.1.2) Technique d'absorption de C_{ds}

Comme montré dans le sous chapitre II.3.3, la technique d'absorption de C_{ds} est inspirée par la substitution de la ligne de transmission λ/4 par éléments localisés. Cette équivalence, établie pour la fréquence centrale f_0, consiste par l'absorption des deux C_{ds} des PAs principal et auxiliaire dans une topologie en PI, Figure IV- 3.

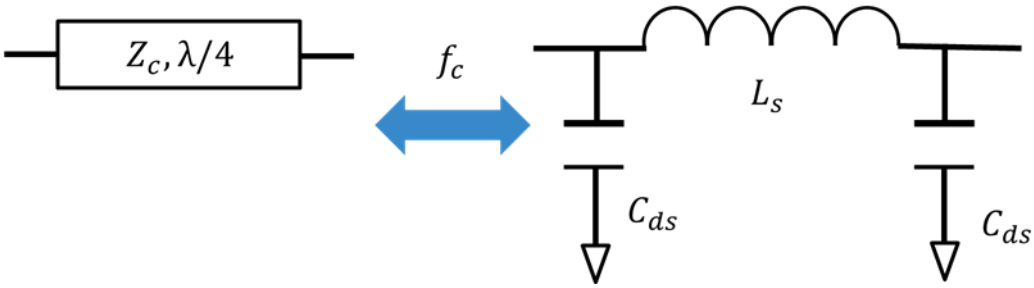


Figure IV- 3 : Circuit équivalent d'une ligne de transmission quart-d'onde en réseau PI avec l'absorption des C_{ds} des transistors principal et auxiliaire, à la fréquence centrale f_0

Pour avoir cette équivalence, l'impédance caractéristique de la ligne Z_c doit être égale à l'impédance présentée par l'inductance L_s à la fréquence f_0 , décrite par l'équation (4.1).

$$Z_c = L_s * w_o \tag{4.1}$$

La fréquence d'utilisation f_0 est déterminée par l'expression :

$$L_s * C_{ds} * w_o^2 = 1 \tag{4.2}$$

Par conséquent, avec les équations (4.1) et (4.2), l'expression suivante de la capacité à placer aux extrémités du réseau en PI est obtenue :

$$C_{ds} = \frac{1}{Z_c * w_o} \tag{4.3}$$

Sachant que des capacités supplémentaires pourront aussi être ajoutées pour augmenter si besoin la capacité à l'extrémité du réseau, la transformation en réseau en PI pourra être réalisée pour toutes les fréquences telles que :

$$w < \frac{1}{Z_c * C_{ds}} \tag{4.4}$$

Pour l'application de cette technique en tant qu'inverseur d'impédance pour un amplificateur Doherty, il a été montré que l'impédance caractéristique pour un PA Doherty à 2 voies est $Z_c = R_{opt}$ et pour un 3 voies, elles sont $Z_{c1} = R_{opt}$ et $Z_{c2} = R_{opt}/(1+m)$.

Le circuit en PI pourra être utilisé pour l'inverseur d'impédance du DPA pour les fréquences :

$$w < \frac{1}{R_{opt} * C_{ds}} \tag{4.5}$$

Les deux paramètres, R_{opt} et C_{ds}, sont définis par la technologie utilisée, ainsi la technique d'absorption devra être validée en fonction de la fréquence de l'application et de la technologie choisie. De plus, R_{opt} est inversement proportionnelle au courant de drain et donc à la périphérie W, alors que C_{ds} est proportionnelle à W, ainsi le produit $R_{opt} * C_{ds}$ et la fréquence d'utilisation ne dépendent pas de W.

Comme mentionné, le circuit est réalisé avec la technologie RFIC, LDMOS de la famille Airfast III 32V de NXP avec un C_{ds} estimé à 0.26 pF/mm et une densité de puissance d'environ 1.3 W/mm pour des applications autour de 2 GHz. Le calcul pour un transistor de largeur W = 5 mm, polarisé en 28 V, donne une charge optimale R_{opt} d'environ 60 Ω. Avec ces paramètres, la fréquence maximale est de l'ordre de 2 GHz pour l'implémentation de la méthode d'absorption pour la réalisation de l'inverseur.

L'équivalence est établie pour la fréquence centrale f_0 mais il est nécessaire de connaitre la réponse autour de f_0 du transformateur en PI en comparant avec une ligne de transmission λ/4.

Pour ce faire, une configuration de Doherty symétrique est considérée, avec l'impédance caractéristique de l'inverseur d'impédance notée $Z_c = \mathrm{R_{opt}}$.

La comparaison est faite entre une ligne de transmission et un réseau en PI pour deux modes de fonctionnement, un en faible puissance et l'autre en pleine puissance.

- Comparaison de transformation d'impédance en mode faible puissance.

A faible puissance, le PA auxiliaire est éteint et la charge est égale à $R_{opt}/2$. La comparaison de l'impédance d'entrée de la transformation d'impédance est présentée dans la Figure IV- 4 de 1.7 GHz à 2.3 GHz.

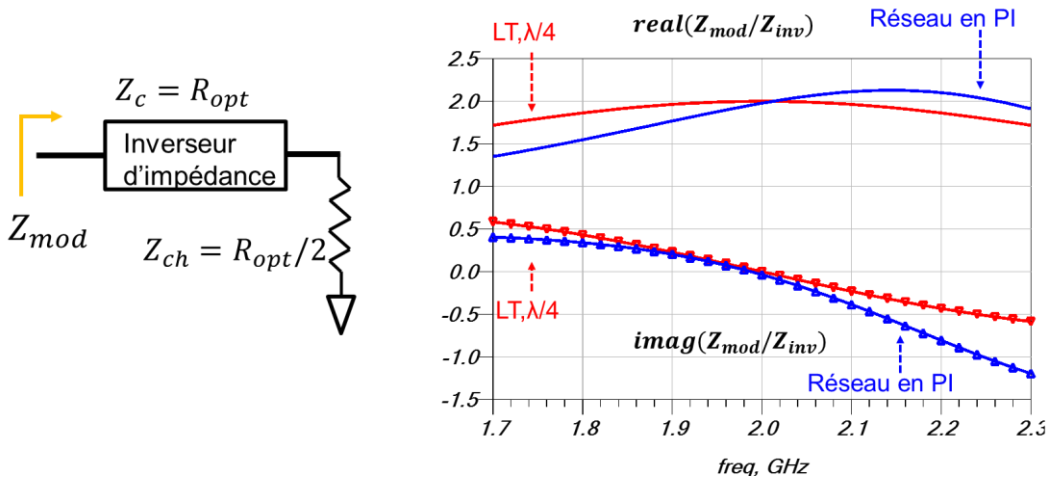


Figure IV- 4 : Impédance $Z_{ch} = R_{opt}/2$ transformée par deux types d'inverseur d'impédance, ligne de transmission quart d'onde et réseau en PI avec absorption de C_{ds} à 2 GHz

On constate que cette transformation d'impédance donne des résultats similaires à ceux donnés par une ligne quart d'onde. Plus précisément, la partie réelle d'impédance transformée n'est plus symétrique et présente une croissance dans une bande de largeur de 20%, soit 1.8 GHz à 2.2 GHz. La variation de la partie imaginaire est plus marquée sur la partie haute de la bande de fréquence.

Ces caractéristiques indiquent que la transformation d'impédance en mode faible puissance par un réseau en PI sera proche d'une ligne quart d'onde, mais se dégrade plus rapidement quand la fréquence s'éloigne de la fréquence centrale f_0 de 2 GHz. Ainsi, pour l'inverseur d'impédance réalisé par un réseau en PI, la bande passante sera plus étroite.

- Comparaison de transformation d'impédance en mode pleine puissance.

A pleine puissance, le PA auxiliaire conduit et la charge à ses bornes de sortie est égale à $R_{opt} = Z_c$, soit une impédance de charge de la ligne quart d'onde fixée à Z_c.

La Figure IV- 5, présente la comparaison de l'impédance transformée de 1.7 GHz à 2.3 GHz. Contrairement à une ligne quart d'onde parfaitement adaptée, l'impédance transformée par le réseau en PI varie en fréquence. La partie réelle présente des valeurs supérieures à Z_c en haut de bande, avec le rapport de $real(Z_{sat}/Z_c)$ qui atteint 1.4 pour 2.3 GHz.

D'après l'étude de comportement du PA principal dans un mode sursaturé, présenté dans la sous chapitre III.2.2, la tension augmente pour une charge supérieure à la valeur optimale, soit une opération non favorable. Pour cette raison, une précaution devrait être considérée pour des fréquences supérieures à f_0 .

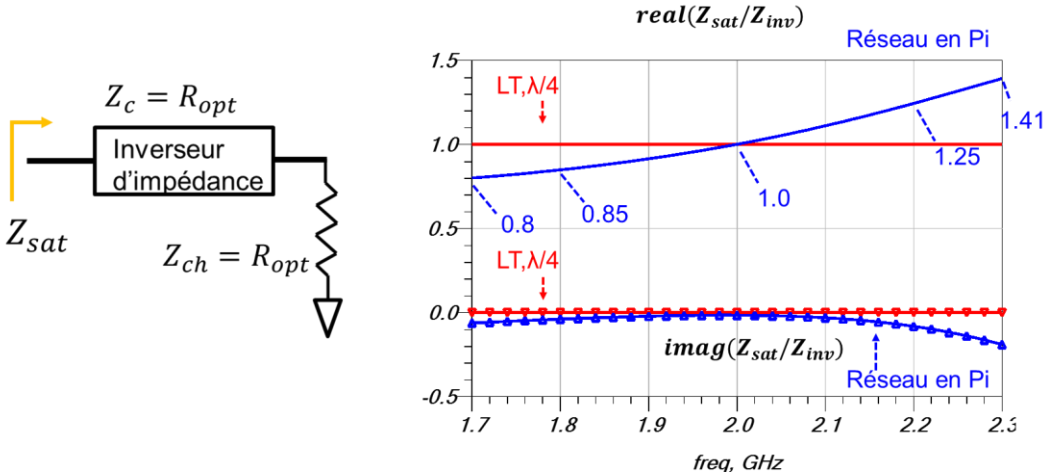


Figure IV- 5 : Impédance $Z_{ch} = R_{opt}$ transformée par deux types d'inverseur d'impédance, ligne de transmission quart d'onde et réseau en PI avec absorption de C_{ds} à 2 GHz

La variation de phase introduite par le réseau en PI est montrée dans la Figure IV- 6, avec la comparaison par rapport à une ligne quart d'onde. Ces deux caractéristiques sont similaires dans la bande, mais avec une plus grande variation de la phase avec le réseau en PI.

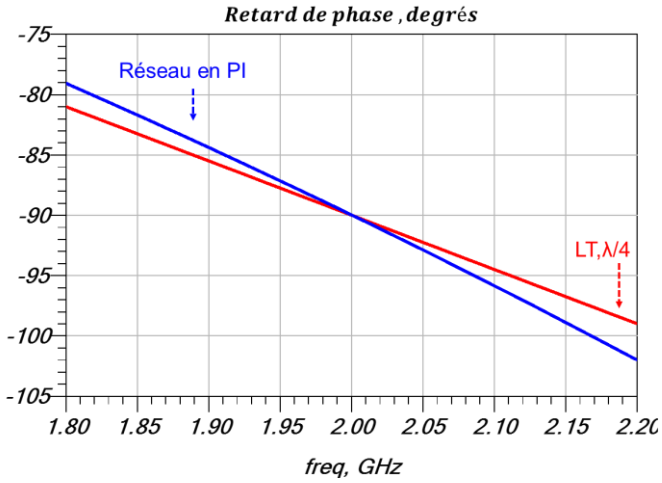


Figure IV- 6 : Variation de phase introduite par une ligne quart d'onde et par un réseau en PI

IV.1.3) Choix de topologie du Doherty

Un des objectifs de cette conception est d'améliorer le rendement pour un recul important de la puissance, pouvant atteindre 12 dB, afin d'amplifier des signaux ayant un PAPR de l'ordre de 10 dB. Pour ce faire, les solutions possibles sont des Doherty asymétriques à 2 voies ou à 3 voies.

La topologie d'un Doherty à 2 voies, nécessite d'après l'étude théorique un ratio d'asymétrie de 1 : 3. Il en résulte les impédances suivantes :

$$\begin{aligned} Z_{c0} &= R_{opt} = 4 * R_{ch} \\ Z_{p_mod} &= 4 * R_{opt} = 16 * R_{ch} \quad \text{à faible niveau} \\ Z_p &= R_{opt} = 3 * Z_a = 4 * R_{ch} \quad \text{à pleine puissance} \end{aligned} \tag{4.6}$$

Le ratio de modulation de charge de 16 en faible puissance est grand et limite la largeur de bande. Il est alors très difficile de réaliser un Doherty couvrant la bande 1.8 GHz à 2.2 GHz. De plus, le C_{ds} supplémentaire du coté de PA auxiliaire rajoute une difficulté pour intégrer le combineur avec la méthode d'absorption.

L'autre solution, soit un Doherty à 3 voies, devient plus intéressante pour la réalisation du combineur intégré et large-bande. Considérons la conception d'un amplificateur Doherty de ratio 1 :3 :3, les impédances obtenues sont alors données par les équations (4.7).

$$\begin{aligned} Z_{c1} &= R_{opt} = 7 * R_{ch} \\ Z_{c2} &= \frac{R_{opt}}{4} = \frac{7}{4} * R_{ch} \\ Z_{p_mod} &= \frac{16}{7} * R_{opt} = 16 * R_{ch} \quad \text{à faible niveau} \\ Z_p &= R_{opt} = 3 * Z_{a1} = 3 * Z_{a2} = 7 * R_{ch} \quad \text{à pleine puissance} \end{aligned} \tag{4.7}$$

En premier lieu, dans un Doherty à 3 voies, le fait d'utiliser deux inverseurs d'impédance connectés en série, permet de faciliter la transformation de R_{ch} vers Z_{p_mod} à faible puissance.

En second lieu, un Doherty à 3 voies rend plus facile l'application de la méthode d'absorption avec deux PA auxiliaires de taille plus proche.

Dans la Figure IV- 7, la largeur de bande est comparée entre le Doherty à 2 et à 3 voies de ratio respectifs 1 : 3 et 1 : 3 : 3, pour un transformateur composé de lignes de transmission quart d'onde. Pour le DPA à 3 voies, la largeur de bande est donc de 500 MHz pour une réflexion d'entrée de -20 dB, soit 25 % de largeur de bande fractionnelle, ce qui est 3 fois la largeur de bande du DPA à 2 voies.

Par conséquent, la topologie choisie sera un Doherty à 3 voies. D'après l'analyse faite dans le chapitre précédent, pour réaliser la modulation de charge souhaitée, la taille des PAs auxiliaires devra être augmentée compte tenu de leur fonctionnement en classe C.

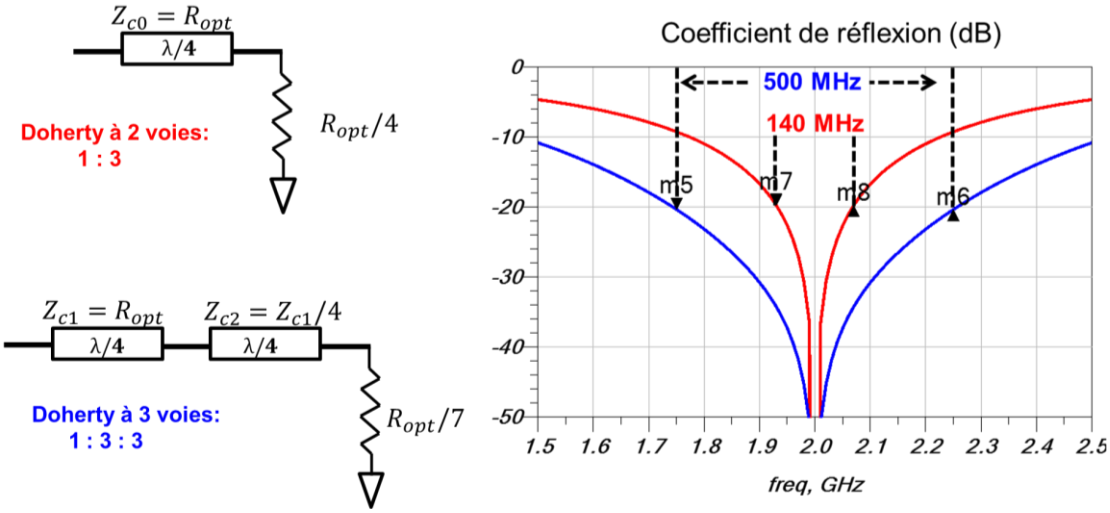


Figure IV- 7 : Comparaison de largeur de bande donnée avec une réflexion de -20 dB pour le Doherty à 2 voies et le Doherty à 3 voies.

Premièrement, d'après les résultats synthétisés dans le Tableau III- 4, les tailles des PAs auxiliaires sont en premier lieu choisies pour γ=0.55, soit un ratio de 1 : 3.7 : 4.1 pour reproduire une modulation de charge d'un ratio théorique de 1 : 3 : 3.

Il est préférable de choisir les deux PAs auxiliaires d'une taille identique pour avoir une structure symétrique et que les C_{ds} soient totalement absorbés. La taille du PA auxiliaire 2 sera alors plus faible que celle obtenue dans l'étude théorique, mais cette diminution pourra être compensée par une mise en conduction plus tôt que prévu, en polarisant l'entrée à une tension plus proche du seuil de conduction. L'impact de cette compensation sera faible car l'amplificateur sera déjà utilisé dans sa zone à fort rendement.

Ainsi, les tailles sont choisies d'un ratio de 1 : 3.7 : 3.7 pour réaliser une modulation de charge d'un ratio théorique de 1 : 3 : 3.

En estimant les pertes introduites par les réseaux d'adaptation à approximativement 0.5 dB, et en considérant la puissance saturée demandée de 80 Watts soit 49 dBm, la puissance à atteindre en sortie des PAs sera de 49.5 dBm, soit 89 Watts.

En considérant un ratio total de 7 du rapport des courants de sortie des Pas à la fréquence fondamentale à puissance maximale et la densité de puissance 1.25 Watts/mm pour la technologie choisie, le PA principal aura une taille de $\frac{89\,Watts}{7*1.25\,Watts/mm} \simeq 10\,mm$. Pour ce calcul, la densité de puissance a été réduite de 1.3 à 1.25 W/mm du fait des polarisations dans la zone de pincement des transistors.

Pour le dessin de l'amplificateur, la structure des doigts des transistors doit aussi répondre aux contraintes sur la taille totale du circuit. Au final, la structure choisie se caractérise

par une largeur de grille de 600 µm et un pitch, distance entre drain et source, de 26 µm. De plus, les doigts doivent se présenter toujours en nombre pair. Au final, le transistor principal est dessiné pour 9.6 mm, soit 16 doigts au total. Pour les transistors auxiliaires 1 et 2, ils sont choisis pour 36 mm, soit 60 doigts au total pour chaque transistor.

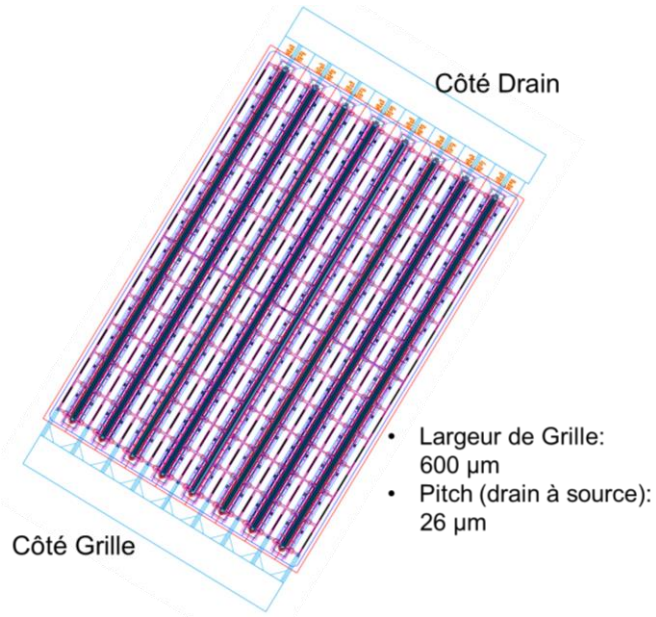


Figure IV- 8 : Dessin de masque du transistor principal : FET LDMOS de 9.6 mm avec 16 doigts

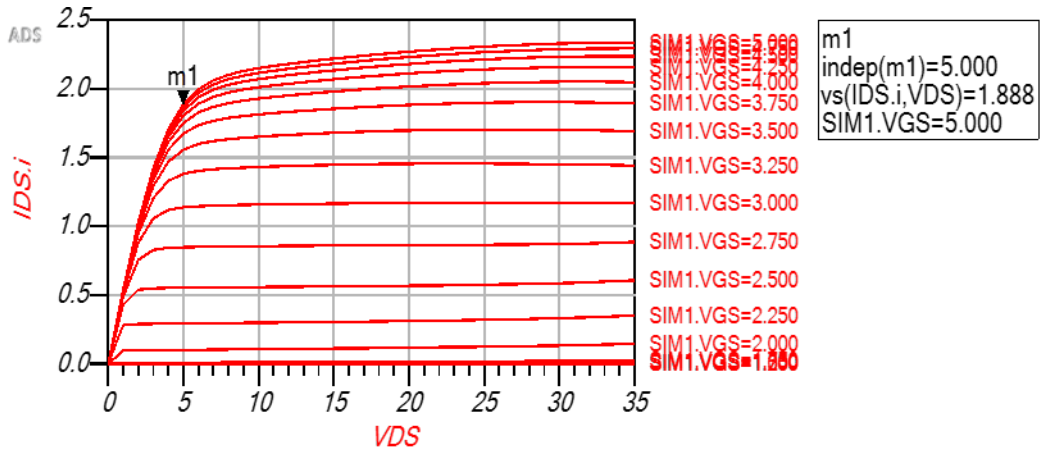


Figure IV- 9. Caractéristique de courant I_{ds} (A) et tension V_{ds} (V) pour le transistor FET LDMOS principal de 9.6 mm

Le masque du transistor principal d'un développement de 9.6 mm est présenté dans la Figure IV- 8. Dans la partie simulation, compte tenu des bibliothèques disponibles, les modèles des PAs principal et auxiliaires sont créés pour des dimensions de 10 mm et 36mm, soit un transistor principal légèrement plus grand que prévu initialement.

La Figure IV- 9 présente les caractéristiques DC courant et tension pour un transistor LDMOS de 10 mm. Sur la figure, à forte saturation de courant, la tension V_{ds_min} est de l'ordre de 5 V avec un courant saturé de 1.9 A.

IV.1.4) Réalisation du premier inverseur d'impédance --- réseau en PI

La conception du combineur intégré dans un Doherty à 3 voies commence par le choix des impédances caractéristiques des inverseurs d'impédance réalisés par un réseau en PI absorbant les C_{ds} des transistors utilisés.

Le premier réseau en PI sert comme inverseur d'impédance relié entre le PA principal et le PA auxiliaire 1. Comme montré dans la section précédente, pour le PA principal de 9.6 mm, le C_{ds} est de 0.26 pF/mm*9.6 mm=2.5 pF, avec une réactance de 32 Ω et la charge optimale est de $\frac{28\ V * 28\ V}{2 * 9.6mm * 1.3\ Watts/mm} = 31.4\ \Omega$. Donc le premier inverseur absorbera ce C_{ds} et comportera une inductance, L_{s1}, en série de 2.53 nH, d'après l'équation (4.2).

Cette inductance pourra être réalisée de plusieurs façons ; soit par ligne imprimée, soit par bobines imprimées en spirale ou encore par fils de bonding. Pour tous les types d'inductances, le facteur de qualité Q, permet de juger les pertes conductrices induites dans l'inductance. Il est défini par le rapport de la réactance sur la résistance à une fréquence définie.

Le substrat utilisé pour ce RFIC est du silicium de haute résistivité. Les pertes dans des composants à technologie imprimée, incluant pertes conductrices et pertes diélectriques, donnent un facteur de qualité Q aux alentours de 15 à 30.

Les fils de bonding présentent un facteur Q plus favorable d'ordre de grandeur > 60 avec une surface de conduction beaucoup plus importante que les bobines imprimées. Le facteur de qualité Q sera également amélioré avec plusieurs fils de bonding connectés en parallèle, si l'emplacement le permet.

Pour la réalisation proposée, afin de réduire au maximum les pertes, l'utilisation des fils de bonding est choisie pour réaliser l'inductance de 2.53 nH. En radiofréquence, en première approche, une règle générale indique qu'un fil de diamètre 50 µm (2 mils), de longueur 1 mm (40 mils) présente une inductance de 1 nH. Ainsi un fil de 2.5 mm est nécessaire. Cependant, un seul fil présente plus de risque de variation au cours d'assemblage. Pour cette raison-là, une réalisation avec plusieurs fils en parallèle est préférée.

Pour ce premier inverseur, il a été choisi une réalisation mixte comportant 2 fils en parallèle, avec un plot à mi longueur afin de limiter la longueur de chaque fil et une certaine longueur de ligne imprimée pour terminer la liaison. Les fils de bonding utilisés sont de diamètre de 50 µm. L'inductance, L_{s1}, est réalisée avec deux groups de fils d'environs 1.3 mm

de longueur, de 1 mm de hauteur et des lignes de transmission de 600 µm de longueur et de 30 µm de largeur sur silicium.

Pour connecter les fils de bonding, des plots ("bondpads") sont ajoutés et présentent des capacités parasites de l'ordre du 1/10 de pF. La modélisation de cette inductance est présentée sur la Figure IV- 10, avec le simulateur FEM ("Finite Element Method") dans le logiciel ADS ("Advanced Design System").

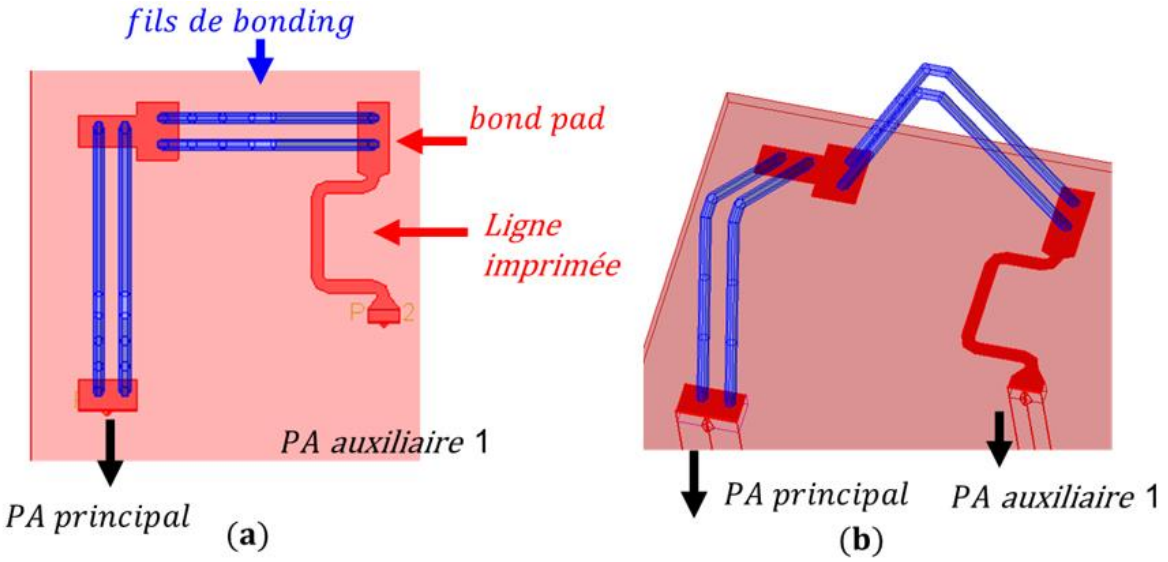


Figure IV- 10 : Vue droite (a) et transversale (b) de la réalisation de l'inductance du premier inverseur, réalisée par une combinaison de fils de bonding et d'une ligne imprimée courte

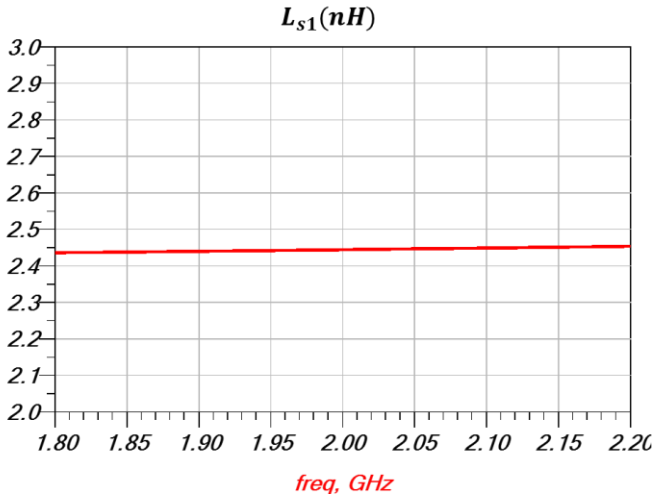


Figure IV- 11 : Inductance L_{s1}, du réseau présenté Figure IV- 10.

D'après la simulation, l'inductance L_{s1}, nécessaire pour former l'inverseur d'impédance avec un déphasage de 90 degrés à 2 GHz est donc réduite à 2.45 nH, comme présenté Figure IV- 11. L'impédance caractéristique de ce réseau en PI, Z_{inv1}, est réduite à 30.6 Ω, soit identique à sa charge optimale.

IV.1.5) Réalisation du deuxième inverseur d'impédance --- réseau en PI modifié

Le deuxième inverseur d'impédance est également configuré par la même méthode d'absorption du C_{ds} entre le PA auxiliaire 1 et auxiliaire 2. Par calcul de la charge optimale pour le PA principal, l'impédance caractéristique de ce deuxième inverseur d'impédance devra se rapprocher de à 31.8/4 Ω ≃ 8 Ω.

Ce deuxième inverseur, associé au premier, devra produire une modulation de charge permettant de couvrir toute la bande de 1.8 GHz à 2.2 GHz pour tous les PAs, soit le PA principal, le PA auxiliaire 1 et le PA auxiliaire 2. Pour ce faire, la transformation d'impédance réalisée par ce réseau devrait être au plus proche celle d'une ligne quart d'onde.

Dans la suite de cette partie, l'étude porte sur la recherche d'une topologie la plus adaptée pour ce deuxième inverseur d'impédance.

Considérons la comparaison des impédances d'entrée en mode pleine puissance, notées Z_{sat}, d'une ligne quart d'onde et d'un réseau en PI, tous les deux terminés par une charge Z_{inv}. La Figure IV- 5 montre que le rapport $real(Z_{sat}/Z_{inv})$ augmente à 1.25 à la fréquence de 2.2 GHz, la variation du rapport en module sera encore plus grande.

Pour que le PA auxiliaire 1 délivre assez de courant pour moduler le PA principal, sa charge en puissance de saturation Z_{aux1_sat}, ne devrait pas être grande, par rapport à sa charge optimale. De même, en bas de bande, la charge $Z_{aux1_sat}(1.8\,GHz)$ ne doit pas être trop faible car il en résulterait une injection de courant trop grande, soit une sous-modulation de charge pour le PA principal entrainant une dégradation de performance par une chute de tension V_{ds}.

La première topologie, *Topologie 1*, est un réseau en PI par une absorption pure des C_{ds} des PAs auxiliaires 1 et 2. Il est constitué des capacités parallèles de 9.6 pF et d'une inductance série de 0.66 nH, pour une impédance caractéristique de 8.2 Ω.

Une première optimisation consiste à une modification de cette topologie par l'ajout d'une self en parallèle avec la charge. Le réseau modifié, dit *Topologie 2*, est présenté en parallèle avec la Topologie 1 sur la Figure IV- 12.

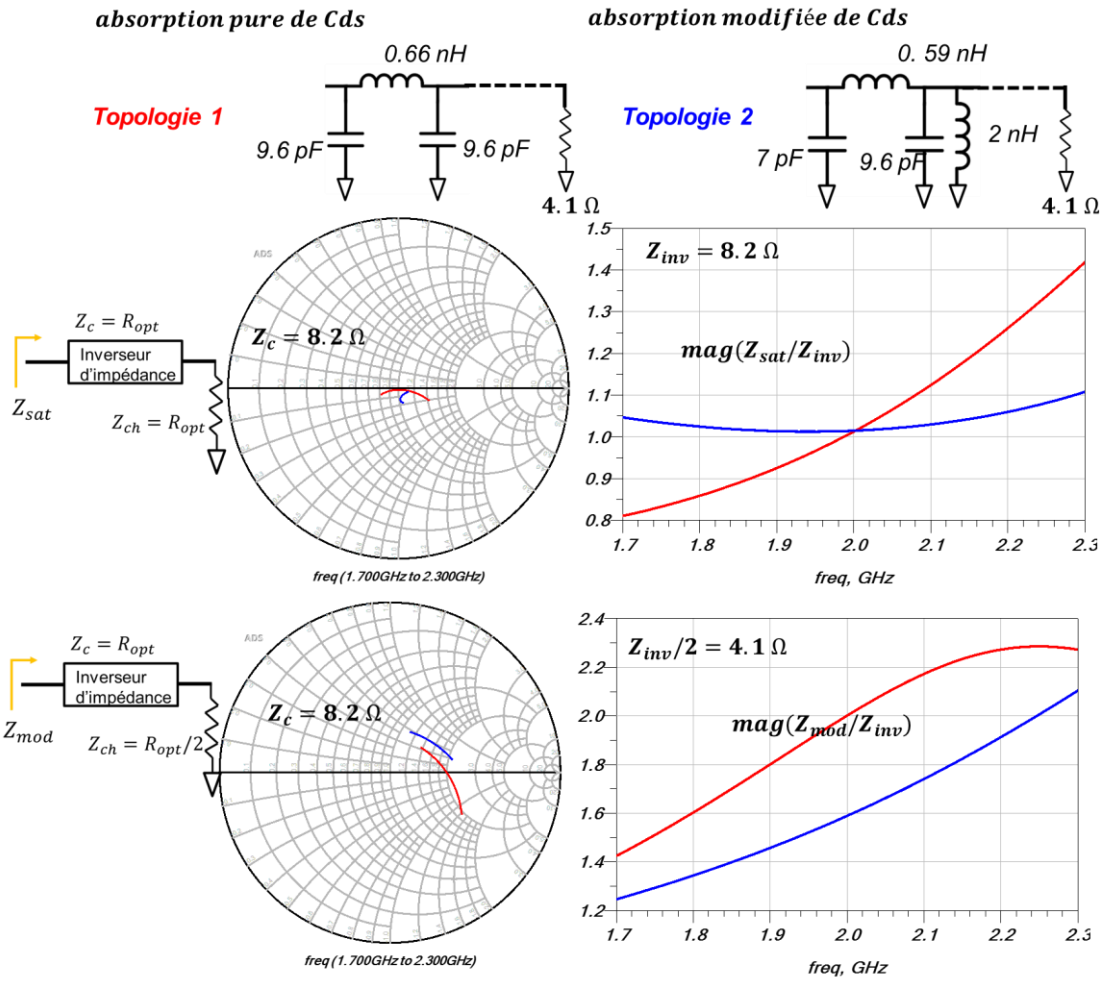


Figure IV- 12 : Comparaison des transformations d'impédance en mode faible et pleine puissance entre une absorption pure de C_{ds} (Topologie 1) et une absorption modifiée de C_{ds} (Topologie 2).

La comparaison des transformations d'impédance est montrée en mode faible puissance et en mode pleine puissance, comme présenté dans la technique d'absorption de C_{ds}.

Avec la *Topologie 2*, en mode pleine puissance, le rapport de Z_{sat}/Z_{inv} en module est bien contrôlé pour une valeur comprise entre 1.0 et 1.1. De ce fait, le PA auxiliaire 1 pourra délivrer des courants à bon niveau en pleine puissance. Cependant, en mode faible puissance, la transformation d'impédance ne présente qu'un rapport de 1.6 à la fréquence centrale de fréquence, ce qui n'est pas assez pour avoir de bonnes performances pour un fonctionnement entre les deux points de transition. De plus, il sera aussi difficile de réaliser avec de faibles pertes et de manière compacte l'inductance nécessaire de 2 nH.

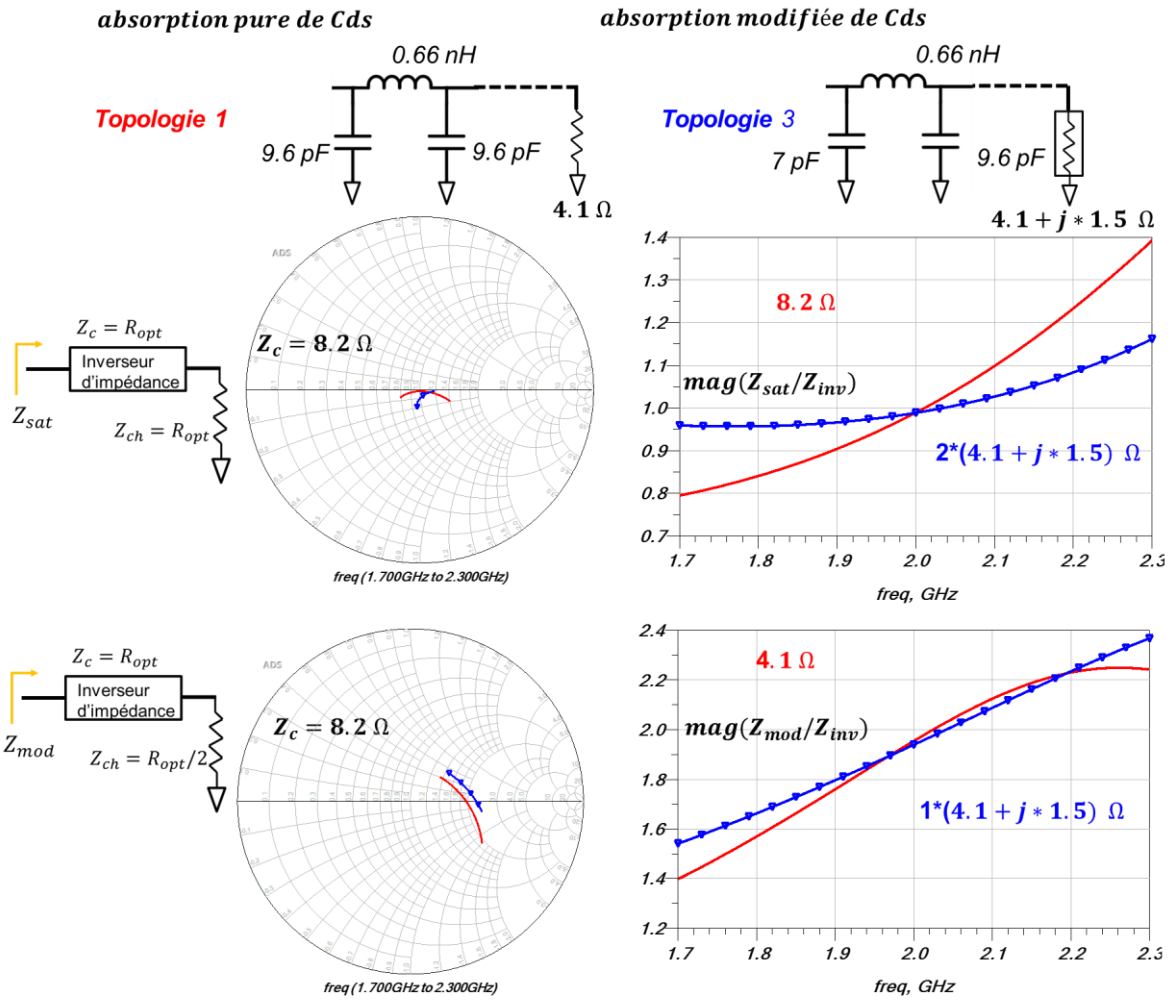


Figure IV- 13 : Comparaison des transformations d'impédance en mode faible et pleine puissance entre une absorption pure de C_{ds} (Topologie 1) et le réseau modifié (Topologie 3).

Une nouvelle topologie, soit topologie 3, est présentée dans la Figure IV- 13. Au lieu de combiner sur une charge résistive de 4.1 Ω, la topologie 3 propose d'absorber l'inductance dans la charge, soit une charge complexe de $4.1 + j * 1.5\ \Omega$. En pleine puissance, la partie inductive dans la charge est ainsi multipliée par 2. Ainsi, le transformateur d'impédance est réalisé de façon combinée dans la charge, avec pour objectif de concevoir un réseau d'adaptation en sortie du Doherty capable de présenter cette charge complexe.

D'après la Figure IV- 13, en mode pleine puissance, le rapport de Z_{sat}/Z_{inv} en module est bien contrôlé de 0.95 à 1.1 pour des fréquences en dessous de 2.2 GHz. En mode faible puissance, la transformation d'impédance présente une caractéristique à croissance linéaire en fréquence, avec moins de variation pour la bande de 1.8 GHz-2.0 GHz.

Pour conclure, tenant compte de la bande visée de 1.8 GHz à 2.2 GHz, cette transformation d'impédance, la *Topologie 3*, est la plus efficace pour les deux modes « faible puissance » et « pleine puissance ».

La self, L_{s2} , inductance de 0.66 nH de l'inverseur est réalisée sous forme de fils de bonding, avec un nombre de fils plus important pour tenir compte de l'augmentation de courant. La configuration finale est présentée dans la Figure IV- 14, avec un double pont entre les PAs auxiliaires 1 et 2. Les fils sont configurés pour des dimensions de longueur d'environs 0.9 mm, de 0.6 mm de hauteur. Le résultat de simulation avec FEM de cette inductance est présenté dans la Figure IV- 15.

Le deuxième réseau est réalisé pour une topologie modifiée d'un réseau en PI. Les capacités aux extrémités ne sont plus symétriques. De ce fait, le C_{ds} du PA auxiliaire 1 est partagé entre les deux réseaux d'inverseur d'impédance.

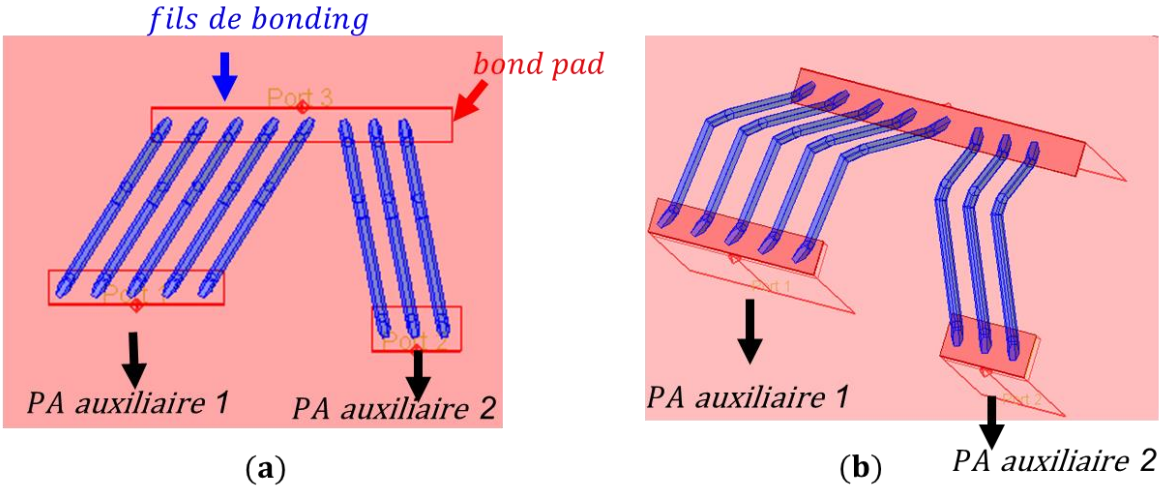


Figure IV- 14 : Vue droite (a) et transversale (b) de la deuxième inductance réalisée par une combinaison de fils de bonding

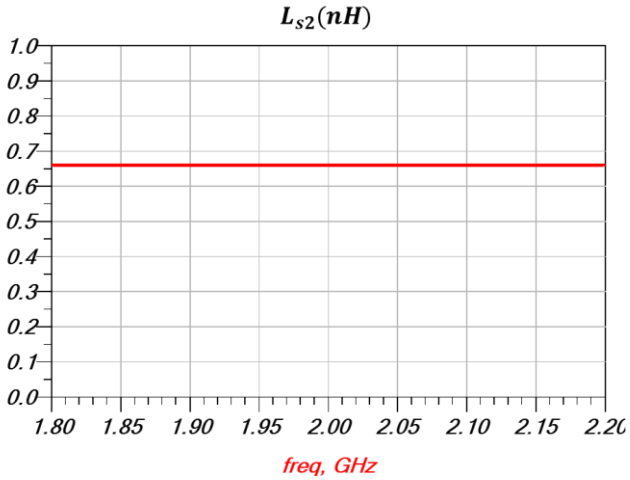


Figure IV- 15 : Inductance, L_{s2}, du réseau présenté dans la Figure IV- 14.

IV.1.6) Combineur à 3 voies avec fils de bonding

Tenant compte des deux réseaux d'inverseur d'impédance présentés dans les sections précédentes, le combineur de sortie est également créé par la méthode d'absorption de C_{ds}. Le

schéma du combineur et la réponse de transformation d'impédance en faible puissance sont présentés dans la Figure IV- 16. Ces résultats sont simulés par le modèle complet, présenté dans la Figure IV- 18.

Dans la Figure IV- 16, en faible puissance, Z_{p_mod}/R_{p_opt} s'approche de 2 avec une adaptation inférieure à -20 dB pour la bande de 1.8 GHz à 2.2 GHz.

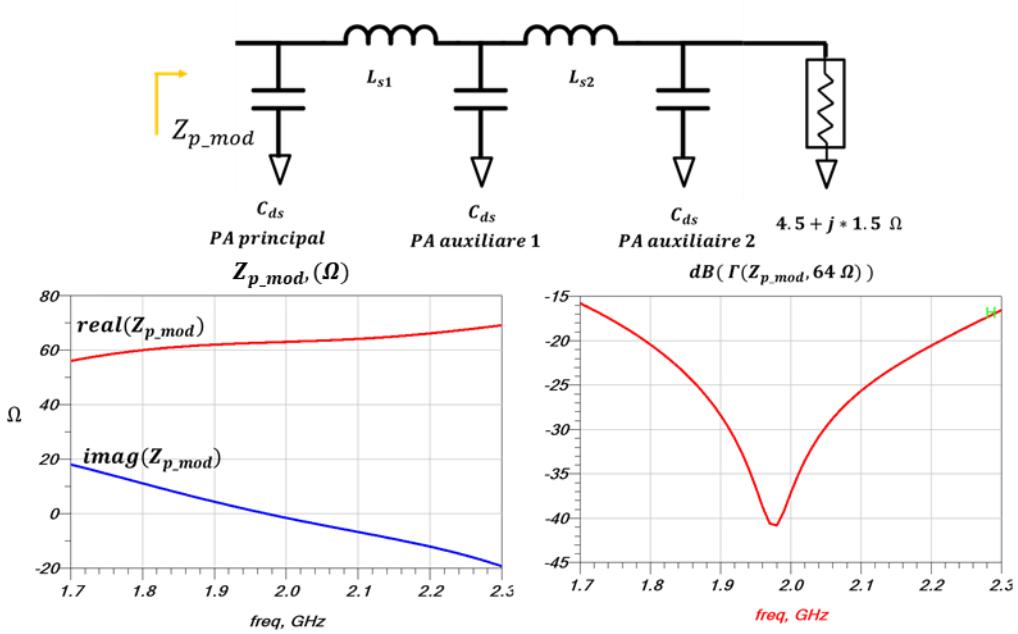


Figure IV- 16 : Schéma du combineur complet du Doherty à 3 voies avec la réponse de transformation d'impédance en faible puissance

Les pertes d'insertion et le déphasage du combineur sont présentés dans la Figure IV- 17. Il a une perte autour de 0.65 dB sur la bande, en incluant aussi celle introduite par le substrat silicium. La fréquence pour avoir 180 degrés de déphasage est légèrement déplacée à 2.05 GHz.

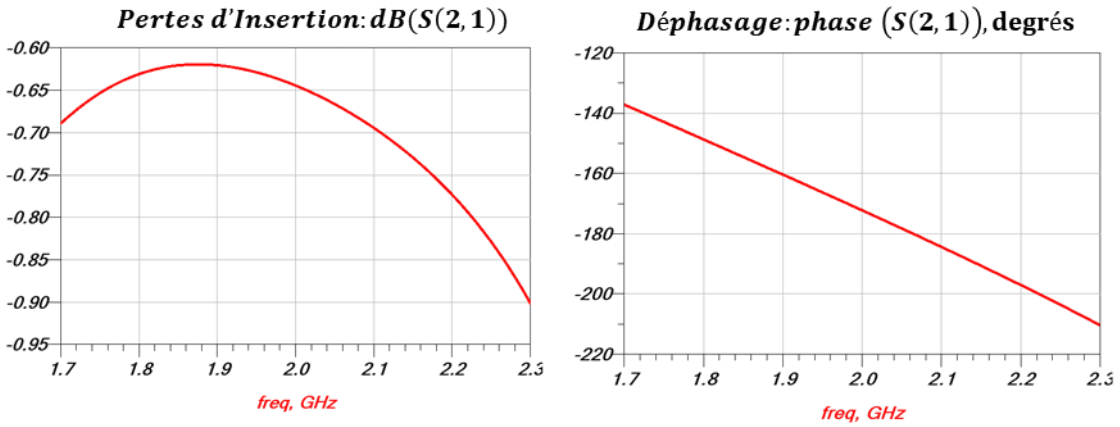


Figure IV- 17 : Pertes d'insertion et déphasage du combineur complet du Doherty à 3 voies

Pour des raisons de simplification, la charge est considérée fixe pour cette présentation. Le réseau d'adaptation entre la charge et 50 Ω sera présenté dans la partie validation et mesures à la fin de ce chapitre.

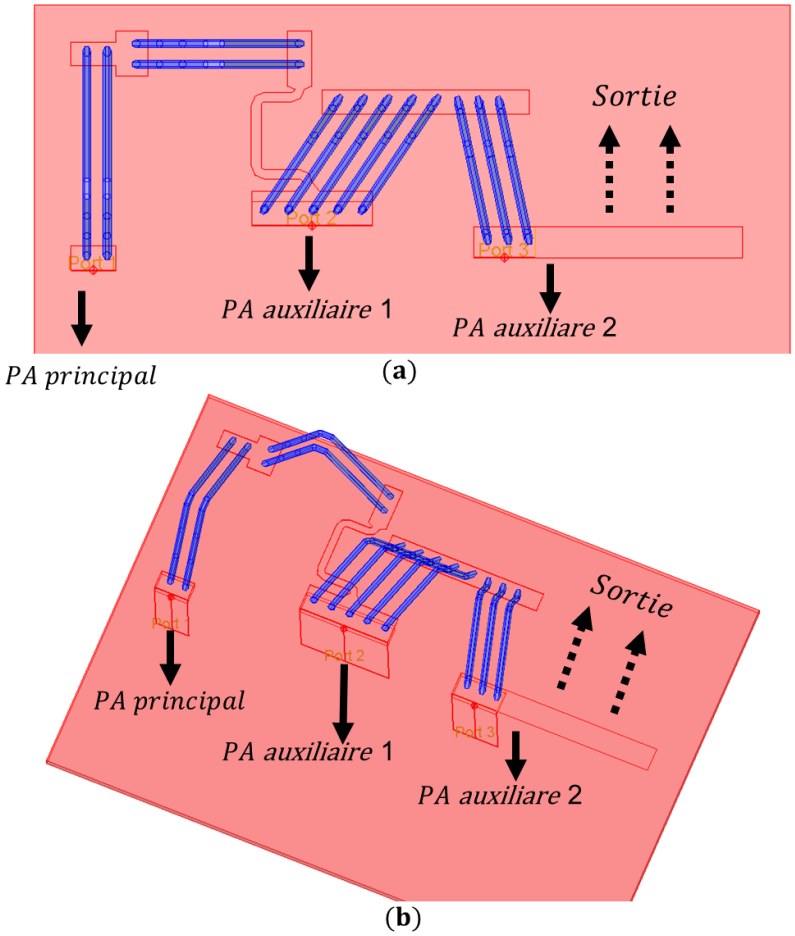


Figure IV- 18 : Vue droite (a) et transversale (b) de la partie inductive du combineur du Doherty à 3 voies.

IV.2) Conception du diviseur de puissance intégré d'entrée

IV.2.1) Conception d'un Doherty version V0 avec splitters de type Wilkinson

L'obtention d'un Doherty large bande nécessite également que le circuit d'entrée soit large bande. Son rôle est de répartir l'excitation sur les trois amplificateurs et de garantir les bons déphasages pour la recombinaison des courants de sortie. Plusieurs types de splitters peuvent être étudiés pour leur intégration dans une structure Doherty :

- Wilkinson
- Quadrature hybride
- Lange

Selon le ratio des tailles de 1 : 3.7 : 3.7 pour les trois PAs utilisés, la répartition de puissance devrait être spécifique à chacun. Compte tenu de la grande asymétrie entre la voie principale et les deux voies auxiliaires, la topologie choisie est constituée de deux splitters

connectés en série. Le premier sert à une répartition asymétrique de puissance pour alimenter le PA principal et les deux PAs auxiliaires séparément. Le deuxième sert à une répartition de puissance symétrique entre le PA auxiliaire 1 et le PA auxiliaire 2.

Parmis les différents splitters listés précédemment, le choix final est le splitter de type Wilkinson pour une réalisation flexible permettant une répartition équilibrée ou non-équilibrée de la puissance [16].

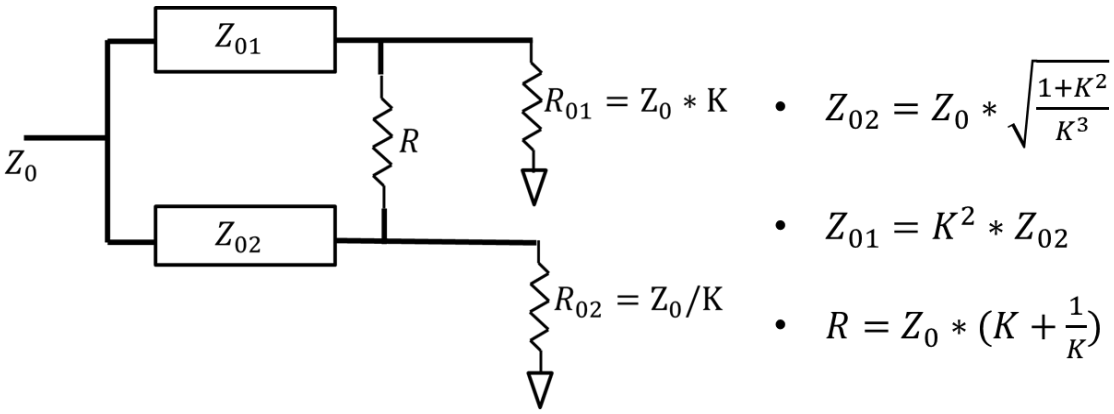


Figure IV- 19 : Splitter de type Wilkinson à deux voies (non-)équilibrées

Un exemple de réalisation d'un splitter de type Wilkinson est présenté dans la Figure IV- 19, à partir des lignes de transmission quart d'onde. Une fois l'impédance du réseau entier Z_0 définie, les valeurs des impédances caractéristiques ou les charges nécessaires, pourront être déterminées par le ratio de répartition 1 : K^2, entre la voie supérieure et la voie inférieure. La résistance reliée entre les deux charges sert à équilibrer ces deux voies et à améliorer l'isolation.

❖ Premier splitter intégré de type Wilkinson

Pour le premier splitter, une première configuration intuitive pourra être simplement appliquée pour déterminer le ratio 1 : K^2suivant le rapport des tailles des PAs. Cependant, les conditions de fonctionnement des amplificateurs sont différentes puisque le PA principal est polarisé en classe B ou AB profonde et les PAs auxiliaires sont polarisés en classe C. Il en résulte des différences de gain et de ce fait, le ratio est optimisé à -5 dB pour le PA principal.

Comme présenté dans la Figure IV- 19, le splitter de type Wilkinson est construit par des lignes quart d'onde mais nous utiliserons dans le combineur un réseau équivalent en PI qui présente toujours l'intérêt d'une solution compacte.

Pour les transistors, le comportement en entrée est modélisé par une capacité C_{gs}. De la même manière que pour l'inverseur de sortie, la capacité C_{gs} est absorbée dans le réseau en PI.

Cette méthode d'absorption de C_{gs} est présentée et illustrée dans la Figure IV- 20 avec le dessin du circuit et son équivalent dans le splitter de type Wilkinson.

Par cette méthode, le calcul des impédances pour les charges ne peut pas être fait de façon classique [16]. Un compromis va être recherché prenant en compte l'encombrement et le nombre de composants, la technologie et le substrat, toujours dans le but d'une répartition de puissance de 1 : K^2.

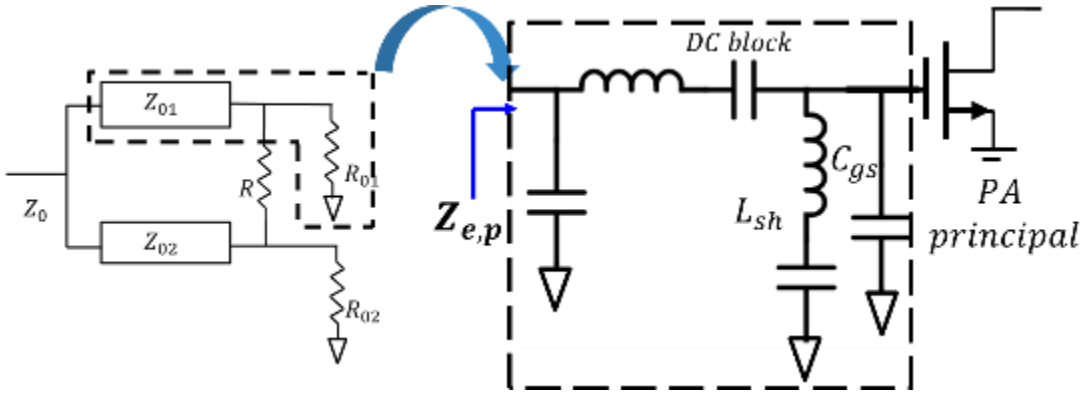


Figure IV- 20 : Réseau de transformation d'impédance d'entrée avec l'absorption de C_{gs}, adapté à splitter de type Wilkinson

Dans la Figure IV- 20, le transistor principal est monté en shunt avec une inductance. Pour un transistor adapté de cette topologie, le gain est premièrement défini par la résonance de l'inductance parallèle et le C_{gs}. Pour un meilleur résultat de gain et d'adaptation sur la bande, cette fréquence de résonance est choisie à 1.7 GHz après optimisation. Cette inductance, pourra également servir à polariser le transistor. Une résistance est aussi ajoutée sur cette branche parallèle pour assurer une stabilité inconditionnelle.

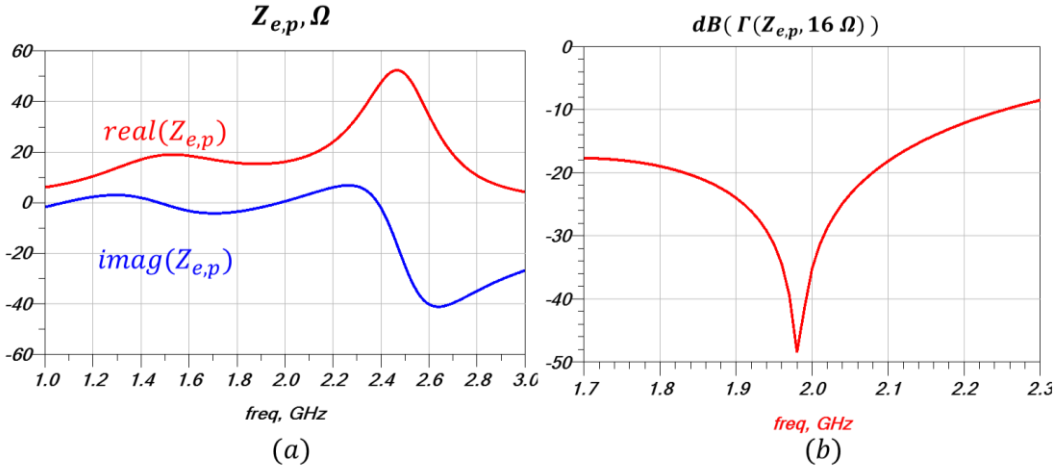


Figure IV- 21 : Impédance et coefficient de réflexion du réseau d'adaptation pour le PA principal à l'entrée

La Figure IV- 21 présente l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion du réseau d'adaptation pour la méthode d'absorption de C_{gs}. Le PA principal est adapté à une impédance

de 16 Ω. Pour les impédances Figure IV- 21 (a), deux pôles sont présentés à 1.54 GHz et 2.52 GHz permettant d'augmenter la largeur de bande. Cette adaptation présente de bons résultats en coefficient de réflexion pour les fréquences de1.7 GHz à 2.2 GHz, Figure IV- 21 (b).

Pour la partie inférieure du premier splitter, les valeurs des charges et des impédances caractéristiques ne peuvent pas être définies, car elles dépendent de l'adaptation pour les deux PA auxiliaires. De ce fait, cette partie inférieure sera déterminée une fois que les PAs auxiliaires seront adaptés.

❖ Deuxième splitter intégré de type Wilkinson

Pour les deux PAs auxiliaires de taille identique, le deuxième splitter doit permettre une répartition de puissance équilibrée, soit à -3 dB.

Comme utilisée pour le PA principal, la méthode d'absorption de C_{gs} s'applique aussi pour le deuxième splitter, comme montré Figure IV- 20. La résonance par l'inductance en shunt avec la capacité C_{gs} du PA auxiliaire 1 et auxiliaire 2 est choisie à 1.7 GHz, comme pour le PA principal. Pour cette topologie, l'impédance caractéristique est à la suite déterminée à la valeur de 10 Ω.

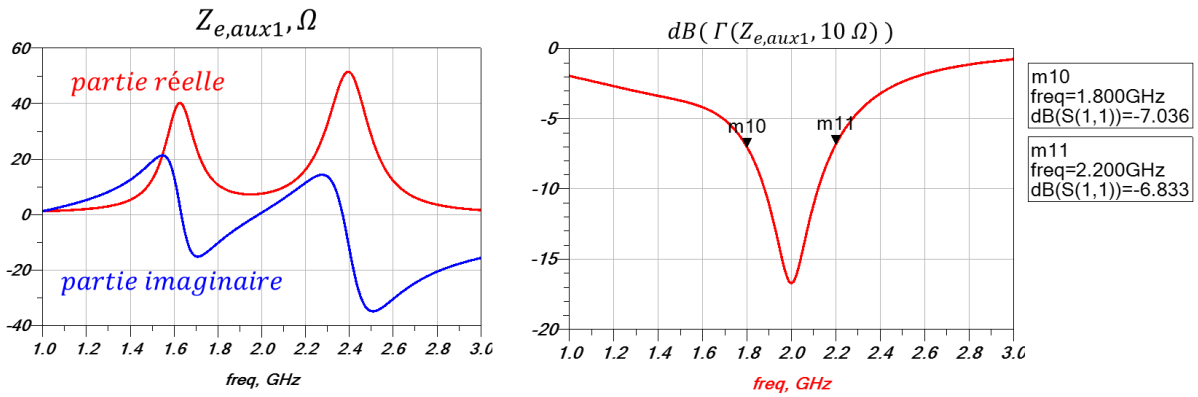


Figure IV- 22 : Résultats (en impédance et en coefficient de réflexion) du réseau d'adaptation pour le PA auxiliaire 1 ou 2 à l'entrée

Dans la Figure IV- 22, deux pics sont obtenus sur l'impédance d'entrées du réseau de transformation. En prenant compte du coefficient de réflexion, de 1.8 GHz à 2.2 GHz, le réseau ne présente qu'une adaptation avec un coefficient de réflexion à -7 dB en petit signal.

Cependant, ce deuxième splitter symétrique, à une configuration équilibrée avec la résistance ajoutée entre les deux PAs auxiliaires, permettant un amortissement des deux pics de résonance et une adaptation à bande étendue, comme illustré par la Figure IV- 23.

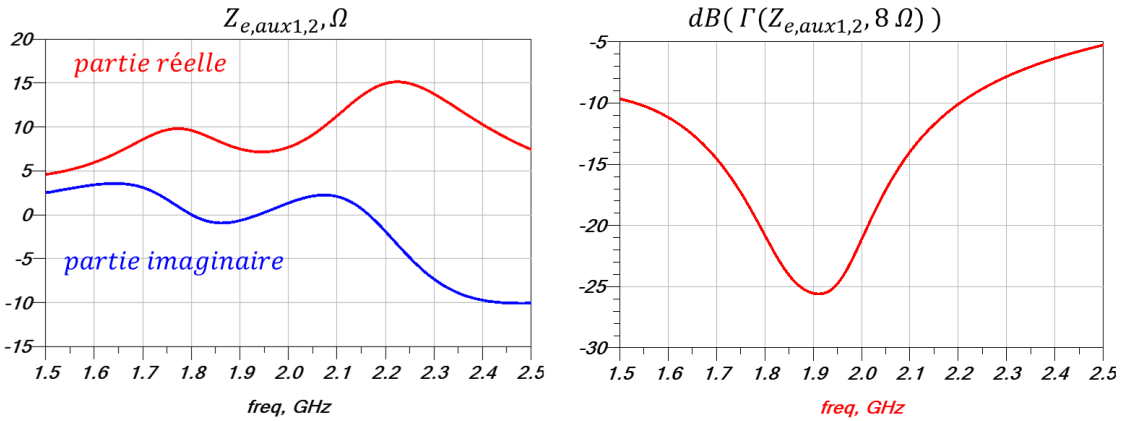


Figure IV- 23 : Résultats (en impédance et en coefficient de réflexion) du réseau d'adaptation pour les PAs auxiliaires connecté avec splitter de type Wilkinson à l'entrée

A cette étape, le réseau d'adaptation pour les PAs auxiliaires étant connu, la partie inférieure restante du premier splitter pourra être déterminée. A partir du ratio de répartition de puissance, cette partie inférieure sera faite par un réseau en PI pour une couple LC de 0.8 nH en série et 8 pF en shunt, soit une impédance caractéristique de 10 Ω. Ce réseau est donc présenté par un quart d'onde notée Z_{01} dans la Figure IV- 24.

L'architecture complète du Doherty V0, est présentée dans la même Figure IV- 24. Comme présenté précédemment, les réseaux de transformation d'impédance, Z_{tr_p}, $Z_{tr_{aux1}}$, $Z_{tr_{aux2}}$, sont établis pour respectivement le PA principal, auxiliaire 1, auxiliaire 2, respectivement. L'impédance caractéristique de ces deux réseaux sont aussi présentés dans la Figure IV- 24 avec des impédances caractéristiques de 10 Ω et 12 Ω respectivement.

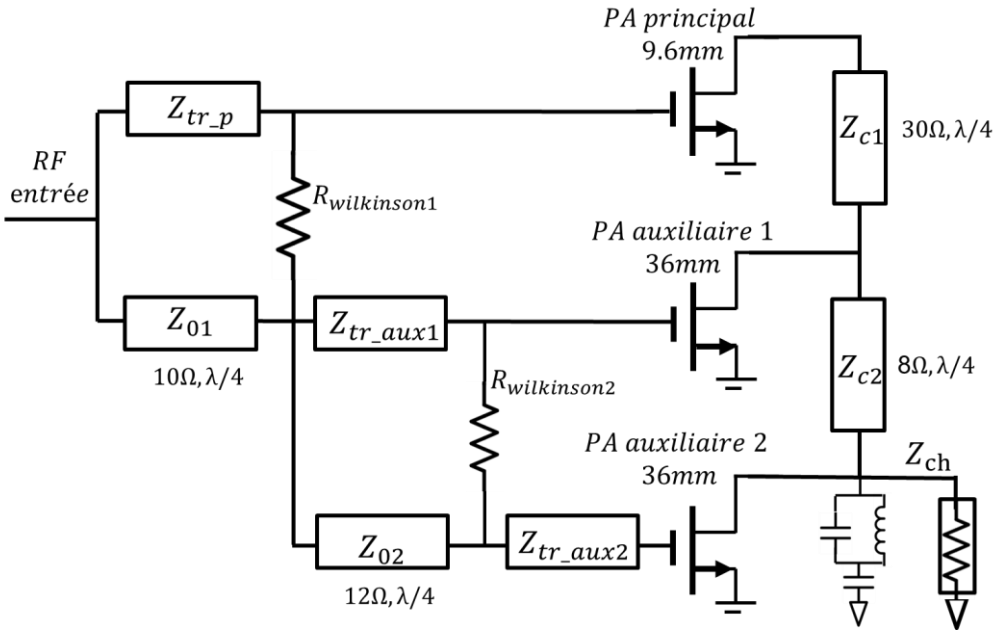


Figure IV- 24 : Architecture complète du Doherty à 3 voies avec splitters intégrés de type Wilkinson, soit le Doherty V0

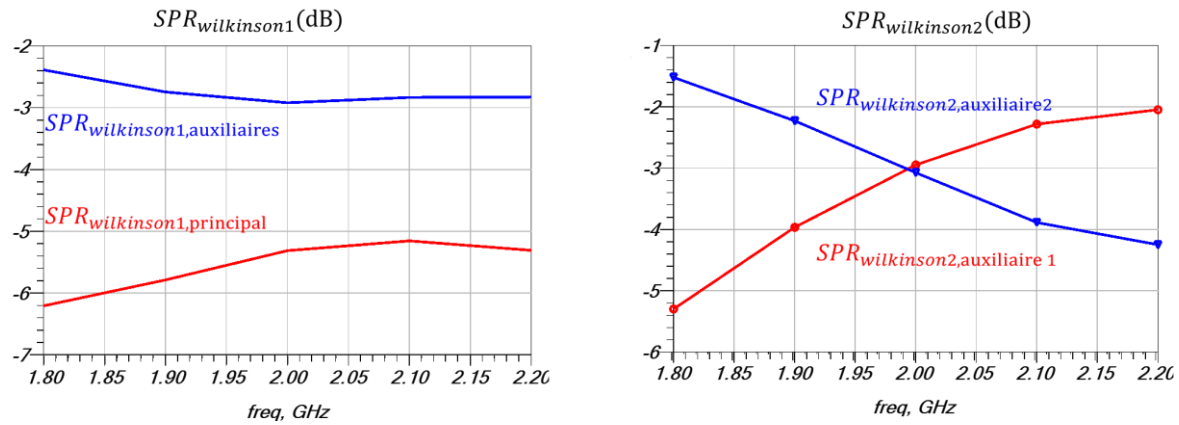


Figure IV- 25 : Ratio de répartition de puissance (Power splitting ratio, SPR) en dB pour le premier et le deuxième splitter

La Figure IV- 25 présente les résultats de simulation pour le ratio de répartition de puissance du premier et deuxième splitter. Pour le premier splitter, le couplage du PA principal est d'environ -5.5 dB et -2.5 à -3dB pour les deux PAs auxiliaires.

Pour le deuxième splitter, le ratio de répartition de puissance est à -3 dB à la fréquence centrale, cependant, une variation de 2 dB est observée à l'extrémité la bande.

Les transistors fonctionnent comme des sources de courant commandées par leur tension de grille. Il est donc nécessaire de connaitre le module du signal de commande, soit V_{gs1}. Les résultats de simulation des modules des différents V_{gs1} pour le PA principal, auxiliaire 1 et 2, à pleine puissance d'entrée, sont montrés Figure IV- 26 (a).

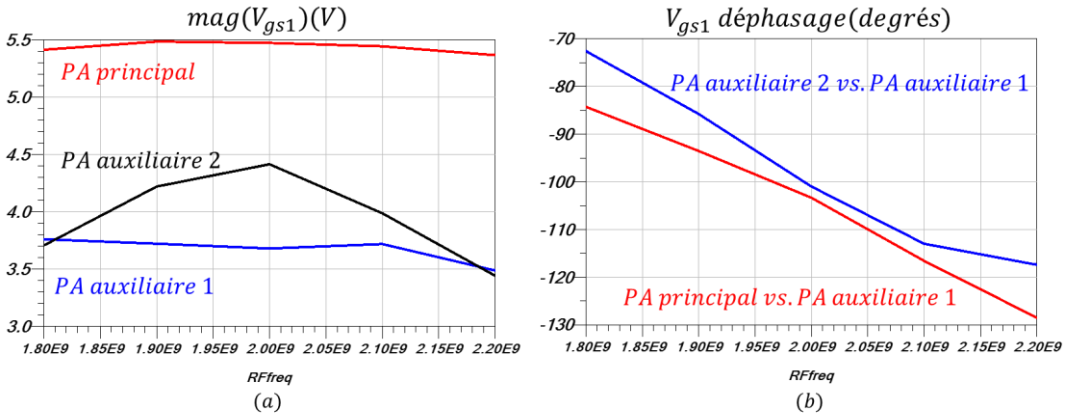


Figure IV- 26 : Modules des signaux de commande V_{gs1} pour le PA principal, auxiliaire 1 et 2 (a) ; Déphasage de V_{gs1} entre le PA principal, auxiliaire 1 et auxiliaire 2 (b) en pleine puissance d'entrée pour le Doherty à splitter de type Wilkinson

Les déphasages de V_{gs1} entre les amplificateurs auxiliaires et le principal sont montrés dans la Figure IV- 26 (b). Les déphasages du V_{gs1} entre le PA principal et le PA auxiliaire 1 et celui entre le PA auxiliaire 1 et le PA auxiliaire 2 sont de 100 degrés à 2GHz, notamment du

fait de la variation de C_{ds} à fort niveau de V_{ds},. Dans toute la bande, des variations de phase de 45 degrés sont constatées. Ces variations importantes vont dégrader la réponse du Doherty aux extrémités de la bande, malgré la configuration équilibrée du splitter de type Wilkinson.

Le dessin de la maquette du Doherty avec splitters de type Wilkinson, est montré Figure IV- 27. L'amplificateur obtenu a une longueur de 4700 µm et une largeur de 3700 µm.

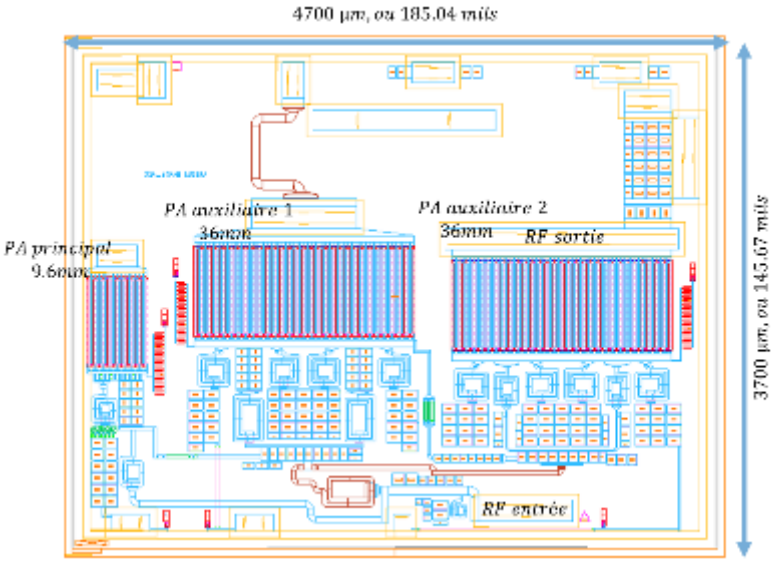


Figure IV- 27 : Dessin de maquette pour le Doherty V0, avec splitters de type Wilkinson

IV.2.2) Conception d'un Doherty version V1 avec splitters de type mixte, Wilkinson et distribué

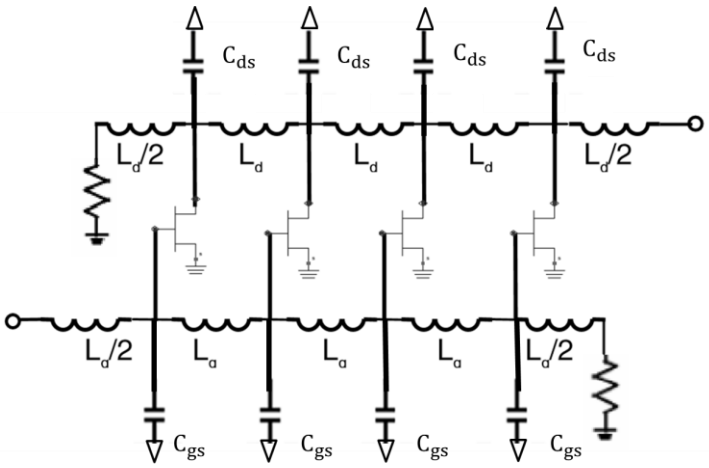


Figure IV- 28 : Topologie classique du PA distribué

Des architectures du type amplificateurs distribués [33] présentent de l'intérêt pour un fonctionnement large-bande en utilisant le même principe d'absorption des capacités C_{gs} et C_{ds}, comme présenté la Figure IV- 28. La cellule élémentaire est un réseau en T avec la capacité C_{gs} en entrée, ou C_{ds} en sortie des transistors. M.Nick et A.Mortazawi [34] ont étendu ce concept

dans un Doherty à 2 voies pour une conception de splitter de répartition de puissance adaptative. Le splitter conçu dans leur travail est basé sur un réseau en Pi avec en parallèle le C_{gs} des transistors.

Ce type de splitter utilise en général des PAs de tailles identiques pour pourvoir faciliter la conception. Pour cette raison-là, cette topologie distribuée sera utilisée pour le deuxième splitter, en gardant le premier splitter du type de Wilkinson. Le principe d'absorption de C_{gs} dans un splitter de type distribué est montré Figure IV- 29.

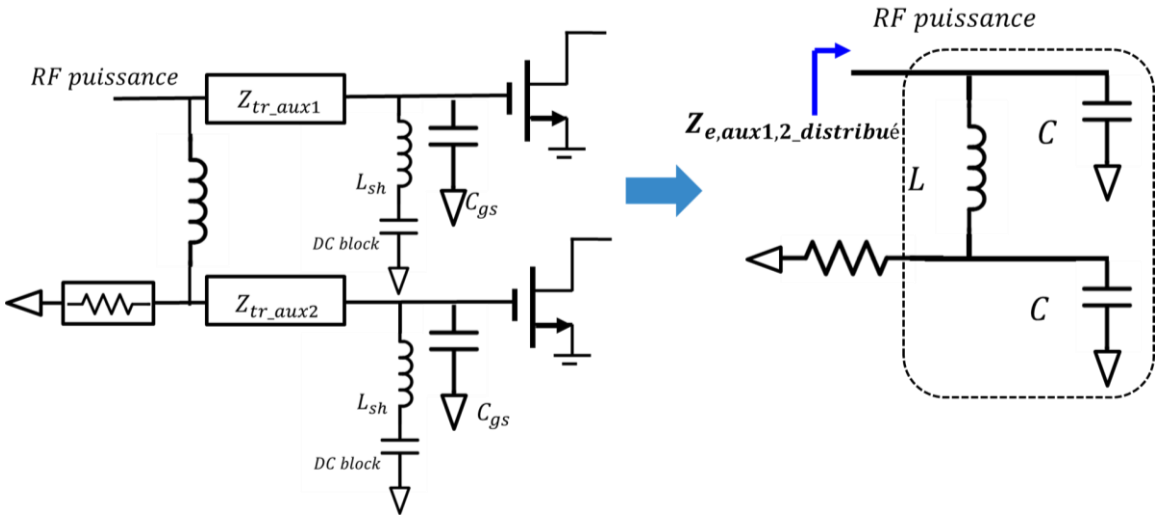


Figure IV- 29 : Principe d'absorption de C_{gs} dans un splitter distribué

Il devrait fournir un point froid RF afin de polariser le PA. Une première inductance parallèle est mise en place pour une fréquence de résonance de 1.3 GHz avec C_{gs}, en gardant une réponse plate dans la bande visée.

Prenant en compte des effets inductives parasites introduits par les lignes de liaison et l'objectif d'un fonctionnement large-bande, le facteur K, pris comme le rapport de la tension RF V_{gs1} sur la grille et la tension RF sur le nœud de la répartition de puissance, est finalement choisi à $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

Résonné en puissance, l'amplitude requise pour le V_{gs1} du PA auxiliaire 1 sera à l'ordre de 3.5 V en pleine puissance d'entrée, avec une polarisation de 1.0 V. A ce niveau-là, la puissance envoyée aux PAs auxiliaires sera à $49\ dBm - 12.5\ dBm - 3.5\ dBm = 33\ dBm = 2\ Watts$, soit la puissance de saturation moins le gain à saturation, le ratio de répartition de puissance dans le premier splitter, et la perte dans un déphaseur supplémentaire.

Par l'équation (4.8), $Z_{e,aux1,2_distribué}$ est égale à 6.2 Ω.

$$\frac{\frac{3.5}{K}\,V * \frac{3.5}{K}\,V}{2 * Z_{e,aux1,2_distribué}} = 2\,Watts \tag{4.8}$$

La Figure IV- 30 résume les impédances transformées vues à l'entrée du deuxième splitter. On constate que la meilleure réponse est obtenue par le splitter distribué.

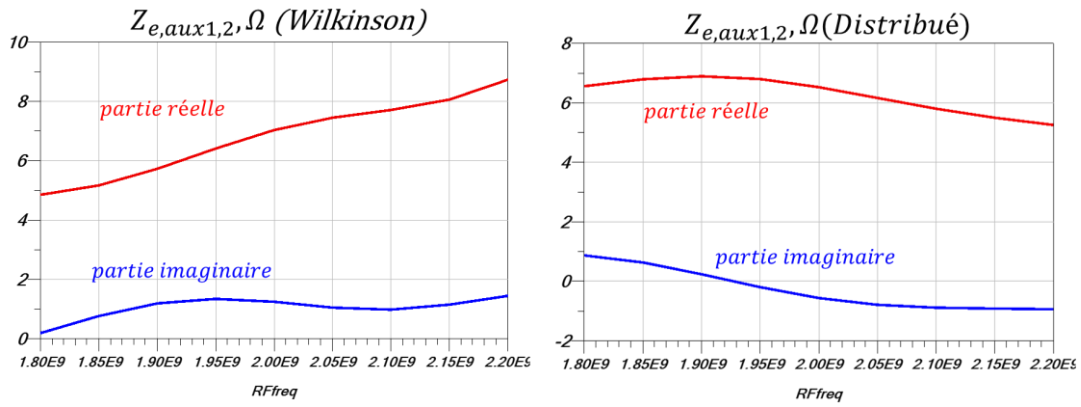


Figure IV- 30 : Comparaison de l'impédance transformée vue à l'entrée du deuxième splitter

Le premier splitter n'a pas été modifié en gardant le même ratio de répartition de puissance. Avec ces deux splitters, la réponse du V_{gs1} sur chaque PA est présentée sur la Figure IV- 31 en termes de module (a) et de déphasage (b).

La Figure IV- 31 (a) présente un bon maintien des modules de V_{gs1} pour les PAs principal, auxiliaire 1 et 2 sur toute la bande de 1.8 GHz à 2.2 GHz.

La Figure IV- 31 (b) présente les caractéristiques des déphasages des différentes tensions V_{gs1}. Dans toute la bande, des variations de $\Delta\varphi 1$ et de $\Delta\varphi 2$ de 30 degrés sont constatées, ce qui présente une véritable amélioration par rapport aux déphasages obtenus avec le splitter de type Wilkinson, donnés Figure IV- 26 (b).

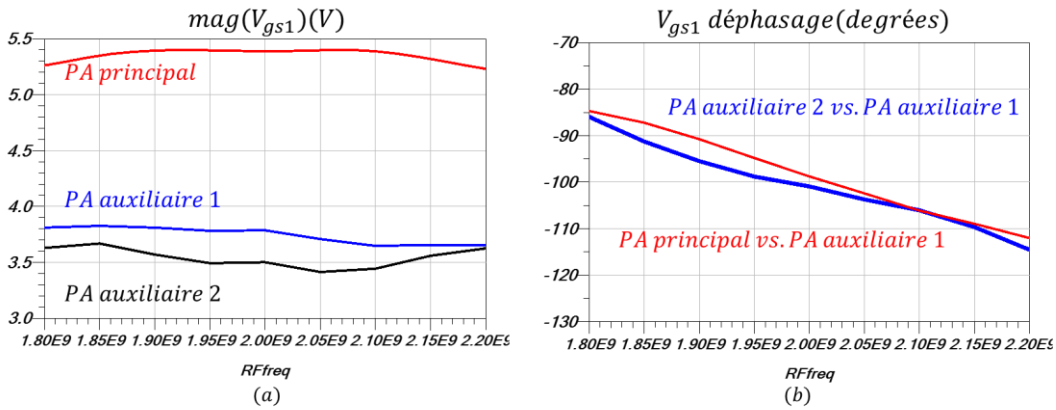


Figure IV- 31 : V_{gs1} pour le PA principal, auxiliaire 1 et 2 en pleine puissance d'entrée en module (a) ; et déphasage des V_{gs1} entre le PA principal, auxiliaire 1 et auxiliaire 2 (b) pour le Doherty V1 à splitters intégrés de type mixte

L'architecture complète du Doherty V1 avec splitters intégrés de type mixte, est présentée dans la Figure IV- 32. Le dessin de la maquette de ce Doherty est montré dans la Figure IV- 33. Il a une longueur de 4700 µm et une largeur de 3700 µm.

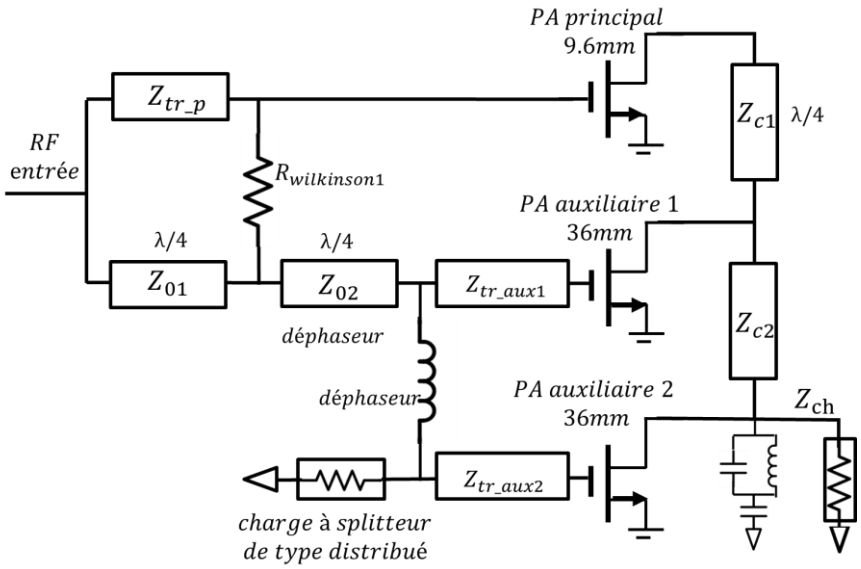


Figure IV- 32 : Architecture complète du Doherty V1 à 3 voies avec splitters intégrés de type mixte

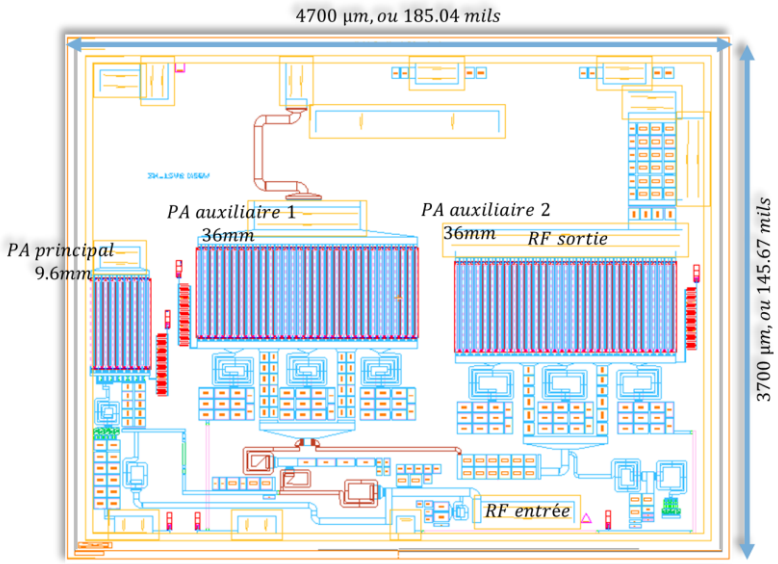


Figure IV- 33 : Dessin de maquette pour le Doherty V1 avec splitters intégrés de type mixte (Wilkinson et distribué)

IV.3) Autres éléments de conception

IV.3.1) Extension de la bande passante vidéo

Si un amplificateur large bande travaille pour des signaux à très grandes largeurs de bande instantanée (ISBW), il est nécessaire de minimiser l'impédance de charge aux fréquences modulantes ou de l'enveloppe, dites également bande vidéo. Si cette condition n'est pas

vérifiée, des effets mémoires basses fréquences vont apparaitre et modifier la réponse de l'amplificateur en introduisant des effets non-linéaires. Les variations des impédances à basses fréquences sont souvent dues aux découplages à basse fréquence et donc aux éléments en série sur les chemins entre la source de courant et les découplages.

La Figure IV- 34 présente une topologie conventionnelle avec les découplages basses fréquences nécessaire pour obtenir l'extension de bandes passantes vidéos. Cette topologie offre en première un chemin électriquement court aux capacités de découplage de fortes valeurs, de l'ordre nF, via un point froid RF créé sur le chemin de l'inductance résonnant avec C_{ds}. Il permet de fonctionner sur des basses fréquences jusqu'à l'ordre de 100 MHz.

Cependant, dans le combineur utilisant la technique d'absorption, les capacités C_{ds} sont absorbées pour former l'inverseur d'impédance. Donc, une résonance entre inductance et C_{ds} n'est plus possible pour créer un point froid RF.

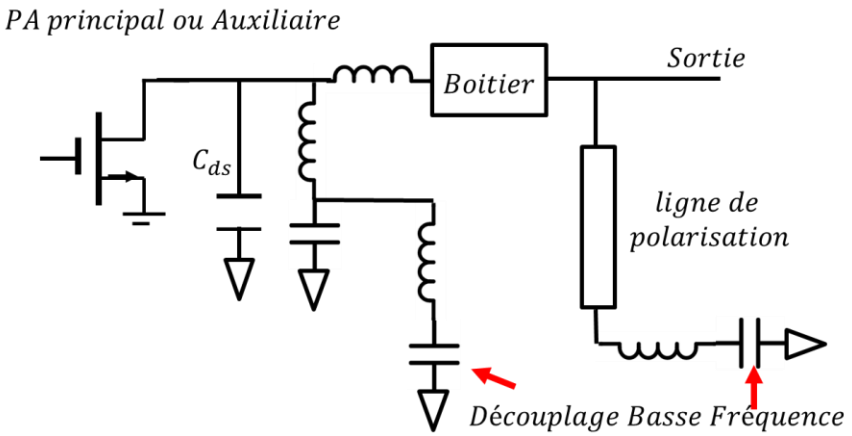


Figure IV- 34 : Découplage basse fréquence pour amélioration de la bande passante vidéo dans une topologie conventionnelle

Dans l'étude bibliographique du DPA large bande, M. N. A. Abadi et S. Boumaiza [18] ont proposé un Doherty avec le combineur modifié, ayant la charge de Doherty compensée par un résonateur en L-C. Dans leur travail, ce résonateur sert également pour alimenter les transistors découplés par des condensateurs de fortes valeurs (µF). En s'inspirant de cette technique, nous proposons ce type de résonateur pour créer un point froid.

La puissance saturée demandée pour le Doherty intégré à concevoir est de 80 Watts, ce qui présente une charge autour de 5 Ω pour une tension V_{dd} de 28 V. Prenons un rapport de 0.67, comme choisi dans [18], l'impédance caractéristique du résonateur sera à l'ordre de 3.5 Ω, correspondant à un couple d'éléments de 0.28 nH et 22.8 pF à la fréquence de 2 GHz. Du fait de la faible valeur de l'impédance, l'implémentation sous forme de fils de bonding est choisie.

Après simulation, en prenant une inductance de 0.28 nH et un Q de 60, en parallèle avec la capacité requise modélisée dans le " design kit –*AFIII IC* ", une perte d'insertion de -0.2 dB est obtenue. La perte rend cette configuration problématique et non acceptable pour garder de bonnes performances en rendement.

Il est donc nécessaire d'optimiser cette partie pour avoir un résonateur réalisable ayant le minimum de perte d'insertion. Plusieurs valeurs d'impédances de ce résonateur sont simulées. Une solution est choisie avec $Z_{résonateur} = 2.0 * R_{ch}$ pour une perte d'insertion autour de -0.07 dB. Cette impédance de $Z_{résonateur} = 2.0 * R_{ch}$ aura pour couple 0.75 nH et 8.5 pF. La comparaison de la perte d'insertion est illustrée dans la Figure IV- 35.

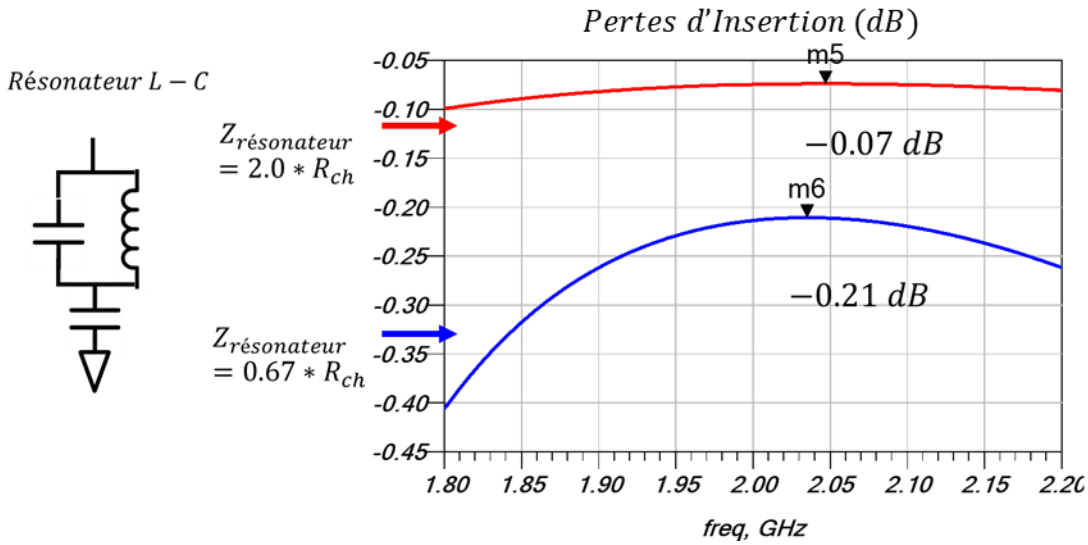


Figure IV- 35 : Pertes d'insertion du résonateur en dB pour le résonateur L-C permettant de créer un point RF froid

Dans la Figure IV- 35, le résonateur est terminé par une capacité de 45 pF permettant de créer une impédance faible devant l'impédance $Z_{résonateur}$ à la fréquence de 2 GHz, soit un point froid RF. Il sera possible par la suite de connecter une capacité d'une valeur beaucoup plus grande de l'ordre de 20 nF qui pourra être du type « trench capacitor » appelé HiC. Elle sera montée au plus proche du MMIC et reliée par des fils de bonding.

La Figure IV- 36 présente l'impédance d'entrée vue du résonateur découplé par ce HiC. On note une deuxième résonance présente en dessous de 2.0 GHz. Cette résonance à 1.14 GHz est créé par le deuxième résonateur L-C, obtenu entre l'inductance en fils de bonding devant le HiC et la capacité de 45 pF pour le point froid à RF.

La topologie finale permettant d'obtenir le découplage basse fréquence est donc présentée dans la Figure IV- 37.

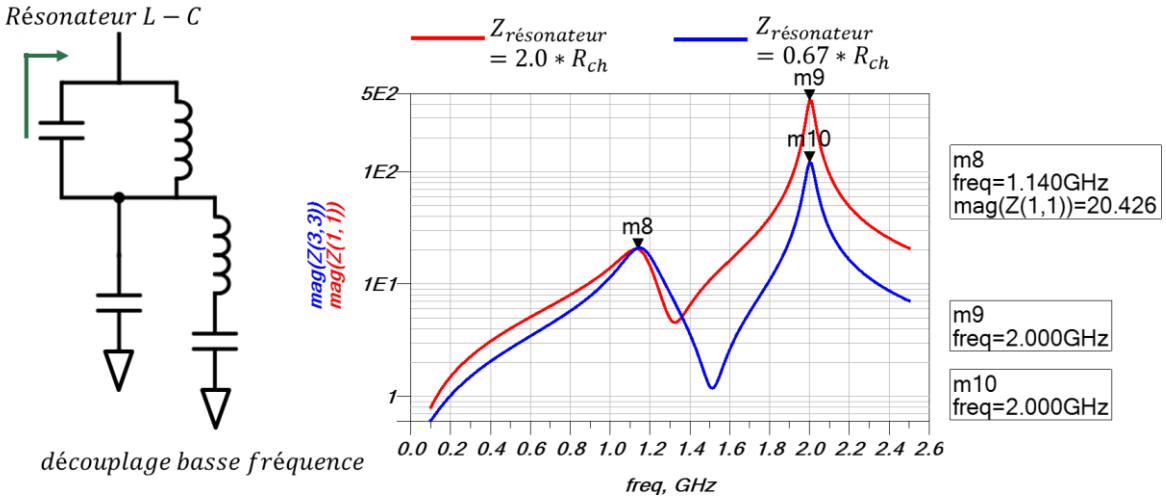


Figure IV- 36: L'impédance d'entrée du résonateur découplé en basse fréquence

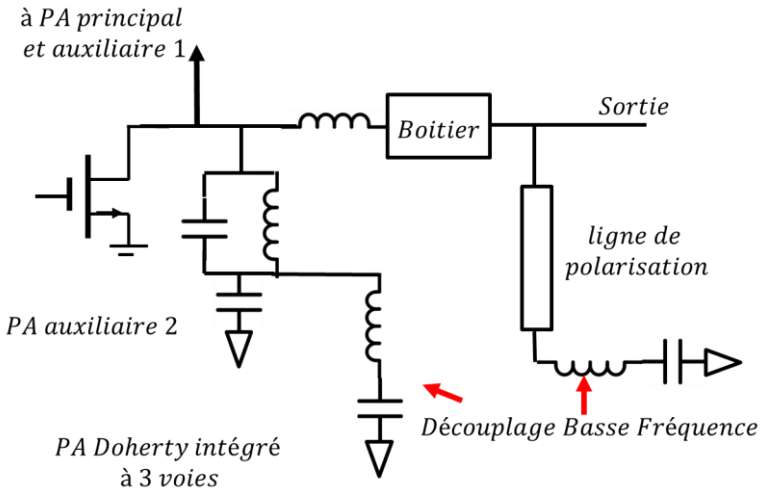


Figure IV- 37 : Découplage basse fréquence pour le Doherty intégré à 3 voies

IV.3.2) Validation des performances en puissance par simulation

Par la simulation, les caractéristiques de courant I_{ds} et de tension V_{ds} normalisés sont présentées dans la Figure IV- 38 (a) et (b). Rappelons que dans la section théorique, les points de transition sont à 0.25 et 0.57 pour le ratio 1 : 3 : 3. Comme dans la théorie, le premier point des courants, présentés dans la Figure IV- 38 (a), se trouve autour de 0.25. Au-delà, pour compenser l'effet d'une opération plus profonde en classe C, la polarisation $V_{gs0,aux2}$ est augmentée par rapport à la théorie, ce qui présente un deuxième point de transition vers 0.4.

À la puissance de saturation, les courants I_{ds} des PAs auxiliaires atteignent le ratio visé de 3. Ainsi, les tensions V_{ds} normalisées de chaque PA suivent la théorie, avec une légère augmentation de celle du PA principal causée par la sursaturation.

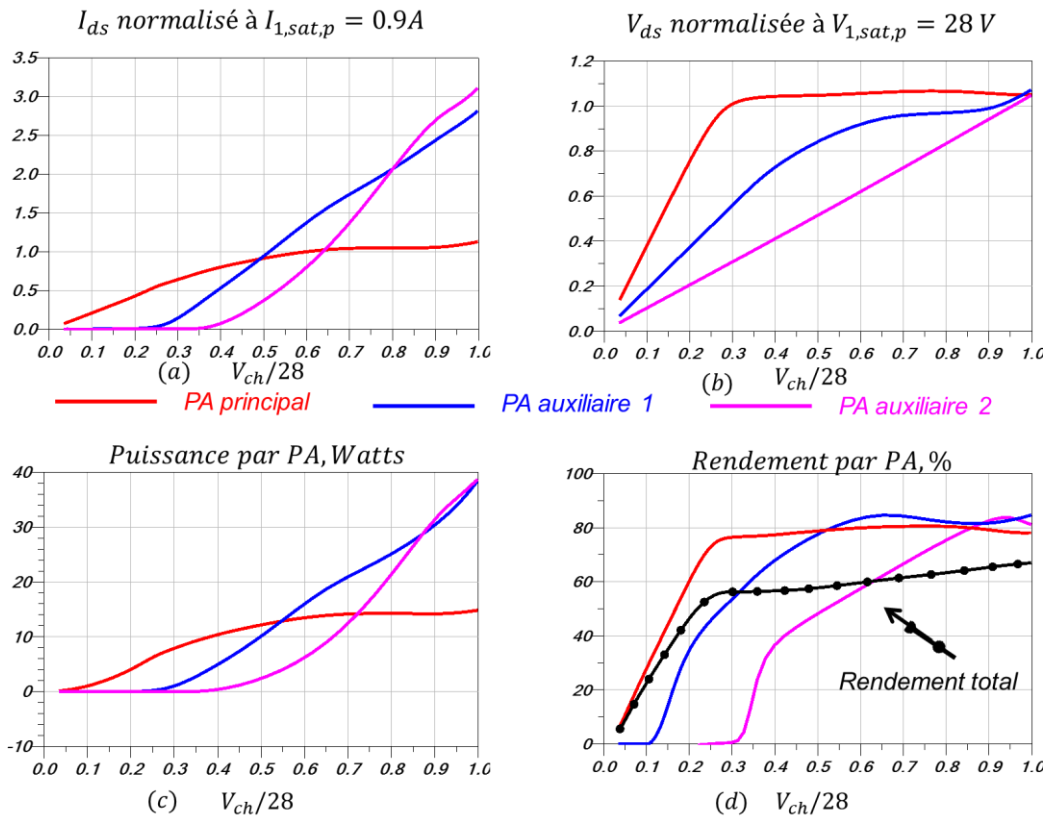


Figure IV- 38 : Résultats de simulation pour les caractéristiques de courant I_{ds} (a) et tension V_{ds} (b) normalisés, puissance délivrée (c), et rendement (d) par chaque PA et le Doherty total, en fonction de la tension normalisée sur la charge de Doherty à la fréquence de 2 GHz, pour le Doherty à 3 voies avec splitters de type mixte

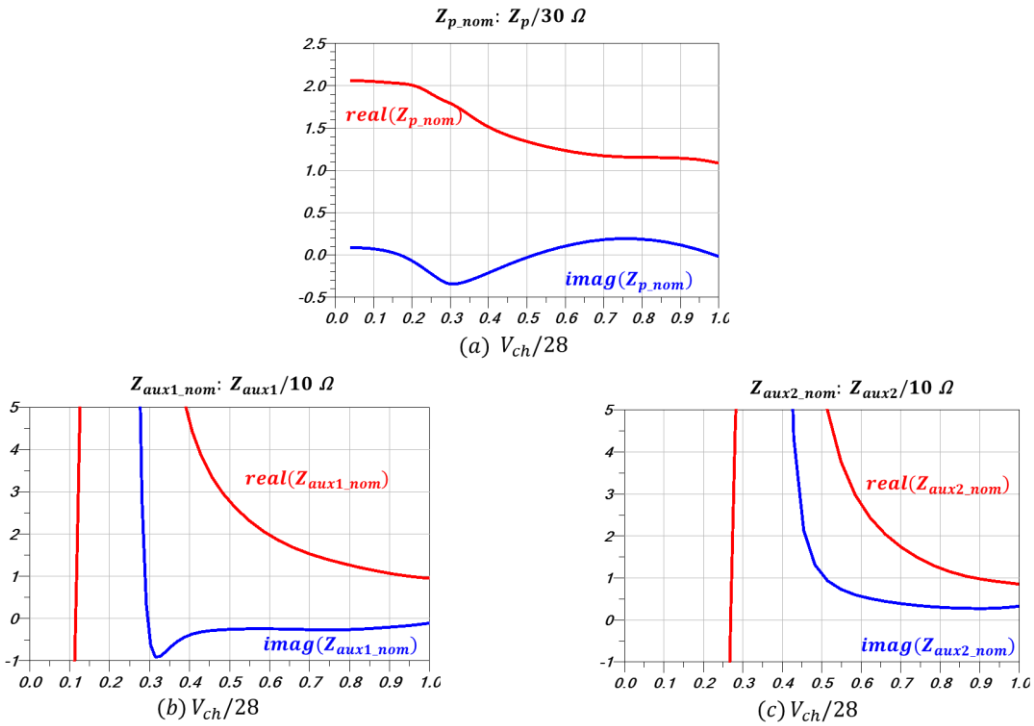


Figure IV- 39 : Modulation de charge pour les PAs principal et auxiliaire 1, 2 du Doherty V1

La Figure IV- 39 montre les variations de modulation de la charge pour le PA principal (a) et les PAs auxiliaire 1 (b) et auxiliaire 2 (c). Ces variations de charges sont conformes à celles attendues. Pour le PA principal, la charge varie de 2.0*R_{opt} à une charge très proche de R_{opt} d'une puissance faible à une puissance saturée. Pour le PA auxiliaire 1, la charge est modulée d'une valeur infinie (état off) à une charge purement résistive, $R_{opt}/3$, à la puissance saturée. Par contre, pour que la charge de Doherty soit complexe (inductive), le PA auxiliaire 2 est modulé à une charge inductive d'un module autour de $R_{opt}/3$.

IV.3.3) Conception d'un Doherty à double-étage

En plus de la convergence vers une 5^{ième} génération des standards de communication, l'exigence d'une grande densité d'intégration dans les nouveaux systèmes de communication RF sans fils ne cesse pas de croitre. Ainsi, une miniaturisation de la chaine d'amplification est souhaitée afin de pouvoir héberger plus d'unités dans une seule configuration Massive MIMO. Pour cette raison, un Doherty à double-étage a été proposé et conçu. Ceci permet de réaliser les deux étages driver et final sur la même puce RFIC en réduisant la surface occupée par le réseau d'inter-étage, qui transforme l'impédance d'entrée de l'étage final Doherty en une charge pour l'étage driver.

Dans cette architecture de Doherty multi-étages, il est primordial de prendre en considération le rendement de la chaine, exprimé dans l'équation suivante, avec des sous-indices tout en précisant les paramètres prise pour chaque étage :

$$\eta_{LU} = \frac{\eta_{final} * \eta_{driver}}{\frac{\eta_{final}}{G_{final}} + \eta_{driver}} \tag{4.9}$$

Dans cette équation, on remarque que pour augmenter le rendement de la chaine, il faut donc augmenter le rendement de chaque étage et le gain de l'étage final. Dans la littérature, il existe plusieurs types de topologies pour optimiser le rendement total en adoptant des PAs Doherty.

La Figure IV- 40 montre les configurations possibles soit : (a) l'étage driver avec un PA polarisé en classe AB pour alimenter l'étage final ; (b) l'étage driver avec un PA en Doherty ; (c) l'étage driver et final par un fonctionnement coopératif en Doherty. Considérons la surface occupée par l'étage driver, la contrainte posée sur la taille de circuit est plus importante sur la topologie (b) et (c). Ainsi, la topologie (a) a été finalement choisie pour la conception de l'étage driver pour sa plus faible complexité et un encombrement réduit.

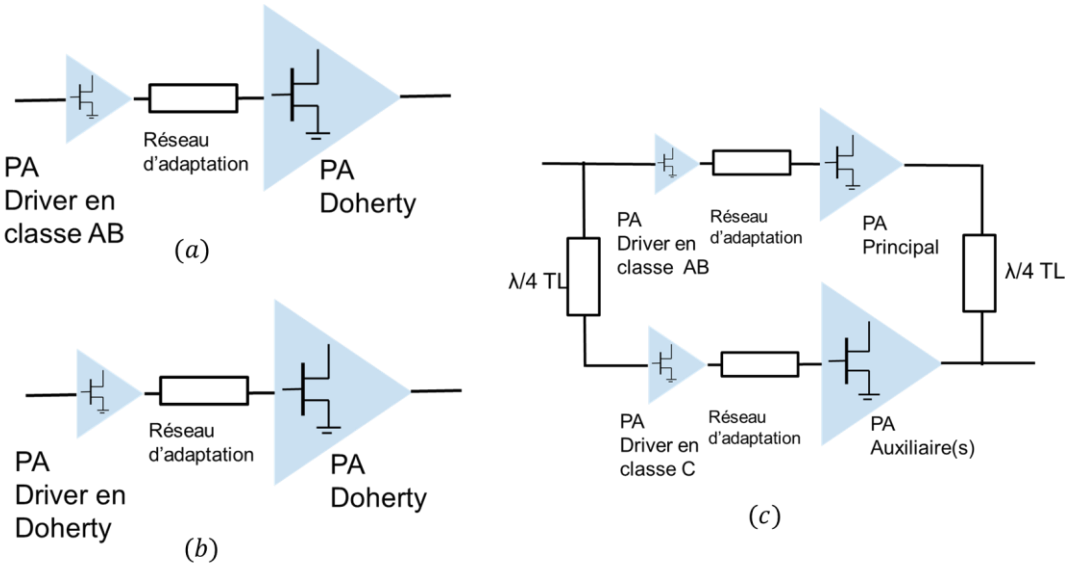


Figure IV- 40 : Différentes topologies pour une chaine adoptant le(s) PA(s) Doherty

Pour l'étage final, nous avons choisi d'utiliser un Doherty V1 avec des splitters de type mixte. La conception du Doherty ayant été présentée dans les sections précédentes, il reste à définir la taille de PA driver. Compte tenu des puissances souhaitées, des pertes et afin d'avoir un fonctionnement linéaire, la puissance totale en sortie du driver a été choisie à 38 dBm.

La Figure IV- 41 montre la schématique du réseau d'adaptation d'inter-étage. Une inductance en parallèle a été incluse dans la transformation, afin de polariser le drain du PA driver.

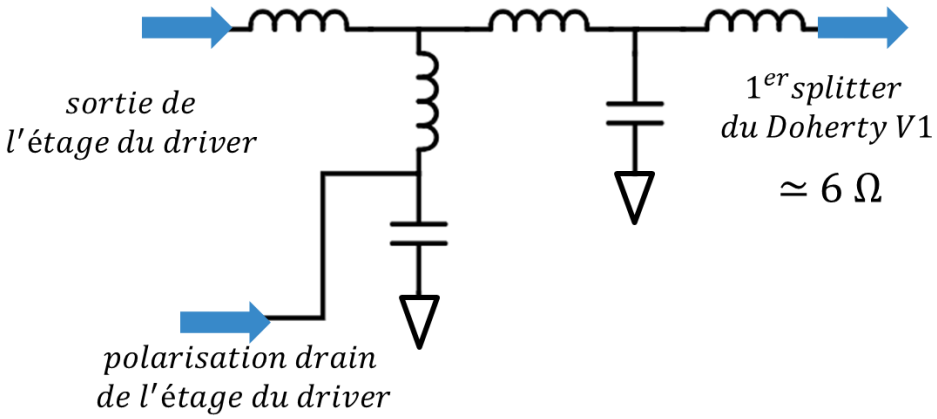


Figure IV- 41 : Schématique du réseau d'adaptation d'inter-étage

La Figure IV- 42 illustre le résultat de la transformation de l'impédance d'entrée du 1er splitter du Doherty V1 autour de 6 Ω à la charge Z_{ch_driver}, vers 64 Ω dans la bande de 1.8 GHz à 2.2 GHz. Les pertes d'insertion du réseau, avec une valeur moyenne de -1.5 dB, sont aussi montrées Figure IV- 42.

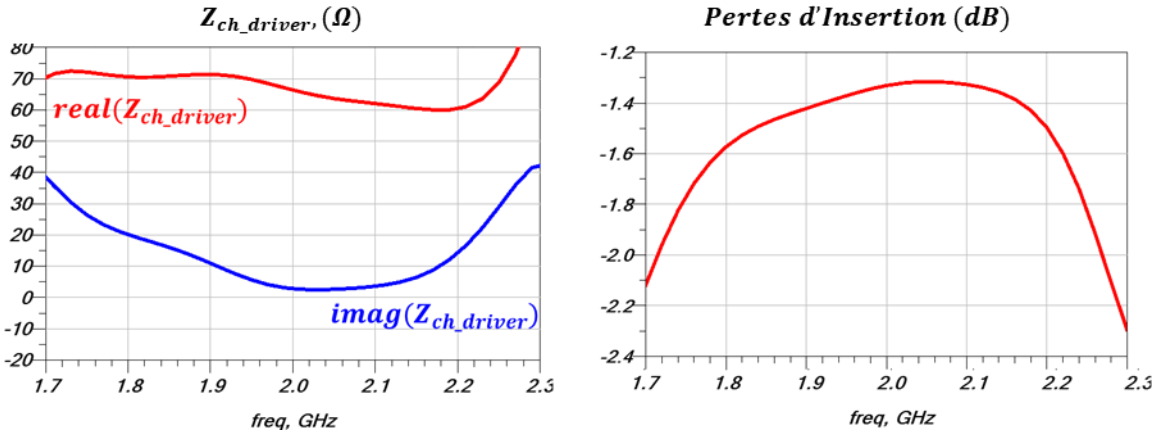


Figure IV- 42 : Charge vue par le PA driver, transformée par l'inter-étage, et pertes d'insertion, pour les fréquences de 1.7 GHz à 2.3 GHz

Une contre-réaction R-C en parallèle entre la grille et le drain a été introduite pour assurer la stabilité.

L'adaptation d'entrée de la grille commence par une inductance en parallèle, avec une fréquence de résonance de 1.7 GHz, qui permet aussi de polariser la grille. Enfin, en incluant les éléments parasites du boitier, l'entrée est adaptée à 50 Ω au niveau de l'accès.

Le dessin de la maquette pour ce Doherty à double-étage, avec l'étage final en splitters de type mixte, est montré dans la Figure IV- 43. Elle a une longueur de 4700 µm et une largeur de 4200 µm. Les accès permettant de polariser les grilles des transistors, le drain du PA driver, et une entrée du signal RF sont ramenés sur les bords du circuit intégré.

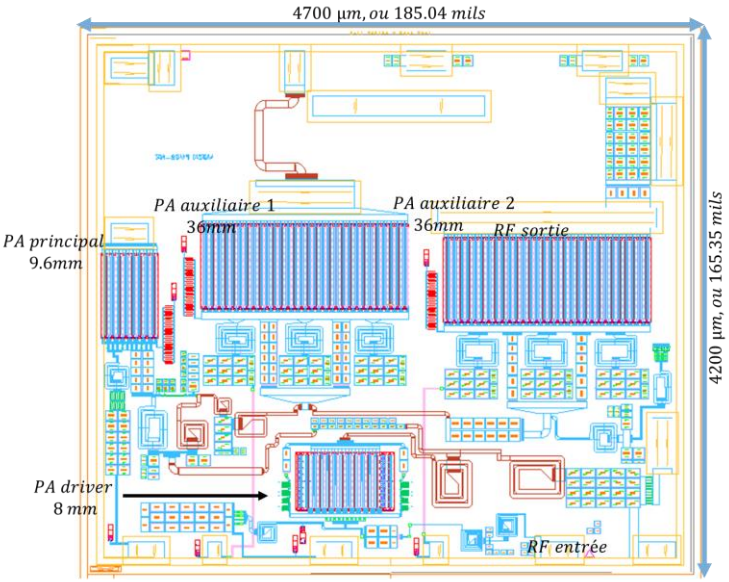


Figure IV- 43 : Dessin du Doherty à double-étage, avec l'étage final en splitters de type mixte (Wilkinson et distribué)

IV.4) Caractérisations expérimentales des amplificateurs Doherty

IV.4.1) Validation de conception par mesures « petit signal » et « load pull » pour le Doherty V1

Pour valider la conception, les circuits intégrés de Doherty 3 voies, Doherty V0 et Doherty V1 ont été fabriqués et montés au sein de département RF de l'entreprise NXP-semiconductors.

Comme montré dans les sections précédentes, la première étape est la validation du combineur, soit le réglage des fils de bonding.

A cette étape, un diagramme de bonding de Doherty est donc généré, comme présenté dans la Figure IV- 44. Pour l'optimisation, les hauteurs des fils doivent être ajustées pour donner les bonnes valeurs d'inductances requises dans le combineur et aussi dans le résonateur.

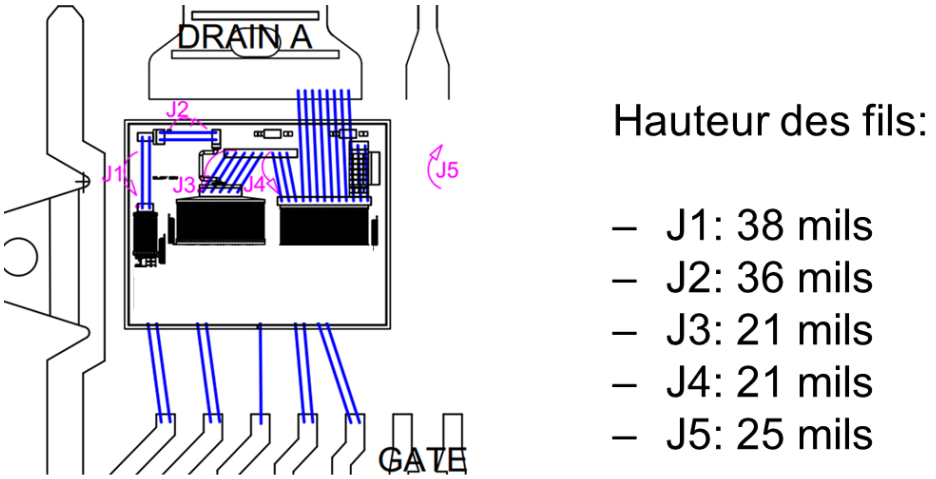


Figure IV- 44 : Diagramme de bonding pour le Doherty V1 à 3 voies dans le boitier de TO 270 WB-15 avec la configuration de fils de bonding optimisée

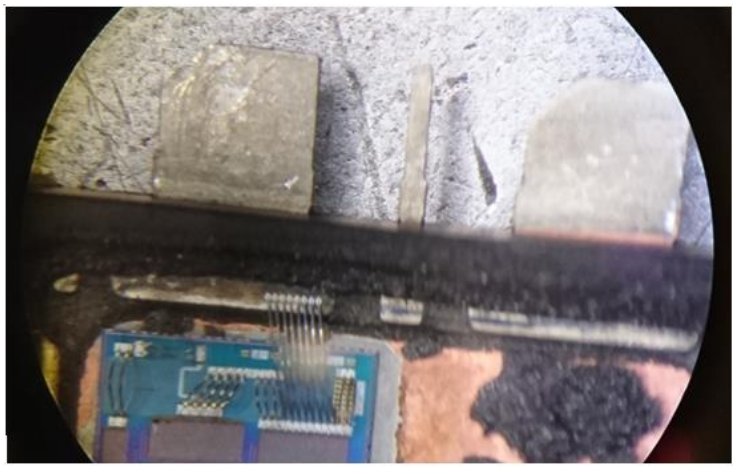


Figure IV- 45 : Photographie du Doherty à 3 voies monté dans le boitier TO 270 WB-15

La Figure IV- 45 montre la photographie du Doherty monté dans le boitier TO 270 WB-15. Le montage commence par la fixation de la puce sur le substrat "copper flange". Des fils de

bonding sont ensuite utilisés pour relier les FETs à l'intérieure de la puce, et aussi de la puce au boitier. Enfin, le boitier sera moulé dans une résine.

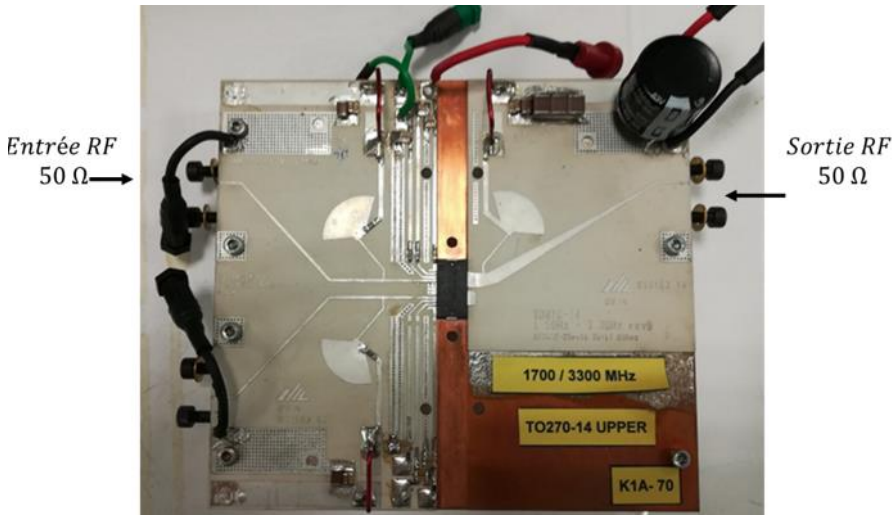


Figure IV- 46 : Photographie du montage d'essai pour le boitier de TO 270 WB-15 avec le Doherty à 3 voies

Un kit de montage d'essai (voir la Figure IV- 46), de 150 mm de longeur, et de 125 mm de largeur, est mis en place pour mesurer les paramètres-S du Doherty avec un analyseur vectoriel. Le fichier .s2p du transformateur à la sortie permet de déduire les paramètres S sur le plan des accès du boitier. Il est aussi utilisé dans le système de load-pull pour évaluer les performances du Doherty en fonction de la puissance.

L'optimisation et la validation des fils de bonding pour le combineur consistent à vérifier les fréquences de résonance à partir du paramètre S(2,2). Ces paramètres sont mesurés pour deux conditions de polarisation différentes, avec l'impédance 50 Ω présentée aux accès d'entrée et de sortie.

La première étape consiste à polariser le Doherty avec des polarisations de grille identiques sur tous les PAs à 1.0 V et une polarisation de drain à 28 V. Ce mode de fonctionnement sera noté par "classe C mode".

La deuxième étape, avec le PA principal polarisé en classe AB et les deux PAs auxiliaires en Classe C, est notée par le terme "Doherty mode".

Après optimisation, la configuration recherchée des fils de bonding est donnée Figure IV- 44. Des étapes de rétro-simulation ont été nécessaires et ont permis de noter l'importance de la modélisation des couplages mutuels entres les différents groupes de fils. Ainsi, la configuration de simulateur *FEM* a été affinée afin de corriger cette incertitude, cependant il subsiste un écart entre les mesures et les simulations dû à la complexité du montage.

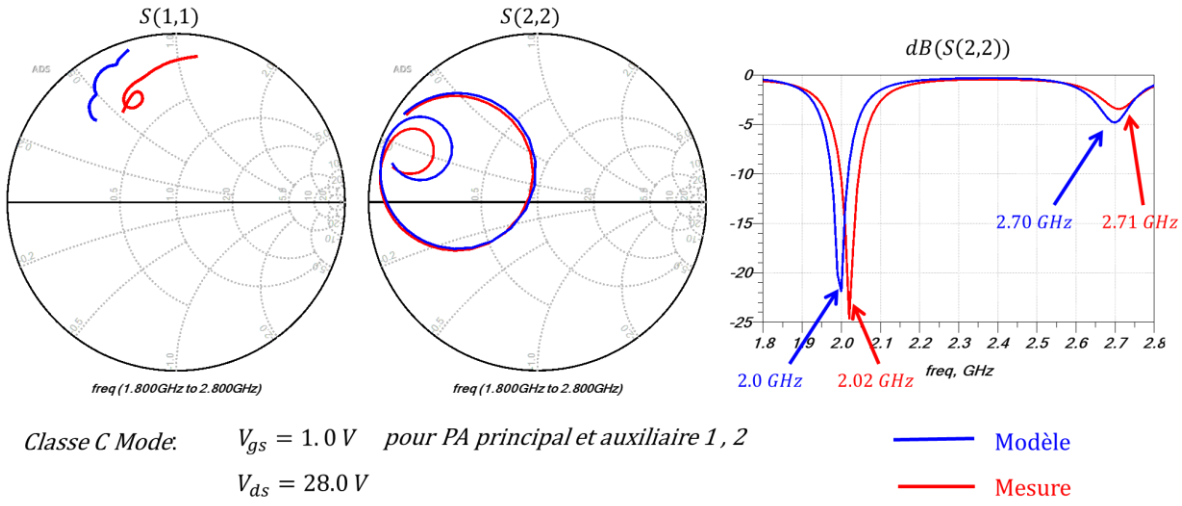


Figure IV- 47 : Comparaison de paramètres S, S(1,1) et S(2,2) sur l'abaque de Smith, entre le modèle et la mesure pour un mode Classe C, soit tous les PAs polarisés à une tension $V_{gs0} = 1.0\ V$ et $V_{dd} = 28\ V$

Dans le "classe C mode", la comparaison des paramètres S(1,1) et S(2,2) sur l'abaque de Smith et en dB est présentée dans la Figure IV- 47. Les courbes des mesures et de la simulation (modèle) présentent une bonne concordance et les fréquences de résonance sont proches avec un écart maximal de 20MHz.

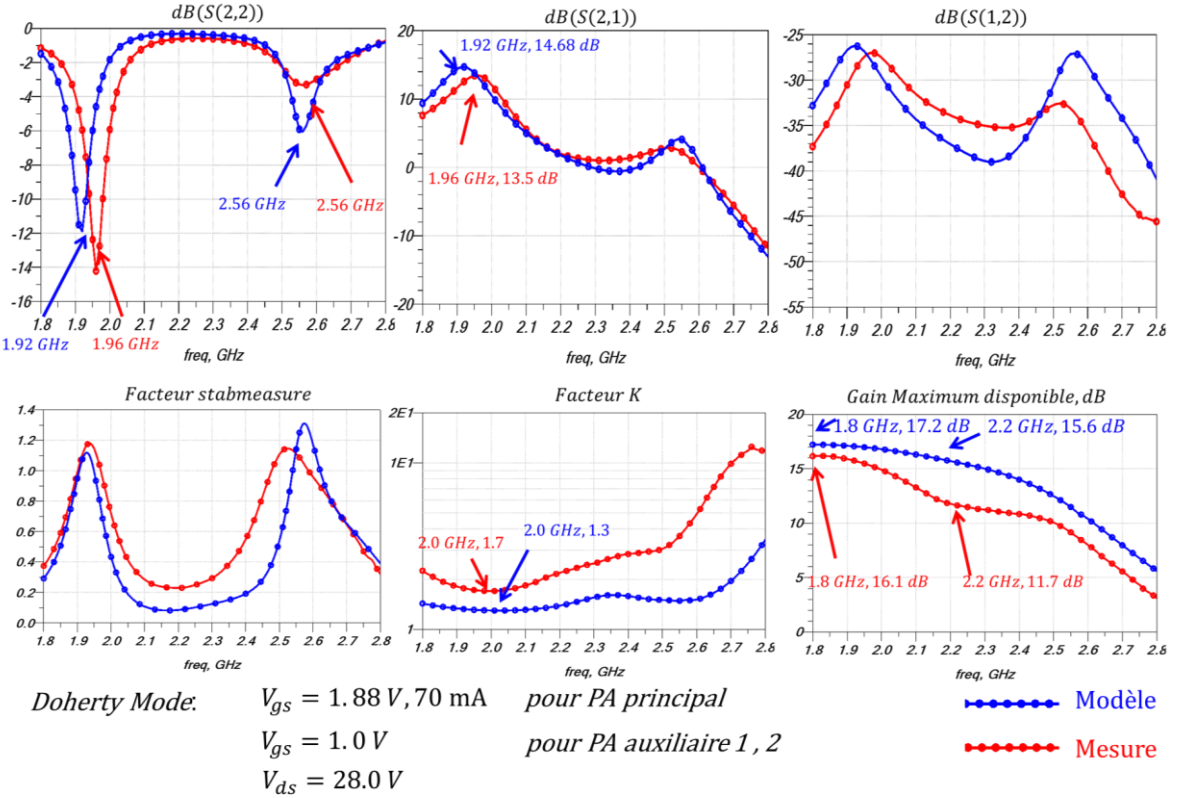


Figure IV- 48 : Comparaison modèle/mesure des paramètres S, K et gain maximum pour un mode Doherty, soit le PA principal polarisé en classe AB à tension $V_{gs0} = 1.88\ V$ et les PAs auxiliaires à $V_{gs0} = 1.0\ V$. Le drain est polarisé à $V_{dd} = 28\ V$.

La comparaison des résultats est aussi faite en respectant la deuxième condition, avec le PA principal polarisé en classe AB et les deux PAs auxiliaires en Classe C, notée par le terme "Doherty mode". Ces résultats sont présentés dans la Figure IV- 48.

On constate premièrement que les fréquences de résonance mesurées ont diminué d'environ 60 MHz, ce qui pourra être expliqué par une sous-estimation des capacités de sortie des transistors pouvant être due à l'effet de Miller et à la capacité entre le drain et la grille. La première fréquence de résonance pour la mesure est de 1.96 GHz avec 40 MHz de plus que celle du modèle.

Le gain mesuré pour l'entrée et la sortie à 50 Ω présente la même allure entre la mesure et le modèle. Pour le pic de gain présent autour de la fréquence de 1.95 GHz, la mesure est à 13.5 dB avec 1.2 dB d'écart comparé au modèle. L'isolation entrée-sortie, S(1,2), est de l'ordre de -30 dB pour la bande visée de 1.8 GHz à 2.2 GHz, pour le modèle et la mesure.

La stabilité est évaluée par le coefficient de Rollet, soit le facteur de K, illustré Figure IV- 48. Le modèle présente un K minimal de 1.3 à 2.0 GHz. La mesure présente un facteur de K supérieur à 1.7. La stabilité inconditionnelle est vérifiée.

Le gain maximal disponible présente aussi la même allure pour les fréquences jusqu'à 2.1 GHz entre le modèle et la mesure mais une baisse du niveau est constatée. Par exemple, pour le cas de la mesure à 2.2 GHz une valeur de 11.7 dB est mesurée contre 15.6 dB simulée. Ce résultat n'est cependant pas très significatif car il correspond à une utilisation en régime « petit signal » de l'amplificateur avec les amplificateurs auxiliaires en classe C.

Pendant l'optimisation du diagramme de bonding, le Doherty V1 est aussi mesuré sous puissance, dans un système load-pull afin de vérifier le gain, le rendement et aussi la puissance maximale.

Avec le diagramme de bonding optimisé, la Figure IV- 49 présente les résultats de performances et la courbe AM/PM en fonction de l'évolution de la puissance de sortie entre la mesure de load-pull et la simulation. Ces résultats sont présentés à une fréquence de 1.9 GHz, qui présente le meilleur accord entre la mesure et la simulation.

La mesure ci-dessous montre un gain linéaire de 13 dB avec une puissance saturée à 49.0 dBm pour la charge de 5.3-j*9.5. Le rendement est mesuré à 50% à 11.5 dB de recul en puissance, ainsi qu'à 54% à 9 dB de recul. Ces résultats montrent l'effet de la technique Doherty sur l'amélioration du rendement.

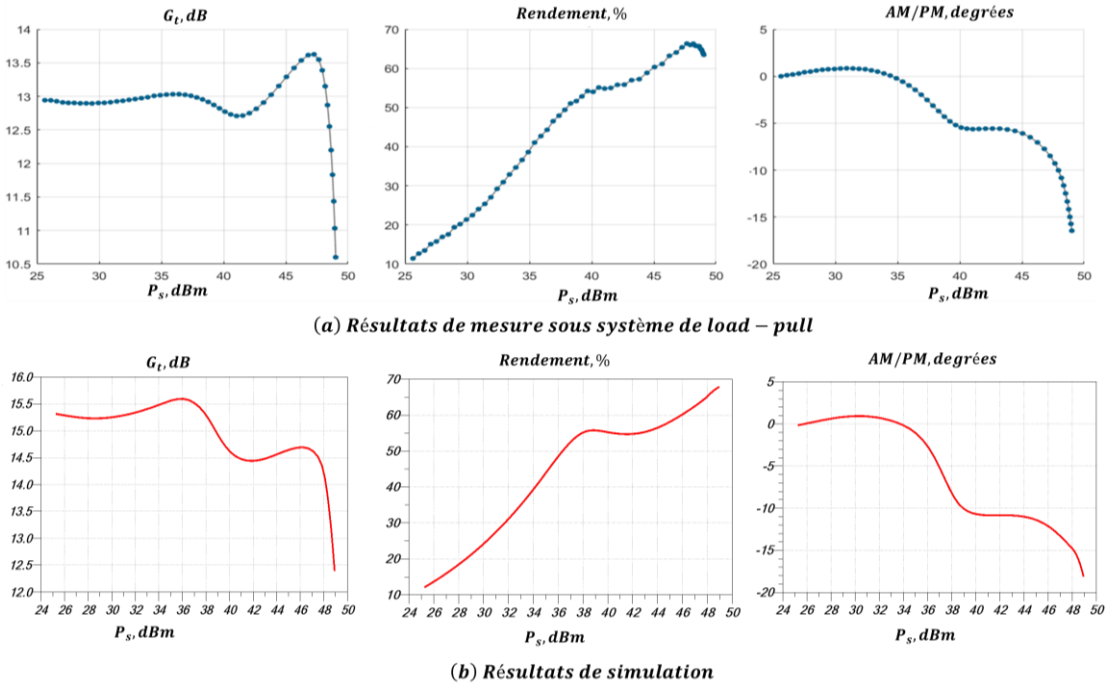


Figure IV- 49 : Comparaison des performances en gain, rendement, AM/PM en fonction de la puissance, entre mesure de load-pull et simulation pour le Doherty V1

Comparé aux simulations, le gain mesuré est supérieur de 1.5 dB pour des puissances moyennes. Le rendement et l'AM/PM présentent des allures similaires avec des valeurs proches.

Pour la mesure, le Doherty est polarisé avec $V_{gs0,aux1} = 0.9\,V$ et $V_{gs0,aux2} = 0.3\,V$ pour respectivement des tensions de polarisation égales à 1.2 V et 0.65 V dans la simulation. L'expansion de gain sur la mesure, pourra être due aux différences de polarisation et à l'impédance présentée par le système load-pull aux fréquences harmoniques et notamment du deuxième ordre.

Enfin, après optimisation, le fonctionnement du Doherty conçu est validé par des mesures en puissance dans le système load-pull. Cependant, il présente une dégradation de puissance au-dessus de 2.1 GHz. Elles seront détaillées dans la partie suivante avec la considération de mise en place du réseau d'adaptation de sortie à 50 Ω.

IV.4.2) Résultats de mesure pour le Doherty à 3 voies avec splitters de type Wilkinson, soit Doherty V0

Pendant l'évaluation des performances du Doherty par load-pull, les impédances requises en sortie du boitier ont été obtenues à différentes fréquences. A partir de ces impédances, le circuit imprimé (PCB) est conçu afin de transformer la charge 50 Ω aux impédances requises et d'adapter également l'entrée à 50 Ω.

Après l'assemblage du PCB, le Doherty à 3 voies sera par la suite soudé. Des contraintes de positionnement et d'assemblage entrainent une modification des longueurs électriques, d'où une augmentation de la self série en sortie du boitier qui modifie la charge à haute fréquence. Des efforts ont été déployés pour minimiser cet effet avec notamment l'ajustement des capacités SMD ("Surface-Mounted Device").

Après avoir reconsidéré les différentes spécifications, la bande visée est de 1.8 GHz à 2.17 GHz, qui couvre la bande 1 (2110 MHz-2170 MHz), la bande 2 (1930 MHz-1960 MHz), et la bande 3 (1805 MHz-1880 MHz), utilisées pour les applications LTE en multiplexage FDD. À la fin, la puissance de saturation est de 48 dBm avec l'optimisation de la largeur de bande.

La Figure IV- 50 montre la photographie de Doherty à 3 voies V0, monté sur le circuit imprimé (PCB) adapté à 50 Ω, avec le dessin de la maquette à droite. Les impédances simulées pour la charge du Doherty et du PA principal sont présentées Figure IV- 51.

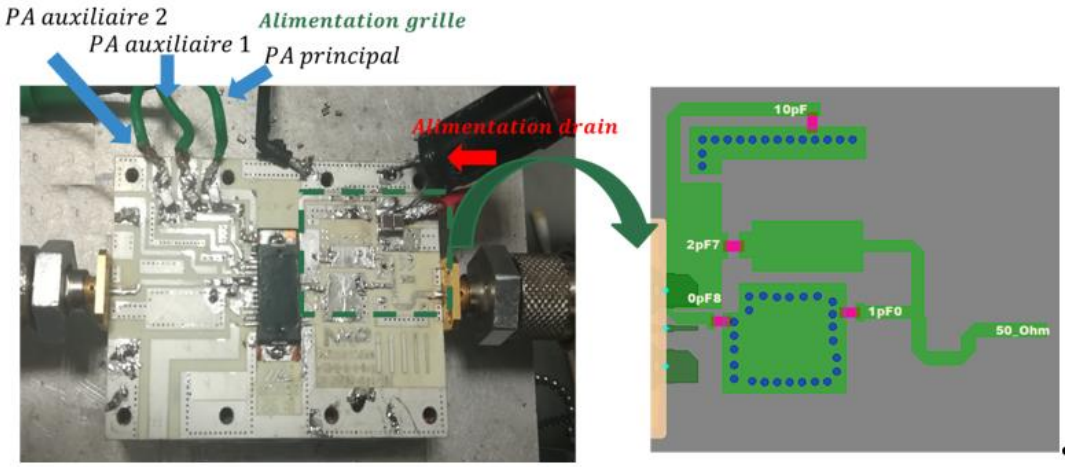


Figure IV- 50 : Photographie du Doherty V0 à 3 voies monté sur le circuit imprimé (PCB) adapté à 50 Ω avec le dessin de maquette fait sur ADS

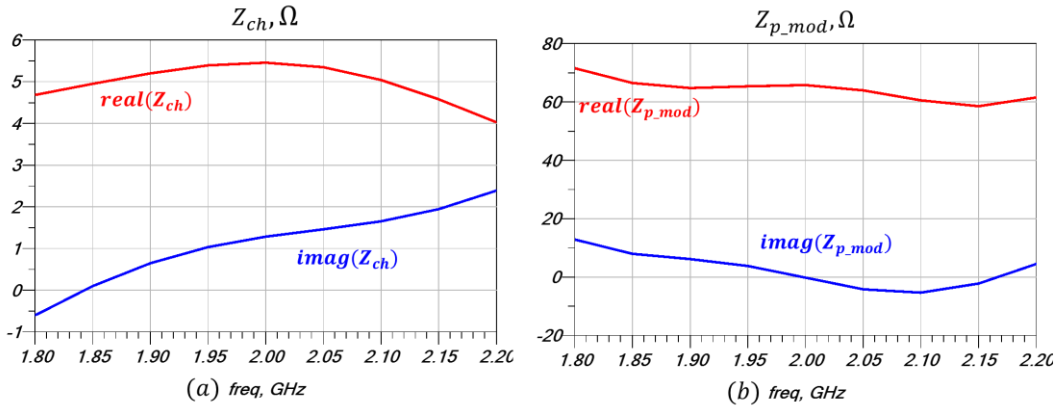


Figure IV- 51 : Impédance transformées pour la charge de Doherty Z_{ch} (a), par le réseau d'adaptation à 50 Ω, et Z_{p_mod} (b) par le combineur de Doherty V0

Le Doherty est par la suite caractérisé en puissance dans l'environnement de 50 Ω. Le PA principal est polarisé à 1.88 V. Les points de polarisation pour les PAs auxiliaires 1 et 2 sont respectivement 0.8 V et 0.2 V. Le drain est polarisé à 28V.

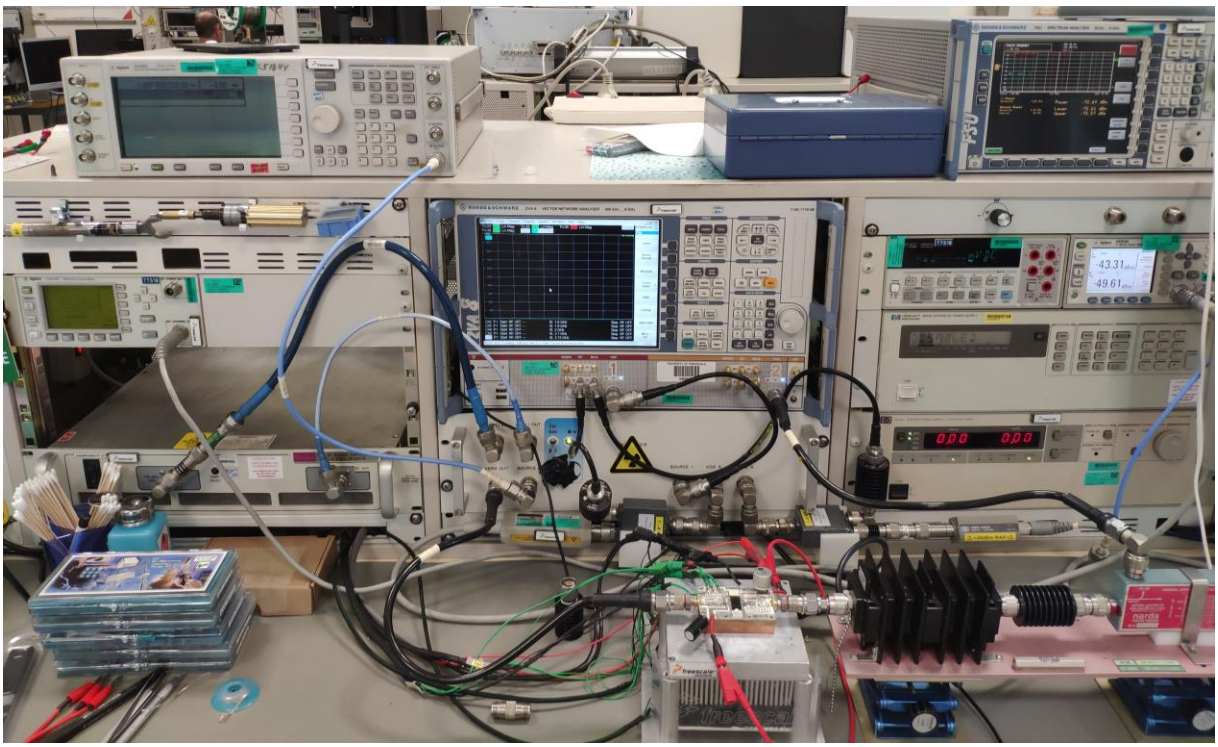


Figure IV- 52 : Photo du banc de mesure

Le banc de mesure est présenté Figure IV- 52. La caractérisation des amplificateurs Doherty conçus est faite avec différents signaux de test avec un signal sinusïdal seul ou avec des signaux modulés. Ils sont issus d'un synthétiseur de signaux ou de l'analyseur de réseau vectoriel ZVA du fabricant Rohde & Schwarz. Un PA préamplificateur est utilisé pour amplifier les signaux et les appliquer à l'amplificateur Doherty à tester. Un analyseur de spectre et le ZVA sont utilisés pour mesurer les performances en sortie.

Les Figure IV- 53, Figure IV- 54, Figure IV- 55 présentent les paramètres du gain, du rendement et l'AM/PM en fonction de l'évolution de la puissance de sortie avec un signal CW (continuous wave) à plusieurs fréquences dans la bande de 1.8 GHz à 2.17 GHz. Le gain en faible puissance varie de 13 dB à 14.5 dB. A 2.17 GHz, le gain s'affaiblit rapidement de 2 dB à la puissance de 38 dBm. À 3 dB de compression de gain, la puissance mesurée est de 46.8dBm à 48 dBm dans la bande de 1.8 GHz à 2.17 GHz. Le premier pic de rendement est obtenu à la puissance de 38 dBm, il est supérieur à 50%. La conversion d'AM/PM varie de 19 à 29 degrés. Le défaut de la performance à 2.17 GHz est dû au problème d'adaptation pour les fréquences les plus élevées, lié notamment au montage du circuit.

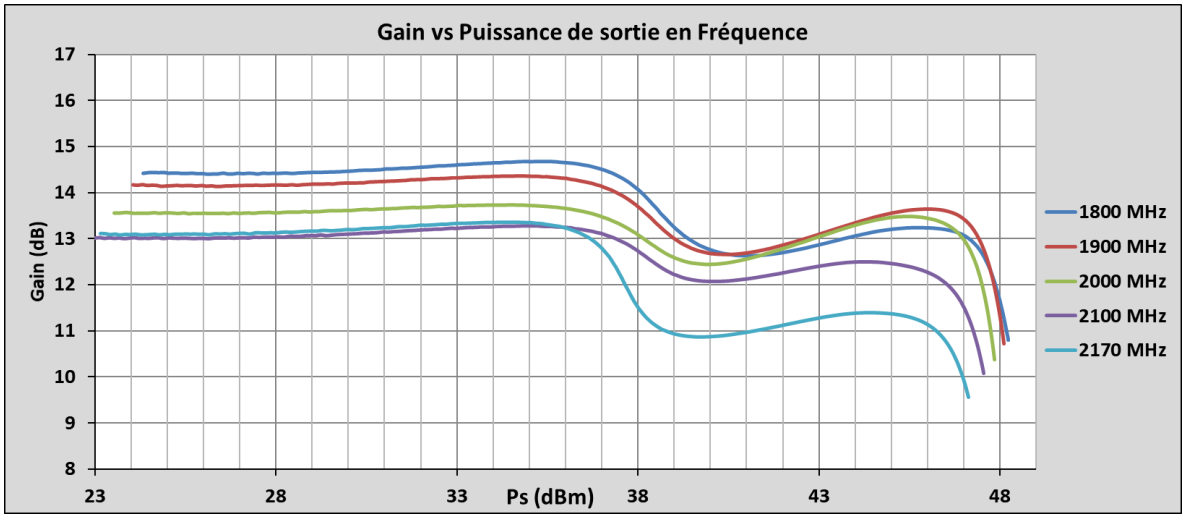


Figure IV- 53 : Résultats de mesure du gain à différentes fréquences en fonction de la puissance de sortie pour le Doherty V0

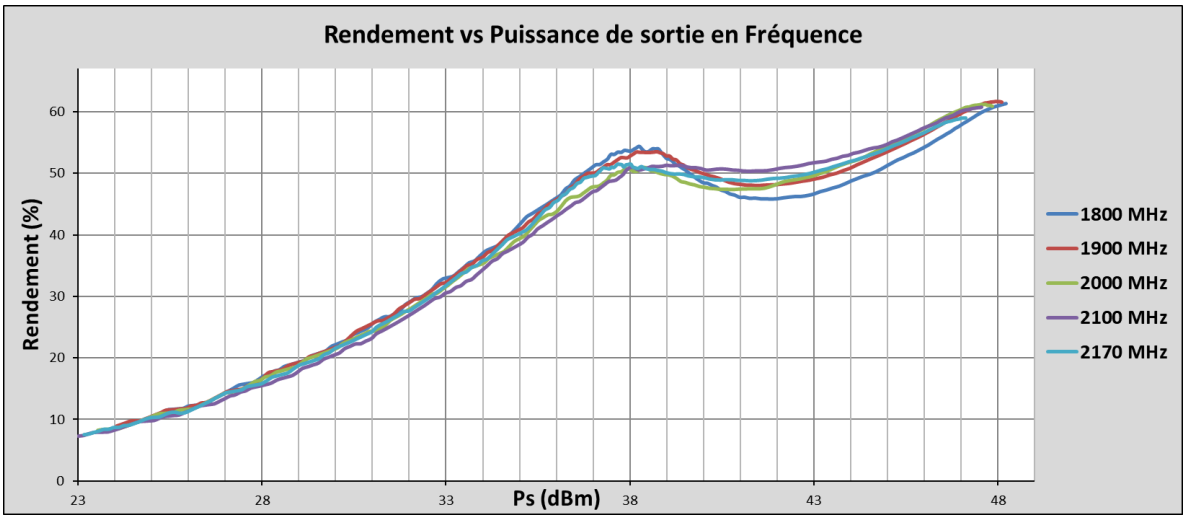


Figure IV- 54 : Résultats de mesure du rendement à différentes fréquences en fonction de la puissance de sortie, pour le Doherty V0

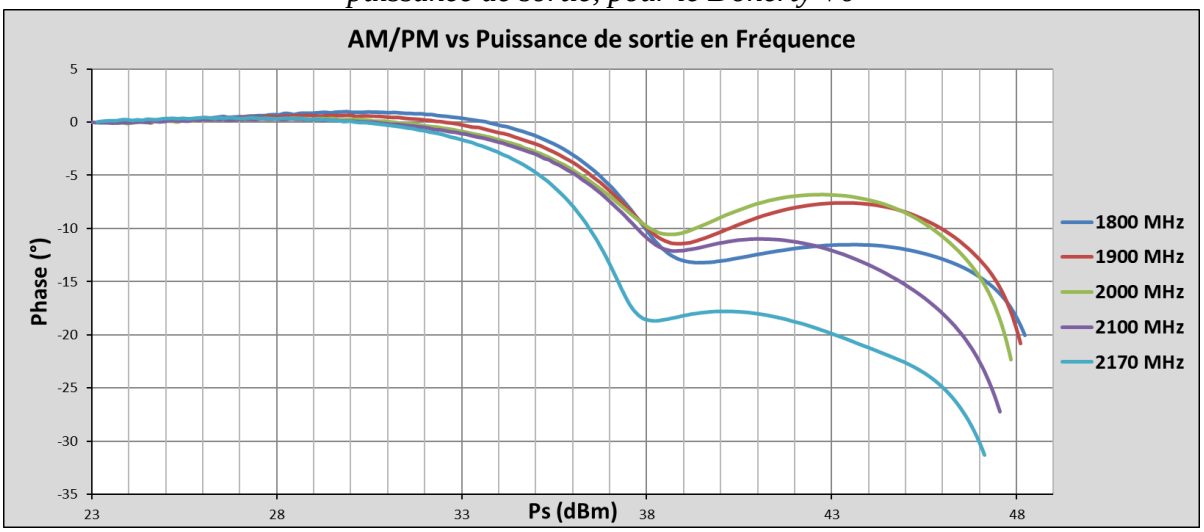


Figure IV- 55 : Résultats de mesure de l'AM/PM à différentes fréquences en fonction de la puissance de sortie, pour le Doherty V0

IV.4.3) Résultats de mesure pour le Doherty à 3 voies avec splitters de type mixte, soit Doherty V1

En utilisant le même circuit, le Doherty V1 à splitters de type mixte, est caractérisé en puissance. Le PA principal est polarisé à 1.88 V. Les points de polarisation pour les PAs auxiliaires 1 et 2 sont respectivement 0.9 V et 0.6 V. Le drain est polarisé à 28V. Les Figure IV- 56, Figure IV- 57, Figure IV- 58 présentent les paramètres du gain, du rendement et l'AM/PM en fonction de l'évolution de la puissance de sortie avec un signal CW (continuous wave) à plusieurs fréquences dans la bande de 1.8 GHz à 2.17 GHz.

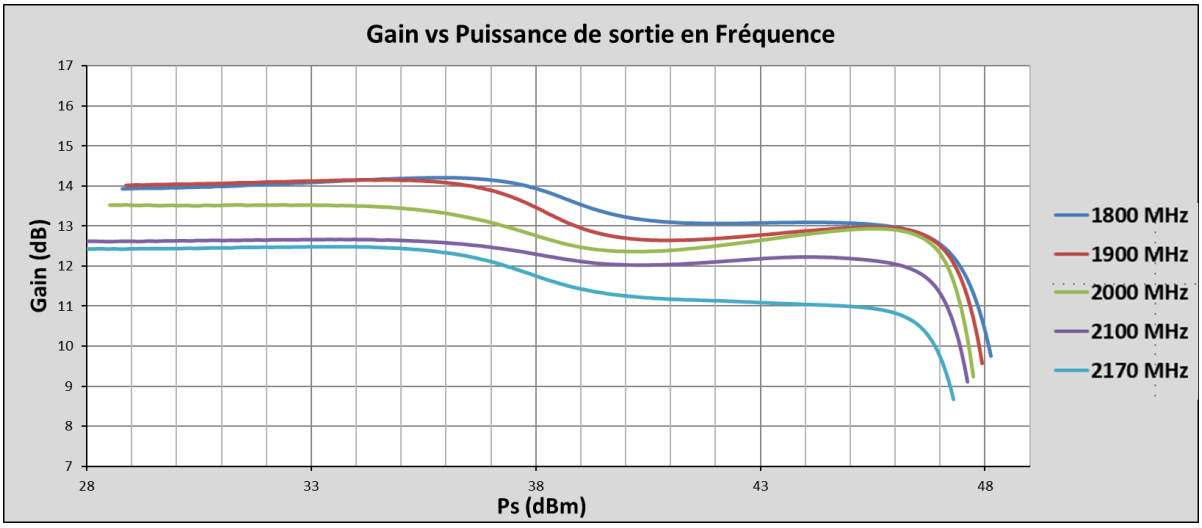


Figure IV- 56 : Résultats de mesure du gain à différentes fréquences en fonction de la puissance de sortie, pour le Doherty V1

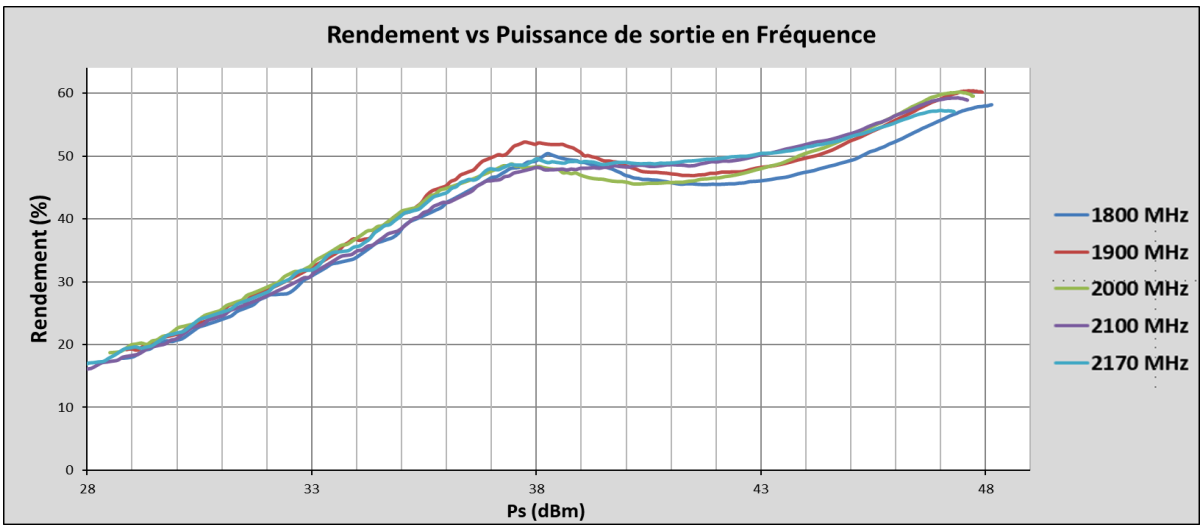


Figure IV- 57 : Résultats de mesure de rendement à différentes fréquences en fonction de la puissance de sortie, pour le Doherty V1

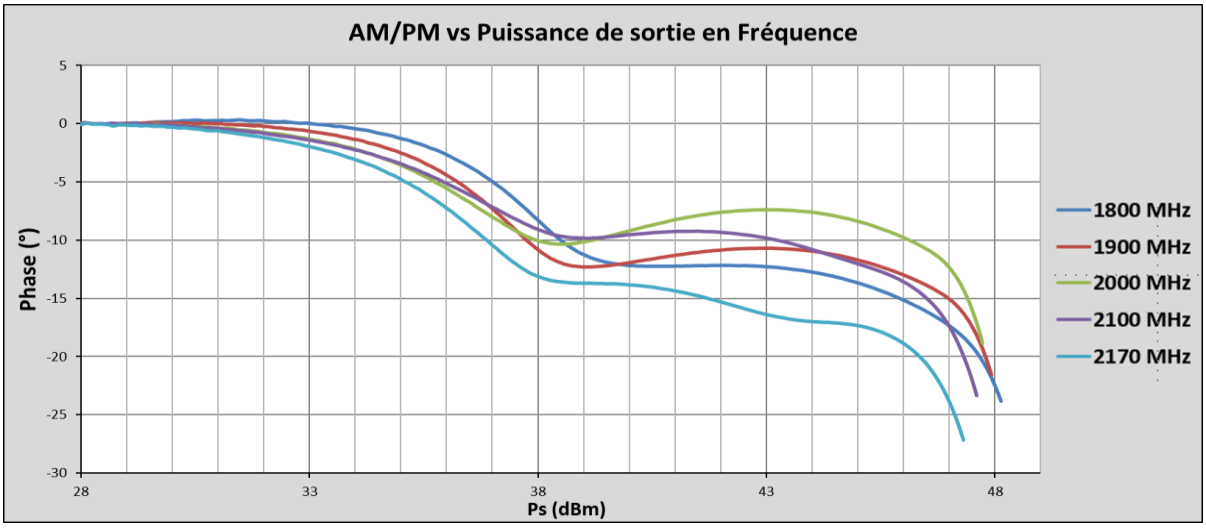


Figure IV- 58 : Résultats de mesure de l'AM/PM à différentes fréquences en fonction de la puissance de sortie, pour le Doherty V1

Le gain en faible puissance varie de 12.5 dB à 14.1 dB suivant la fréquence d'utilisation. À 3 dB de compression de gain, la puissance mesurée est de 47.2 dBm à 47.8 dBm dans la bande de 1.8 GHz à 2.17 GHz. Le premier pic de rendement, proche de 50%, est obtenu à la puissance de 38 dBm. La conversion d'AM/PM varie de 17 degrés à 25 degrés.

Comparé avec le Doherty V0, le splitter de type mixte présente une réponse de Doherty plus cohérente avec moins de dispersion. Ces résultats vérifient que la réponse du splitter de type mixte permet une meilleure adaptation sur la bande.

Le Doherty V1 est également mesuré avec un signal modulé afin de vérifier une utilisation réelle. Les paramètres seront mesurés avec un signal WCDMA de PAPR égal à 10 dB. Les résultats obtenus sont présentés dans le Tableau IV- 1. A 8 dB de recul, soit 39.5 dBm, le rendement est mesuré à un niveau > 49 % avec un ACPR de l'ordre de < -32 dBc.

Tableau IV- 1 : Résumé de performance du Doherty à splitters de type mixte mesurées pour la puissance de sortie de 39.5 dBm, soit 8 dB de recul, avec le signal WCDMA de 10 dB de PAR de 1.80 GHz à 2.17 GHz

Fréquence (GHz)	Gain (dB)	$\boldsymbol{\eta}$ (%)	PAR (dB)	ACPR_L (dBc)	ACPR_U (dBc)	Commentaire
1.80	13.2	49.42	8.3	-32.58	-32.55	$P_s = 39.5\ dBm$ ≃8 dB OBO
1.88	13	51.2	8.3	-32.1	-32.25	
1.93	12.78	51.13	8.17	-32.25	-32.35	
1.99	12.77	50.78	8.08	-33.35	-33.2	
2.11	12.22	49.73	7.97	-35.63	-35.1	
2.17	11.5	49.2	7.81	-32.39	-32.27	

IV.4.4) Résultats de mesure pour le Doherty à double-étage, avec l'étage final en splitters de type mixte

Dans la Figure IV- 59, le Doherty à double-étage est monté sur le même PCB qu'auparavant mais avec le réseau d'adaptation d'entrée modifié.

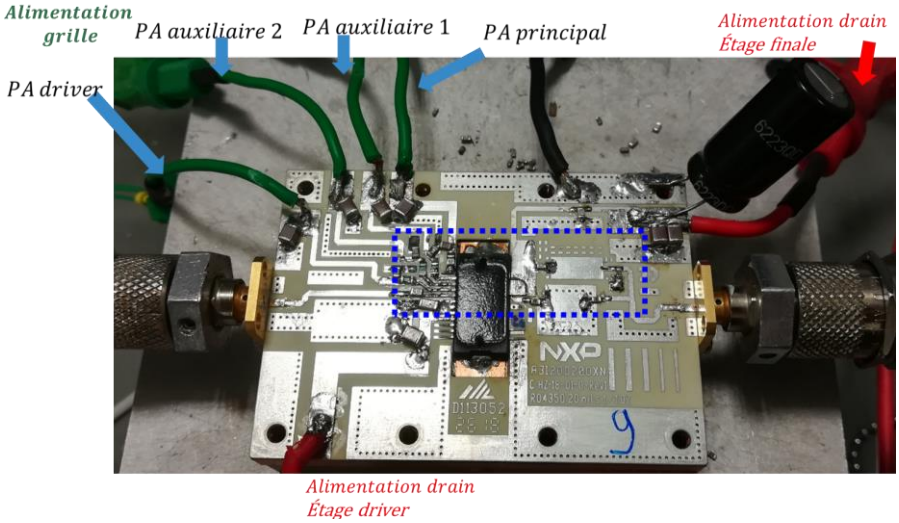


Figure IV- 59 : Photographie du Doherty à double-étage monté sur le circuit imprimé (PCB) adapté à 50 Ω

Les résultats des paramètres-S sont montrés dans la Figure IV- 60. Le PA driver est polarisé à 1.84 V avec un courant de repos de 40 mA. Le PA principal est polarisé à 1.88 V soit un courant de repos de 70 mA. Le PA auxiliaire 1 est polarisé en classe C à 1.2 V. Le PA auxiliaire 2 est polarisé en classe C à 0.8 V. Les drains des étages driver et final sont alimentés par une tension continue de 28 V.

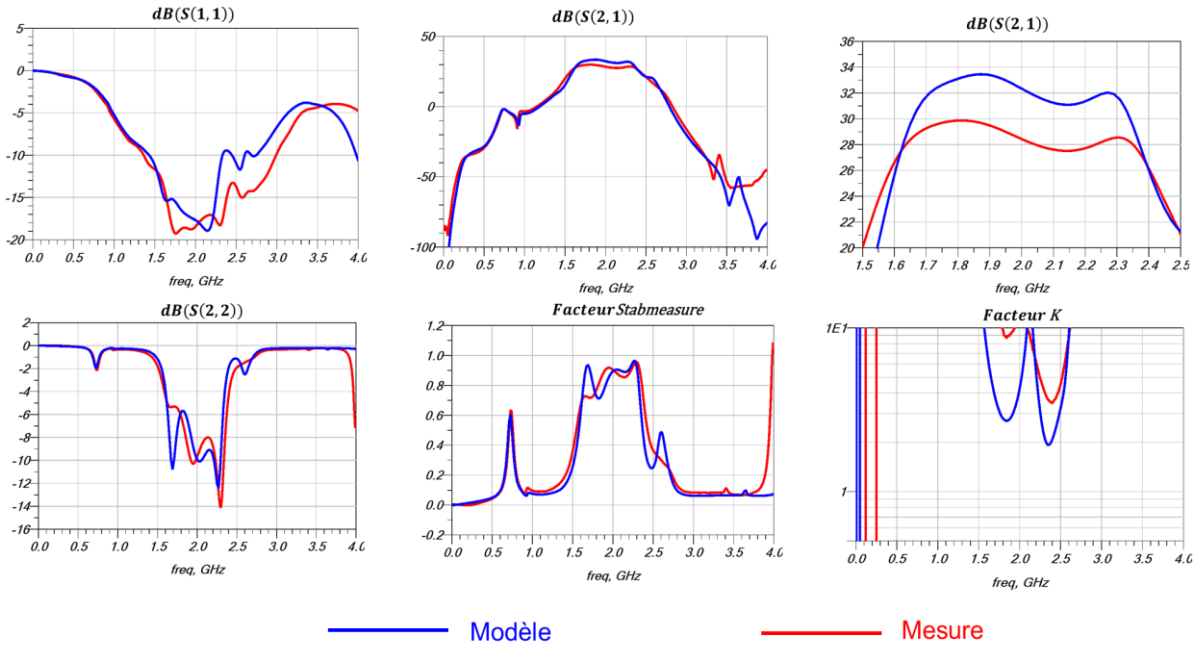


Figure IV- 60 : Comparaison des paramètres S, S(1,1), S(2,1), et S(2,2) en dB entre le modèle et la mesure pour le Doherty à double-étage, et paramètres de stabilité

En général, la mesure et le modèle présentent des résultats similaires. Nous remarquons un S(1,1) inférieur à -15 dB dans la bande de fréquence de 1.64 GHz à 2.4 GHz. Le gain est mesuré de 29.8 dB à 1.8 GHz avec une diminution de 2 dB à 2.2GHz. Ceci présente un écart de 3.5 dB par rapport au modèle. Avec un facteur "Stabmeasure" > 0 et un coefficient de Rollet "K" > 1, le Doherty à double-étage est inconditionnellement stable sur toutes les fréquences mesurées.

Les Figure IV- 61, Figure IV- 62, Figure IV- 63 présentent les résultats de gain, de rendement, d'AM/PM avec l'évolution de la puissance de sortie avec un signal CW (continuous wave) à plusieurs fréquences dans la bande de 1.8 GHz à 2.17 GHz. Ces résultats sont mesurés avec les conditions de polarisation données pour la mesure de paramètres-S.

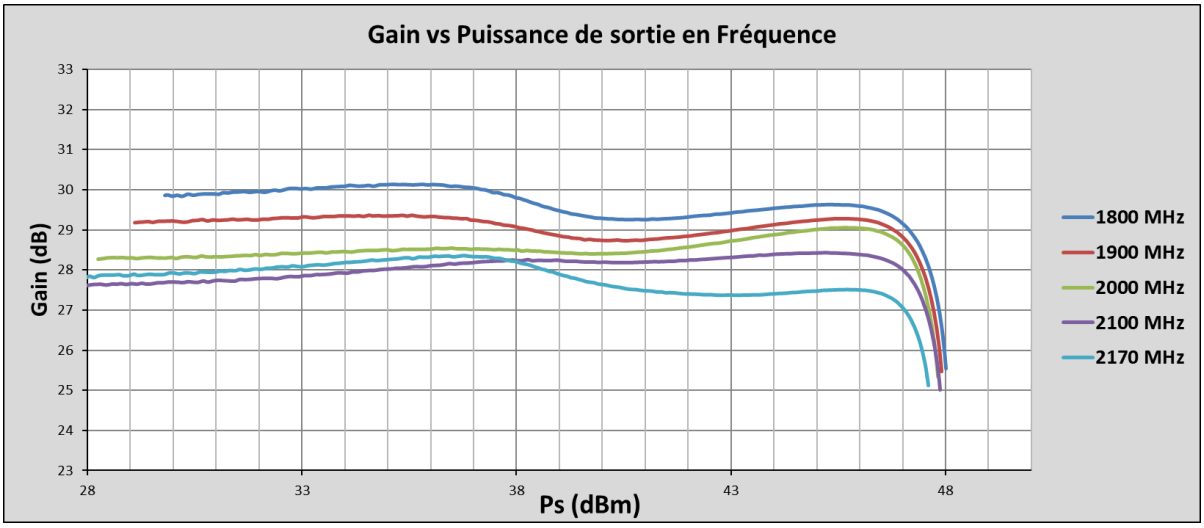


Figure IV- 61 : Résultats de mesure du gain à différentes fréquences en fonction de la puissance de sortie, pour le Doherty à double-étage

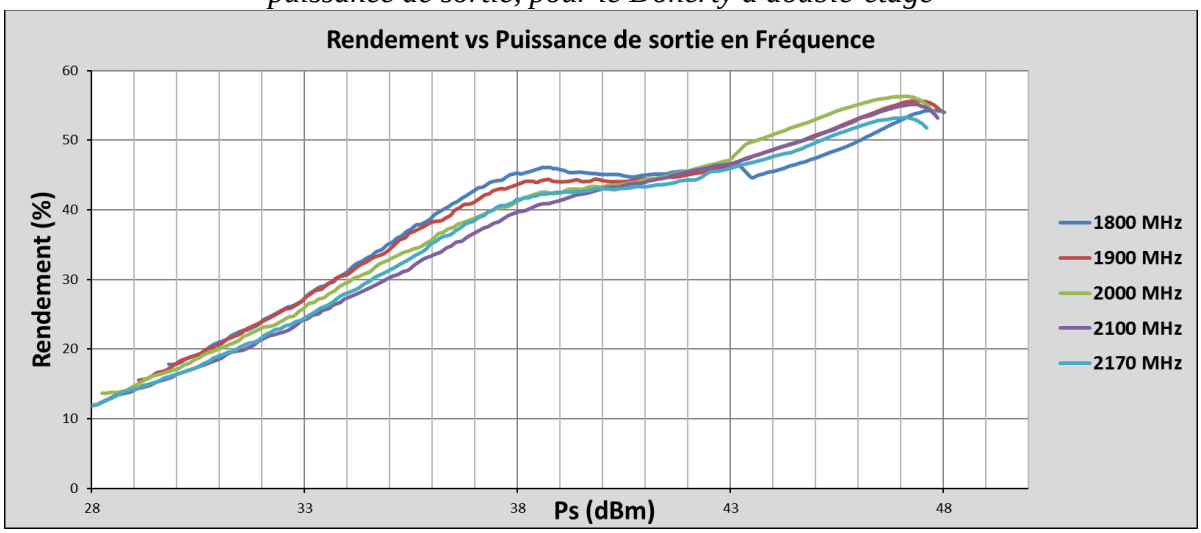


Figure IV- 62 : Résultats de mesure du rendement à différentes fréquences en fonction de la puissance de sortie, pour le Doherty à double-étage

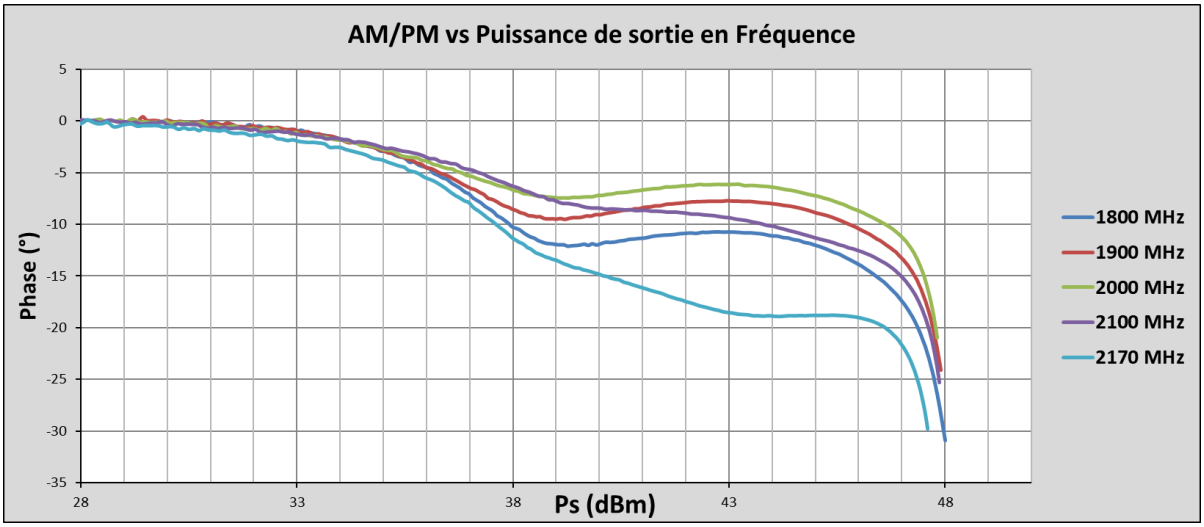


Figure IV- 63 : Résultats de mesure d'AM/PM à différentes fréquences en fonction de la puissance de sortie, pour le Doherty à double-étage

Afin de considérer une utilisation réelle dans les stations de base actuelles, le Doherty multi-étage est ensuite caractérisé avec un signal WCDMA de 10 dB de PAPR. Le Tableau IV-2 résume les performances de gain, de rendement à puissance ajoutée, de PAPR du signal de sortie, d'ACPR_L ("ACPR Lower") et d'ACPR_U ("ACPR Upper") aux fréquences extrêmes de chaque bande, à la puissance de 40 dBm. Le gain est de 28.7 dB à 1.8 GHz avec une dégradation de 2 dB à 2.17 GHz. Le rendement en puissance ajoutée est mesuré à 47.3% à 43.7% avec des ACPR < -30 dBc.

Le

Tableau IV- 3 résume les performances à la puissance de 41 dBm, soit 7 dB de PAPR pour le signal de sorite.

Tableau IV- 2 : Performances du Doherty à double-étage mesurées pour la puissance de sortie de 40 dBm, soit 8 dB de recul, avec le signal WCDMA de 10 dB de PAPR, de 1.80 GHz à 2.17 GHz

Fréquence (GHz)	Gain (dB)	η_{paj} (%)	PAPR (dB)	ACPR_L (dBc)	ACPR_U (dBc)	Commentaire
1.80	28.7	47.3	7.9	-30.0	-30.0	$P_s = 40\ dBm$ 8 dB OBO
1.88	28.2	47.1	7.9	-30.8	-30.9	
1.93	27.9	46.4	7.9	-31.5	-31.5	
1.99	27.7	45.6	7.8	-32.3	-32.2	
2.11	27.4	44.9	7.9	-34.4	-34.1	
2.17	26.7	43.7	7.8	-30.5	-30.3	

Tableau IV- 3 : Performances du Doherty à double-étage mesurées pour la puissance de sortie de 41 dBm, soit 7 dB de recul, avec le signal WCDMA de 10 dB de PAPR, de 1.80 GHz à 2.17 GHz

Fréquence (GHz)	Gain (dB)	η_{paj} (%)	PAPR (dB)	ACPR_L (dBc)	ACPR_U (dBc)	Commentaire
1.80	28.6	48.6	7.0	-30.0	-29.8	$P_s = 41\ dBm$ 7 dB OBO
1.88	28.1	48.6	7.0	-30.8	-30.8	
1.93	27.8	48.2	6.9	-31.1	-31.1	
1.99	27.7	47.5	6.9	-31.8	-31.8	
2.11	27.2	46.6	7.0	-33.5	-33.2	
2.17	26.6	45.4	6.9	-30.7	-30.4	

IV.10) Conclusion

Ce chapitre présente la conception, et la mesure d'un Doherty intégré à 3 voies de puissance 60W dans la bande de 1805 MHz-2170 MHz. La topologie choisie correspond à un rapport de courant de 1 : 3 : 3. En implémentation, il est construit avec un rapport de taille de 1 : 3.7 : 3.7.

La conception du Doherty est considérée en deux étapes, premièrement le combineur de sortie puis le splitter intégré d'entrée.

Une nouvelle architecture est proposée avec l'absorption de C_{ds} dans un Doherty à 3 voies. Les conditions de mise en œuvre de cette technique sont données, elles dépendent de la technologie utilisée pour les transistors et de la fréquence d'application. Le combineur intégré réalisé avec les fils de bonding est notamment optimisé pour le fonctionnement large-bande en mode faible puissance et mode puissance-saturée.

Deux différents types de splitters d'entrée sont étudiés, soient les splitters de type Wilkinson et de type mixte utilisant un Wilkinson et une structure distribuée. L'utilisation combinée de la topologie Wilkinson et distribuée permet une répartition de puissance large bande entre les trois transistors LDMOS.

Ainsi, le Doherty à double-étage avec un driver ajouté devant le Doherty final est conçu afin de proposer une solution intégrée à fort gain.

En mesure, le Doherty à 3 voies avec le splitter mixte montre de meilleurs résultats en termes de maintien des performances sur toute la bande. Sur la bande de 1.805 GHz à 2.17 GHz, le Doherty à 3 voies montre un rendement > 49 % à 8 dB de recul. Le gain est mesuré de 12.5 dB à 14.1 dB avec une puissance saturée de 47.2 dBm à 47.8 dBm. Une faible dispersion d'AM/PM 17 degrés à 25 degrés est mesurée.

Sur la même bande, le Doherty à double-étage présente un rendement de 47.3% à 43.7% à 8 dB de recul, soit 40 dBm.

Le DPA à 3 voies est comparé avec les travaux publiés pour des réalisations large-bande en technologie Si-LDMOS, Tableau V- 4. Ce travail avec la nouvelle architecture proposée présente de meilleur rendement sur la bande B1 à B3 comparé avec les travaux d'un Doherty à étage-unique. Pour l'option double-étage, le Doherty intégré avec une seule puce de MMIC d'une taille de 4200 µm*4700 µm présente la plus forte intégration comparée avec les travaux [35], [36] puisqu'il est le seul à intégrer le splitter et le combineur à l'intérieur du boitier. En termes de performance, notre réalisation présente de meilleurs rendements en couvrant toute la bande 1.8 GHz-2.17 GHz.

Tableau IV- 4 : Résumé des performances de DPA multibande

Fréquence (GHz)	**η**(%) 8 dB recul	$\boldsymbol{P_s}$ **saturée** (dBm)	Technologie	Max Gain (dB)	Année	Réf	Commentaire
1.8-2.17	40-42	50	LDMOS	15.9	2015	[37]	Etage-unique
1.8-2.17	46-48	50	LDMOS	13.4	2016	[38]	Etage-unique
1.8-2.2	45-49	47	LDMOS	16.2	2018	[39]	Etage-unique
1.8-2.17	49-51	47.5	LDMOS	13.2	2019	**C.T.**	Etage-unique
2.11-2.17	47.5	48.7	LDMOS	27.4	2017	[35]	Double-étage
1.8-2.2	40-42.7	47	LDMOS	31.7	2017	[36]	Double-étage
1.8-2.17	43.7-47.3	48	LDMOS	28.7	2019	**C.T.**	Double-étage

Chapitre V : Comportement non-linéaire du PA et linéarisation

Hao ZHANG / Université de Poitiers /2019 **Thèse confidentielle**

CHAPITRE V

Le paragraphe I.2.2 du premier chapitre a permis d'introduire des notions générales sur le comportement non linéaire des amplificateurs et les facteurs de mérites : conversion d'AM/AM, d'AM/PM, IDM 3, et ACPR.

Dans ce chapitre, les effets non linéaires rencontrés dans les PAs seront plus détaillés et une étude sur les conditions d'opération sera présentée. Plus précisément ce chapitre est décomposé en 3 parties.

En premier, les mécanismes de génération des composantes d'intermodulation seront présentés, ainsi que l'introduction de la notion « l'effet mémoire ».

Dans la deuxième partie, l'analyse de la non-linéarité dans un PA à un seul-étage sera menée en notant l'influence des différents éléments non linéaires, soit la source de courant de drain non-linéaire, le C_{gs} et l'effet mutuel entrée-sortie. Des considérations spécifiques sur le réseau de découplage à l'entrée et à la sortie du FET sont faites en notant l'influence des impédances basses fréquences présentées. Cette analyse est ensuite complétée en prenant en compte la topologie de Doherty.

A la fin, des techniques de linéarisation sont brièvement introduites. Des résultats de mesure avec une prédistorsion numérique pour différents signaux sont présentés pour le PA Doherty à double-étage conçu.

V.1) Origines et effets du comportement non-linéaire d'un amplificateur

Tout amplificateur a une réponse non-linéaire de la sortie à l'entrée, due aux sources de courant et aux capacités non-linéaires.

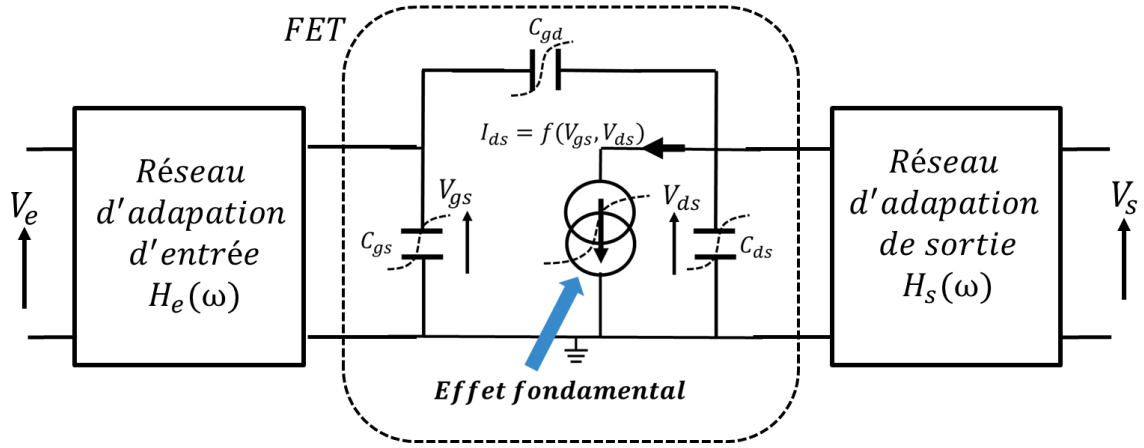


Figure V- 1 : Modèle d'un PA non-linéaire avec les non-linéarités et les réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie

Fondamentalement, l'élément principal d'un PA est la source de courant de drain du transistor, commandée par la tension sur la capacité C_{gs} générée à travers le réseau d'adaptation à l'entrée du système. La source de courant sera chargée par le réseau d'adaptation de sortie et la capacité C_{ds}. De plus, des effets de couplage entrée/sortie sont représentés par la capacité non-linéaire C_{gd}. Ces différents éléments sont reportés sur la Figure V- 1.

V.1.1) Caractérisation par un signal à mono-porteuse (CW)

La caractérisation du comportement non-linéaire d'un PA peut se faire de plusieurs façons. La plus simple étant de caractériser le comportement par un signal à mono-porteuse et d'en déduire les conversions d'amplitude AM/AM et de phase AM/PM.

La non-linéarité d'un PA réside principalement dans la source de courant, $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ soit une fonction non-linéaire dépendant des tensions V_{gs}, et V_{ds}. Comme présenté dans le chapitre I, le fonctionnement change suivant le point de polarisation. Ainsi, suivant le point de polarisation, avec une augmentation du signal de commande V_{gs} ou de la puissance d'entrée, la conversion d'amplitude AM/AM pourra présenter différentes réponses telles qu'une expansion ou une compression, comme illustré Figure V- 2 (a).

Des réponses non linéaires se présenteront aussi sur la conversion de phase, AM/PM, mais sous des mécanismes différents, Figure V- 2 (b). La conversion de phase AM/PM est liée à la variation de phase des signaux d'entrée et de sortie du PA, plus précisément, de la source de courant avec les signaux V_{gs}, et V_{ds} . Pour un PA en technologie Si-LDMOS, le comportement non-linéaire des capacités C_{gs} et C_{gd} aura également une influence sur la conversion de phase AM/PM, à travers l'effet Miller [40], ainsi que la variation de la résistance grille et source [2].

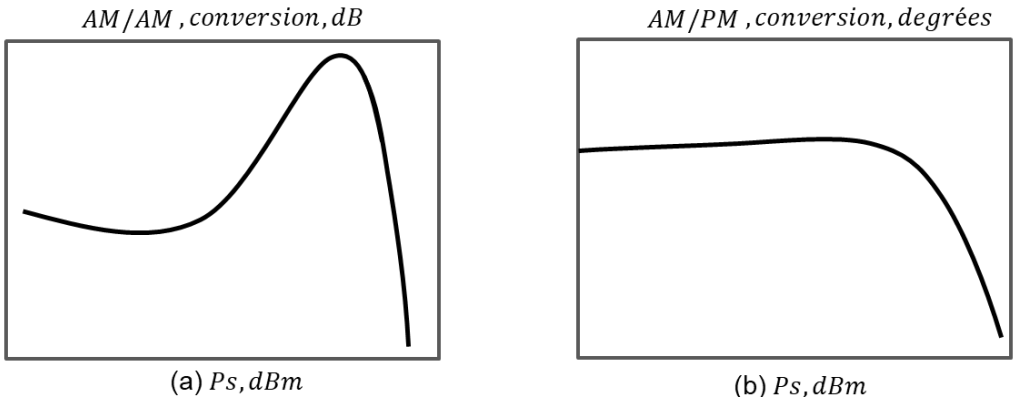


Figure V- 2 : Exemple des caractéristiques statiques des conversions AM/AM (a) et AM/PM (b) pour un PA avec l'évolution de la puissance de sortie.

Le comportement décrit par les conversions d'AM/AM, AM/PM, varie aussi avec la fréquence. En effet, la source de courant est reliée aux deux ports d'entrée et de sortie par les réseaux d'adaptation dont les réponses en module et phase varient avec la fréquence et qui impactent directement le comportement du PA. Pour être complet, les conversions AM/AM et AM/PM devraient être tracées pour différentes fréquences.

Expérimentalement, les caractéristiques de conversion AM/AM, AM/PM sont mesurées par une excitation mono-porteuse (CW) et dans ce cas elles sont considérées « statiques ». Plusieurs modèles comportementaux sont développés pour décrire ces caractéristiques. Selon la recherche, le modèle polynomial est le plus utilisé pour raison de simplicité [41]. Par une approximation en séries de Taylor, le modèle présente des résultats intéressants par une approximation optimale à niveau faible ou intermédiaire. Cependant, il est plus difficile de couvrir des régions d'une forte non-linéarité, par exemple une forte compression, par ce modèle.

Pour cette non-linéarité statique, le modèle polynomial s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} V_s &= \sum_{n=0}^{p} a_n * V_e^n \\ &= a_0 + a_1 * V_e + a_2 * V_e^2 + a_3 * V_e^3 + a_4 * V_e^4 + a_5 * V_e^5 + \cdots \end{aligned} \quad (5.1)$$

Où V_e et V_s désignent les signaux d'entrée et de sortie exprimés en fonction du temps, avec a_i $(i \in \mathbb{N})$ les coefficients de la fonction polynomiale non-linéaire. Ces coefficients seront réels pour donner la conversion de module AM/AM, ou à nombres complexes pour inclure la conversion de phase AM/PM. Le degré du modèle dépend de la précision nécessaire.

Par une excitation mono-porteuse, la sortie comporte des signaux DC, à la fréquence fondamentale et aux composantes harmoniques.

V.1.2) Caractérisation par un signal à bi-porteuse

Comme montré, la non-linéarité du PA pourra aussi être indiquée par le rapport d'intermodulation d'ordre 3 ou IMD 3. Il est obtenu avec un signal d'entrée composé de 2 porteuses aux fréquences f_1 et f_2 d'amplitudes identiques A. Pour simplifier, les phases des signaux d'entrée sont supposées nulles, et le signal d'entrée s'écrit :

$$V_e(t) = A * [\cos(w_1 t) + \cos(w_2 t)] \quad (5.2)$$

A partir de l'équation (5.1) et (5.2) d'un modèle polynomial jusqu'à l'ordre 5, le signal de sortie $V_s(t)$ pourra être calculé et sa composition spectrale sera déduite. Le Tableau V- 1

illustre le résultat du calcul en donnant les amplitudes obtenues pour certaines composantes spectrales intéressantes.

Par ce tableau, on pourra remarquer la symétrie des raies d'IMD 3 et IMD 5 de part et d'autres des fréquences fondamentales. Pour un signal d'entrée modulé, le spectre de sortie sera présenté par des ACPRs symétriques.

Tableau V- 1 : Amplitudes des composantes spectrales

Fréquence des composantes	Amplitude	Composante
DC	$a_0 + a_2A^2 + \frac{9}{4}a_4A^4$	DC
$f_1; f_2$	$a_1A + \frac{9}{4}a_3A^3 + \frac{25}{4}a_5A^5 *$	Fondamentale
$f_2 - f_1 *$	$2a_2A^2 + 6a_4A^4$	IMD 2
$f_2 + f_1$	$2a_2A^2$	IMD 2
$2f_1; 2f_2$	$\frac{a_2}{2}A^2 + 2a_4A^4$	2nd Harmonique
$2f_2 - f_1; 2f_1 - f_2$	$\frac{3}{4}a_3A^3 + \frac{25}{8}a_5A^5$	IMD 3
$3f_2 - 2f_1; 3f_1 - 2f_2$	$\frac{5}{8}a_5A^5$	IMD 5
$3f_1; 3f_2$	$\frac{a_3}{4}A^3 + \frac{25}{16}a_5A^5$	3ième Harmonique
…	…	…

V.1.3) Les effets mémoires

La symétrie d'IMD 3 n'est valable que pour un comportement sans effet mémoire, correspondant par exemple à un écart faible de fréquence entre les 2 porteuses f_1 et f_2. Pour un écart de fréquence plus grand, un déséquilibre d'amplitude d'IMD apparait. Il est dû aux effets mémoires qui peuvent être pris en compte dans un modèle utilisant les signaux instantanés et retardés.

La Figure V- 3 présente la comparaison des réponses d'un PA d'une non-linéarité statique (sans mémoire), et dynamique (avec mémoire) pour un signal à un ton, à deux tons et un signal modulé. Notons que la non-linéarité avec mémoire d'un tel PA conduit à un spectre de sortie avec des épaules déséquilibrées à cause de l'effet mémoire.

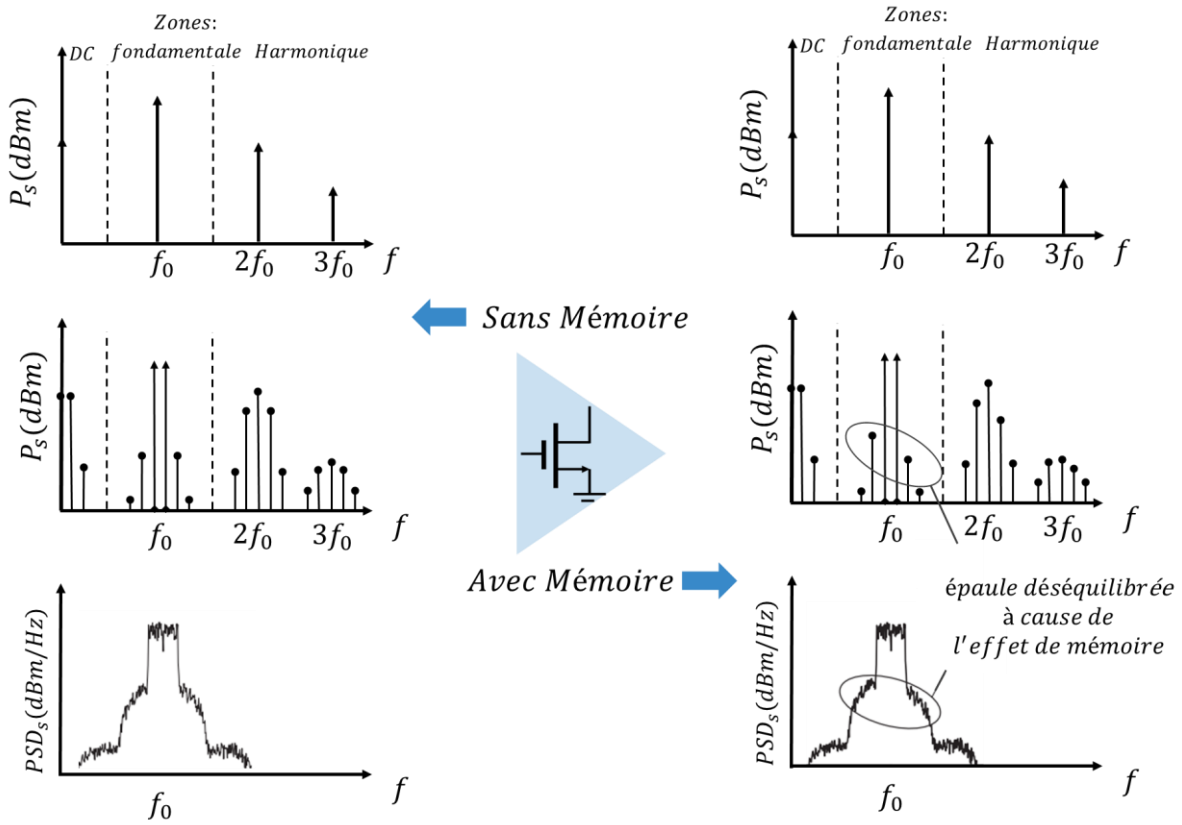


Figure V- 3 : Comparaison des réponses d'un PA avec une non-linéarité statique (sans mémoire), et dynamique (avec mémoire) pour un signal à un ton, à deux tons et modulé.

Les effets mémoires sont classés en deux catégories : une mémoire linéaire, modélisée par des filtres d'entrée et/ou de sortie, ou une mémoire non-linéaire. La modélisation d'un PA avec une mémoire non-linéaire présente des difficultés supplémentaires car elle va utiliser des retards introduits sur les différents termes ou ordres de l'expression mathématique. La prise en compte de ces effets mémoires va également complexifier l'étape de pré-distorsion pour linéariser le PA.

Selon la nature des effets mémoires, ils pourront être classés sous différentes catégories suivant l'ordre de leurs constantes de temps :

- Mémoire à court-terme ou haute fréquence : introduite généralement par les réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie qui présentent des variations de leur réponse en fréquence. Les constantes de temps et retards introduits sont de l'ordre de la période du signal de modulation, soit ≃ 1 ns.
- Mémoire à long-terme ou basse fréquence : introduite généralement par des réseaux d'alimentation et plus précisément par les variations d'impédances en basses fréquences. Les constantes de temps et retards introduits sont de l'ordre de la période du signal d'enveloppe, soit ≃ 10-100 ns.

- Mémoire à terme extra-long : introduite généralement par des phénomènes physiques comme par exemple l'effet thermique. Les constantes de temps sont au moins de l'ordre de quelques µs.

Puisque l'effet mémoire va impacter ou dégrader la performance du PA, il est donc important de le considérer lors de la phase de conception. Le modèle comportemental présenté, soit le modèle polynomial de la conversion AM/AM et AM/PM statique, pourra être complété par des termes de mémoire qui relient la réponse instantanée aux réponses précédentes. Parmi les modèles les plus utilisés, on trouve le modèle polynomial avec mémoire, le modèle Hammerstein, etc. [41].

D'une perspective de circuit, un modèle électrique complet comprenant les éléments résistives et réactifs non-linéaires, les boucles de rétroactions, la source de courant non-linéaire permet au mieux de présenter l'effet mémoire électrique. Cependant, il sera difficile de le convertir dans un modèle comportemental qui pourra ensuite favorise la procédure de la linéarisation.

Un PA qui présente le moins de dispersion fréquentielle, autrement dit, le moins d'effet mémoire, présentera de meilleures conditions pour la linéarisation.

V.1.4) Effets des impédances de charge

Les impédances de charge présentées à la source de courant de drain ont un effet sur les composantes d'intermodulation et leur symétrie. Pour montrer cet effet, un modèle de la source de courant fonction de V_{gs} et V_{ds} est utilisé [42]. Il est obtenu sous la forme d'une série de Taylor, limité ici à l'ordre3, pour des opérations autour d'un point de fonctionnement (V_{gg}, V_{dd}):

$$\begin{aligned} I_{ds}(t) \quad &= G_m * V_{gs}(t) + G_{m2} * V_{gs}(t)^2 + G_{m3} * V_{gs}(t)^3 + \cdots + \\ &+ G_d * V_{ds}(t) + G_{d2} * V_{ds}(t)^2 + G_{d3} * V_{ds}(t)^3 + \cdots + \\ &+ G_{md} * V_{gs}(t) * V_{ds}(t) + G_{md2} * V_{gs}(t)^2 * V_{ds}(t) + G_{m2d} * V_{gs}(t) * V_{ds}(t)^2 + \cdots \end{aligned} \tag{5.3}$$

Les coefficients dans la série sont déduits des dérivées successives de I_{ds} par rapport à V_{gs} et V_{ds} pour le point du fonctionnement (V_{gg}, V_{dd}) :

$$G_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \ , \quad G_{m2} = \frac{1}{2!}\frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial^2 V_{gs}} \ , \ldots , \quad G_{mn} = \frac{1}{n!}\frac{\partial^n I_{ds}}{\partial^n V_{gs}} \tag{5.4}$$

$$G_d = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \ , \quad G_{d2} = \frac{1}{2!}\frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial^2 V_{ds}} \ , \ldots , \quad G_{dn} = \frac{1}{n!}\frac{\partial^n I_{ds}}{\partial^n V_{ds}} \tag{5.5}$$

$$G_{md} = \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs} * \partial V_{ds}}, \quad G_{md2} = \frac{1}{2!}\frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial^2 V_{gs} * \partial V_{ds}}, \quad G_{m2d} = \frac{1}{2!}\frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs} * \partial^2 V_{ds}} \tag{5.6}$$

En faisant l'analyse par une excitation bi-porteuse, le signal V_{gs} pourra s'écrire avec une notation complexe pour faciliter le calcul des courants d'IMD3, comme illustré dans l'équation (5.7). Pour simplifier l'étude, le signal V_{gs} est considéré composé de deux sinusoïdes de même amplitude B et de phases nulles.

$$\begin{aligned} V_{gs}(t) \quad &= B * [\cos(w_1 t) + \cos(w_2 t)] \\ &= \frac{B}{2} * [e^{jw_1 t} + e^{-jw_1 t} + e^{jw_2 t} + e^{-jw_2 t}] \end{aligned} \tag{5.7}$$

Cette expression en notion complexe permet de faciliter le calcul des composantes d'IMD 3 par l'opérateur convolution " * " dans le domaine fréquentiel. A partir de l'équation (5.3), les principales composantes d'IMD 3 du courant I_{ds} sont listées dans le Tableau V- 2.

*Tableau V- 2 : Composantes des courants I_{ds} d'IMD 3 avec " * " opérateur en convolution dans le domaine fréquentiel*

Termes	I_{ds} à $2f_2 - f_1$	I_{ds} à $2f_1 - f_2$
$G_{m3} * V_{gs}(t)^3$	$\frac{3}{8} G_{m3} \cdot B^3$	$\frac{3}{8} G_{m3} \cdot B^3$
$G_d * V_{ds}(t)$	$G_d \cdot V_{ds\|2f_2 - f_1}$	$G_d \cdot V_{ds\|2f_1 - f_2}$
$G_{md} * V_{gs}(t) * V_{ds}(t)$	$G_{md} \cdot \frac{B}{2} \cdot (V_{ds\|2f_2} + V_{ds\|f_2 - f_1})$	$G_{md} \cdot \frac{B}{2} \cdot (V_{ds\|2f_1} + V_{ds\|f_1 - f_2})$
$G_{d2} * V_{ds}(t)^2$	$G_{d2} \cdot [V_{ds\|-f_1} * V_{ds\|2f_2} + V_{dd} * V_{ds\|2f_2 - f_1} + V_{ds\|f_2} * V_{ds\|f_2 - f_1}]$	$G_{d2} \cdot [V_{ds\|-f_2} * V_{ds\|2f_1} + V_{dd} * V_{ds\|2f_1 - f_2} + V_{ds\|f_1} * V_{ds\|f_1 - f_2}]$
...	...	...

Pour exprimer les composantes de la tension $V_{ds|f}$, les composantes de courant $I_{ds|f}$ sont premièrement approximées en ne considérant que les termes dépendant uniquement de V_{gs}, le courant $I_{ds_simplifié}$ s'écrit comme :

$$I_{ds_simplifié}(t) = G_m * V_{gs}(t) + G_{m2} * V_{gs}(t)^2 + G_{m3} * V_{gs}(t)^3 \tag{5.8}$$

En remplaçant $V_{gs}(t)$ par son expression, équation (5.7), les amplitudes des composantes du courant des termes principaux sont déduites dans le Tableau V- 3.

Tableau V- 3 : Composants des courants $I_{ds_simplifié}$ pour différentes fréquences d'intermodulation

Fréquences des composants	Amplitude
DC	$I_{ds,0} + G_{m2} \cdot B^2$
$\pm f_1; \pm f_2$	$G_m \cdot B + \frac{9}{8} G_{m3} \cdot B^3$
$\pm 2f_1; \pm 2f_2$ *	$\frac{1}{2} G_{m2} \cdot B^2$
$\pm(f_2 + f_1); \pm(f_2 - f_1)$	$\frac{1}{4} G_{m2} \cdot B^2$
$\pm 3f_1; \pm 3f_2$	$\frac{1}{8} G_{m3} \cdot B^3$
$\pm(2f_2 - f_1); \pm(2f_2 + f_1)$ $\pm(2f_1 - f_2); \pm(2f_1 + f_2)$	$\frac{3}{8} G_{m3} \cdot B^3$

Avec ces composantes simplifiées, les composantes de la tension pourront être calculées par la loi d'Ohm avec l'expression suivante :

$$V_{ds|f} = -Z_{|f} \cdot I_{ds_simplifié|f} \tag{5.9}$$

Des expressions approchées des composantes de la tension sont alors obtenues à partir du Tableau V- 3. En remplaçant les tensions $V_{ds|f}$ pour différents termes du Tableau V- 2, les courants d'IMD 3 peuvent s'écrire sous la forme :

$$I_{ds|2f_1-f_2} = \frac{B^3}{8} \frac{1}{[1 + G_d + G_{d2} \cdot V_{dd}] \cdot Z_{|2f_1-f_2}} \cdot$$
$$\cdot [3G_{m3} - G_{md} G_{m2} (Z_{|2f_1} + Z_{|-f_1+f_2}) + G_m G_{m2} G_{d2} (Z^*_{|f_2} Z_{|2f_1} + Z_{|f_1} Z_{|f_1-f_2})] \tag{5.10}$$

$$I_{ds|2f_2-f_1} = \frac{B^3}{8} \frac{1}{[1 + G_d + G_{d2} \cdot V_{dd}] \cdot Z_{|2f_2-f_1}} \cdot$$
$$\cdot [3G_{m3} - G_{md} G_{m2} (Z_{|2f_2} + Z_{|f_2-f_1}) + G_m G_{m2} G_{d2} (Z^*_{|f_1} Z_{|2f_2} + Z_{|f_2} Z_{|f_2-f_1})] \tag{5.11}$$

Les équations (5.10-11) permettent de mettre en évidence un déséquilibre d'IMD 3 si les impédances aux différentes fréquences ne sont pas identiques entre ces deux équations. Plus précisément, pour l'effet mémoire à court-terme, une asymétrie entre des couples d'impédance, $Z_{|2f_1}$ et $Z_{|2f_2}$,· $Z_{|2f_1-f_2}$ et $Z_{|2f_2-f_1}$ donnera un déséquilibre entre les courants d'IMD 3. Ainsi, pour l'effet mémoire à long-terme, une variation d'impédance basse fréquence $Z_{|f_2-f_1}$, $Z_{|-f_1+f_2}$ donnera différentes réponses aux courants d'IMD 3. En fonction des niveaux des paramètres devant chaque terme, l'IMD 3 pourra se présenter par l'addition de la non-linéarité intrinsèque du PA, calculée à partir du terme G_{m3}, accompagnée de termes fonction des composantes harmoniques et de termes fonction des composantes basses fréquences ou d'enveloppe. Le résultat est présenté sous forme vectorielle dans la Figure V- 4.

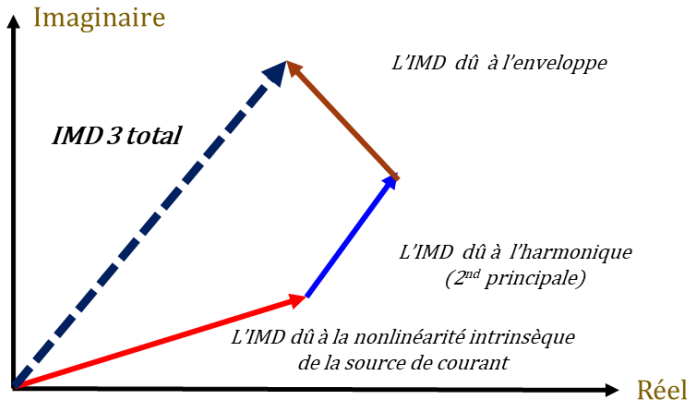


Figure V- 4 : Présentation vectorielle des sources d'IMD 3

A différents écarts de fréquences des porteuses, les variations des impédances concernées modifient la réponse de l'amplificateur. Pour cette raison, la conception du réseau d'adaptation concerne non seulement la transformation d'impédance aux fréquences utiles dans la bande, mais également les impédances aux fréquences harmoniques et basses fréquences d'enveloppe.

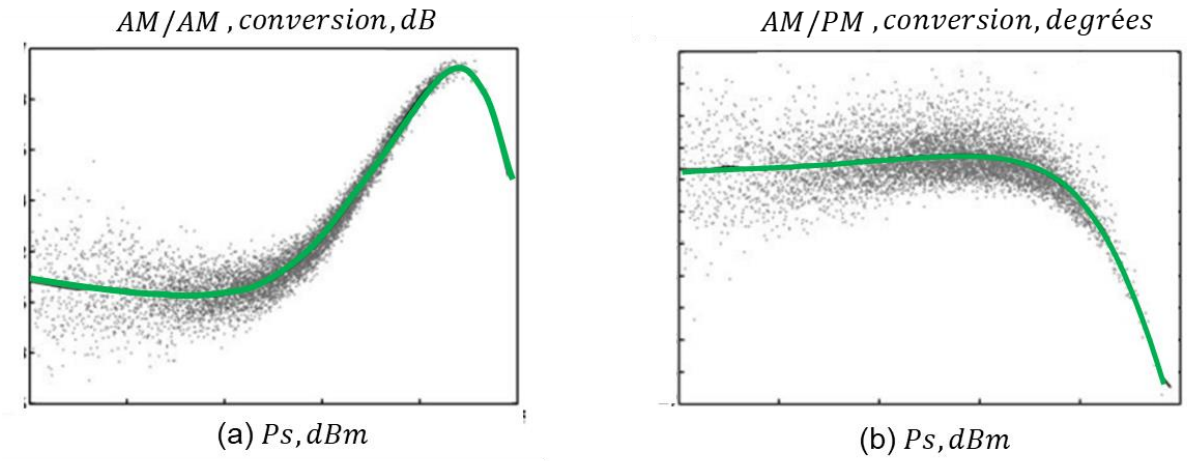


Figure V- 5 : Exemples des conversions AM/AM (a) et AM/PM (b) pour un PA

Généralement, avec l'augmentation de la largeur de bande du signal les variations d'impédance augmentent et l'effet mémoire devient plus important. Il pourra également être illustré par des dispersions sur les réponses de conversion AM/AM et AM/PM, présentées Figure V- 5. Des points gris visualisent les conversions AM/AM, AM/PM instantanées, avec la courbe verte représentant le comportement moyen, soit statique.

V.1.5) Produits de modulation croisée

Pour des applications couvrant les bandes LTE B1, B2 et B3, la largeur de bande instantanée pourra avoir un maximum de 365 MHz. Pour une telle largeur de bande, les effets mémoires peuvent être importants si les impédances ne sont pas bien contrôlées.

D'autre part, pour cet exemple d'ISBW maximum de 365 MHz, de fréquence centrale à 1987.5 MHz ($\frac{1805+2170}{2} MHz$), non seulement les IMD 3, 5 tomberont dans les bandes adjacentes, mais aussi des produits d'ordre beaucoup élevée. Le Tableau V- 4 présente les produits d'intermodulation possibles dans les bandes adjacentes :

Tableau V- 4 : Produits d'intermodulation possibles dans les bandes adjacentes pour l'application large-bande couvrant les bandes LTE B1, B2, B3 de 1805 MHz à 2170 MHz

Fréquence	$m * f_1(1805\ MHz)$	$n * f_2(2170\ MHz)$	IMD ordre
1785 MHz	7	-5	IMD12_L ("Lower")
1825 MHz	-5	5	IMD10_L ("Lower")
2150 MHz	6	-4	IMD10_U ("Upper")
2190 MHz	-6	6	IMD12_U ("Upper")

Les produits d'IMD 10 ou 12, appelés aussi "cross modulation product" ou produits de modulation croisée, se retrouvent dans les bandes adjacentes. Plusieurs travaux se focalisent sur l'étude de ces produits [43] [44]. Leur prédiction à partir des séries de Taylor impose d'avoir une description fiable à l'ordre 12, ce qui est difficile à obtenir. Cette prédiction est donc délicate mais des analyses et des mesures de ces composantes seront données dans la suite de ce chapitre pour illustrer leurs effets et estimer les niveaux obtenus.

V.2) Non-linéarité pour un PA à étage-unique

Dans ce sous-chapitre, l'analyse de la non-linéarité d'un PA à étage-unique *("single-ended")* est faite en suivant les trois blocs principaux présentés précédemment. Plus

précisément, ils sont représentés par, la source de courant non-linéaire (g_m non-linéaire), le C_{gs} non-linéaire et l'effet mutuel entrée-sortie, principalement dû à C_{gd}.

Le but principal de cette section est d'analyser et de quantifier séparément les effets des non-linéarités pour une application de PA large bande, spécifiquement de 1805 MHz à 2170 MHz. L'IMD 3 et l'IMD 10, 12 seront considérés comme les paramètres principaux pour caractériser le niveau de la non-linéarité d'un PA. L'étude est menée étape par étape, avec une complexité progressivement accrue du modèle.

V.2.1) Analyse de l'impact de l'impédance en basses fréquences à la sortie --- Z_{BB_s}

La source de courant présente au premier niveau une forte non-linéarité par l'effet de « clipping » ou de « coupure » à cause d'une opération périodique de mise en conduction et de blocage du canal entre la source et le drain, selon le niveau de l'angle de conduction.

L'étude est toujours basée sur le comportement par une excitation bi-porteuse. Une première approximation des produits d'intermodulation pourra être déduite de la décomposition d'un signal coupé. Prenons l'exemple d'une polarisation en classe B, la Figure V- 6 présente la forme d'onde avant et après l'effet de « clipping ».

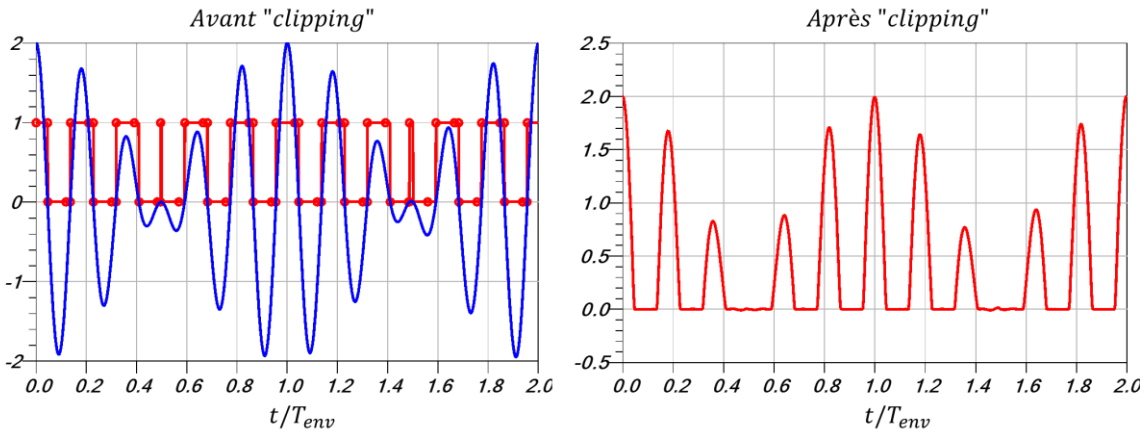


Figure V- 6 : Signal RF "clippling" en excitation bi-porteuse pour une polarisation en classe B

Il est intéressant de connaitre le niveau des composantes obtenues aux différentes fréquences par exemple à l'utilisation de la classe B. Pour connaitre la décomposition spectrale, le signal clippé est analysé par série de Fourier ou en utilisant un logiciel tel qu'ADS. Les résultats normalisés linéaires et en dB sont présentés dans la Figure V- 7.

Par ces résultats, on pourra remarquer premièrement la symétrie des composantes d'IMD 2, $f_2 - f_1$ et $f_2 + f_1$, et les composantes d'IMD 4, $2f_2 - 2f_1$ et $2f_2 + 2f_1$. Ainsi, le

rapport entre les composantes d'IMD 2 à $f_2 - f_1$ et les composantes fondamentales (f_1 et f_2) est très important avec une valeur de 0.54 (-5.3dB). Un rapport de 0.11 (-19.2dB) est obtenu entre les composantes d'IMD 4 à $2f_2 - 2f_1$ et les composantes fondamentales.

Comme évoqué dans la partie des mémoires à long-terme, les courants en basses fréquences d'IMD 2 et IMD 4 génèrent une modulation de la tension de polarisation V_{dd} si l'impédance basse fréquence est non nulle.

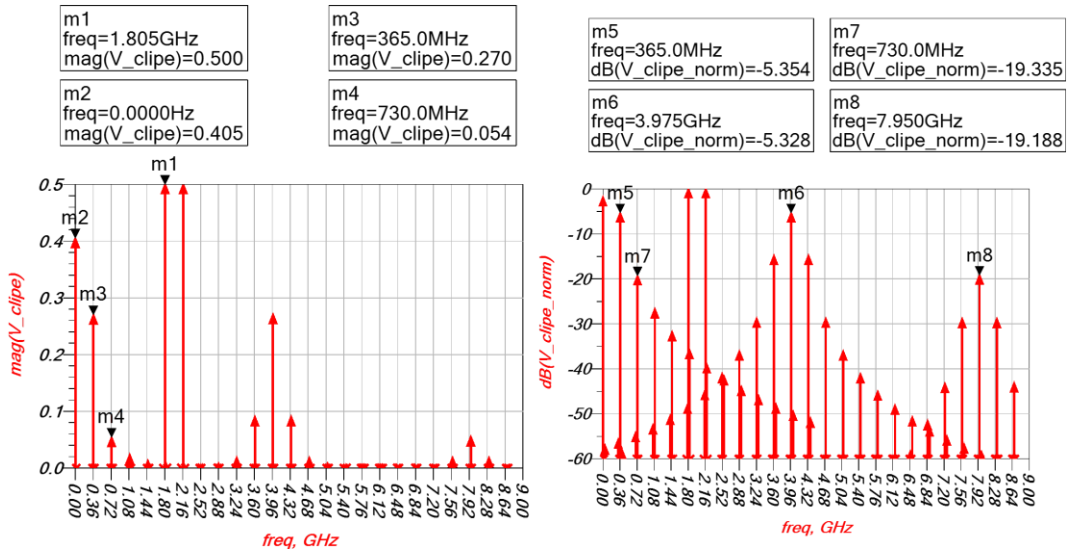


Figure V- 7 : Composantes spectrales du signal clippé classe B(Figure V- 6) normalisées linéaires et en dB avec l'excitation bi-porteuse à 1805 MHz et 2170 MHz

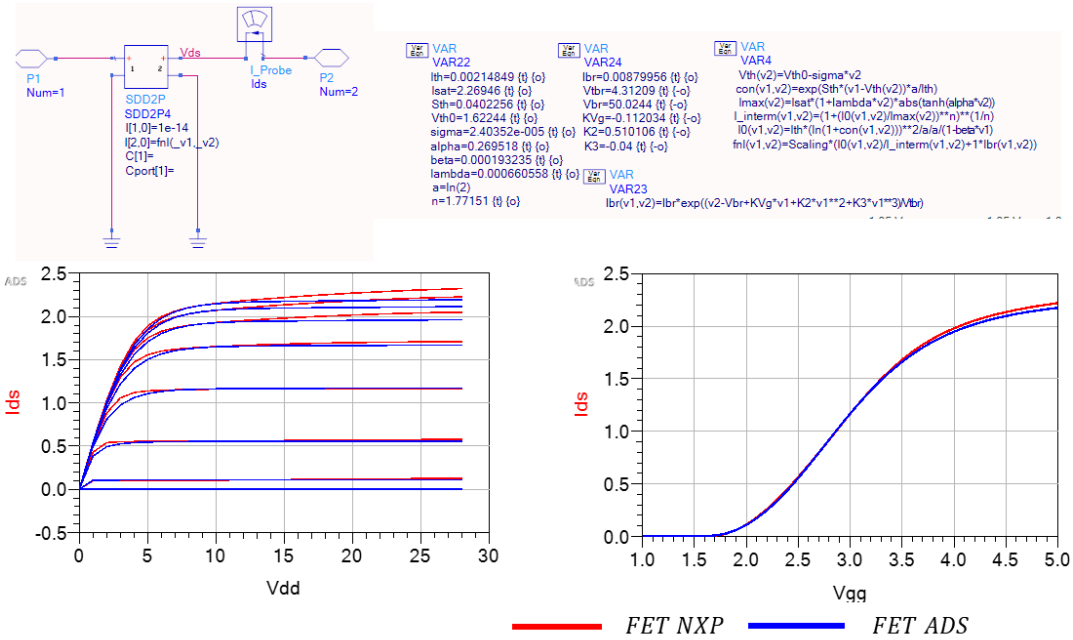


Figure V- 8 : Modèle de la source de courant non-linéaire, et les caractéristiques de courant et tension en comparaison avec le PA principal de 10 mm sous modèle NXP.

Pour étudier plus rigoureusement le comportement du PA, la source de courant de drain est modélisée par une fonction non-linéaire décrite dans [10]. Les paramètres du modèle ont été

optimisés pour caractériser la caractéristique de courant-tension du PA principal de 10 mm utilisé pour la conception du Doherty à 3 voies, présenté précédemment. Ce modèle adapté et ses caractéristiques de courant-tension sont montrés dans la Figure V- 8 en comparaison avec ceux du modèle FET NXP.

Un circuit de simulation est créé pour étudier l'impact de la variation des impédances en basses fréquences et aux fréquences harmoniques. Il est présenté dans la Figure V- 9 et constitué d'un transistor décrit simplement par la source de courant modélisée. L'entrée du PA est considérée équivalente à une résistance d'entrée et l'excitation est du type bi-porteuse avec un module identique pour les 2 fréquences.

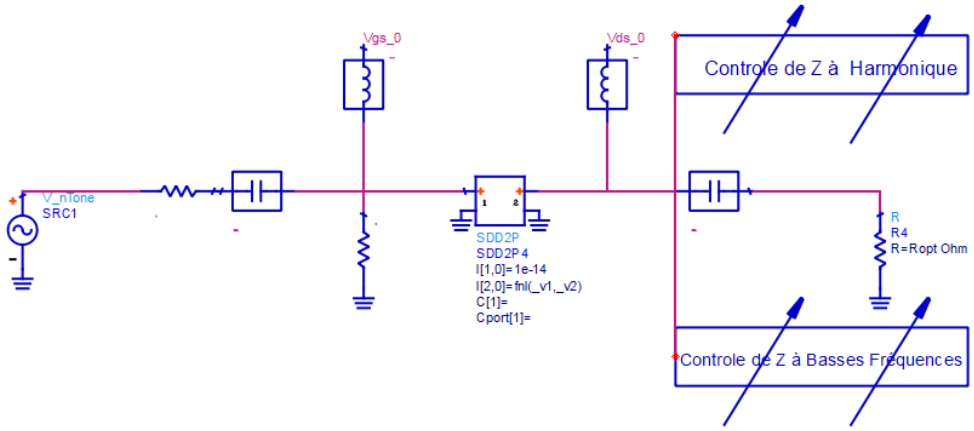


Figure V- 9 : Schéma de simulation avec ajustement des impédances en basses fréquences et aux fréquences harmoniques pour l'analyse de l'impact de la source de courant non-linéaire

L'impédance aux fréquences fondamentales est égale à R_{opt}. Les impédances aux fréquences harmoniques seront modifiées pour considérer l'effet sur les formes d'onde de courant et de tension et donc sur le cycle de charge. L'impédance en basses fréquences est également modifiable. Elle est principalement du type inductif pour un réseau d'alimentation ou de découplage basse fréquence. Pour se rapprocher d'un circuit réel, il a été choisi de pouvoir modifier son module et de garder un argument constant de $0.45 * \pi$ soit une valeur proche de $\pi/2$, comme illustré par l'équation (5.12). Le module de l'impédance sera considéré compris entre 0 Ohm et $2 * R_{opt}$.

$$Z_{BB_S} = r * \exp(j * 0.45 * \pi)\ Ohm \qquad (5.12)$$

- Impédances aux harmoniques $Z_{n>1}$ nulles, classe B

Le premier essai est fait avec les impédances présentées aux fréquences harmoniques nulles. Les impédances en basses fréquences sont présentées avec l'exemple de Z_{BB_s} de $\frac{1}{2} * R_{opt}$ dans la Figure V- 10. Le PA est polarisé en classe B soit $V_{gs} = 1.75\ V$.

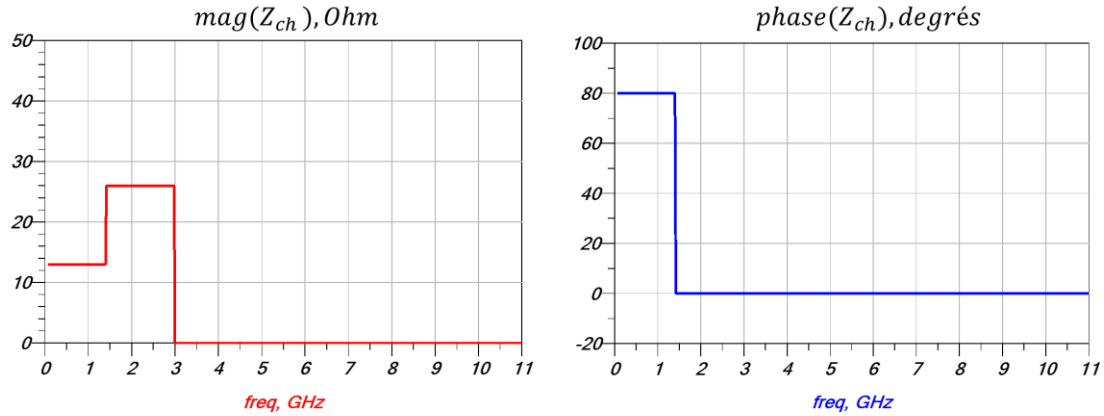


Figure V- 10 : Exemple de configuration des impédances en fréquences avec $Z_{BB_s} = \frac{1}{2} R_{opt}\ exp\left(j * \frac{80deg}{180deg} * \pi\right)$ *de 1 Hz à 1.4 GHz, et* $Z_{n>1} = 0$ *à fréquence >3 GHz*

Le PA est excité à une puissance proche de la saturation de puissance, où l'IMD 3 atteint un niveau de -30 dBc. En fixant cette puissance d'entrée, l'impédance en basses fréquences est maintenant modifiée pour évaluer son impact. La Figure V- 11 présente la variation des performances en termes de P_s, η_{paj}, IMD 3 et IMD 10/12 en dBc, soit l'écart en dB par rapport à la porteuse.

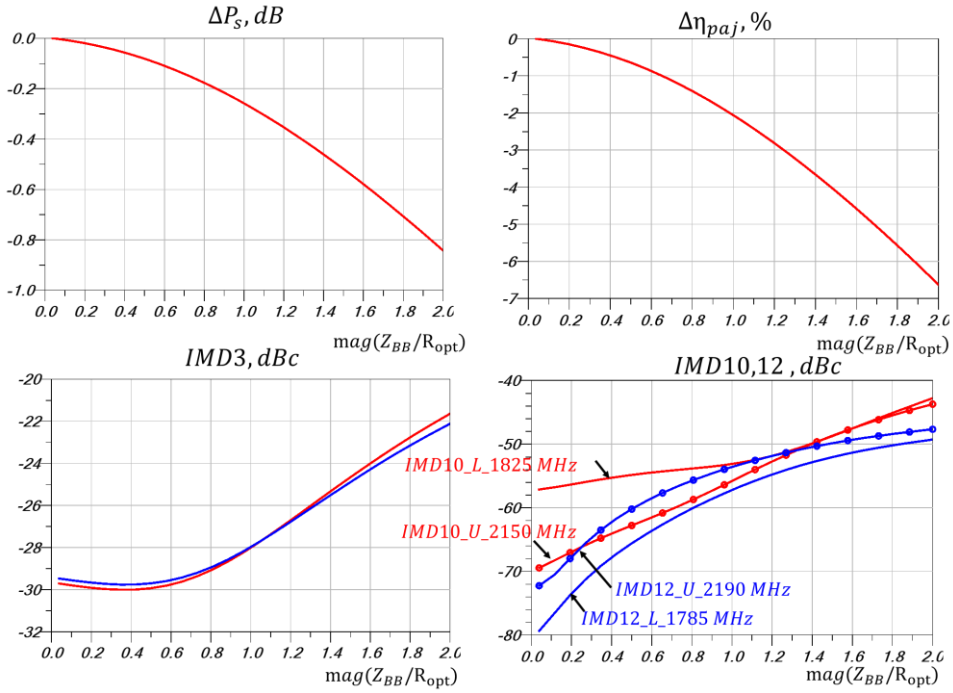


Figure V- 11 : Evolution des performances du PA (P_s, η_{paj}, *IMD 3 et IMD 10/12,) à différentes* Z_{BB_s} *pour* $Z_{n>1} = 0$

Par l'augmentation de Z_{BB_s} de 0 Ohm à $2 * R_{opt}$, une dégradation directe de la puissance de 0.85 dB est remarquée avec une chute de η_{paj} de 7%. En terme de linéarité, l'IMD 3 est dégradée de -30 dBc à -22 dBc. La dégradation de ces paramètres indique une forte non-linéarité dûe aux Z_{BB_s} à fortes valeurs.

D'après les simulations, les composantes d'IMD d'ordre 10 et 12 sont toujours en augmentation avec l'augmentation de Z_{BB_s}. Malgré ces variations, les IMD 10/12 sont à un niveau sécurisé < -45 dBc, qui n'est pas gênant pour la procédure de linéarisation.

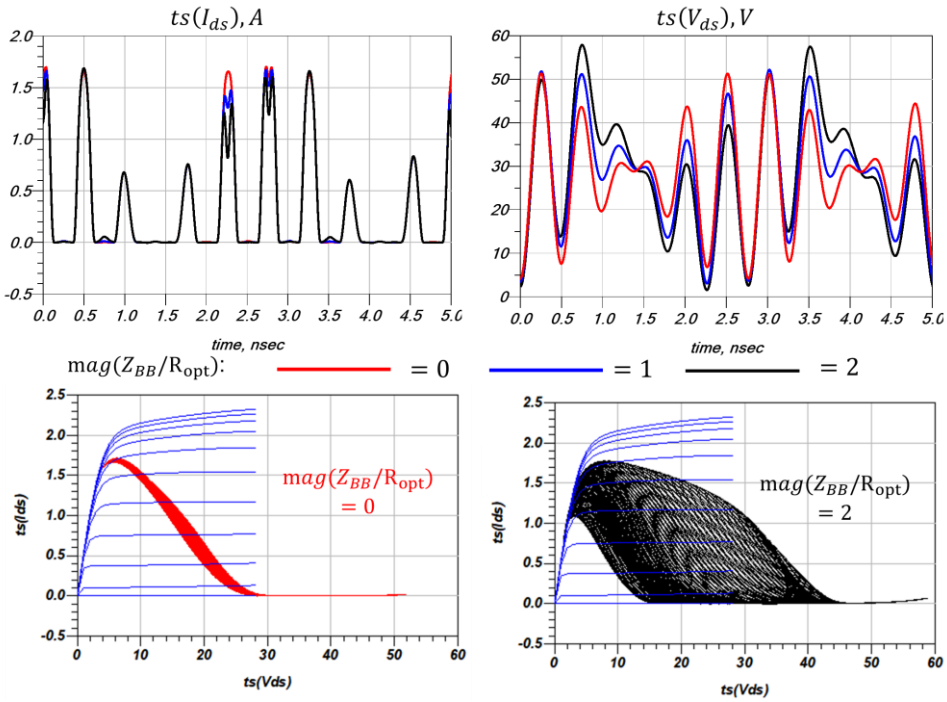


Figure V- 12 : Les formes d'onde du courant et de la tension, et une comparaison des cycles de charges à différentes Z_{BB_s} pour $Z_{n>1} = 0$

La Figure V- 12 présente une capture des formes d'ondes de courant et de tension pour visualiser la distorsion de signal. Lorsque le module de Z_{BB_s} augmente de R_{opt} à $2R_{opt}$, le courant présente de fortes distorsions. Une impédance Z_{BB_s} non nulle entraine une modification du signal qui peut être vue comme une modulation du point de polarisation de la tension de drain au rythme de l'enveloppe, conduisant à de plus importantes excursions des signaux et du cycle de charge et donc à une plus forte saturation de l'amplificateur.

❖ Impédances aux harmoniques $Z_{n>1}$ non nulles

Dans un autre scenario, l'impact du Z_{BB_s} est aussi étudié avec des impédances harmoniques non nulles. Ces dernières sont choisies de façon à contrôler les formes d'onde à

fort niveau et de s'approcher de la classe F. La forme d'onde de la tension sera proche d'un signal carré et le courant d'une forme demi sinusoïdale.

La comparaison des deux fonctionnements du PA sous différentes configurations d'impédances aux harmoniques est présentée dans la Figure V- 13. En comparaison avec la configuration où les impédances $Z_{n>1}$ sont nulles, le courant présente moins de compression à fort niveau de saturation.

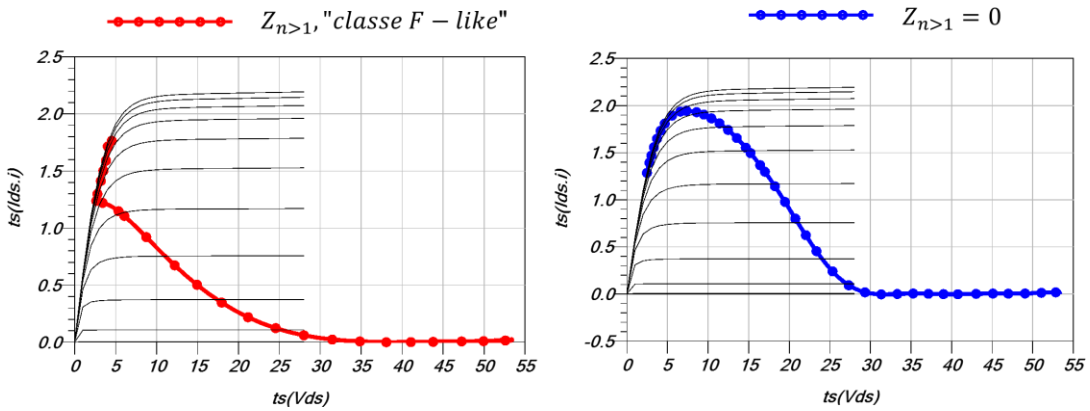


Figure V- 13 : Présentation du cycle de charge en mode CW à la puissance de 3dB de compression de gain, entre la configuration $Z_{n>1} = 0$ et une opération "classe F-like"

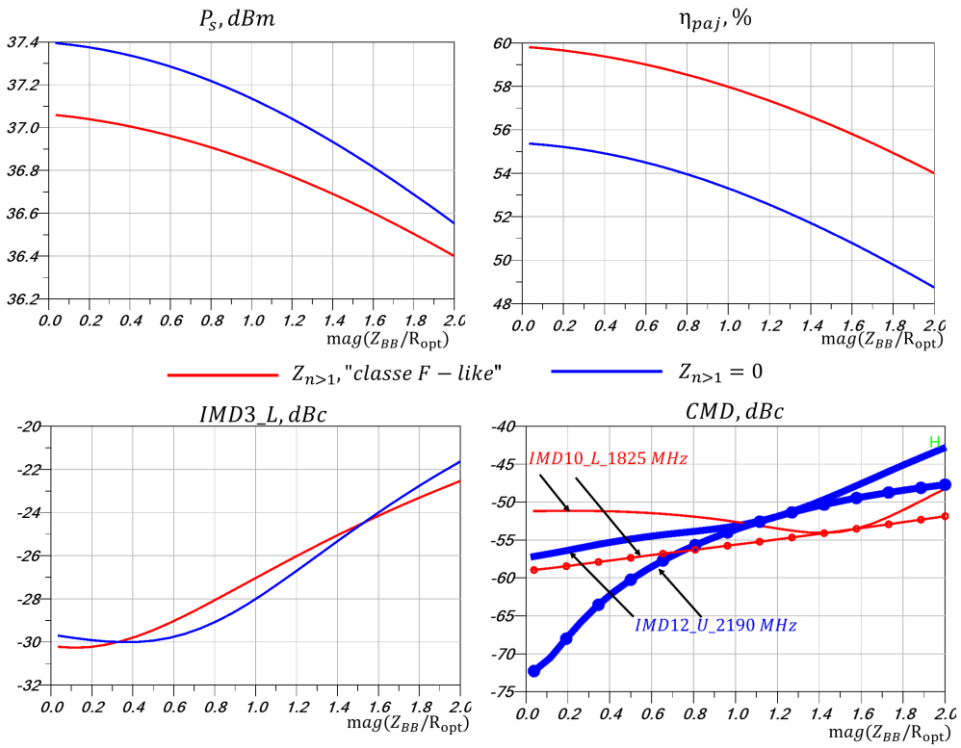


Figure V- 14 : Comparaison des variations des performances de P_s, η_{paj}, IMD 3, IMD 10, à différentes conditions d'impédance en basses fréquences entre la configuration avec les impédances harmoniques supposées nulles, et d'une opération "classe F-like"

La comparaison des variations des paramètres de P_s, η_{paj}, IMD 3, IMD 10 entre le cas "classe F-like" et le cas à $Z_{n>1} = 0$ est montrée dans la Figure V- 14. La "classe F-like" permet une amélioration du rendement électrique de l'ordre de 5%, avec une légère diminution de la puissance de sortie de l'ordre de 0.2 à 0.3 dB due à des conditions de saturation différentes.

En termes d'intermodulation, la dégradation des performances avec l'augmentation de Z_{BB_s} est toujours observée. La gestion des impédances aux fréquences harmoniques, n'a pas modifié l'impact des impédances en basses fréquences.

Par conséquent, l'optimisation du réseau de découplage basse fréquence, afin de se rapprocher de $Z_{BB_s} = 0$ sur toutes les fréquences basses concernées, reste primordiale pour l'amplification des signaux de large-bande. Ce résultat est d'autant plus avéré pour un courant de drain proche d'un fonctionnement en classe B car les produits à $f_2 - f_1$, et $2f_2 - 2f_1$ sont d'un fort niveau, de l'ordre respectivement de -5 dB et -20 dB. Les résultats montrent qu'un objectif pourrait être de chercher à avoir une impédance Z_{BB_s} de module inférieur à 0.5*R_{opt}.

V.2.2) Analyse de l'impact de l'impédance en basses fréquences à l'entrée --- Z_{BB_e}

Afin de connaitre l'impact des impédances en basses fréquences du réseau d'entrée Z_{BB_e}, il est primordial de modéliser correctement le comportement non linéaire de la capacité d'entrée C_{gs}. La variation de C_{gs}, utilisée pour le PA principal dans la conception du Doherty à 3 voies, est tracée en fonction de V_{gs} sur la Figure V- 15.

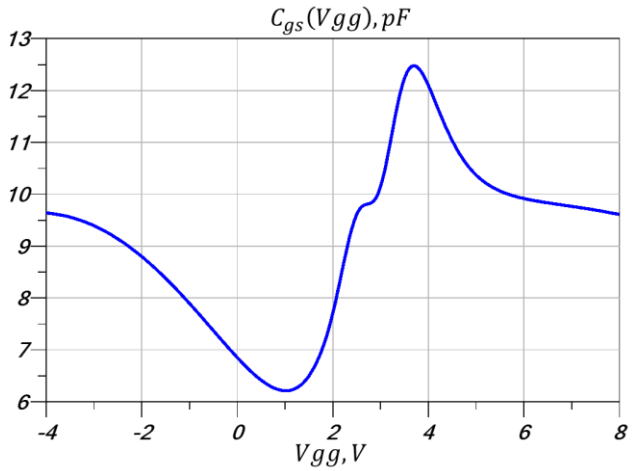


Figure V- 15 : Modélisation du C_{gs} avec le modèle FET NXP

L'entrée du transistor comprenant la capacité C_{gs} est adaptée par le même circuit d'adaptation utilisé dans la conception du Doherty à 3 voies, Figure V- 16 (a). Une branche

parallèle permet d'imposer une impédance nulle en basses fréquences. Ainsi, la variation des impédances vues par l'entrée est montrée dans la Figure V- 16 (b). Le spectre du courant de grille est présenté dans la Figure V- 16 (c) pour une excitation équivalente à celle utilisée dans la partie précédente. Contraire à celui donné par la source de courant non-linéaire commandé en classe B, le courant généré par la capacité C_{gs} présente une non-linéarité beaucoup moins forte, soit un niveau autour de -40 dBc noté par les marqueurs m1 et m2 sur la Figure V- 16 (c).

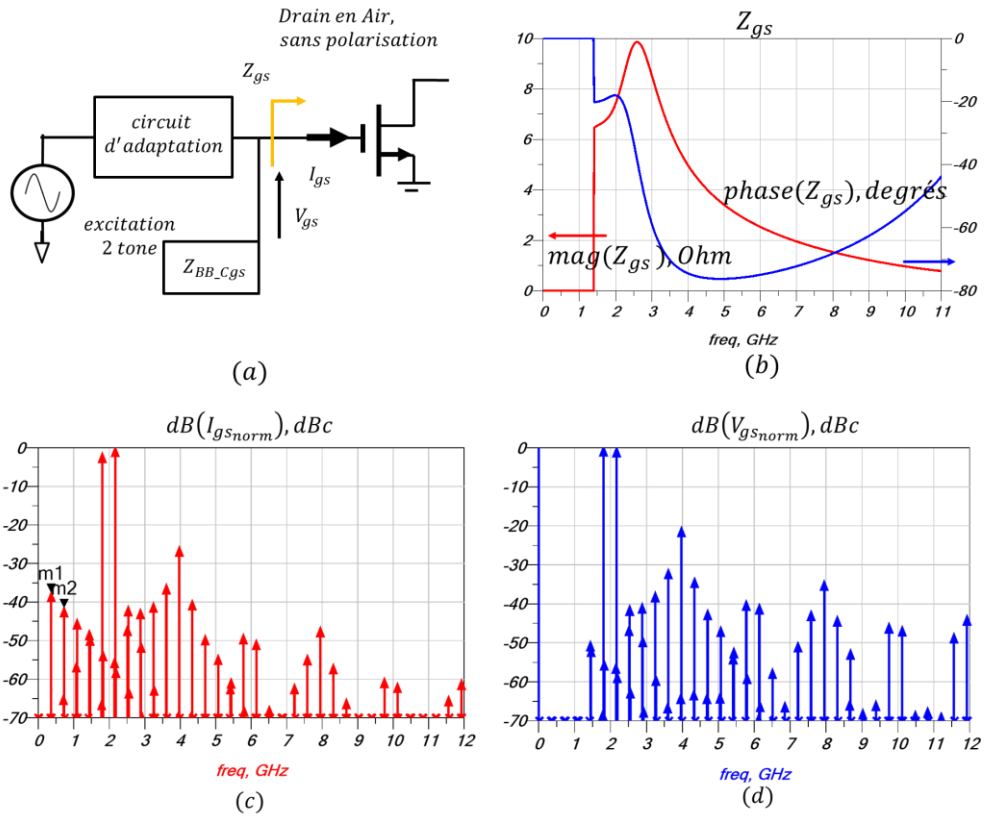


Figure V- 16 : Schéma du circuit d'essai de l'évaluation des effets de la nonlinéarité de C_{gs} (a) ; Impédance présentée (b) ; spectre du courant normalisé (c) et de la tension normalisée (d)

Une configuration non idéale de Z_{BB_e} est présentée dans la Figure V- 17, correspondant aux variations d'impédances obtenues pour un réseau typique. En basses fréquences, le module varie de 30 Ohm à 5 Ohm et la phase varie autour de -50 degrés, avec une résonance autour de 500 MHz.

Pour la même puissance d'excitation, le spectre de V_{gs} est présenté dans la Figure V- 17. Par rapport à la condition idéale avec Z_{BB_e} nulle, les produits d'IMD 3, 10 et 12 ne sont quasiment pas modifiés, le niveau d'IMD 2, à $f_2 - f_1 = 365$ MHz est de -35 dBc.

Cette analyse montre que le produit d'IMD 2 du courant généré par C_{gs} est beaucoup plus faible par rapport à la source de courant de drain, d'un niveau de -40 dBc par rapport à -5 dBc. Ceci indique que la contrainte sur le réseau de découplage basse fréquence est beaucoup

plus faible en entrée qu'en sortie du transistor. Il faudra toutefois veiller à ce qu'il n'apparaisse pas une résonance et donc un saut rapide de phase de Z_{BB_e} dans la bande du signal modulant. Un tel changement rendrait difficile la procédure de linéarisation. Pour cette raison, une résistance peut être ajoutée pour amortir la résonance du réseau de découplage d'entrée.

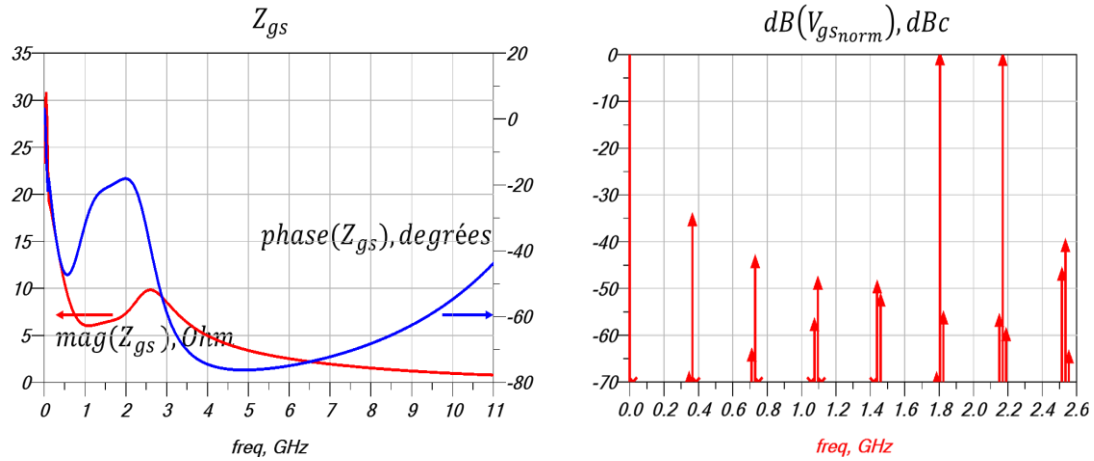


Figure V- 17 : Configuration réelle d'impédance et spectre normalisé de la tension de grille

V.2.3) Performances en linéarité avec modèle complet NXP

Pour terminer, une comparaison des performances globales de l'amplificateur est faite avec la prise en compte successive des non-linéarités du transistor. Les modèles prennent en compte la source de courant toute seule, puis seront rajoutés successivement la non-linéarité de C_{gs} puis C_{gd}. Pour finir, le modèle complet du FET NXP est utilisé.

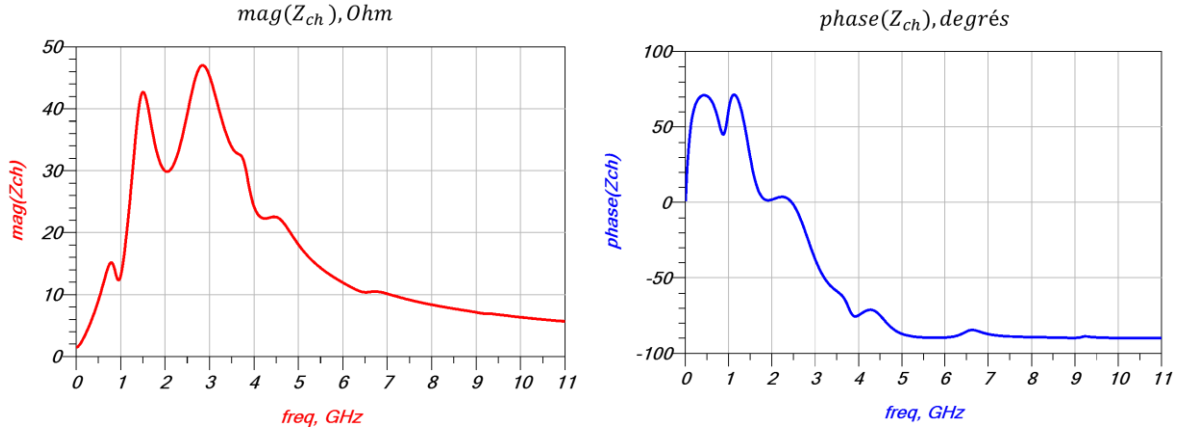


Figure V- 18 : Réponse du réseau d'adaptation présentée à la source de courant de drain

Le réseau d'adaptation de sortie est identique pour toutes les simulations, sa réponse est illustrée dans la Figure V- 18. La sortie de l'amplificateur est adaptée à R_{opt} dans la bande utile avec une résonance en basses fréquences à 800 MHz de module $0.5 * R_{opt}$. A 365 MHz, le

module de Z_{ch} est à $0.22 * R_{opt}$, soit un niveau faible pour minimiser l'impact d'effet mémoire à long-terme.

Les résultats d'IMD3_L ($2f_1 - f_2$) et IMD10_L ($5f_1 - 5f_2$) en fonction de la puissance moyenne de sortie sont présentés dans la Figure V- 19 pour un écart de 10 MHz entre les porteuses. La puissance de saturation est de 41.2 dBm pour une excitation avec une seule porteuse. Pour ces quatre modèles, les courbes ont les mêmes tendances, excepté que le modèle complet ne permet pas d'avoir de phénomène de forte réduction des intermodulations, par compensation, à une puissance donnée. Par contre, en dehors des zones à forte réduction, le modèle complet présente de meilleurs résultats en termes d'IMD 3.

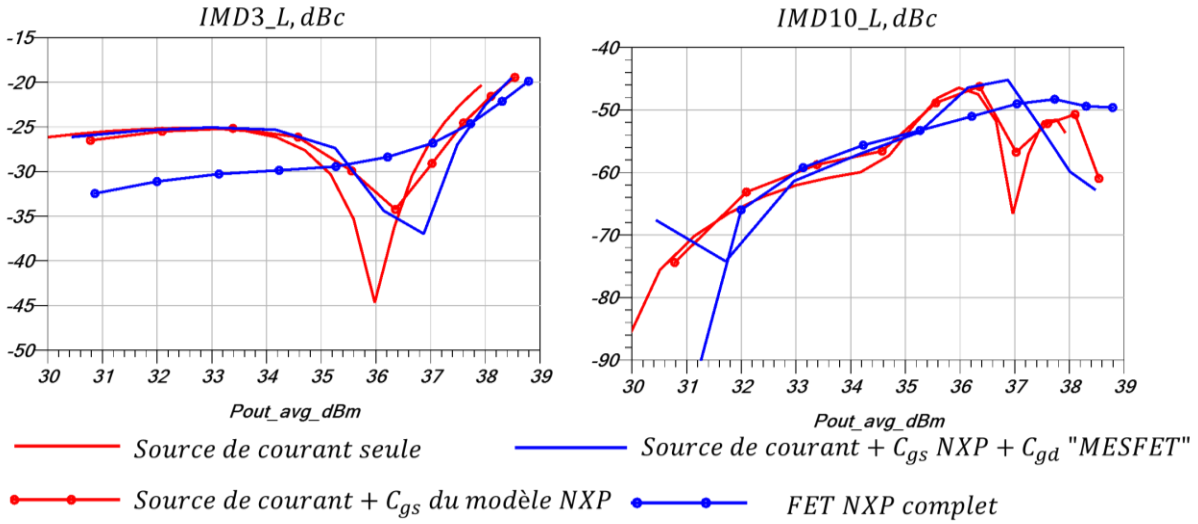


Figure V- 19 : Comparaison des performances d'IMD3_L et IMD10_L entre une simulation avec la source de courant toute seule ; puis l'ajout de C_{gs} ; de C_{gd} et le modèle complet du FET NXP adapté

Pour l'IMD 10, les courbes suivent la même tendance mais le modèle complet NXP présente une augmentation monotone, sans discontinuité. Bien que la modélisation soit difficile pour évaluer de tels IMD, le PA devrait pouvoir travailler avec un faible niveau d'IMD 10/12, certainement de l'ordre de < -45 dBc.

En même temps, avec le modèle complet de FET NXP, une comparaison des produits de I_{ds} et V_{ds} d'IMD 2 et des produits de I_{ds} d'IMD 3/10/12 en fonction de la tension normalisée fondamentale V_{ds} à f_1 est présentée dans la Figure V- 20 entre des écarts de fréquence Δ f = 10MHz et 365 MHz avec une polarisation en Classe AB. Malgré le fait d'une grande différence de Δ f, les courants d'IMD 2 sont quasiment au même niveau. Pour $\frac{V_{ds|f_1}}{V_{dd}}$ de niveau > 0.2, soit

4 dB de recul de puissance, la composante du courant I_{ds} à IMD2_L remonte à niveau de 0.45 $I_{ds|f_1}$, soit le niveau donné par l'analyse du signal clippé.

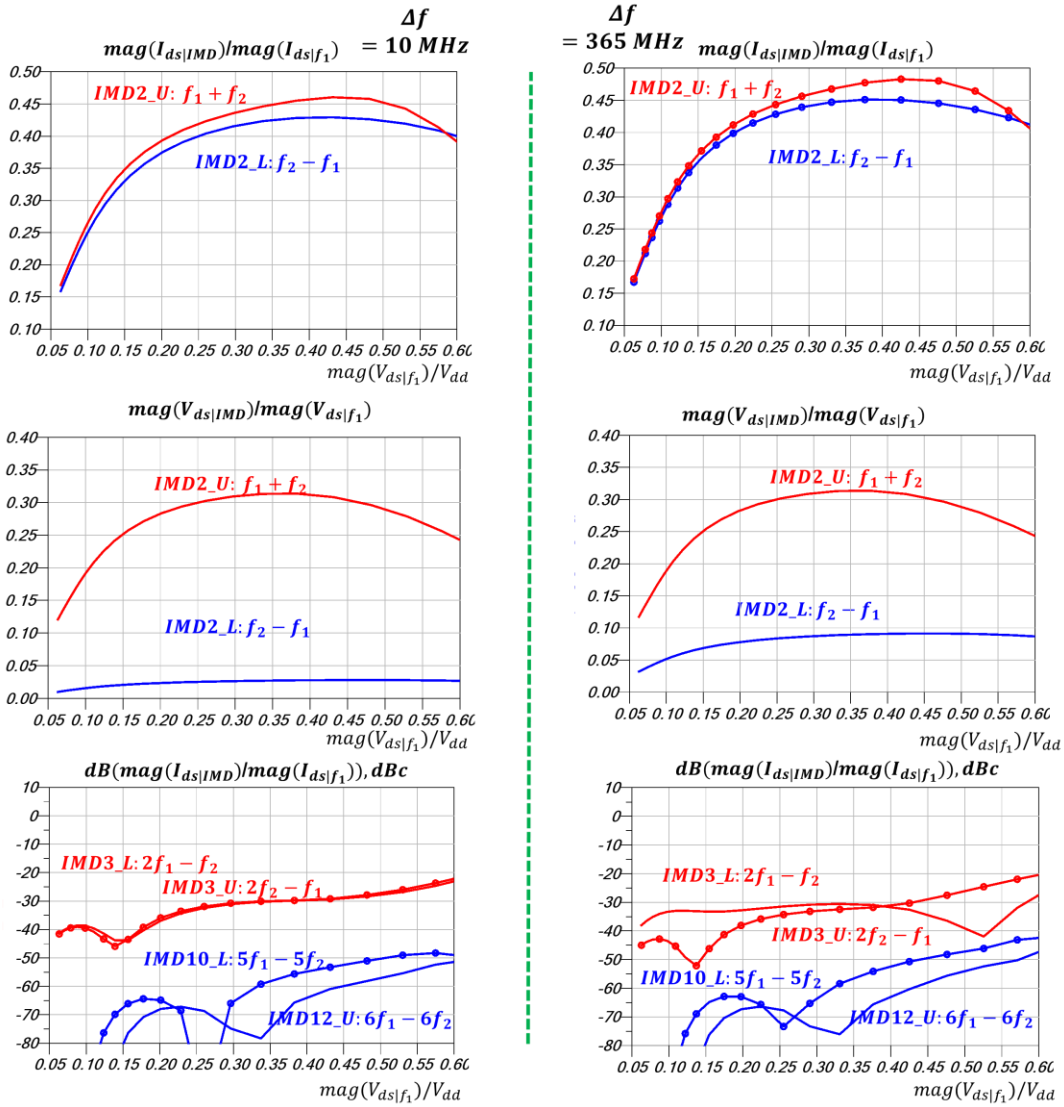


Figure V- 20 : Comparaison des produits de courant et de tension d'IMD 2 normalisés à la composante fondamentale, ainsi les produits de courant d'IMD 3/10/12 entre un écart de fréquence Δ f = 10MHz et 365 MHz. Le PA est polarisé à V_{gs}=1.88 V, 6 mA/mm

Avec ce courant à $f_2 - f_1$, compte tenu de l'impédance présentée $Z_{|f_2-f_1}$ la tension à $V_{ds|f_2-f_1}$ varie de 0.04 à 0.10 $V_{ds|f_1}$. Sur la figure du bas, on remarque que le niveau d'IMD 3 du courant est de l'ordre de -30 dBc, avec une dégradation à fort niveau de puissance de sortie et une asymétrie marquée pour l'écart de 365 MHz. Les produits d'IMD 10/12 augmentent également à fort niveau de 10 dB à 20dB en atteignant -50 dBc à 10 MHz vers -40 dBc à 365 MHz.

V.2.4) Synthèses des éléments de conception d'un amplificateur linéaire

Les résultats montrent que la non-linéarité du PA réside principalement dans la source de courant de drain. En effet, avec une polarisation proche de la classe B, la forme de courant demi-sinusoïdale se caractérise par des composantes harmoniques paires et d'IMD 2 d'amplitudes élevées. Pour une excitation bi-porteuse, le courant d'IMD 2 à $f_2 - f_1$ présente une problématique majeure avec une amplitude importante proche de 0.45 fois la composante à la fréquence fondamentale.

Pour limiter ces effets, l'impédance Z_{BB_s} doit présenter une valeur faible, proche de la valeur nulle dans le cas idéal. Cette condition est difficile à obtenir pour de grands écarts de fréquence ou de grandes bandes passantes des signaux à amplifier. En effet, le réseau de découplage présente souvent une condition non idéale, à cause d'un long chemin de la source de courant à la masse en basses fréquences. Si l'impédance Z_{BB_s} présente une valeur trop importante devant R_{opt}, la tension aux fréquences d'enveloppe distord le cycle de charge, en augmentant l'excursion de tension de train qui rentre dans la région ohmique. Le PA subit alors une forte contrainte de linéarité.

Pour l'entrée en prenant en compte la non-linéarité de C_{gs}, les produits de courant d'IMD 2 à $f_2 - f_1$ sont beaucoup plus faibles par rapport à la sortie, d'où une contrainte moins importante sur l'impédance en basses fréquences d'entrée Z_{BB_e}. Néanmoins, afin d'éviter de fortes variations de cette impédance sur les fréquences de la bande de base, une résistance à forte valeur pourra ajouter pour diminuer cette variation à la résonance.

Compte tenu de l'ordre des produits d'IMD 10/12, ils nécessitent une modélisation plus précise du comportement non linéaire de l'amplificateur pour leur prédiction et également pour la mise en place d'une linéarisation. Leurs effets peuvent cependant être gênants pour des applications d'ISBW large, où les composantes d'IMD 10/12 se trouvent à proximité des porteuses.

V.3) Non-linéarité dans un PA Doherty

Après l'analyse de la non-linéarité pour un PA à étage-unique, une analyse est proposée pour une topologie Doherty où deux PAs sont utilisés avec des modes de fonctionnement différents. Comparé à un PA à étage-unique, le DPA ajoute deux facteurs importants pour la linéarité, qui sont :

- Un fonctionnement en classe AB / B pour le PA principal et C pour le PA auxiliaire,
- Une modulation de charge en fonction de la puissance de sortie.

Par conséquent, l'analyse de la non-linéarité sera faite suivant ces deux facteurs.

V.3.1) Impact des classes de fonctionnement

La Figure V- 21 présente la comparaison des composantes de I_{ds} normalisées d'IMD 2, 3 et 10. Ces résultats sont simulés avec le modèle complet et la charge présentée dans la Figure V- 18.

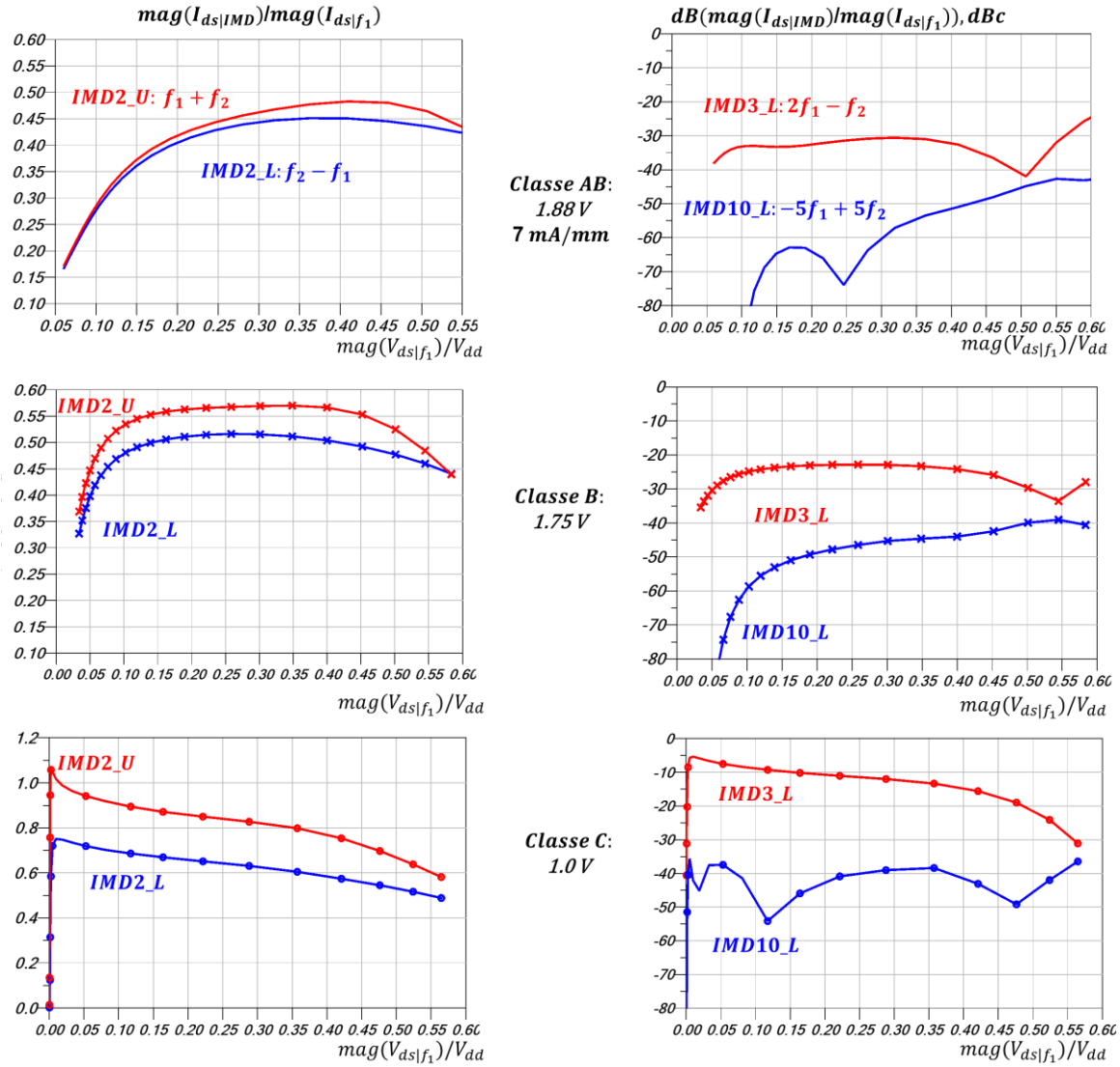


Figure V- 21 : Comparaison des composantes de courant d'IMD 2, 3 et 10, normalisées, pour différentes polarisations de V_{gs} des classes AB (1.88 V), classe B (1.75 V) et classe C (1.0 V)

Sur la colonne à gauche, les produits d'IMD2_L et d'IMD2_U sont présentés et sur la colonne à droite, il s'agit des produits d'IMD3_L et d'IMD10_L en dBc. Toutes les

composantes augmentent lorsque l'angle de conduction diminue, d'où des valeurs maximales en classe C. A fort niveau, leur diminution est dûe à la forme saturée du courant qui conduit à une augmentation des composantes d'ordre impaire.

On note toutefois que l'IMD 10 n'évolue pas trop entre la classe B et la classe C et reste sur un niveau maximum de l'ordre de -40 dBc.

Dans une topologie de Doherty, d'un point de vu statique à une puissance définie, le rapport de puissance de chaque PA sur la puissance totale doit être considéré pour évaluer la non-linéarité de l'ensemble du Doherty.

A puissance moyenne où le PA auxiliaire commence à conduire, le PA principal présente la plus grande partie de la puissance. Malgré que le PA auxiliaire présente un comportement fortement non-linéaire, la linéarité moyenne du Doherty est conservée car l'auxiliaire contribue peu.

A fort niveau, la puissance sortant du PA auxiliaire est à l'ordre de celle sortant du PA principal, la linéarité moyenne du Doherty sera dégradée.

Par conséquent, à cause d'un angle de conduction plus faible de l'amplificateur auxiliaire, les composantes paires et en basses fréquences du courant à $f_2 - f_1$ sont plus importantes. Ceci implique une contrainte plus forte sur la conception du PA auxiliaire et notamment pour l'optimisation du réseau de découplage et des impédances aux fréquences harmoniques.

V.3.2) Impact de la modulation de charge

Pour l'évaluation de la modulation de charge, un schéma simplifié du PA Doherty à deux voies, d'une asymétrie de 1 : 2, est décrit à partir de deux sources de courant modélisées. Ceci permet d'introduire uniquement la non-linéarité intrinsèque fondamentale du PA.

La modulation de charge à faible puissance de sortie est choisie à 3. Pour garder une condition contrôlable, les impédances Z_{BB_s} et $Z_{n>1}$ sont supposées nulles. La Figure V- 22 présente les caractéristiques du Doherty en fonction du recul de puissance de sortie. Le rendement a un premier pic à 9 dB de recul. Le gain est réglé de façon à avoir une réponse assez linéaire avec la polarisation $V_{gg} = 1.0\,V$ du PA auxiliaire. Le PA auxiliaire commence à conduire à un recul de 11 dB.

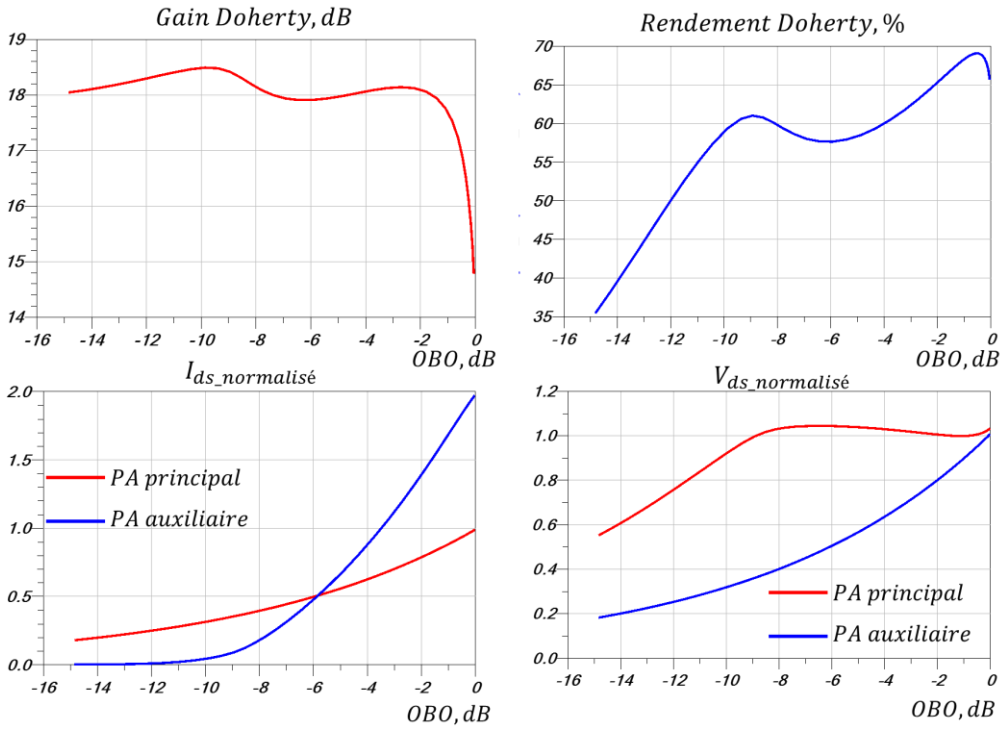


Figure V- 22 : Caractéristique du Doherty modélisé

La Figure V- 23 présente les réponses d'IMD 3 pour chaque PA ainsi que pour le PA Doherty en fonction du recul de puissance de sortie.

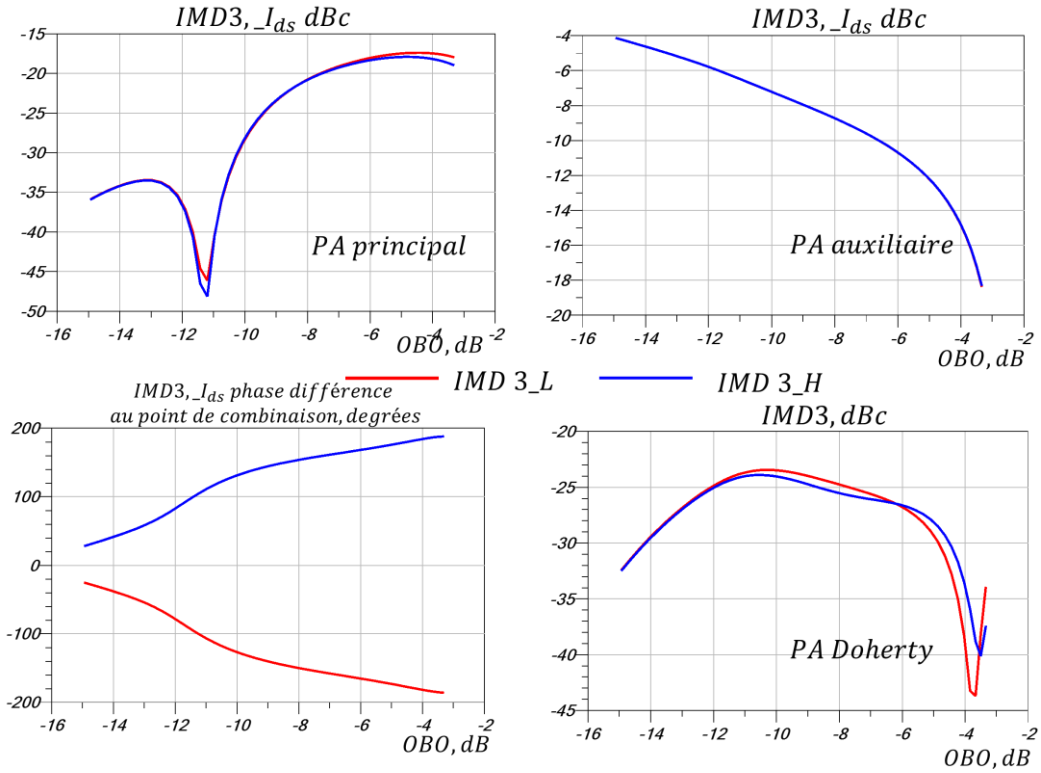


Figure V- 23 : Réponse d'IMD 3 du courant pour chaque PA pour le PA Doherty en fonction du recul de puissance de sortie

La première remarque est que le courant I_{ds} du PA auxiliaire a une composante d'IMD 3 assez importante à travers toutes les puissances de sortie, mais avec une décroissance avec l'augmentation de la puissance par rapport au niveau de la porteuse. A fort niveau, les deux PAs ont des niveaux similaires d'une IMD 3 autour de -20 dBc.

Un autre point à considérer est la différence de phase des deux voies sur le point de combinaison. Contraire aux composantes fondamentales, les courants d'IMD 3 présentent des phases différentes. Comme présenté, le déphasage augmente à une valeur autour de 180 degrés. Ceci présente une condition favorable de réduction, voire d'annulation, des niveaux d'IMD 3. Par conséquent, le PA Doherty présente de meilleurs résultats à fort niveau si le point dit " Sweet Spot " [5] est obtenu.

La réduction à fort niveau est très marquée car seules les 2 sources de courant de drain sont prises en compte. Dans un cas réel plusieurs éléments vont contribuer à la génération des composantes d'intermodulation d'où des difficultés à reproduire une compensation parfaite. Néanmoins, une amélioration ou un maintien à niveau modéré de l'IMD 3 pourra être constaté pour les puissances autour de la puissance moyenne de Doherty.

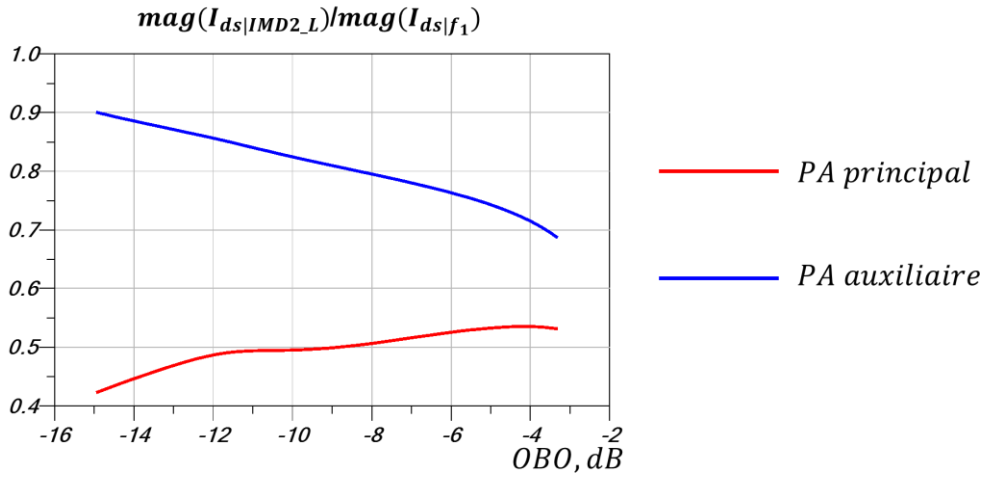


Figure V- 24 : Evolution des produits d'IMD2_L du courant de chaque PA

La Figure V- 24 présente l'évolution des composantes des courants à $f_2 - f_1$ pour le PA principal et auxiliaire. A noter qu'après la conduction du PA auxiliaire, la composante $I_{ds|f_2-f_1}$ du PA principal continue à augmenter.

La Figure V- 25 présente les réponses d'IMD 10/12 du courant pour chaque PA, ainsi que pour le PA Doherty. Les courbes d'IMD 10 et d'IMD 12 ont les mêmes tendances, avec des annulations pour le PA auxiliaire. Les courbes de l'amplificateur Doherty sont proches des

courbes du PA principal. Les rotations de phase sont plus importantes que celles obtenues en IMD 3.

En conclusion, pour les paramètres IMD 10/12, le PA Doherty a de moins bonnes performances que le PA à étage-unique. Pour la conception, il est important de prendre en compte le PAPR et la puissance moyenne du signal à amplifier afin d'optimiser les paramètres de fonctionnement du Doherty.

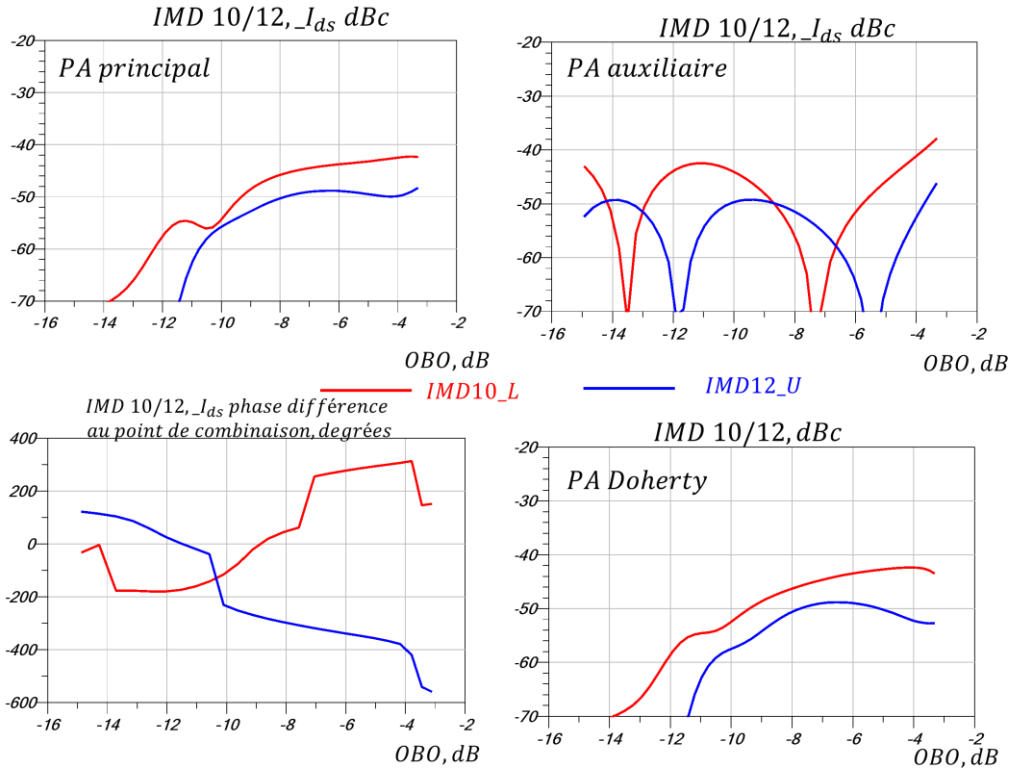


Figure V- 25 : Réponse d'IMD 10/12 du courant pour chaque PA, le PA Doherty en fonction du recul de puissance de sortie

V.4) Technique de linéarisation

La linéarisation consiste à une procédure visant à réduire la distorsion de signal générée dans la chaine de transmission, principalement par le PA. Avec la linéarisation, les distorsions du signal amplifié seront réduites, permettant par exemple à l'amplificateur de travailler dans une zone à plus haut niveau de rendement. Spécifiquement, comme nous l'avons présenté précédemment, la non-linéarité d'amplitude et de phase causée par le PA sera corrigée pour restaurer l'information transmise et limiter la génération de nouvelles composantes spectrales afin de ne pas polluer les canaux adjacents.

Plusieurs techniques de linéarisation sont développées notamment dans le domaine des stations de base [2] :

- Un fonctionnement en recul de puissance P_s,
- La technique LINC, présentée dans le premier chapitre,
- La contre-réaction,
- La technique de "Feedforward",
- La technique de la prédistorsion numérique—(DPD).

Ces techniques sont comparées dans le Tableau V- 5.

Tableau V- 5 : Comparaison des techniques de linéarisation

	Recul de P_s	LINC	"Feedforward"	Contre-réaction	DPD
Complexité	Faible	Grande	Grande	Faible	Moyenne
Largeur de bande	Moyenne	Etroite	Moyenne	Etroite	Large
Rendement	Faible	Bon	Bon	Faible	Bon
Performance	Moyenne	Faible	Bon	Moyenne	Bonne

En dehors de la technique de prédistorsion numérique, les techniques sont basées sur des architectures purement "analogiques", en utilisant des méthodes de compensation de distorsions, soit à l'entrée ou à la sortie du PA. Comparé avec les autres techniques, la technique de prédistorsion présente l'intérêt d'être reconfigurable grâce aux méthodes numériques d'identification mises en jeu sur les signaux, par exemple en bande de base.

La prédistorsion est une technique visant à linéariser un PA en modifiant de façon appropriée l'amplitude et la phase du signal d'entrée du PA. Le principe de fonctionnement de la technique de prédistorsion est présenté dans la Figure V- 26, en prenant l'exemple de la correction d'amplitude de signal.

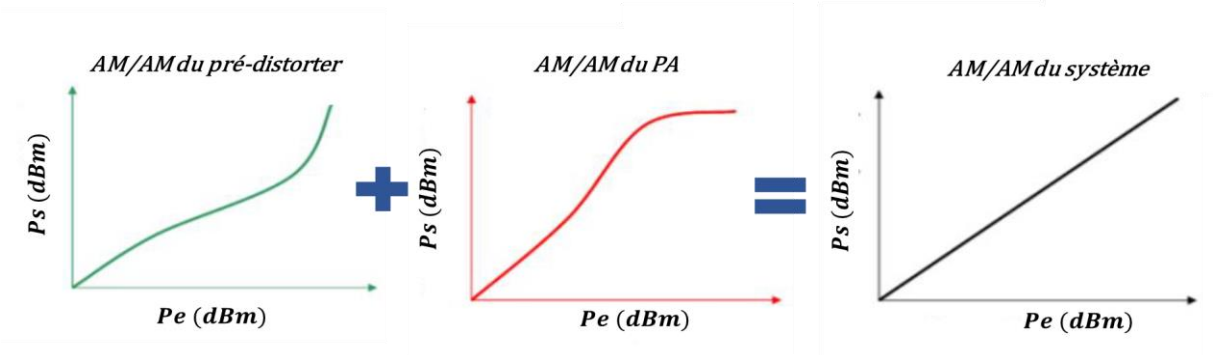


Figure V- 26 : Principe de la technique de prédistorsion sur la correction d'amplitude

Le circuit de pré-distorsion présente en principe la caractéristique inversée du PA. Par la génération du signal pré-distordu, ou de correction, le signal de sortie présentera une caractéristique linéaire. Par exemple, pour corriger la compression d'AM/AM, la pré-distorsion devrai présenter une expansion, comme illustré sur la Figure V- 26. Le même principe s'appliquera pour la correction de phase.

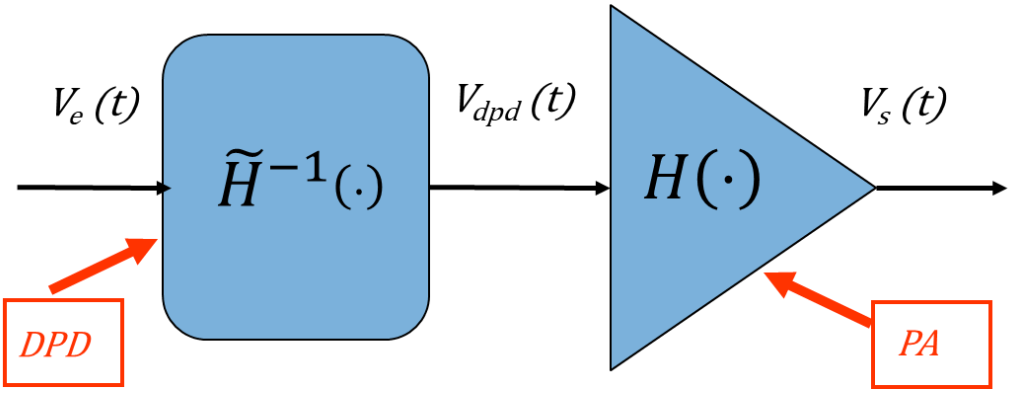


Figure V- 27 : Schéma de la prédistorsion avec la caractéristique inversée du DPD de celle du PA

Un schéma de principe de la prédistorsion est présenté dans la Figure V- 27. La DPD devrait présenter l'inverse de la caractéristique non-linéaire du PA. En pratique, le prélèvement du signal de sortie est réalisé au plus près de la sortie de PA. Après conversion de fréquence et échantillonnage, les signaux d'entrée et de sortie numérisés sont utilisés pour estimer un modèle comportemental du PA. Par la suite, la DPD pourra calculer la fonction inversée du modèle comportemental estimé.

L'étape de modélisation du comportement du PA est primordiale afin de connaitre les non-linéarités du PA et de les modéliser correctement. Comme présenté précédemment, le modèle polynomial avec mémoire, d'ordre minimum 5, est un bon candidat pour décrire le comportement du PA.

Pour des PAs à étage-unique, les conversions AM/AM, AM/PM sont assez simples à modéliser car elles présentent des variations monotones. Par expérience et par mesure, cette technique pourra présenter de bons résultats de linéarisation, < -60 dBc, pour des signaux à largeur de bande faible.

Cependant, pour le PA Doherty, avec des non-linéarités différentes présentées par le PA principal et le(s) PA auxiliaire(s), les conversions d'AM/AM et AM/PM comportent souvent plusieurs changements de pente. Il est alors plus délicat de linéariser un tel amplificateur. Ainsi, la conception du DPA doit se faire en limitant les variations des conversions d'AM/AM, AM/PM afin de limiter les contraintes sur la DPD.

V.5) Performances en linéarité pour le Doherty à double-étage

Dans cette partie, le Doherty à double-étage est caractérisé pour connaitre son comportement en large-bande. Les résultats de simulation et de mesure sont présentés avec des signaux à différents ISBW dans les bandes de fréquence visées.

V.5.1) Caractéristiques simulées des impédances en basses fréquences présentées

L'étude précédente a montré l'importance des impédances présentées en bande de base sur les performances en linéarité, surtout pour des transistors polarisés en classe B ou C. En premier lieu, les caractéristiques des impédances à basses fréquences sont optimisées. L'objectif est d'augmenter la fréquence de résonance du réseau de découplage et aussi de réduire la variation à la résonance. Pour atteindre cet objectif, la connexion des capacités HIC est faite à l'intérieur du boitier et les capacités de découplage sont positionnées au plus près de l'accès.

Les caractéristiques de l'impédance de sortie Z_{BB_s} de l'étage finale et du PA driver sont présentées dans les Figure V- 28 et Figure V- 29.

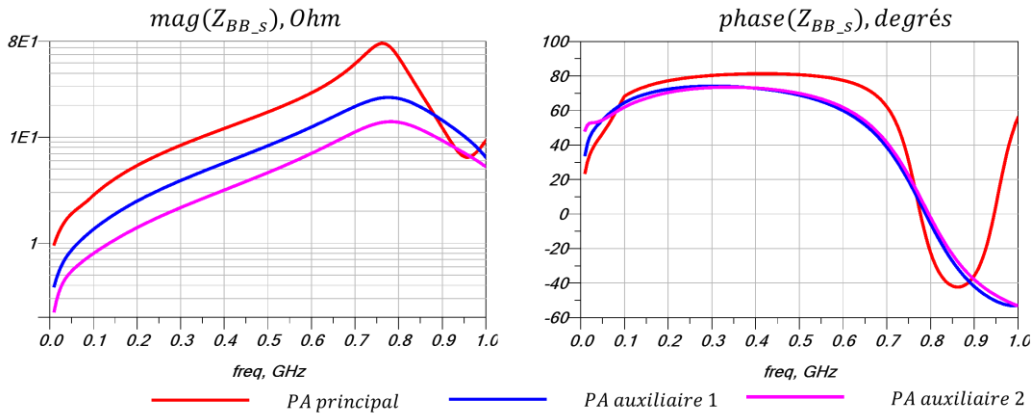


Figure V- 28 : Caractéristique de Z_{BB_s} du PA principal, auxiliaire 1 et 2 par simulation

Les fréquences de résonance de Z_{BB_s} pour le PA principal, auxiliaire 1 et auxiliaire 2 sont voisines de 750 MHz. L'impédance Z_{BB_s} du PA principal présente une bonne condition avec une valeur de 0.3 fois la charge optimale à 365 MHz. Pour les PAs auxiliaires 1 et 2, les impédances Z_{BB_s} sont respectivement de l'ordre de 0.5 et 0.25 fois la charge optimale. Les phases de ces Z_{BB_s} sont à faibles variations avant la fréquence de résonance. Ces caractéristiques présentent de bonnes conditions à 365 MHz. A 2*365 MHz, la situation devient légèrement dégradée. Une résistance pourra être ajoutée pour diminuer la résonance à 750 MHz.

Pour le PA driver, la fréquence de résonance de l'impédance Z_{BB_s} est limitée à 220 MHz. A 365 MHz, la valeur de Z_{BB_s} est de 0.16*Ropt. Malgré cette fréquence de résonance limitée, ces conditions de charge ne seront pas gênantes car le driver travaille avec un recul de 14 dB, ce qui assure d'assez bonnes conditions de linéarité.

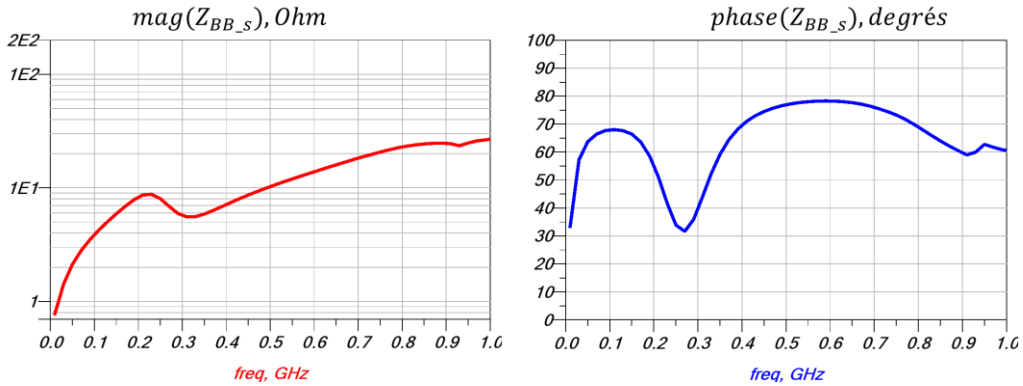


Figure V- 29 : Caractéristique de Z_{BB_s} du PA driver par simulation

Les caractéristiques des impédances d'entrée Z_{BB_e} du PA driver et de l'étage final sont présentées Figure V- 30. En général, ces résultats présentent une fréquence de résonance supérieure à 700MHz. Avec des résistances ajoutées, les impédances Z_{BB_e} sont maintenues à un niveau correct, de module de l'ordre de 10 Ohm à 365 MHz.

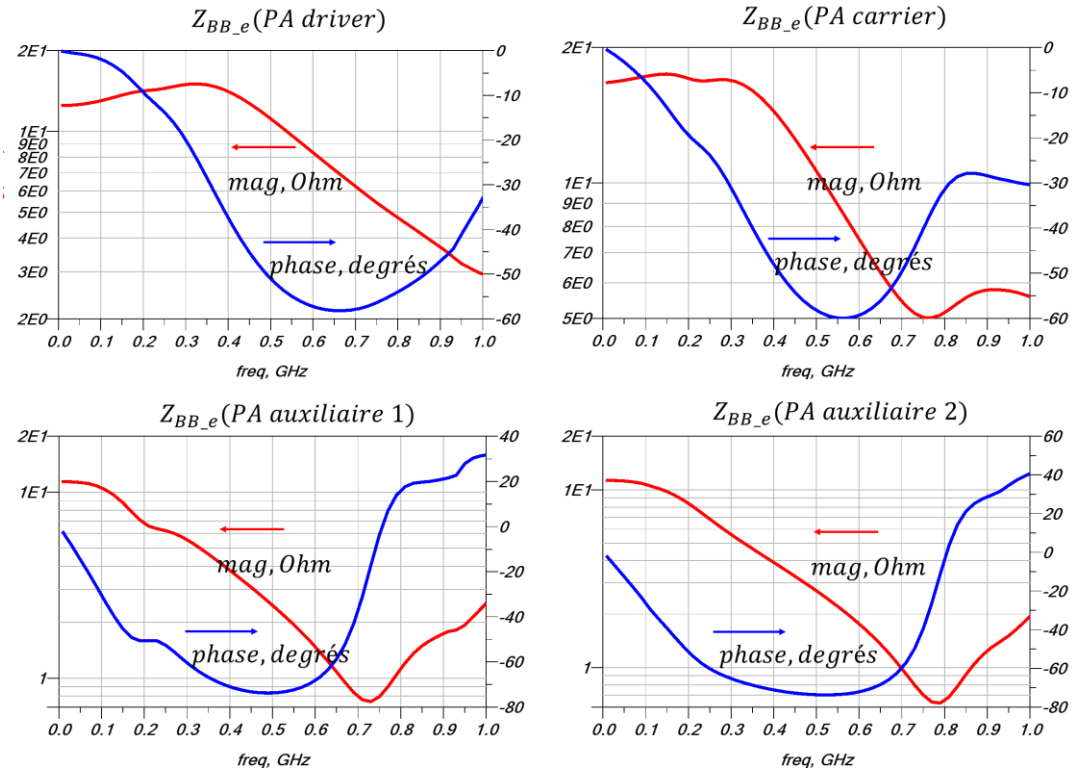


Figure V- 30 : Caractéristique de Z_{BB_e} du PA driver, principal, auxiliaire 1 et auxiliaire 2

V.5.2) Performances mesurées en IMD 3

En large-signal, la caractéristique d'IMD 3 est mesurée en fonction de l'écart de fréquence entre les deux porteuses. La fréquence centrale est choisie à 1950 MHz, pour éviter les fréquences supérieures à 2.17 GHz où l'adaptation de sortie n'est pas suffisamment bonne. Le résultat est présenté dans la Figure V- 31.

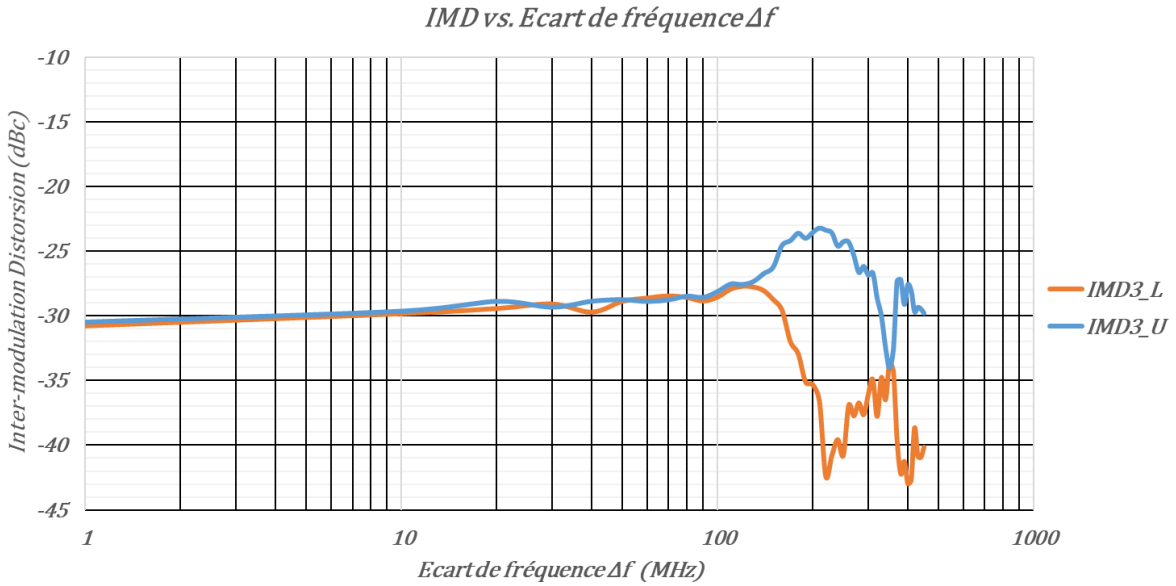


Figure V- 31 : Caractéristique d'IMD 3 en sortie, mesurée en fonction de l'écart de fréquence par rapport à la fréquence centrale de 1950 MHz

Ces mesures sont faites à la puissance de sortie de 34 dBm, où l'IMD 3 commence à atteindre -30 dBc, avec des écarts de fréquence de 1 MHz à 450 MHz. Les produits d'IMD 3 augmentent conjointement jusqu'à 150 MHz puis les courbes d'IMD3_L et IMD3_U commencent à se séparer. Après séparation, l'IMD3_U atteint un pic de – 24 dBc à 220 MHz, l'IMD3_L reste toujours à bas niveau autour de -35 dBc.

V.5.3) Linéarisation pour des signaux à ISBW faible

La Figure V- 32 présente le banc de test utilisé pour évaluer la linéarisation. Il est constitué d'un système DPD de NXP, piloté par PC, permettant d'évaluer les coefficients du modèle de l'amplificateur et de la DPD à implémenter, en choisissant parmi plusieurs expressions mathématiques. Les performances sont validées par l'analyse d'ACPR avec un analyseur de spectre.

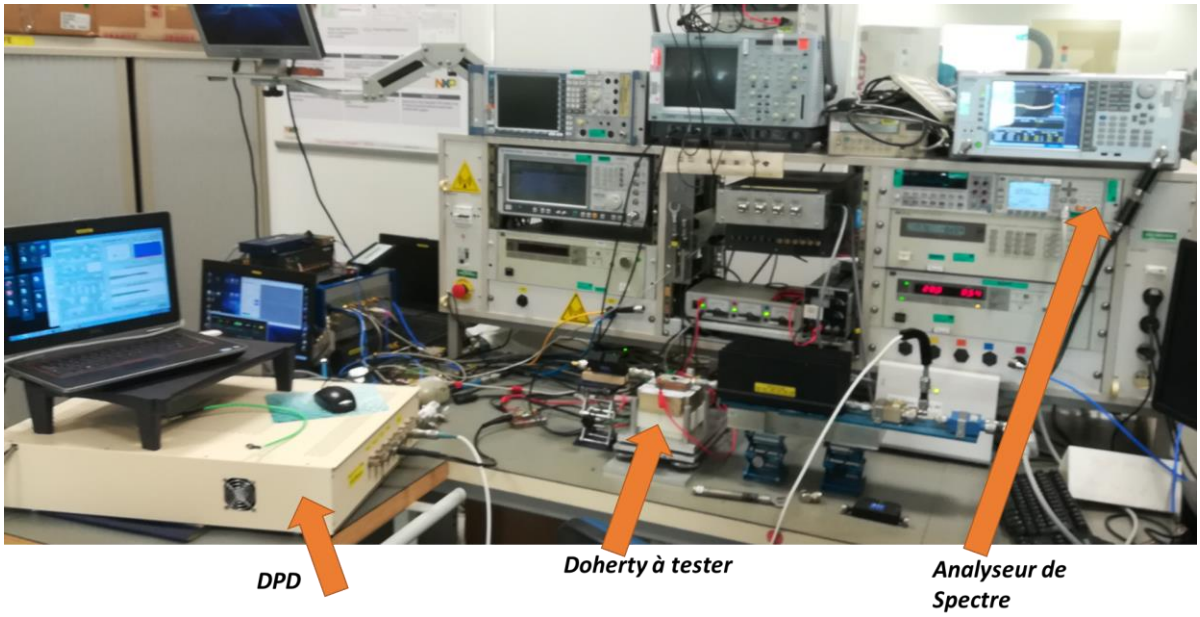


Figure V- 32 : Présentation du banc de test pour la linéarisation

La mesure de linéarisation est faite pour deux différents scénarios, un à ISBW faible soit un signal compris dans une seule bande, et l'autre à ISBW grande soit un signal dans les deux bands de B3 à B1. Le signal à tester est composé de porteuses du signal LTE à 20MHz de largeur de bande d'un PAPR de 7 dB. Ces tests sont faits avec la puissance de sortie autour de 40 dBm, soit 8 dB de recul. Les résultats à faible ISBW avec des mesures d'ACPR avant et après la linéarisation sont présentés dans les Tableau V- 6, Tableau V- 7, Tableau V- 8.

Tableau V- 6 : Résultats de linéarisation dans la bande LTE B3 de 1805-1880 MHz

ISBW	Ps, dBm	η, %	ACPR(L/U), dBc	ACPR_DPD(L/U), dBc
20 MHz	40.2	46.5	-34/-33	-64/-64
75 MHz	40.1	46.7	-36/-33	-59/-59

Tableau V- 7 : Résultats de linéarisation dans la bande LTE B2 de 1930-1990 MHz

ISBW	Ps, dBm	η, %	ACPR(L/U), dBc	ACPR_DPD(L/U), dBc
20 MHz	39.6	45.8	-34/-33	-64/-65
60 MHz	40.0	46.8	-35/-33	-59/-58

Tableau V- 8 : Résultats de linéarisation dans la bande LTE B1 de 2110-21700 MHz

ISBW	Ps, dBm	η, %	ACPR(L/U), dBc	ACPR_DPD(L/U), dBc
20 MHz	39.8	44.5	-34/-33	-62/-63
60 MHz	39.5	43.7	-35/-31	-58/-57

Les résultats montrent que le signal est linéarisé à un niveau d'ACPR < -60 dBc pour une porteuse et < -57 dBc pour deux porteuses. Le rendement linéarisé du PA varie de 46.7% à 43.7% selon la bande d'application. Une capture d'écran d'analyseur de spectre est présentée Figure V- 33, pour un ISBW de 75 MHz dans la bande B3, avec l'ACPR corrigé à -59 dBc.

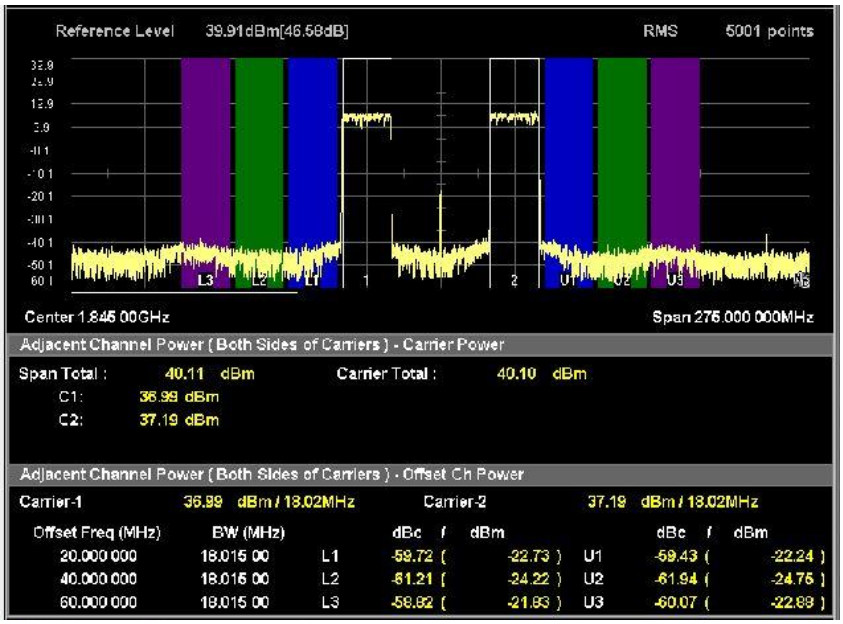


Figure V- 33 : Capture d'analyseur de spectre pour la linéarisation de deux porteuses LTE de 20 MHz d'ISBW 75 MHz dans la bande LTE B3

V.5.4) Linéarisation pour des signaux à ISBW grande

Le test à ISBW de 365MHz concerne une application spécifique avec deux porteuses positionnées dans les deux bandes extrêmes de B1 et B3. Premièrement, la Figure V- 34 présente une série de mesures d'IMD 10 et 12 en différents niveaux de puissance de sortie.

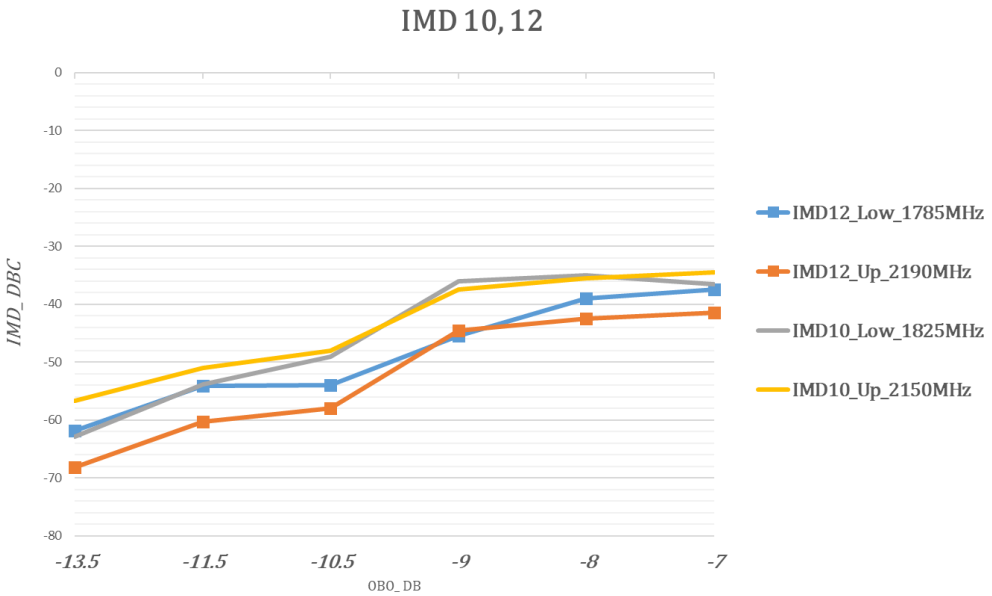


Figure V- 34 : Caractéristique d'IMD 10,12 en fonction de recul de puissance à ISBW=365 MHz

L'IMD 10 est dégradé de -50 dBc à -35 dBc pour des reculs de puissance de respectivement 11 dB et 9 dB. De plus, on note que le niveau d'IMD 10 est en général 5 dB plus grand que l'IMD 12, comme montré par l'analyse précédente par simulation. Prenons le critère de -45 dBc, le PA Doherty donnera des résultats de linéarisation intéressants à 10 dB de recul de puissance.

D'après les résultats de simulation, cette dégradation rapide est due à une impédance forte présentée à la résonance de 750 MHz, proche de la fréquence $2f_2 - 2f_1$. Avec une résistance de 2 Ohm ajoutée sur le HIC, le module à la résonance sera diminué d'un rapport 3 et le niveau d'IMD 10/12 sera réduit à -45 dBc par simulation. Cela nécessite un autre assemblage du Doherty qui n'a pas été réalisé.

Tableau V- 9 : Résultats de linéarisation dans les bandes LTE B1, B3 de 1805-2170 MHz

Ps (dBm)	H (%)	ACPR_DPD(L/U) (dBc)	OBO
36.4	37.84	-53.2/-54.6	~11.5 dB
37.36	39.93	-52/-53.6	~10.5 dB
38.84	42.72	-49.6/-50.5	~9 dB
39.56	42.24	-49.2/-52.7	~8.0 dB

Les résultats de linéarisation sont présentés dans le Tableau V- 9 à différents niveaux de puissance de sortie. Après la linéarisation, l'ACPR_L limite la linéarisation avec des niveaux d'ACPR corrigé < -49 dBc. Les rendements électriques sont sensiblement les mêmes car l'amplificateur est utilisé aux mêmes niveaux de puissance. Une capture d'analyseur de spectre est présentée dans la Figure V- 35 d'ISBW de 365 MHz dans les bandes B1 et B3, avec l'ACPR corrigé à < -53 dBc à la puissance de 37.36 dBm.

La comparaison des performances de linéarisation large-bande (ISBW = 365 MHz) avec l'état de l'art des PAs multibandes en technologie Si-LDMOS est résumé dans le Tableau V- 10. Le Doherty à double-étage conçu montre une amélioration de rendement pour une linéarisation d'ACPR au niveau de -50 dBc.

Tableau V- 10 : Résumé de la performance de linéarisation large-bande (ISBW = 365 MHz) des PAs multibandes, avec deux porteuses de signal LTE de 20 MHz de largeur de bande

P_s, dBm	η(%)	P_s saturée (dBm)	ACPR_DPD(L/U), dBc	Fréquence de résonance d'IMD 3	Année	Réf
36	27.5	43	-56.8/-56.6	180 MHz	2016	[45]
39.1	38.4	46	-55.7/-58.1		2017	[36]
38.8	42.7	48	-49.6/-50.5	220 MHz	2019	**C.T.**

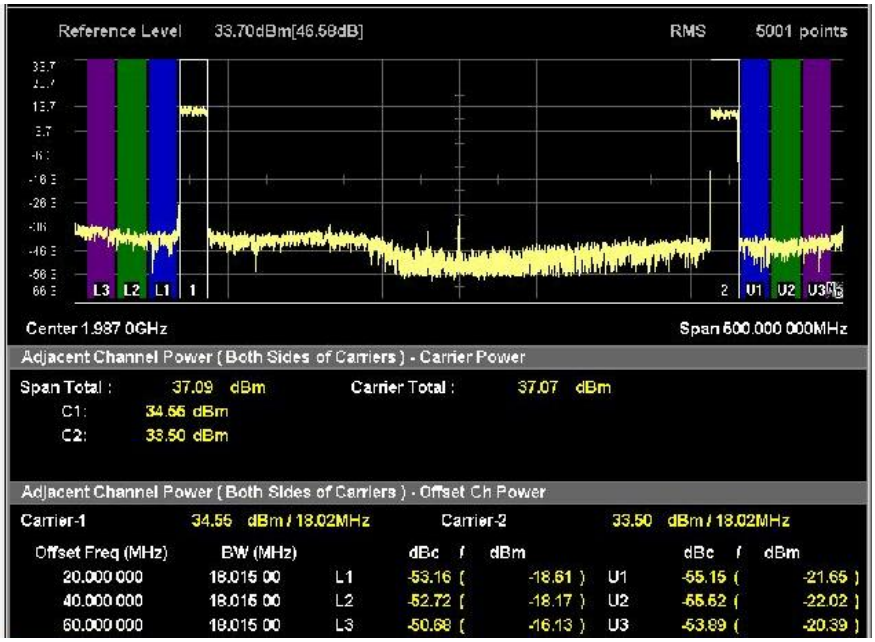


Figure V- 35 : Capture d'analyseur de spectre pour la linéarisation de deux porteuses LTE de 20 MHz d'ISBW 365 MHz dans les bandes LTE B1 et B3

V.6) Conclusion

Le comportement non linéaire du PA est introduit et étudié avec plus de détails dans ce chapitre.

A large-signal, la distorsion de signal provient de plusieurs éléments non linéaires des transistors tels que la source de courant de drain et les capacités intrinsèques (C_{gs}, C_{ds}, C_{gd}). Les performances en linéarité dépendent des conditions de polarisation de grille et donc de la classe de fonctionnement, ainsi que des impédances présentées par les réseaux d'adaptation de l'entrée et de la sortie. Pour minimiser l'impact de ces réseaux, les valeurs et les variations d'impédances devraient être faibles sur les bandes de fréquences considérées.

Au contraire des IMD 3, 5 qui apparaissent dans les canaux adjacents, compte tenu des fréquences utilisées comprise entre 1805 MHz et 2170 MHz, les composantes d'IMD 10/12 sont spécifiées car elles se traduisent par des composantes aux fréquences suivantes : 1785 MHz, 1825 MHz, 2150 MHz et 2190 MHz.

L'analyse des impacts des différents éléments du FET est proposée pour un PA à étage-unique puis pour la topologie de Doherty.

Dans la considération d'un PA à un étage-unique polarisé en classe B ou C, la non-linéarité la plus importante vient de la source de courant. L'effet de mise en conduction et de coupure du FET génère des composantes importantes à différentes fréquences. Par exemple,

pour un FET polarisé en classe B, le module du courant de drain à $f_2 - f_1$ est de l'ordre de 0.45 fois celui à la fréquence fondamentale. Pour cette classe, l'impédance en basses fréquences présentée devra être faible pour réduire les effets non-linéaires. L'optimisation du réseau de découplage de sortie consistera à avoir une impédance Z_{BB_s} de module inférieur à 0.5 R_{opt}. Pour le réseau de découplage d'entrée, l'écart entre la composante à $f_2 - f_1$ et la composante fondamentale est de -20 dB, d'où un effet beaucoup moins important. Toutefois, pour la conception du PA, la fréquence de résonance devra s'éloigner de l'ISBW visée, voire de deux fois l'ISBW.

L'analyse sur le Doherty est menée en considérant les différentes classes de fonctionnement du PA principal et auxiliaire, ainsi que la modulation de charge. Après le premier point de transition, la non-linéarité du PA principal devient plus importante avec une forme d'onde de courant plus saturée. Le PA Doherty peut présenter de meilleurs résultats sur certains niveaux de puissance si des phénomènes de compensation ou annulation, dits " Sweet Spot ", sont obtenus.

Différentes approches de linéarisation sont introduites et la technique de prédistorsion numérique est utilisée pour connaitre les performances du Doherty réalisé après linéarisation. Des résultats de mesure pour le Doherty à deux étages sont présentés pour différentes largeurs de bande des signaux. A faible ISBW (< 75 MHz), l'ACPR est corrigé à un niveau de -59 dBc pour 8 dB de recul. A grande ISBW (365 MHz), l'ACPR est corrigé à niveau de -50 dBc pour un recul autour de 9 dB.

CHAPITRE V

Conclusion Générale

En introduction à ce travail, est présentée l'évolution des normes de communication de téléphone mobile jusqu'à la 5G pour satisfaire les besoins en débits et la multiplication des applications sans fil visées. Ainsi, les stations de base vont aussi évoluer vers une solution Massive MIMO fortement intégrée notamment envisagée dans le scénario Enhanced Mobile Broadband (EMBB) à forts débits. Dans ce contexte, l'intégration du PA sera un élément critique au développement de tels systèmes.

Le rendement et la linéarité, les deux facteurs importants, sont introduits pour présenter des caractéristiques fondamentales d'un PA. En considérant des signaux à forte dynamique d'amplitude, soit de grand PAPR, le rendement du PA sur la dynamique de variation des signaux, sera le premier facteur à améliorer. Parmis les techniques développées, compte tenu de la simplicité de mise en œuvre et des développements actuels, la technique de Doherty est choisie pour atteindre l'objectif de cette thèse. Les études théoriques de la technique Doherty sont présentées avec les caractéristiques de rendement obtenues à partir des différentes topologies possibles.

Dans le 2^{ième} chapitre, les considérations pratiques essentielles pour l'implémentation de la technique de Doherty son détaillées, spécifiquement au sens de fonctionnement à fort recul de puissance et large-bande de fréquence.

Ainsi, compte tenue de la polarisation en classe C de l'étage auxiliaire, une nouvelle étude a été réalisée. Elle permet de trouver les conditions de mise en conduction des sources de courant et les conditions de combinaison de courant en fonction du niveau de puissance pour améliorer le rendement sur un recul donné. D'après cette analyse basée sur l'excitation d'entrée, supposée de module identique sur chaque amplificateur, les points de polarisations et la nouvelle taille réadaptée du PA auxiliaire (Tableau II- 2) sont donnés pour différents rapports d'asymétrie des courants à saturation.

L'autre point à considérer lors de la pratique est la non-linéarité des capacités non-linéaires C_{gs}, C_{gd} et C_{ds}, qui engendre des dégradations des conditions d'alignement en amplitude et phase des courants de sortie. Des techniques de compensation sont présentées pour compenser le fait de polarisation en classe C. De même, pour la phase, la déviation de l'écart

de phase d'entrée entre les étages devrait être au maximum de 10 degrés sur la largeur de bande visée pour l'application.

Une étude sur différentes techniques d'extension de la largeur de bande de fonctionnement de l'amplificateur Doherty est présentée. En termes d'intégration, la méthode d'absorption de C_{ds} est très intéressante et doit permettre la conception d'un DPA large bande intégré.

Dans le 3ième chapitre, dans le but d'améliorer le rendement global et d'étendre la dynamique d'utilisation, la topologie du PA Doherty à trois voies est introduite avec un deuxième pic de rendement ajouté.

Les caractéristiques théoriques autour du Doherty à 3 voies sont détaillées avec la détermination des impédances caractéristiques des inverseurs d'impédance, des deux points de transition ε_1 et ε_2, et l'étude du comportement en puissance et rendement des PAs sur toute la dynamique du fonctionnement.

Une analyse nouvelle, en considérant le fonctionnement en classe C pour les deux PAs auxiliaires, est ensuite déployée. Prenant en compte des points de polarisation des deux PA auxiliaires généralement plus bas que celui du Doherty à 2 voies, l'obtention des courants nécessaires passe par l'optimisation des conditions de fonctionnement de chaque étage. Les conditions de travail, par exemple les points de transition ainsi que les tailles nécessaires pour obtenir une modulation de charge correcte ont été développées avec deux exemples de rapports de courant 1 : 2 : 1 et 1 : 3 : 3.

En même temps, du fait que le PA principal sera sursaturé à forte puissance, la composante de courant à la fréquence fondamentale va augmenter de 10% à 20%, ce qui présente un autre point critique pour le Doherty à 3 voies. Comme montré, ce courant sursaturé modifie ensuite les conditions de recombinaison avec les courants délivrés par les PAs auxiliaires.

Pour assurer l'amélioration du rendement du Doherty à trois voies, la combinaison de courant doit répondre à des conditions spécifiques afin de ne pas distordre la modulation de charge des PAs. Par exemple, il faudrait éviter une augmentation de l'excursion de V_{ds} qui pourrait se rapprocher de tension de claquage. Comparé à un Doherty à deux voies, la topologie Doherty à trois voies offre plus de flexibilité et une plus grande dynamique de maintien du rendement, avec une puissance réduite de chaque PA unité.

Le 4ième chapitre présente la conception, la réalisation et la mesure d'un Doherty intégré à 3 voies de puissance saturée de 60W dans la bande de 1805-2170 MHz avec une topologie choisie pour un rapport de courant de 1 : 3 : 3. La nouvelle architecture proposée avec l'absorption de C_{ds} dans un Doherty à 3 voies est conçu en deux étapes : le combineur de sortie puis le splitter d'entrée intégré.

Le combineur intégré réalisé avec les fils de bonding est notamment optimisé pour le fonctionnement large-bande en mode « faible puissance » et en mode « puissance-saturée ». L'utilisation combinée de la topologie Wilkinson et distribuée permet en même temps une répartition de puissance large bande entre les trois FETs LDMOS et une bonne isolation entre les voies principale et auxiliaires. Un Doherty à double-étage avec un driver ajouté est conçu pour fournir une solution MMIC à fort gain de 4.2 mm*4.7 mm.

En mesure, le Doherty à 3 voies avec le splitter mixte montre de meilleurs résultats en termes de maintien de performances sur toute la bande. Sur la bande de 1.805 GHz à 2.17 GHz, le Doherty à 3 voies montre un rendement > 49 % à 8 dB de recul. Le gain mesuré est de 12.5 dB à 14.1 dB avec une puissance saturée de 47.2 dBm à 47.8 dBm. Une faible dispersion d'AM/PM de 17 degrés à 25 degrés est mesurée. Sur la même bande, le Doherty à double-étage présente un rendement de 47.3% à 43.7% à 8 dB de recul, soit 40 dBm.

Le DPA à 3 voies, avec la nouvelle architecture proposée, présente un meilleur rendement comparé avec d'autres travaux publiés sur des amplificateurs large-bande en technologie Si-LDMOS sur la bande B1 à B3.

Dans le 5ième chapitre, la non-linéarité du PA est étudiée en détails afin de fixer des règles de conception. L'effet mémoire a été mis en évidence par la présence de termes d'intermodulation d'amplitude et de phase fonctions des impédances présentées à différentes bandes de fréquence, bande de base, bande utile et harmoniques. De cette étude il est déduit que les circuits d'adaptation, découplage et alimentation doivent être conçus en respectant des contraintes sur les différentes bandes de fréquence. Pour le DPA conçu, destiné pour une amplification sur la bande 1805 MHz - 2170 MHz, les termes d'intermodulation IMD 3 et IMD 10/12 (1785 MHz, 1825 MHz, 2150 MHz, 2190 MHz) sont spécifiquement considérés car ils apparaissent dans les canaux adjacents.

Dans la considération d'un PA à un seul-étage, la non-linéarité la plus importante vient de la source de courant, surtout pour des polarisations type B ou C comme dans un amplificateur Doherty. Il est alors important de chercher à présenter une impédance en bande de base Z_{BB_S}

de valeur faible, de module inférieur à 0.5 R_{opt}, en évitant des phénomènes de résonance dans la bande ou en les amortissant.

L'analyse du comportement non-linéaire est alors menée sur le Doherty en considérant deux aspects, les différentes classes de fonctionnement du PA principal et auxiliaire, et la modulation de charge.

Des résultats de mesure avec une prédistorsion numérique pour le Doherty à deux étages sont présentés. Pour des signaux à faible ISBW (< 75 MHz), l'ACPR est corrigé à un niveau de -59 dBc pour 8 dB de recul. A grande ISBW (365 MHz), l'ACPR est corrigé à un niveau de -50 dBc pour un recul autour de 9 dB.

Ces mesures de linéarité à différentes largeurs de bande instantanées sont très encourageantes et valident la nouvelle architecture du Doherty à trois voies asymétriques.

Perspectives

Ce travail a permis de faire la synthèse d'éléments de conception d'un amplificateur Doherty large-bande de haut niveau de rendement, de gain, d'intégration et de large bande passante VBW. De nombreux enseignements ont pu en être tirés et permettent d'envisager plusieurs perspectives.

L'étude du maintien du rendement en prenant en compte la non-linéarité intrinsèque du FET a permis de connaitre les conditions d'obtention de la modulation de charge. Les conditions idéales sont difficiles à obtenir sur l'ensemble de la bande de fréquence de fonctionnement. Pour de larges bandes de fréquence, elles nécessitent une optimisation des réseaux d'adaptation. Une première perspective serait de poursuivre le travail présenté sur l'adaptation large bande et de proposer une étude conjointe des réseaux d'entrée et de sortie. L'idée serait de pouvoir compenser un désalignement en sortie du DPA par une modification de la réponse du circuit de répartition d'entrée du DPA.

Toujours dans cet objectif d'amélioration de la largeur de bande, un axe d'étude serait l'intégration d'un étage « driver » sur chaque branche, principal et auxiliaires, du DPA. Cette configuration permettrait également un meilleur contrôle en amplitude de chaque étage de puissance. Il serait alors possible d'envisager de plus importantes modulations de charge pour viser l'amélioration des performances sur une plage plus importante de recul de puissance, ce qui donnera un bénéfice de plus pour des signaux avec de forts facteurs crêtes.

Un autre travail important est l'optimisation de la linéarité et principalement pour de fortes largeurs de bandes instantanées. L'optimisation du réseau de découplage d'alimentation pourra amener de meilleures performances. Les solutions dépendent des technologies de composants utilisées et de leurs évolutions. Ainsi, des solutions d'intégration hybrides pourraient être utilisées, avec des substrats à grande constante diélectrique. Elles permettraient d'encapsuler, dans un seul boitier de l'amplificateur, des fonctions réalisées à l'extérieur jusqu'à présent. L'intérêt serait de réduire certaines longueurs électriques et de repousser ainsi des fréquences de résonance. La surface totale de l'amplificateur serait également réduite par cette plus forte intégration, ce qui représente un très grand intérêt pour le développement des applications Massive MIMO.

PERSPECTIVES

Publications et communications relatives à ce travail

[1] H. ZHANG, I. BLEDNOV, C. DUVANAUD, S, BACHIR, "Amplificateur de puissance Doherty Intégré Large bande Optimise en Rendement et en Linéarité pour application de Small Cell," 20ième Journées National Microondes, Saint-Malo, Mai 2017.

[2] H. ZHANG, S. De MEYER, C. DUVANAUD, S, BACHIR, "A 50W Highly Linear 3-Way Integrated Wideband Doherty PA for Small-Cell Application," European Microwave Week, EuMIC, Madrid, September 2018.

PUBLICATIONS

Bibliographies

[1] S. Sesia, I. Toufik, et M. Baker, *LTE - The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*. Wiley, 2011.

[2] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, 2006.

[3] A. Grebennikov, N. O. Sokal, et M. J. Franco, *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*. Elsevier Science, 2012.

[4] F. Huin, « Etude des formes d'ondes permettant une optimisation des performances des amplificateurs de puissance : application à la conception d'amplificateurs, à faible tension de polarisation, pour les communications mobiles », thesis, Limoges, 2001.

[5] N. B. de Carvalho et J. C. Pedro, « Large signal IMD sweet spots in microwave power amplifiers », in *1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.99CH36282)*, 1999, vol. 2, p. 517-520 vol.2.

[6] L. R. Kahn, « Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration », *Proc. IRE*, vol. 40, n° 7, p. 803-806, juill. 1952.

[7] J. Staudinger *et al.*, « High efficiency CDMA RF power amplifier using dynamic envelope tracking technique », in *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*, 2000, vol. 2, p. 873-876 vol.2.

[8] H. Chireix, « High Power Outphasing Modulation », *Proc. Inst. Radio Eng.*, vol. 23, n° 11, p. 1370-1392, nov. 1935.

[9] W. H. Doherty, « A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves », *Proc. Inst. Radio Eng.*, vol. 24, n° 9, p. 1163-1182, sept. 1936.

[10] A. Grebennikov, *Rf And Microwave Power Amplifier Design*. 2004.

[11] Y. Yang, J. Cha, B. Shin, et B. Kim, « A microwave Doherty amplifier employing envelope tracking technique for high efficiency and linearity », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 13, n° 9, p. 370-372, sept. 2003.

[12] N. Dubuc, « Modélisation électrothermique de transistors MESFET SiC et optimisation d'une architecture Doherty pour l'amplification de puissance à haut rendement », PhD Thesis, 2003.

[13] A. Z. Markos, P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofre, M. Imbimbo, et G. Kompa, « A 6W Uneven Doherty Power Amplifier in GaN Technology », in *2007 European Conference on Wireless Technologies*, 2007, p. 379-382.

[14] S. Hai-lei et B. Jing-fu, « Three-way Doherty power amplifier with uneven power drive », in *2008 11th IEEE International Conference on Communication Technology*, 2008, p. 293-296.

[15] W. Chen, S. Zhang, Y. Liu, Y. Liu, et F. M. Ghannouchi, « A Concurrent Dual-Band Uneven Doherty Power Amplifier with Frequency-Dependent Input Power Division », *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 61, n° 2, p. 552-561, févr. 2014.

[16] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2012.

[17] J. Pang, S. He, C. Huang, Z. Dai, J. Peng, et F. You, « A Post-Matching Doherty Power Amplifier Employing Low-Order Impedance Inverters for Broadband Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, nº 12, p. 4061-4071, déc. 2015.

[18] M. N. A. Abadi, H. Golestaneh, H. Sarbishaei, et S. Boumaiza, « An extended bandwidth Doherty power amplifier using a novel output combiner », in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, 2014, p. 1-4.

[19] M. N. A. Abadi, H. Golestaneh, H. Sarbishaei, et S. Boumaiza, « Doherty Power Amplifier With Extended Bandwidth and Improved Linearizability Under Carrier-Aggregated Signal Stimuli », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 26, nº 5, p. 358-360, mai 2016.

[20] J. H. Qureshi, N. Li, W. C. E. Neo, F. van Rijs, I. Blednov, et L. C. N. de Vreede, « A wide-band 20W LMOS Doherty power amplifier », in *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2010, p. 1504-1507.

[21] D. Y. Wu et S. Boumaiza, « A Modified Doherty Configuration for Broadband Amplification Using Symmetrical Devices », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, nº 10, p. 3201-3213, oct. 2012.

[22] R. Giofre, P. Colantonio, et F. Giannini, « A design approach to mitigate the phase distortion in GaN MMIC Doherty Power Amplifiers », in *2016 11th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2016, p. 133-136.

[23] A. Grebennikov et J. Wong, « A Dual-Band Parallel Doherty Power Amplifier for Wireless Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, nº 10, p. 3214-3222, oct. 2012.

[24] R. Giofré, L. Piazzon, P. Colantonio, et F. Giannini, « A distributed matching/combining network suitable for Doherty power amplifiers covering more than an octave frequency band », in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, 2014, p. 1-3.

[25] J. J. Moreno Rubio, V. Camarchia, M. Pirola, et R. Quaglia, « Design of an 87% Fractional Bandwidth Doherty Power Amplifier Supported by a Simplified Bandwidth Estimation Method », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, nº 3, p. 1319-1327, mars 2018.

[26] R. Giofre, P. Colantonio, F. Giannini, et L. Piazzon, « New Output Combiner for Doherty Amplifiers », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 23, nº 1, p. 31-33, janv. 2013.

[27] J. He, J. H. Qureshi, W. Sneijers, D. A. Calvillo-Cortes, et L. C. N. deVreede, « A wideband 700W push-pull Doherty amplifier », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-4.

[28] F. H. Raab, « Efficiency of Doherty RF Power-Amplifier Systems », *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. BC-33, nº 3, p. 77-83, sept. 1987.

[29] W. C. E. Neo, J. Qureshi, M. J. Pelk, J. R. Gajadharsing, et L. C. N. de Vreede, « A Mixed-Signal Approach Towards Linear and Efficient N-Way Doherty Amplifiers », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, nº 5, p. 866-879, mai 2007.

[30] M. J. Pelk, W. C. E. Neo, J. R. Gajadharsing, R. S. Pengelly, et L. C. N. de Vreede, « A High-Efficiency 100-W GaN Three-Way Doherty Amplifier for Base-Station Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, nº 7, p. 1582-1591, juill. 2008.

[31] J. He, T. Zhang, Y. Zhang, Y. Wang, B. Zhang, et J. Gajadharsing, « A 500-W high efficiency LDMOS classical three-way Doherty amplifier for base-station applications », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2016, p. 1-4.

[32] R. Hajji, L. Ledezma, G. Burgin, J. Gengler, et T. Landon, « 85W Pavg, 500W peak power, 1.8–2.2GHz wideband GaN Doherty power amplifier », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, p. 1106-1109.

[33] A. Philippon-Martin, « Étude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium : conception et réalisation d'amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules cascodes en montage flip-chip et technologie MMIC », PhD Thesis, 2007.

[34] M. Nick et A. Mortazawi, « Adaptive Input-Power Distribution in Doherty Power Amplifiers for Linearity and Efficiency Enhancement », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, nº 11, p. 2764-2771, nov. 2010.

[35] « A compact 60 W MMIC amplifier based on a novel 3-way 1:2:1 Doherty architecture with best-in-class efficiency for small cells », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, p. 118-121.

[36] S. Min, H. Christange, et M. Szymanowski, « Two-stage integrated doherty power amplifier with extended instantaneous bandwidth for 4/5g wireless systems », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, p. 122-125.

[37] X. Moronval, J. van der Zanden, et M. Ercoli, « A 100 W tri-band LDMOS integrated Doherty amplifier for LTE-advanced applications », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-3.

[38] X. Moronval et J. Gajadharsing, « A 100 W multi-band four-way integrated Doherty amplifier », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2016, p. 1-3.

[39] H. Zhang, S. D. Meyer, C. Duvanaud, et S. Bachir, « A 50W Highly Linear 3-Way Integrated Wideband Doherty PA for Small-Cell Application », in *2018 13th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2018, p. 261-264.

[40] H. Sarbishaei, D. Y. Wu, et S. Boumaiza, « Linearity of GaN HEMT RF power amplifiers - a circuit perspective », in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, p. 1-3.

[41] D. Schreurs, M. O'Droma, A. A. Goacher, et M. Gadringer, *RF Power Amplifier Behavioral Modeling*. Cambridge University Press, 2008.

[42] J. C. Pedro et J. Perez, « Accurate simulation of GaAs MESFET's intermodulation distortion using a new drain-source current model », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, nº 1, p. 25-33, janv. 1994.

[43] X. Chen, W. Chen, F. M. Ghannouchi, Z. Feng, et Y. Liu, « Enhanced Analysis and Design Method of Concurrent Dual-Band Power Amplifiers With Intermodulation Impedance Tuning », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, nº 12, p. 4544-4558, déc. 2013.

[44] S. A. Bassam, W. Chen, M. Helaoui, F. M. Ghannouchi, et Z. Feng, « Linearization of Concurrent Dual-Band Power Amplifier Based on 2D-DPD Technique », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, n° 12, p. 685-687, déc. 2011.

[45] S. Min, J. Kim, M. Szymanowski, et G. Tucker, « A 20W and broadband two-stage LDMOS power amplifier with high-Q Cu integrated passive device for multi-band and multi-standard applications », in *2016 11th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2016, p. 520-523.

Résumé

Ces travaux de recherche concernent la conception, la réalisation et la mesure des circuits d'amplification Doherty LDMOS intégrés large-bande pour stations de base, nécessaires au développement de la 5G. Suite à la recherche des techniques pour l'amélioration du rendement électrique pour des signaux à forte dynamique d'amplitude et les possibilités d'intégration, la technique Doherty a été choisie. Des études sur les structures Doherty à deux puis trois voies montrent que l'amélioration de rendement pourra être renforcée et étendue par l'ajout d'un troisième étage avec des tailles de transistors calculées en prenant en compte un fonctionnement en classe C des étages auxiliaires. Des limitations d'utilisation de la technique Doherty sont montrées par la prise en compte des différentes non-linéarités des transistors LDMOS. La recherche des architectures large-bandes montre que la technique d'absorption du C_{ds} et l'utilisation de circuits de répartition de type mixte en entrée présentent des avantages pour l'intégration. A partir des différentes études, des amplificateurs de puissance Doherty MMIC à trois voies ont été réalisés avec un ratio d'asymétrie de 1 : 3 : 3 dans la bande de 1805 MHz à 2170 MHz. Les performances expérimentales montrent les potentialités du Doherty et notamment une nette amélioration du rendement sur toute la bande de fréquence. Des considérations spécifiques d'adaptation sont présentées dans le but de réduire les produits de distorsions d'ordre 3, 10 et 12 (IMD 10 /12). Les mesures de linéarité à différentes largeurs de bande instantanées sont très encourageantes et valident la nouvelle architecture du Doherty à trois voies asymétriques.

Mots-clés : *Amplificateur de puissance RF, télécommunication radio cellulaire, Doherty intégré large-bande, MMIC, LDMOS, C_{ds} absorption, linéarité, largeur de bande instantanée.*

Abstract

This work presents the design, realization and measurement result of integrated broadband Doherty amplification circuits for base stations, required for 5G. Initially, based on the research for techniques to improve electrical efficiency for signals with high dynamic range, the Doherty technique is chosen to continue the work. Studies on different Doherty architectures showed that performance can be improved and extended by adding a third stage (3-way Doherty) with calculated auxiliary transistors' sizes for which are operated in class C mode. Limitations on the practical use of the Doherty technique is demonstrated by the considerations of various non linearities of the LDMOS transistors. The research of wideband architectures shows simultaneous advantages of integration and broadband capability by the C_{ds} absorption technique and the use of mixed type of input splitters. Based on the results of various studies, three-way Doherty MMIC power amplifiers were designed and realized using the C_{ds} absorption technique with an asymmetry ratio of 1 : 3 : 3 in the band of 1805 MHz to 2170 MHz. Experimental performances have shown the potentialities of the 3-way Doherty and a clear efficiency improvement over the entire frequency band. Specific wideband operating conditions are presented to reduce distortion products of third (IMD 3), 10th and 12th (IMD 10/12). The linearity measurements at different instantaneous bandwidths are very encouraging and validate the new asymmetric three-way Doherty architecture.

Keywords : *RF power amplifier, cellular radio telecommunication, wideband integrated Doherty, MMIC, LDMOS, C_{ds} absorption, linearity, instantaneous signal bandwidth.*