

Circuits de protection et de linéarisation à très basse consommation pour amplificateurs de puissance RF monolithiques à fort rendement et haute linéarité

Walid Karoui

▶ **To cite this version:**

Walid Karoui. Circuits de protection et de linéarisation à très basse consommation pour amplificateurs de puissance RF monolithiques à fort rendement et haute linéarité. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2007. Français. NNT : . tel-00195582

HAL Id: tel-00195582
https://theses.hal.science/tel-00195582

Submitted on 11 Dec 2007

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Année 2007

THÈSE

Préparée au
Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS

En vue de l'obtention du
Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse

Spécialité : *Electronique*

par
Walid Karoui

CIRCUITS DE PROTECTION ET DE LINEARISATION À TRES BASSE CONSOMMATION POUR AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF MONOLITHIQUES À FORT RENDEMENT ET HAUTE LINEARITE

Soutenue le 25 Juin 2007 devant le jury :

Président :	J.	GRAFFEUIL
Directeur de thèse :	T.	PARRA
Rapporteurs :	R.	QUERE
	J.L.	GAUTIER
Examinateurs :	A.	FABRE
	Ph.	RIONDET

A ma mère, à mon père,

A tous ceux que j'aime …,

Remerciements

Cette thèse a été préparée, au sein de l'équipe de conception "RF/IF PA" du département Radio Product Division (RPD) de l'entreprise Freescale Semi-conducteurs à Toulouse, en collaboration avec l'équipe MOST (Microondes et Opto-microondes pour Systèmes de Télécommunications), anciennement appelée groupe CISHT (Composants et Intégration de Systèmes Hyperfréquences pour les Télécommunications), du LAAS-CNRS. Elle a été réalisée dans le cadre d'un contrat CIFRE associant ce Laboratoire et la société Freescale semi-conducteurs.

Je remercie en premier lieu Messieurs Malik Ghallab et Raja Chatila, directeurs successifs du LAAS et Monsieur Olivier Llopis, chargé de recherche au LAAS et responsable du groupe MOST, pour la confiance qu'ils m'ont témoignée en m'accueillant dans le laboratoire.

Je remercie également Messieurs Philippe Gorisse et Glen Crumley, successivement responsables de l'équipe de conception d'amplificateurs de puissance RF pour téléphonie mobile au sein de Freescale-Toulouse pour m'avoir accueilli dans leur équipe et pour la confiance qu'ils m'ont témoignée en m'impliquant à part entière, tout au long de mes trois années de thèse, dans la conception de produits commerciaux pour téléphonie mobile.

Je remercie vivement Monsieur Jacques Graffeuil, Professeur à l'Université Paul Sabatier-Toulouse III, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de ma soutenance de thèse.

Je remercie vivement Monsieur Raymond Quéré Professeur à l'IXLIM/IUT de Brive, et Monsieur Jean-Luc Gautier, professeur à l'ECIME/ENSEA à Cergy Pontoise, qui ont bien voulu me faire l'honneur de juger ce travail en acceptant, malgré leurs nombreuses contraintes et activités d'enseignements et de recherches, d'en être rapporteurs.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur Alain Fabre, Professeur à l'IMS/ENSEIRB à Bordeaux pour avoir accepter d'examiner mes travaux de recherches.

Je remercie du fond du cœur Thierry Parra, Professeur à l'université Paul Sabatier-Toulouse III, qui a assuré la direction de cette thèse. L'aboutissement et la réussite de ces travaux ont été possibles grâce à sa pédagogie d'encadrement, ses remarques très pertinentes et constructives. Je le remercie aussi pour ses conseils, sa disponibilité et la patience dont il a

fait preuve lors de la rédaction et la correction de ce mémoire. J'espère aussi qu'il a réussi à me transmettre un peu de son don de rédaction, de synthèse et de présentation de résultats, indispensables pour valoriser tout travail de recherche. Je le remercie aussi profondément pour m'avoir aider à faire le bon choix professionnel à l'issue de ma thèse et m'encourager pour venir à bout du manuscrit final.

J'exprime ma profonde gratitude à Philippe Riondet, responsable de l'équipe validation RF 2.75G à la division RPD de Freescale, qui m'a accueilli et encadré pendant mes trois années de thèse au sein de Freescale, et qui m'a embauché dans son équipe à l'issue de ma thèse. Je lui en suis très reconnaissant.

Je remercie également Pierre Savary, ancien « design leader » sur le produit Raptor6, pour ses précieux conseils, sa disponibilité et pour avoir co-encadré ma thèse pendant quelques mois.

Je remercie aussi tous les "designers" de l'ancienne équipe "PA" pour leur accueil, leur sympathie et la bonne ambiance qu'ils ont contribué à créer et en particulier Fréderic Fraysse (chasseur de sangliers attitré du service), Xavier (le nordiste, ancien joueur de l'équipe de France de volley-ball au mondial de 1986 !), Matthieu Aribaud (dit le Varois), Vincent Esnault le surfeur du groupe, Arnaud (le Roumain), Vincent Vanhuffel (dit le belge), Franck Rousseau (allez la CGT !), Arnaud Girardot, Brigitte, Laurent, Christian, Gérald, Gilles, Didier, Thierry, François, Jacques, Laëtitia, Joris, Dominique (l'homme qui a osé coupé l'électricité à Klaus !), Jalal et Patrick.

Je remercie aussi Rachid et Zohra Jaoui, Barbara (dite Maïté) et François Frugier et enfin Jean-Luc et Florence Vayr pour leur soutien, leurs encouragements et les nombreux coups de mains qu'ils m'ont donnés.

Merci à l'ensemble des doctorants et anciens doctorants du groupe MOST pour la bonne ambiance qu'ils ont contribué à former surtout lors des JNM et notamment Christophe Viallon, Mohammed Aissi avec qui j'ai souvent discuté pendant les weekends passés au LAAS, Damien, Laurent, Jean Pierre, Benoit et tous les autres que je n'ai pas pu fréquenter suffisamment durant ma thèse vue qu'elle s'est déroulée à temps plein au sein de Freescale.

Enfin, je souhaite remercier tout particulièrement mes parents pour leur soutien et leur encouragement ainsi que mes deux frères et sœurs.

Sommaire

Sommaire 5
INTRODUCTION GENERALE.....7
Chapitre I. GENERALITES SUR LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE 11
I.1 Introduction.....12
I.2 Technologies utilisées 12
I.3 Architecture générique d'un module d'amplification de puissance pour téléphonie mobile.....13
I.4 Les boucles de contrôle de puissance.....17
I.4.1 Contrôle de la puissance de sortie en boucle fermée.....17
I.4.2 Contrôle de la puissance de sortie en boucle ouverte (Open Loop) 19
I.4.3 Bilan.....21
Chapitre II. ROBUSTESSE DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE.....23
II.1 Introduction.....24
II.2 La désadaptation d'impédance 25
II.3 Mécanismes de défaillance des transistors de puissance.....31
II.3.1 L'emballement thermique 31
II.3.2 Le phénomène d'avalanche.....34
II.4 Etat de l'art des différentes techniques de protection des amplificateurs de puissance contre la désadaptation d'impédance 37
II.4.1 Solution technologique 37
II.4.2 Dispositifs de protection 38
II.4.3 Conclusions.....50
II.5 Conception et test d'un circuit de protection 51
II.5.1 Origine de la défaillance d'un amplificateur multi-étages.....51
II.5.2 Principe de protection 53
II.5.3 Conception d'un limiteur de courant collecteur 54
II.5.4 Implémentation du limiteur de courant sur Raptor6.....70
II.5.5 Conclusion 77
II.6 Conclusion 78
Références bibliographiques.....80
Chapitre III. LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 83
III.1 Introduction.....84
III.2 Compromis linéarité/rendement 86
III.3 Métriques pour l'évaluation de la linéarité.....87
III.3.1 Réponse en monoporteuse 88
III.3.2 Réponse en biporteuse.....89
III.3.3 Réponse à une modulation numérique 91
III.4 Etat de l'art des différentes techniques de linéarisation.....93
III.4.1 Les effets mémoires.....93
III.4.2 Les principales techniques de linéarisation 95
III.5 Linéarisation d'amplificateurs de puissance RF par injection d'un signal basse fréquence.....109
III.5.1 Généralités.....109
III.5.2 Principales variantes de la* linéarisation *par injection de l'enveloppe.....115

III.5.3 Etude analytique de la linéarisation par injection de signal basse fréquence 117
III.6 Conception d'un linéariseur compact et performant 126
III.6.1 Amélioration de la linéarité sous 50 Ohms 126
III.6.2 Amélioration de la linéarité sous VSWR 136
Références bibliographiques 142
CONCLUSION GENERALE 145
Publications 150

INTRODUCTION GENERALE

L'industrie des radiocommunications a connu un essor considérable depuis l'apparition sur le marché grand public de la deuxième génération de téléphones portables qui a permis de vulgariser l'utilisation de la téléphonie cellulaire à travers le monde. Cette croissance a entraîné une forte demande pour des produits miniatures, faible coût, compatibles avec une production en grandes séries, multi-bandes (CEL, EGSM, PCS, DCS) et multi-standards (GSM, EDGE, CDMA, WCDMA).

Par ailleurs, cette évolution s'accompagne d'une compétition pour l'intégration de systèmes comportant un nombre toujours plus grand de fonctionnalités et de performances toujours plus élevées, pour des dimensions et des coûts en constante réduction.

Ainsi, les fabricants de composants pour la téléphonie cellulaire sont contraints de fournir des solutions de plus en plus complexes et à très fort niveau d'intégration. Notamment, les modules d'amplification de puissance sont de plus en plus amenés à intégrer toutes les fonctions de la chaîne de transmission, comprises entre le modulateur et l'antenne (amplification, filtrage, polarisation et contrôle, signaux logiques de contrôle et d'aiguillage de l'émission et de la réception).

De même, pour adresser le constant souci de miniaturisation et de réduction des coûts, l'utilisation de nouvelles technologies pour la fabrication des futures générations de modules d'amplificateurs de puissance est indispensable pour rester compétitif. Les applications d'amplification de puissance ont été dominées pendant très longtemps par les MESFET (MEtal-Semiconductor Field Effect Transistor) ou PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) sur GaAs. À la fin des années 90, l'utilisation du transistor bipolaire à hétérojonction HBT GaAs a permis de réduire considérablement le coût et les dimensions des amplificateurs de puissance, en s'affranchissant notamment des circuits complexes pour la génération d'une tension négative pour la polarisation de la grille des MESFET. L'avènement des technologies bipolaires SiGe permettant de disposer de transistors de fréquence de transition et de densités de puissance comparables à celle des HBT sur GaAs, constitue aujourd'hui une alternative attractive pour les amplificateurs de puissance qui seront implémentés dans les futures générations de téléphones portables. A terme, l'utilisation de la technologie SiGe permettra d'intégrer l'émetteur/récepteur (Transceiver) et l'amplificateur de puissance sur une même puce et ainsi de fournir aux fabricants de téléphones mobiles une solution compacte (Radio Module), faible coût et de réduire le temps de cycle de fabrication du téléphone.

De plus, le constant souci de miniaturisation et de réduction des coûts tend à essayer de s'affranchir le plus possible de l'utilisation de composants externes. Parmi ceux-ci, l'isolateur et/ou le coupleur apparaissent des plus pénalisants, compte tenu de leurs dimensions généralement importantes et des techniques mises en œuvre pour leur intégration (dépôt de matériau de type ferrite, par exemple).

Un isolateur est souvent inséré entre l'antenne du téléphone et l'amplificateur de puissance afin de protéger ce dernier contre toute variation d'impédance qui peut s'avérer la plupart du temps fatale. Pour répondre aux spécifications de plus en plus sévères des clients, spécifications souvent antagonistes, les fabricants de modules d'amplification de puissance doivent donc trouver des solutions qui permettent d'améliorer la robustesse de l'amplificateur de puissance vis-à-vis des désadaptations d'impédance tout en garantissant une taille minimale, un faible coût et de bonnes performances radiofréquences. Dans ces conditions, il leur sera possible de supprimer l'implémentation de l'isolateur.

De même, la plupart des circuits de linéarisation utilise un coupleur en sortie de l'amplificateur afin de prélever une fraction de la puissance de sortie utilisée ensuite pour réaliser une contre-réaction. Cependant, ici encore, le module d'amplification de puissance n'est alors plus en mesure de satisfaire aux contraintes d'encombrement et de coût, et son rendement se trouve altéré.

Nous avons donc travaillé à la conception et à l'intégration d'un détecteur de puissance RF à très faible consommation qui permette de s'affranchir avantageusement de l'utilisation d'un coupleur de puissance. Ce dispositif est en mesure de renvoyer l'image de l'état de puissance de l'étage de sortie de l'amplificateur. Cette image peut être ensuite appliquée à n'importe quel circuit destiné à réaliser une rétroaction sur l'amplificateur, tel que pour la protection ou la linéarisation.

La première application de ce dispositif est un circuit de protection d'amplificateur de puissance RF qui protège efficacement ce dernier contre toutes les conditions les plus extrêmes de fonctionnement, en limitant la puissance dissipée à une valeur seuil.

La deuxième application est un circuit de linéarisation, basé sur le principe d'injection d'enveloppe, à très basse consommation permettant d'améliorer la linéarité d'un amplificateur de puissance et donc la qualité du signal transmis par le téléphone mobile.

Pour rendre compte de ces diverses conceptions, ce mémoire est composé de trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons une description exhaustive des amplificateurs de puissance utilisés en téléphonie mobile, des spécifications clés des modules d'amplification de puissance modernes, des différentes technologies utilisées et des boucles de contrôle de la puissance de sortie des amplificateurs de puissance radiofréquences. Il permet de fixer le cadre dans lequel ont été réalisés nos travaux.

Le deuxième chapitre traite de la robustesse d'un amplificateur de puissance radiofréquence soumis à des désadaptations d'impédance en sortie. Dans la première partie de ce chapitre, nous analysons les phénomènes de désadaptations hautes et faibles impédances et leurs conséquences pour l'amplificateur de puissance. Ensuite, dans une deuxième partie, nous conduisons une investigation sur les deux mécanismes de défaillance RF qui affectent la robustesse des transistors de puissance, que sont l'emballement thermique et le phénomène d'avalanche. Dans une troisième partie, nous présentons l'état de l'art des différentes techniques disponibles pour la protection contre les désadaptations d'impédances. Deux solutions apparaissent le plus souvent : la solution technologique et la solution de conception. Ces deux solutions sont donc présentées et étudiées. La quatrième et dernière partie de ce chapitre présente enfin la conception et le test d'un circuit de protection contre les désadaptations d'impédances, basé sur la limitation du courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur.

Le troisième et dernier chapitre de ce mémoire est consacré à la problématique de la linéarisation d'un amplificateur de puissance, et plus particulièrement au compromis entre les deux spécifications clés et antagonistes d'un module d'amplification de puissance moderne, que sont la linéarité et le rendement en puissance ajoutée. Dans ce chapitre, nous présentons les différentes métriques d'évaluation de la linéarité d'un amplificateur de puissance radiofréquence. Ensuite, nous étudions les principales techniques de linéarisation d'amplificateur de puissance en insistant tout particulièrement sur la technique de linéarisation par injection d'un signal basse fréquence. Enfin, la dernière partie de ce chapitre traite de la conception d'un circuit original de linéarisation utilisant le détecteur de puissance de sortie développé dans le deuxième chapitre. Nous montrons que le linéariseur conçu en utilisant cette technique de détection de la puissance de sortie de l'amplificateur est extrêmement compact, monolithiquement intégrable, à très basse consommation et permet d'améliorer la linéarité d'un amplificateur sans aucun compromis avec le rendement en puissance ajoutée.

Chapitre I. GENERALITES SUR LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

I.1 Introduction

En préambule à la présentation de nos travaux de thèse, nous souhaitons tout d'abord situer le contexte lié à l'amplification de puissance RF pour téléphonie mobile dans lequel ils ont été placés. Ainsi, nous reprenons dans ce premier chapitre les technologies utilisées pour réaliser les amplificateurs pour téléphonie mobile. Ensuite, nous présentons l'architecture générique d'un module d'amplification de puissance moderne ainsi que les différentes fonctions électroniques intégrées sur ce module. Nous présentons également les spécifications électriques associées à un module d'amplification de puissance en mode GMSK et EDGE. Ces spécifications sont le cahier des charges des amplificateurs conçus dans les deuxième et troisième chapitres de ce mémoire. Enfin, dans la dernière partie de ce premier chapitre, nous présentons les boucles de contrôle de puissance de sortie qui permettent de régler la puissance de sortie de l'amplificateur selon la distance entre la station de base et le téléphone mobile et ainsi de préserver l'autonomie de la batterie du téléphone.

I.2 Technologies utilisées

L'amplificateur de puissance est le bloc le plus critique de tout système d'émission réception radiofréquence car son comportement détermine l'autonomie du système et sa linéarité. La technologie utilisée pour réaliser la fonction d'amplification a donc un rôle primordial sur les performances radiofréquences de l'amplificateur telles que le rendement en puissance (PAE), la linéarité et la robustesse. Les technologies basées sur le GaAs comme les transistors bipolaires à hétérojonction (AlGaAs/GaAs) ou les MESFET ont traditionnellement dominé le marché des amplificateurs de puissance radiofréquences. Cependant, la technologie SiGe HBT est en train d'émerger comme un concurrent sérieux de la technologie GaAs pour des applications d'amplification de puissance. Récemment des amplificateurs de puissance basés sur la technologie HBT SiGe pour différents types d'applications RF ont été reportés dans [10], [16]. La technologie HBT SiGe présente beaucoup d'attractivité [17] :

- Des performances RF comparables à celles du GaAs
- Une très haute conductivité thermique, donc une meilleure dissipation de la chaleur
- Une faible tension d'alimentation base-émetteur (V_{BEON} de 0.7V) ce qui la rend particulièrement adaptée aux applications à faible tension d'alimentation

- Un large éventail de composants disponibles (npn, pnp, NMOS, PMOS) ce qui permet une haute densité d'intégration

- Un coût de production faible. Le wafer SiGe a un diamètre de 8″ par rapport au wafer GaAs qui a un diamètre de 4″

Cependant, la technologie HBT SiGe n'a pas été utilisée pour des applications d'amplification de puissance à cause de la faible robustesse intrinsèque des transistors HBT SiGe, de sa faible tension Early par rapport au GaAs (qui affecte la linéarité du transistor) et enfin des éléments parasites liés au substrat silicium qui affectent le rendement de l'amplificateur de puissance. De nos jours, les amplificateurs de puissances modernes sont donc des modules réalisés à partir de diverses technologies. Chaque fonction du module est réalisée sur la technologie la mieux adaptée.

I.3 Architecture générique d'un module d'amplification de puissance pour téléphonie mobile

Un module d'amplification de puissance moderne pour téléphonie mobile doit être en mesure d'intégrer des fonctionnalités quadri-bandes et est donc le plus souvent constitué de deux voies comportant chacune une puce d'amplification de puissance couvrant deux bandes de fréquences, un coupleur directif, un filtre d'harmoniques. Aux fonctions mises en œuvre dans chacune des deux voies se rajoutent un commutateur d'antenne (switch) et un circuit de polarisation et de contrôle de la puissance de sortie. Le schéma électrique d'un tel module d'amplification de puissance est présenté sur la Figure 1.

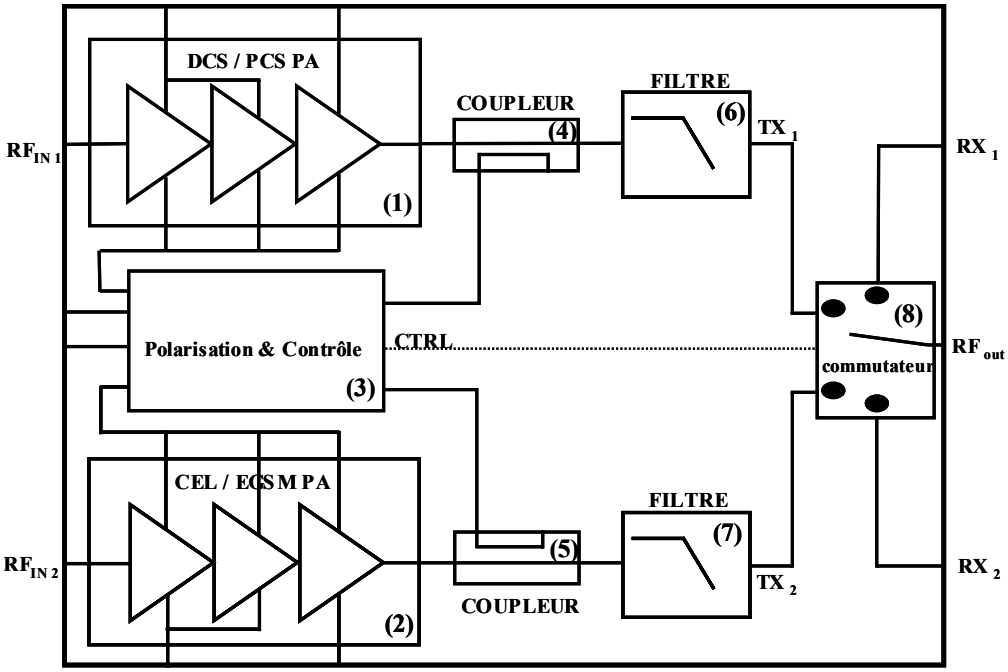


Figure 1 : Synoptique d'un module amplificateur de puissance générique Quadri Bandes

L'amplificateur de puissance est encore généralement réalisé en technologie HBT GaAs (InGaP/GaAs), le filtre d'harmoniques et le coupleur sont réalisés en technologie GaAs à l'aide d'éléments passifs. Ces derniers sont classiquement intégrés sur une même puce qu'on appelle communément IPD (Integrated Passive Device). Le commutateur d'antenne (switch) est réalisé en technologie PHEMT. Le circuit de polarisation et de contrôle de la puissance de sortie est réalisé en technologie BiCMOS. Ce module contient également des éléments passifs discrets de type CMS (composants montés en surface) qui réalisent des fonctions de découplage et d'adaptation d'impédance. Ce type de module a pour dimensions $8 \times 8 \times 1.5\ mm^3$.

Les spécifications électriques pour ce type de modules d'amplification sont données dans les deux tableaux suivants.

Le Tableau 2 et le Tableau 3 donnent respectivement les spécifications d'un amplificateur de puissance en mode GMSK et en mode EDGE, sous une tension d'alimentation (V_{bat}) égale à 3.5V et à température ambiante (T=25°C) pour les quatre bandes de fréquences (CEL850, EGSM, DCS1800, PCS1900) décrites dans le Tableau 1.

Fréquence (MHz)	Min	Max
CEL850	824	849
EGSM	880	915
DCS1800	1710	1785
PCS1900	1850	1910

Tableau 1 : Bandes de fréquences couvertes

	Minimum	Typique	Maximum
Rapport cyclique (%)	12,5		50
Pout (dBm) CEL850 EGSM DCS PCS	 33 33 30 30	 34 34 31 31	
Consommation en courant (mA) CEL (@Pout=33dBm) EGSM (@Pout=33dBm) DCS (@Pout=33dBm) PCS (@Pout=33dBm)		 1640 1640 1030 1030	 1770 1770 1140 1140
Consommation en courant (mA) CEL (@Pout=5dBm) EGSM (@Pout=5dBm) DCS (@Pout=0dBm) PCS (@Pout=0dBm)		 140 140 100 100	 200 200 150 150
PAE (%) CEL850 EGSM DCS PCS	 34 34 27 27	 37 37 30 30	
Dynamique de contrôle (dB)	55		
Bruit @20MHz d'offset (dBm) CEL850 EGSM DCS PCS			 -79 -79 -71 -71
Harmoniques (dBm) $2f_0$ nf_0 (n>2)			 -30 -33
Stabilité (VSWR) Robustesse (VSWR)	10:1 10 :1		

Tableau 2 : Spécifications d'un amplificateur de puissance en mode GMSK

	Minimum	Typique	Maximum
Pout (dBm) CEL850 EGSM DCS PCS	 27 27 26 26		
Consommation en courant (mA) CEL (@Pout=27dBm) EGSM (@Pout=27dBm) DCS (@Pout=26dBm) PCS (@Pout=26dBm)		 800 800 650 650	 900 900 800 800
Consommation en courant (mA) CEL (@Pout=5dBm) EGSM (@Pout=5dBm) DCS (@Pout=0dBm) PCS (@Pout=0dBm)		 100 100 100 100	 150 150 125 125
PAE (%) CEL850 EGSM DCS PCS	 16 16 14 14	 18 18 18 18	
Gain (dB) CEL/EGSM DCS/PCS	 30 28	 33 31	 36 34
ACPR (dBc) 200KHz 400KHz 600KHz	 -33 -57 -63		
EVM (%) sous 50 Ohms EVM (%) sous VSWR 4:1			3 6

Tableau 3 : Spécifications d'un amplificateur de puissance en mode EDGE

Ces spécifications constituent le cahier des charges des amplificateurs que nous allons présenter dans les deuxième et troisième chapitres de ce mémoire et sur lesquels nous avons implémenté un circuit de protection pour un amplificateur CEL/EGSM en mode GMSK et un circuit de linéarisation pour un amplificateur CEL/EGSM en modes EDGE et WCDMA. La spécification sur le rendement en puissance ajoutée (PAE) a une importance primordiale car elle détermine l'autonomie du téléphone portable dans lequel l'amplificateur de puissance consomme environ 80% de la charge de la batterie. La spécification sur la linéarité (ACPR pour adjacent Channel Power Ratio) à différents offsets de la porteuse (±200 / ±400 et ±600 KHz) est très importante car les signaux émis à ces fréquences se comportent comme des signaux bloqueurs pour le circuit de réception du téléphone portable ou pour les récepteurs

voisins. L'EVM (Error Vector Magnitude) quant à lui, détermine la qualité du signal transmis par l'amplificateur et donc du signal reçu par l'interlocuteur.

Pour résumer, dans le cas d'un amplificateur en mode GMSK, les principales spécifications sont une puissance de sortie nominale de 34 dBm, un courant consommé de l'ordre de 1.8A et une robustesse jusqu'à des valeurs de 10:1 du rapport d'onde stationnaire. Pour un amplificateur EDGE ou WCDMA, les principales spécifications à retenir sont une puissance de sortie nominale de 28 dBm, un courant consommé de l'ordre de 800 mA à la puissance de sortie nominale et de l'ordre de 100 mA pour les faibles puissances de sortie (low power mode) et une linéarité de -33dBc à ± 200KHz d'offset du canal utile.

I.4 Les boucles de contrôle de puissance

Afin d'augmenter l'autonomie de la batterie d'un téléphone portable et d'assurer une utilisation optimale de la ressource spectrale allouée au standard de radiocommunications, il est nécessaire d'optimiser la consommation de la chaîne d'émission et notamment celle de l'amplificateur de puissance par une gestion intelligente de la puissance émise par le téléphone portable. La puissance de sortie du téléphone est ainsi régulée en fonction de la distance entre la station de base et le téléphone portable. Si l'utilisateur est proche de la station de base la boucle de contrôle réduit la puissance émise par l'amplificateur ce qui réduit la consommation de l'amplificateur de puissance.

Actuellement, il existe deux familles de boucles de contrôle de la puissance de sortie d'un amplificateur de puissance radiofréquence : le contrôle de la puissance en boucle fermée (Closed Loop) et le contrôle de la puissance en boucle ouverte (Open Loop). Le choix de la boucle de contrôle se fait en fonction de plusieurs critères : l'application visée (GSM, EDGE ou WCDMA), l'impact du circuit de contrôle sur les performances RF (bruit en bande Rx, émissions parasites, linéarité) et surtout son impact sur le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur de puissance, et enfin les dimensions et la complexité de sa mise en œuvre.

I.4.1 Contrôle de la puissance de sortie en boucle fermée

Cette méthode de contrôle consiste à régler la puissance émise par le téléphone en boucle fermée c'est-à-dire par une mesure directe de la puissance de sortie. On distingue deux modes de contrôle en boucle fermée : le mode BC (Base Control) pour lequel la puissance de sortie est régulée par ajustement du gain de l'amplificateur de puissance en agissant sur son circuit

de polarisation (Figure 2), et le mode IPC (Input Power Control) qui régule la puissance de sortie en ajustant la puissance d'entrée de l'amplificateur. Ce dernier mode est mis en œuvre en contrôlant, par exemple, l'atténuation d'un atténuateur variable placé en entrée (Figure 3). Dans le mode IPC le gain de l'amplificateur de puissance reste constant.

I.4.1.1 Mode BC (Base Control)

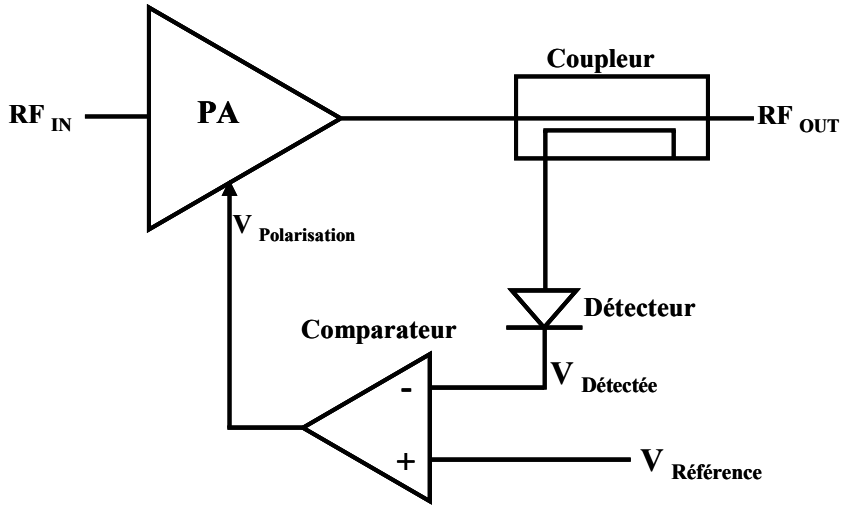


Figure 2 : Contrôle de la puissance en mode BC

Le schéma de principe pour l'implémentation du mode BC est présenté sur la Figure 2. Cette méthode de contrôle consiste à prélever une fraction de la puissance RF de sortie de l'amplificateur par le biais d'un coupleur directif. Un détecteur convertit cette puissance détectée en une tension proportionnelle. La tension de détection est ensuite comparée à l'aide d'un comparateur à une tension de référence qui fixe la puissance de sortie qu'on désire émettre. Si la tension détectée est supérieure à la tension de référence, la tension de polarisation de la base des transistors de l'amplificateur de puissance est réduite jusqu'à ce que la puissance de sortie devienne égale à la puissance que l'on désire émettre. A l'inverse, si la tension détectée est inférieure à la tension de référence, cette tension de polarisation de base est augmentée jusqu'à ce que la puissance de sortie devienne égale à la puissance qu'on désire émettre.

I.4.1.2 Mode IPC (Input Power Control)

Le schéma de principe pour l'implémentation du contrôle en mode IPC est donné sur la Figure 3. Le principe de fonctionnement de la boucle de contrôle est identique à celui du mode BC sauf qu'ici on ajuste la puissance d'entrée de l'amplificateur de puissance et non pas

son gain. Cette méthode de contrôle est très souvent utilisée pour les modes EDGE et WCDMA car elle permet d'avoir une très bonne qualité du spectre de sortie de l'amplificateur requise par ces deux normes de téléphonie mobile de troisième génération. En effet, le point de polarisation de l'amplificateur étant fixé, la linéarité se trouve parfaitement contrôlée.

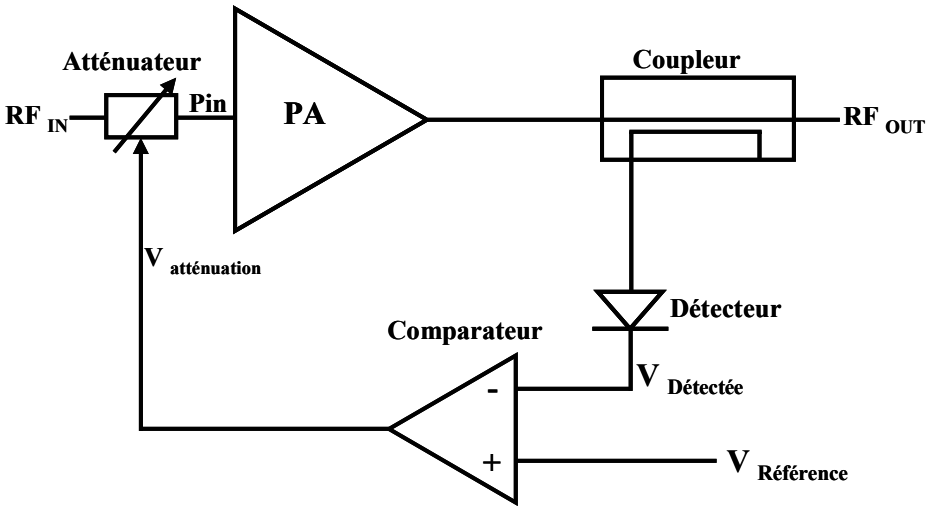


Figure 3 : Contrôle de la puissance en mode IPC

I.4.2 Contrôle de la puissance de sortie en boucle ouverte (Open Loop)

Cette méthode de contrôle consiste à réguler la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance sans connaître à priori la puissance émise par le téléphone. Pour ce faire, on distingue deux types de boucles de contrôle en boucle ouverte tel que nous le développons dans les deux paragraphes suivants.

I.4.2.1 Contrôle de la tension d'alimentation du Collecteur

Cette méthode de contrôle consiste à détecter les variations de la puissance de sortie et à ajuster la tension d'alimentation V_{CC} du collecteur de l'amplificateur de puissance [5]. Le schéma de principe de cette méthode de contrôle est présenté sur la Figure 4.

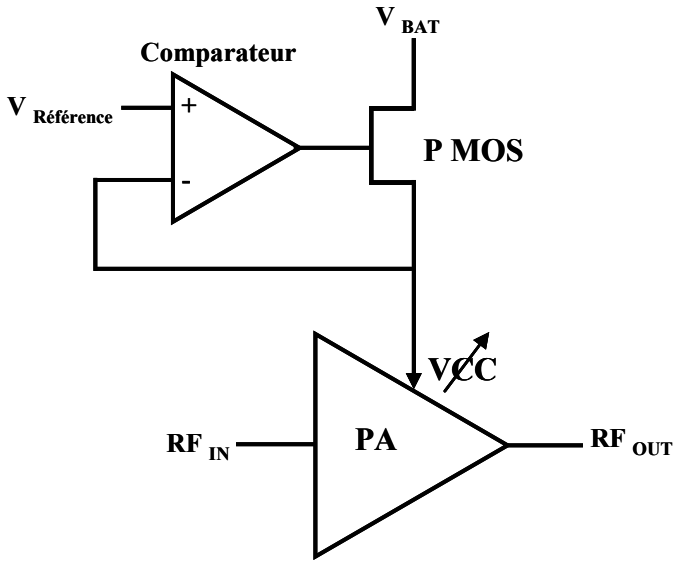


Figure 4 : Contrôle de la puissance en boucle ouverte

Un transistor PMOS qui joue le rôle d'une résistance variable est inséré entre le collecteur du transistor de puissance et la batterie du téléphone portable. Lorsque la puissance de sortie augmente, le courant collecteur de l'amplificateur de puissance augmente aussi engendrant une augmentation de la chute de tension aux bornes de la résistance variable (tension drain source du PMOS). La boucle de contrôle se déclenche et réajuste la tension d'alimentation V_{CC} de l'amplificateur de puissance jusqu'à ce que la puissance de sortie devienne égale à la puissance qu'on désire émettre et qui est fixée par la tension de référence.

I.4.2.2 Contrôle du courant collecteur

Cette méthode de contrôle dont le schéma de principe est donné sur la Figure 5, consiste à régler la puissance de sortie en détectant par le biais d'une résistance R, insérée entre le collecteur du transistor de puissance et la batterie du téléphone portable, la variation du courant collecteur de l'amplificateur. En effet sur une charge fixe de 50 Ohms, lorsque la puissance de sortie augmente, le courant de sortie augmente, augmentant en conséquence la tension détectée aux bornes de la résistance R. Si la tension détectée est supérieure à la tension de référence, la tension de polarisation de l'amplificateur de puissance est réduite jusqu'à ce que la puissance de sortie redevienne égale à la puissance qu'on désire émettre.

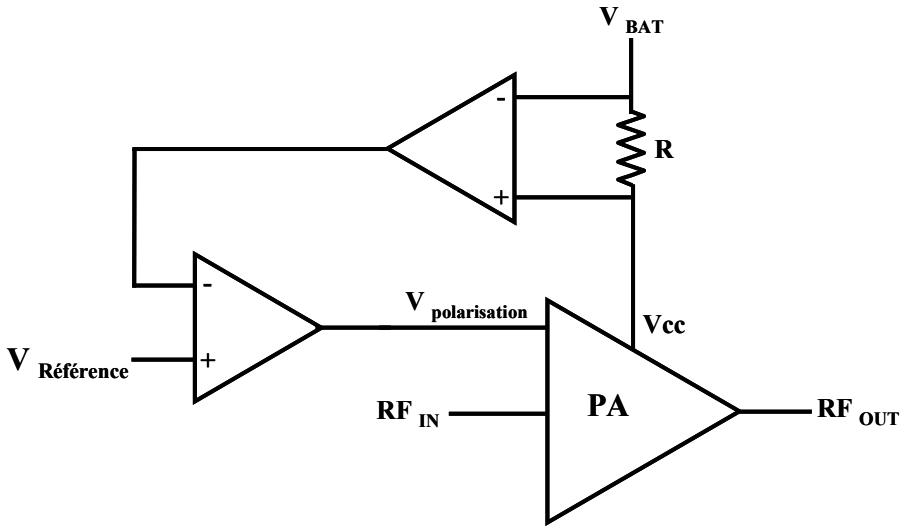


Figure 5 : Contrôle de la puissance en boucle ouverte

I.4.3 Bilan

La méthode de contrôle en boucle fermée donne de bien meilleurs résultats en terme de précision de contrôle de la puissance de sortie en fonction de la fréquence, de la tension d'alimentation et des dispersions technologiques à condition que la directivité du coupleur soit suffisante (> 12 dB) [4]. Elle facilite la procédure de calibrage des téléphones portables en production grâce à la caractéristique de transfert linéaire de la boucle de contrôle, et le temps de test est ainsi réduit. Elle peut aussi améliorer la robustesse de l'amplificateur vis à vis des désadaptations d'impédance. Cependant, les inconvénients de cette méthode de contrôle sont principalement la génération d'harmoniques par le détecteur, la difficile stabilité de la boucle de contrôle et ses dimensions.

Le contrôle en boucle ouverte est quant à lui beaucoup plus avantageux vis à vis de l'intégration. D'une part, la surface pour l'implémentation de la boucle de contrôle est réduite, le nombre de composants de la boucle étant faible, et le coût d'intégration est encore minimisé par l'absence de coupleur RF en sortie, coûteux et volumineux. D'autre part, ce type de boucle permet de préserver l'autonomie de la batterie du téléphone portable en limitant le courant collecteur consommé par l'amplificateur de puissance. Par contre, la puissance de sortie est largement moins bien contrôlée (en fonction de la fréquence, de la tension de batterie Vbat et de la température) et les performances de l'amplificateur de puissance (Pout, PAE) sous 50 Ohms sont dégradées. En effet l'insertion de la résistance série de détection, provoque une chute de tension d'alimentation de l'amplificateur qui a pour conséquence une

diminution du rendement. La présence de cette résistance rend aussi cette méthode de contrôle sensible aux dispersions de fabrication.

En pratique, le choix d'une boucle de contrôle sera réalisé sur la base des critères, d'impact sur les performances RF de l'amplificateur, de densité d'intégration, de la précision nécessaire sur le contrôle de la puissance de sortie et enfin de coût [4]. Ces boucles de contrôle permettent d'améliorer la robustesse de l'amplificateur mais en général elles ne suffisent pas à le protéger contre des conditions extrêmes de désadaptations d'impédances en sortie.

Chapitre II. ROBUSTESSE DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

II.1 Introduction

Le premier objectif visé par notre travail de recherche a été de comprendre le mécanisme de défaillance RF des HBT en présence d'un rapport d'onde stationnaire ou VSWR (Voltage Wave Standing Ratio) en sortie lié à des désadaptations de la charge, pour ensuite concevoir des circuits de protection destinés à être implémentés dans les futures générations d'amplificateurs de puissance radiofréquences à HBT. La robustesse d'un amplificateur de puissance est ainsi principalement liée à sa capacité à supporter des conditions de désadaptations de son impédance de charge en sortie, induites par l'environnement de l'antenne, comme, par exemple, par le déplacement de l'utilisateur ou par la proximité d'une surface métallique. Les technologies considérées ont été GaAs, dans un premier temps, puis SiGe, dans un second temps. Le cahier des charges intégrait en outre des contraintes de faible coût et de faible surface occupée ainsi que de facilité d'intégration. De plus, l'impact de ces circuits de protection sur les performances globales de l'amplificateur de puissance (Puissance de sortie, Gain, rendement en puissance ajoutée et linéarité) devait être minimisé.

Pour la présentation des travaux menés dans ce cadre, ce deuxième chapitre est organisé en quatre parties.

Dans la première partie, nous étudions le phénomène de désadaptations d'impédances et ses conséquences sur les conditions de fonctionnement de l'amplificateur de puissance. Ensuite, nous étudions le mécanisme de défaillance RF des HBT sous ROS (Rapport d'Onde Stationnaire). Dans la troisième partie de ce chapitre, nous présentons l'état de l'art des différentes techniques de protection des amplificateurs de puissance radiofréquences. Tout au long de cette partie, nous mettons systématiquement en relief l'efficacité de la technique de protection présentée, son impact sur la puissance de sortie et sur le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur, sa facilité d'intégration ainsi que sa sensibilité vis à vis des dispersions technologiques. L'analyse effectuée permet de dégager les principes à appliquer afin de protéger efficacement l'amplificateur de puissance contre les désadaptations d'impédances extrêmes, tout en respectant les contraintes d'intégration, de compacité et de faible coût. Enfin, dans la quatrième et dernière partie de ce deuxième chapitre, nous vérifions expérimentalement l'origine de la défaillance d'un amplificateur de puissance multi-étages soumis à des désadaptations d'impédances en sortie et nous démontrons que l'effet du circuit de protection de l'amplificateur est d'autant plus efficace que la rétroaction est faite sur les

circuits de polarisation des étages amonts. Tout ce qui précède conduit alors à la conception d'une topologie originale de cellule de protection optimisée pour une protection efficace, à partir de la limitation du courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur. Enfin, nous présentons la conception et le test d'un module amplificateur de puissance bimode GSM/EDGE et quadri-bandes CEL/EGSM/DCS/PCS, réalisé en technologie HBT GaAs/InGaP, sur lequel nous avons implémenté le circuit de protection proposé. Le test électrique de cet amplificateur protégé valide notre travail.

Pour finir, nous concluons sur les perspectives associées à ce circuit de protection et notamment au détecteur de puissance de sortie à très faible consommation. Ce détecteur sera notamment intégré dans une boucle de linéarisation pour amplificateurs de puissance de troisième génération, travail qui fait l'objet du chapitre suivant.

II.2 La désadaptation d'impédance

La présence d'une charge non adaptée à la sortie de l'amplificateur de puissance provoque des réflexions multiples entre l'amplificateur de puissance et la charge, comme présenté sur la Figure 6 où OI désigne l'onde incidente issue de l'amplificateur de puissance, OR l'onde réfléchie sur la charge désadaptée et ρ le coefficient de réflexion sur cette charge.

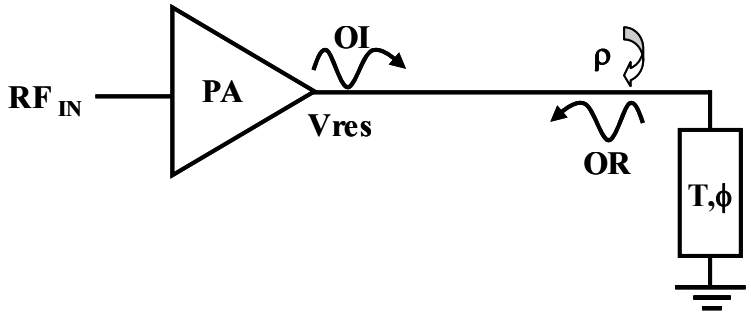


Figure 6 : Réflexions multiples entre l'amplificateur et l'antenne

Ces réflexions multiples créent sous certaines conditions de phase entre l'onde incidente et l'onde réfléchie des interférences constructives qui créent des pics de tension ou de courant au niveau de l'amplificateur de puissance [15]. En effet, notons par exemple V_S l'amplitude de la tension incidente issue de l'amplificateur de puissance, V_r l'amplitude de l'onde réfléchie, V_{res} l'amplitude de l'onde résultante en sortie de l'amplificateur et T le ROS présenté à l'amplificateur de puissance par la charge désadaptée.

Le coefficient de réflexion de la charge désadaptée et l'amplitude de l'onde réfléchie par la charge désadaptée s'écrivent alors respectivement $\Gamma = \left(\frac{T-1}{T+1}\right) \cdot e^{(j \cdot \varphi)}$ et $Vr = \Gamma \cdot Vs$.

Et l'onde résultante en sortie de l'amplificateur présente alors l'amplitude : $Vres = Vr + Vs = (1 + \Gamma) \cdot Vs$

D'après cette dernière relation, on voit bien que pour certaines phases qui donnent un coefficient de réflexion à partie réelle positive, des interférences constructives sont créées et la tension résultante (V_{res}) peut devenir largement supérieure à V_S. Sous des conditions sévères de désadaptation d'impédance, ces interférences constructives peuvent conduire à la détérioration ou à la destruction de l'amplificateur de puissance si ce dernier n'est pas protégé.

Les standards de radiocommunications mobiles imposent des spécifications de robustesse au niveau de l'antenne du téléphone portable. Le concepteur peut ensuite déduire une spécification de robustesse pour l'amplificateur de puissance en tenant compte des différents éléments de la chaîne de transmission présents entre l'amplificateur de puissance et l'antenne.

L'objectif du paragraphe suivant est de calculer le ROS et la phase ramenés dans le plan de sortie de l'amplificateur de puissance, connaissant le ROS au niveau de l'antenne. Ce calcul est réalisé en tenant compte des composants placés entre l'amplificateur et l'antenne (filtre, duplexeur) qui constituent ce qu'on appelle communément le FEM (Front End Module). Les différents composants implémentés entre l'amplificateur de puissance et l'antenne sont en nombre et de nature variables, et dépendent de l'architecture de l'émetteur et du standard de radiocommunication visé. La Figure 7 représente une chaîne d'émission d'un téléphone mobile où T, ϕ désignent respectivement le ROS et la phase au niveau de l'antenne du téléphone et T', ϕ' le ROS et la phase dans le plan de sortie de l'amplificateur de puissance.

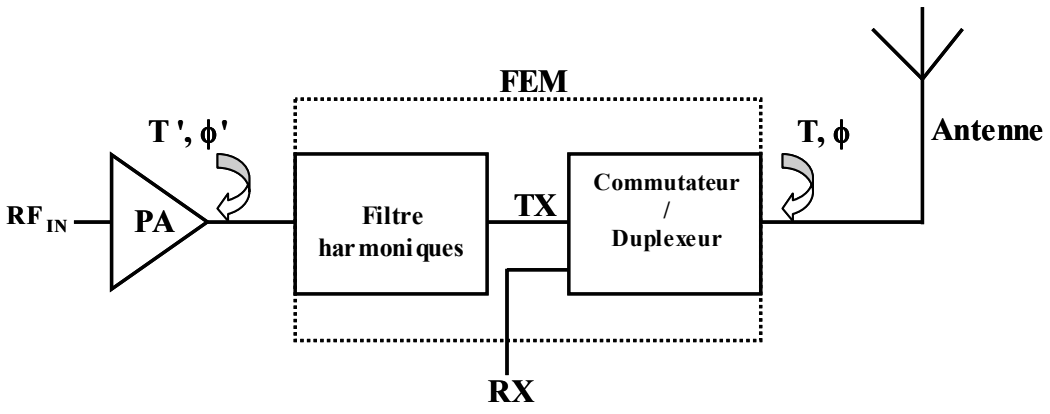


Figure 7 : Synoptique d'une chaîne d'émission

Les pertes d'insertion post amplificateur sont $A_i = A_{iF} + A_{iCom}$ où A_{iF} et A_{iCom} désignent respectivement les pertes d'insertion du filtre d'harmoniques et du commutateur d'antenne de l'amplificateur de puissance.

Le coefficient de réflexion au niveau de l'antenne s'exprime : $\Gamma = \frac{T-1}{T+1}$ **(1)**

Soit exprimé en décibels : $\Gamma_{dB} = 20\log(\Gamma)$ **(2)**

Dans le plan de sortie de l'amplificateur, le nouveau coefficient de réflexion Γ'_{dB} s'écrit alors :

$$\Gamma'_{dB} \approx \Gamma_{dB} + 2 \cdot A_i \quad \textbf{(3)}$$

$$T' = \frac{\left(10^{\left(\Gamma'_{dB}/20\right)} + 1\right)}{\left(1 - 10^{\left(\Gamma'_{dB}/20\right)}\right)} \quad \textbf{(4)}$$

Le ROS ramené à la sortie de l'amplificateur est :

La phase ramenée au niveau de l'amplificateur de puissance est : $\phi' = \phi + \phi_F + \phi_{com}$

où ϕ est la phase au niveau de l'antenne, ϕ_F et ϕ_{com} désignent les déphasages introduits repectivement par le filtre d'harmoniques et le commutateur d'antenne.

Ainsi, à partir des spécifications Γ et ϕ données au niveau de l'antenne, nous sommes en mesure de déduire Γ' et ϕ' au niveau de l'amplificateur de puissance qu'il conviendra de considérer pour la conception de ce dernier.

Par exemple, si nous considérons un ROS de 20:1 au niveau de l'antenne (spécification donnée par l'organisme de normalisation ETSI), cette valeur conduit à une valeur du coefficient de réflexion au niveau de l'antenne correspondant à $\Gamma_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{19}{21}\right)$, soit $\Gamma_{dB} = -0.87$ dB .

En considérant que les pertes d'insertion post amplificateur sont alors de l'ordre de 0.5 dB (filtre d'harmoniques et commutateur d'antenne), le coefficient de réflexion à la sortie de l'amplificateur est $\Gamma'_{dB} \approx \Gamma_{dB} - 2 \cdot 0.5 = -1.87 dB$ (valeur qui correspond à un ROS au niveau de l'amplificateur de puissance : $T' \approx 9.3:1$).

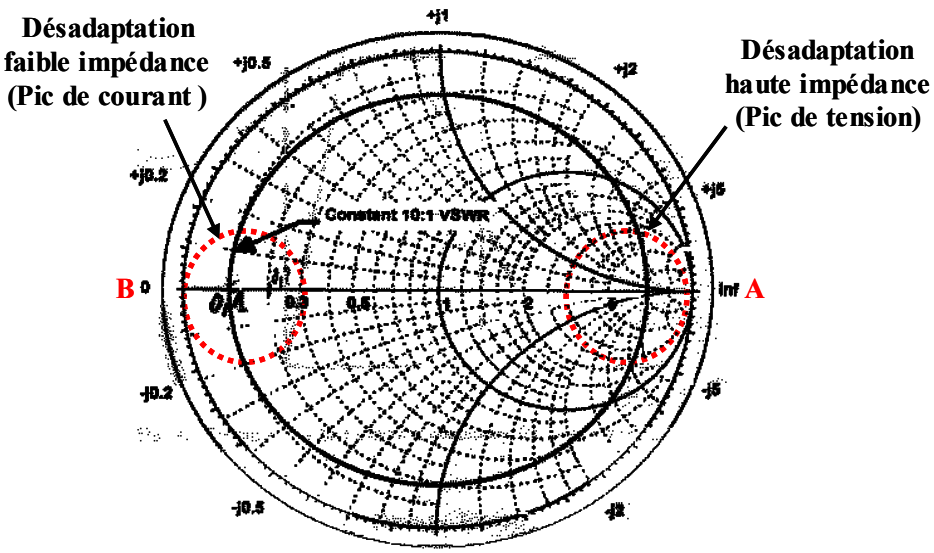


Figure 8 : Illustration du phénomène de désadaptation d'impédance

Pour leur dimensionnement, les amplificateurs de puissance doivent respecter un certain nombre de spécifications telles que par exemple la puissance de sortie, le rendement en puissance ajoutée (PAE), la linéarité, la stabilité…

Une de ces spécifications concerne la robustesse de l'amplificateur, c'est à dire sa capacité à supporter des désadaptations d'impédances de charge à sa sortie sans subir de défaillance. En pratique, l'impédance de l'antenne d'un téléphone portable varie significativement suivant l'environnement : proximité avec un plan métallique, antenne déconnectée, déplacement de l'utilisateur,… [13].

Cette désadaptation d'impédance possède des conséquences d'autant plus importantes qu'il n'y a pas d'isolateur entre l'amplificateur de puissance et l'antenne. En effet l'utilisation d'un isolateur entre l'amplificateur de puissance et l'antenne n'est souvent plus envisageable en raison de la surface qu'il occupe et de son coût (qui se répercute sur le prix du module amplificateur de puissance). Comme nous l'avons déjà rappelé, cette désadaptation d'impédance entre l'amplificateur et l'antenne crée des réflexions multiples qui peuvent faire osciller l'amplificateur et/ou conduire à sa destruction en le plaçant au-delà de ses conditions limites de fonctionnement.

Pour un ROS donné et suivant la phase qu'on présente à l'amplificateur de puissance, on distingue trois types de désadaptation d'impédances (Figure 8):

- Désadaptation haute impédance : elle se traduit par des phases proches de 0 degré. Dans ce cas, l'impédance vue par l'amplificateur est $Z_{vue} = (TOS \cdot 50)\ \Omega$. Ce type de désadaptation d'impédance produit des pics de la tension de sortie (tension collecteur). Il correspond à la zone A sur l'abaque de Smith de la Figure 8.

- Désadaptation faible impédance : elle correspond à des phases proches de 180°. Dans ce cas de figure, l'impédance vue par l'amplificateur est $Z_{vue} = \left(\frac{50}{TOS}\right)\ \Omega$. Elle s'accompagne de pics du courant collecteur. Ce type de désadaptation correspond à la zone B sur l'abaque de Smith de la Figure 8.

- Désadaptation moyenne impédance : elle est caractérisée par des phases comprises entre 0° et 180° et 180° et 360°. Dans ce cas de figure, on ramène au niveau de la sortie de l'amplificateur des impédances complexes dont la partie imaginaire peut conduire à l'oscillation de l'amplificateur de puissance [13].

Ainsi, en pratique, comme nous venons de l'exposer, les pics de tension et de courant qui se produisent en théorie au niveau de l'antenne pour des phases respectives de 0° et de 180°, correspondent, en pratique, à des angles proches de 40° pour les pics de tension et de 170° pour les pics de courant ramenés en sortie de l'amplificateur.

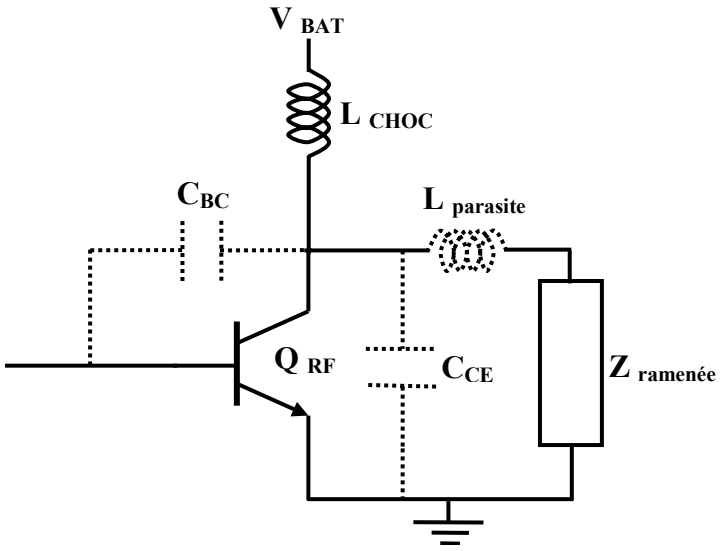


Figure 9 : Origine des oscillations qui peuvent résulter d'une désadaptation de sortie

Nous présentons plus en détail ici le cas de la désadaptation dite de moyenne impédance, car nous n'y reviendrons pas par la suite.

Compte tenu de l'environnement de l'antenne, si l'impédance ramenée au niveau de la sortie de l'amplificateur de puissance est inductive, elle risque de former avec les capacités parasites du transistor de puissance (base-collecteur ou collecteur-émetteur pour un transistor bipolaire) ou les capacités parasites dues à l'encapsulation de l'amplificateur [14] (Figure 9), un circuit résonnant et donc de générer une oscillation dont la fréquence f_r est donnée par la formule suivante [13] :

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{parasite}}} \quad \textbf{(5)}$$

Où L désigne la partie imaginaire de la charge ramenée au niveau de la sortie de l'amplificateur de puissance, et qui résulte de la désadaptation d'impédance, et $C_{parasite}$ désigne l'une des capacités parasites du transistor de puissance.

De même, si l'impédance ramenée au niveau du collecteur de l'amplificateur de puissance est capacitive, elle risque de former avec les inductances parasites du transistor de puissance ou les inductances parasites dues à l'encapsulation de l'amplificateur de puissance [14], un circuit résonnant et donc de générer potentiellement une oscillation dont la fréquence f_r est donnée par la formule suivante [13] :

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{parasite} \cdot C}} \quad \textbf{(6)}$$

Où C désigne la partie imaginaire de la charge ramenée au niveau du collecteur de l'amplificateur de puissance et qui résulte de la désadaptation d'impédance et $L_{parasite}$ désigne l'une des inductances parasites du transistor de puissance.

Un schéma électrique résumant ces deux cas de figure où la charge désadaptée peut créer une oscillation potentielle est présenté sur la Figure 9.

Ces oscillations peuvent d'une part corrompre le spectre de sortie de l'amplificateur de puissance. Dans ce cas, l'amplificateur peut présenter des caractéristiques hors des normes de radiocommunications mobiles qui exigent un niveau d'harmoniques inférieur à -33 dBm. D'autre part, ces oscillations peuvent conduire à une destruction ou à une détérioration du transistor de puissance [14]. Une solution permettant de supprimer ces oscillations consiste à incorporer dans le circuit d'adaptation d'impédance en entrée du transistor de puissance un circuit résonnant série de type inductance/capacité [13], [14].

Il apparaît ainsi que la solution à ce type de désadaptations de la charge de sortie de l'amplificateur de puissance est relativement simple et facile à mettre en ouvre. Par contre en pratique, les désadaptations fortes ou faibles impédances, sont pour l'instant beaucoup plus problématiques car aucune solution couvrant l'ensemble des désadaptations n'a pu être introduite. Aussi dans la suite nous nous focaliserons sur ce point.

II.3 Mécanismes de défaillance des transistors de puissance

Il existe principalement deux mécanismes de défaillance des transistors de puissance: le phénomène d'avalanche et l'emballement thermique [6], [38].

II.3.1 L'emballement thermique

Dans les applications d'amplification de puissance, la puissance dissipée sous forme thermique par l'élément actif est très importante. Le fait de travailler à des densités de puissance aussi importantes a pour conséquence une augmentation de la température de l'élément actif de l'amplificateur de puissance. Cette augmentation de température est d'autant plus importante que la conductivité thermique du substrat est faible. Or, la température, souvent, n'a pas une répartition spatiale uniforme sur toute la surface du transistor (Figure 10). A cause de ce gradient de température, les doigts centraux d'un HBT multi-doigt ont tendance à conduire la majeure partie du courant de base, créant ainsi une décroissance du gain en courant du transistor (Figure 11) qui peut conduire à la dégradation ou à la destruction de ce dernier [1], [2]. En effet, le doigt central possède une température plus élevée que celle des autres doigts qui rend sa tension base-émetteur intrinsèque (V_{BE}) plus faible (car V_{BE} décroît environ de 2 mV/K). Ce doigt se met donc en conduction avant les autres doigts du transistor, et par conséquent, il absorbe plus de courant ce qui augmente sa température, donc son V_{BE} chute encore plus jusqu'à la destruction du transistor. Nous voyons que nous avons là une rétroaction positive. Il s'agit du phénomène d'auto-échauffement du doigt central d'un transistor multi-doigt. Ce phénomène est connu sous le nom de l'emballement thermique. Il a été montré que ce phénomène d'emballement thermique et le phénomène d'avalanche sont les deux phénomènes principaux qui affectent la robustesse des amplificateurs de puissance [38].

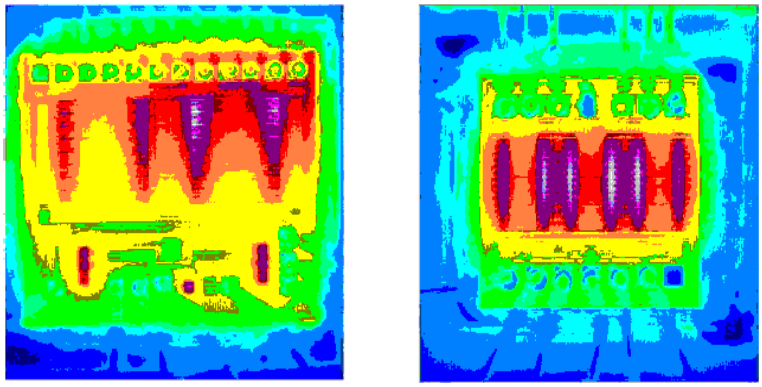


Figure 10 : Répartition de la température entre les différents doigts d'un HBT
a) déséquilibre thermique
b) répartition homogène de température : effet de la résistance de ballast

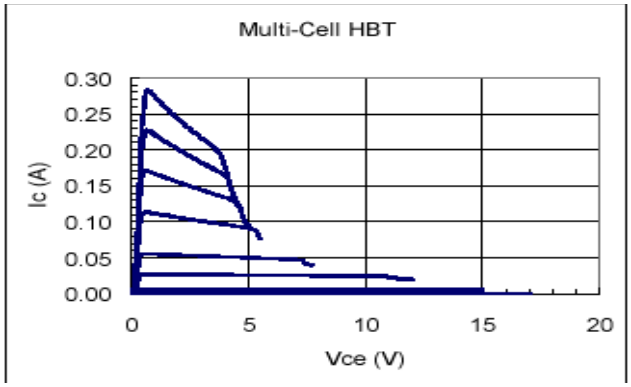


Figure 11 : Mise en évidence du phénomène d'emballement thermique

Une solution destinée à stabiliser thermiquement les HBT et à garantir une meilleure fiabilité pour des puissances de sortie élevées, consiste à insérer une résistance série intrinsèque dans l'émetteur ou dans la base des doigts du transistor pour répartir de manière homogène la chaleur sur l'ensemble des doigts de l'élément actif [1], [2]. Cette résistance, appelée résistance de ballast, sert à compenser la décroissance de la tension V_{BE} intrinsèque liée à une augmentation de la température des doigts du transistor de puissance et donc à maintenir une répartition de température homogène pour l'ensemble des doigts du transistor de puissance (Figure 10). En effet, Si le courant absorbé par un doigt augmente, la chute de tension dans la résistance de ballast augmente provoquant ainsi une décroissance de la tension V_{BE} intrinsèque (ce qui va donc retarder sa conduction) (Figure 12). La résistance de ballast permet donc de réaliser une rétroaction conduisant à répartir la puissance dissipée sur l'ensemble des doigts du transistor d'une façon homogène.

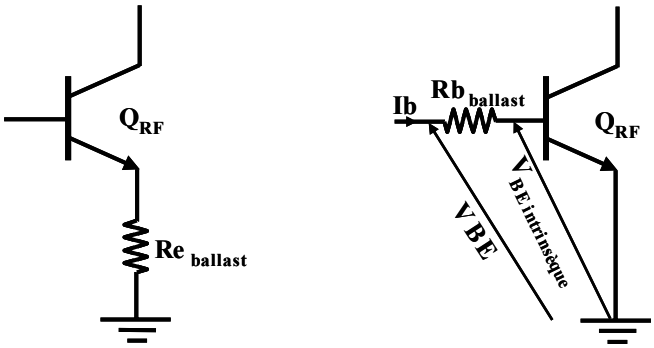


Figure 12 : Résistances de ballast

Pour un transistor HBT multi-doigt composé de N doigts identiques, le courant collecteur critique ($I_{critique}$) au dessus duquel la distribution du courant devient non uniforme est donné par la relation suivante [1] :

$$I_{critique} = N \cdot \frac{k \cdot T_A}{q} \cdot \frac{1}{R_{TH} \cdot \phi \cdot V_{CE} - R_{EBallast}} \qquad \textbf{(7)}$$

Où R_{TH} représente la résistance thermique par doigt (°C/W), N représente le nombre de doigts du transistor, V_{CE} désigne la tension collecteur-émetteur (V), $R_{EBallast}$ désigne la résistance de ballast par doigt (Ohm), et ϕ représente le coefficient de contre-réaction thermique-électrique, c'est-à-dire qu'il exprime physiquement la dégradation de la tension base-émetteur V_{BE} en fonction de la température (V/°C). K représente la constante de Boltzmann, T_A la température ambiante et enfin q la charge élémentaire. La quantité $\frac{k \cdot T_A}{q}$ s'exprime en V.

L'ajout des résistances de ballast dégrade cependant la puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée (PAE) du transistor. En pratique, il faut trouver un compromis entre la stabilité thermique, la robustesse de l'amplificateur, d'une part, et la puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée, d'autre part.

D'un point de vue de la stabilité thermique, les résistances de ballast dans l'émetteur ou dans la base ont le même effet. Ainsi en pratique, on utilise le plus souvent une résistance de ballast dans la base plutôt que dans l'émetteur pour trois raisons :

- La résistance de ballast dans la base donne le meilleur compromis entre la stabilité thermique et les performances radiofréquences (Puissance de sortie, Gain et PAE) du transistor [2]. Par ailleurs, la résistance de ballast dans l'émetteur n'est pas compatible avec des applications à faible tension d'alimentation. En effet, elle provoque une chute de la tension d'alimentation de l'amplificateur de puissance qui est d'autant plus importante que

le courant collecteur est important. Elle dégrade aussi forcément le rendement en puissance ajoutée du transistor.

- Une résistance de ballast dans l'émetteur doit posséder une très faible valeur (de l'ordre de quelques Ohms), et elle est donc très sensible aux dispersions de gravure qui sont de l'ordre de $\pm 20\%$ pour les résistances de faibles valeurs [11]. La résistance de ballast placée sur la base présente une valeur β fois supérieure (environ 100 fois) à celle nécessaire dans le cas d'un ballast sur l'émetteur, donc elle est moins sensible aux variations des procédés de fabrication qui sont de l'ordre de $\pm 5\%$ pour les résistances de moyenne et de forte valeur [11].

- Enfin, la résistance de ballast placée sur la base permet d'augmenter l'impédance d'entrée du transistor, facilitant ainsi l'adaptation d'impédance inter-étage [3].

L'inconvénient de la résistance de ballast placée sur la base c'est qu'elle contribue à l'augmentation du bruit de l'amplificateur de puissance. Dans certaines applications, notamment dans le cas d'un amplificateur de puissance multi-étages, pour réduire le bruit, on utilise des résistances de ballast dans l'émetteur plutôt que dans la base pour les étages amonts (driver et le predriver). En effet, d'une part, le courant collecteur des étages amonts est beaucoup plus faible que celui de l'étage final de l'amplificateur de puissance, et donc cette résistance de ballast ne dégrade pas le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur, et que, d'autre part, le facteur de bruit d'un amplificateur est principalement lié aux performances des premier et deuxième étages selon la formule de Friis. Cependant, pour l'étage final de l'amplificateur de puissance, le ballast reste placé sur la base car un ballast d'émetteur dégrade trop fortement le rendement en puissance ajoutée.

II.3.2 Le phénomène d'avalanche

Le phénomène d'avalanche se produit lorsque la tension collecteur atteint une valeur seuil et crée un champ électrique élevé dans la jonction base-collecteur du transistor. Ce champ électrique génère dans la jonction base-collecteur un courant dit d'avalanche. Ce courant traverse la jonction base-émetteur et augmente ainsi la tension base-émetteur qui induit aussi une augmentation de la tension collecteur. Cette contre-réaction positive conduit à la destruction du transistor [9].

L'étude du mécanisme de défaillance RF des HBT a montré que la tension d'avalanche statique collecteur-émetteur à base ouverte (BV_{CEO}), très souvent utilisée comme métrique pour quantifier la robustesse des HBT, est très limitative. En effet, sous certaines conditions, la tension RF du collecteur peut largement dépasser BV_{CEO} sans provoquer de destruction ou de défaillance permanente du transistor de puissance [8], [9], [10]. La raison en est que la tension d'avalanche RF qui provoque la destruction du transistor est fonction de l'impédance présentée par le circuit de polarisation et/ou la résistance de mise à la masse (Pull-down) sur la jonction base-émetteur. Physiquement, l'impédance connectée à la base du transistor de puissance, permet d'absorber le courant d'avalanche généré par des tensions collecteurs élevées et ainsi de l'empêcher de traverser la jonction base-émetteur, et ainsi d'éviter la contre réaction positive qui conduit en général à la destruction du transistor de puissance [10]. La Figure 13 présente la variation de la tension d'avalanche collecteur-émetteur BV_{CE} en fonction de l'impédance présentée sur la base du transistor de puissance. Dans cet exemple, la tension d'avalanche statique collecteur-émetteur à base ouverte est de 5.5 V. Avec une résistance externe de quelques KOhms ajoutée sur la base du transistor de puissance, la nouvelle tension d'avalanche BV_{CER} est égale à 18V. Cette tension d'avalanche BV_{CER} est d'autant plus élevée que l'impédance présentée sur la base du transistor de puissance est inférieure à l'impédance de la jonction base-émetteur. Cette nouvelle tension d'avalanche BV_{CER} apparaît donc une métrique beaucoup plus usuelle pour quantifier assez rigoureusement la robustesse des transistors de puissance [10]. Une résistance placée en parallèle de la jonction base-émetteur du transistor est maintenant systématiquement intégrée dans les étapes technologiques de fabrication des transistors de puissance afin d'augmenter leur tension d'avalanche BV_{CE} [7].

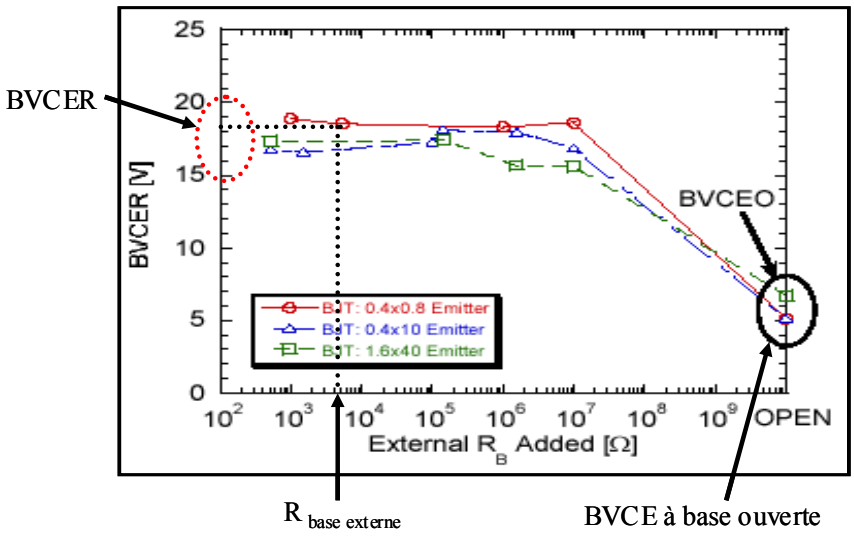


Figure 13 : Effet d'une résistance de base externe sur la tension d'avalanche collecteur-émetteur d'un transistor SiGe

En pratique l'impédance équivalente ramenée sur la base du transistor de puissance par le circuit de polarisation et la résistance de mise à la masse de la base (Pulldown) est de l'ordre de 600 Ohms ce qui implique que la "vraie" tension d'avalanche est supérieure à la tension d'avalanche statique collecteur-émetteur à base ouverte. Cette constatation est très intéressante parce qu'elle va nous permettre de comprendre le mécanisme de défaillance lié aux signaux radiofréquences appliqués au transistor de puissance et donc de choisir la technique de protection la plus appropriée.

II.4 Etat de l'art des différentes techniques de protection des amplificateurs de puissance contre la désadaptation d'impédance

L'objectif de cette deuxième partie est de présenter l'état de l'art des différentes techniques de protection des amplificateurs de puissance contre les désadaptations d'impédances liées à une variation de la charge en sortie. Ces méthodes de protection peuvent être classées en deux catégories. Le premier type de solutions concerne les procédés technologiques et il consiste à améliorer la robustesse du transistor en augmentant sa tension d'avalanche collecteur-émetteur à base ouverte (BV_{CEO}) en augmentant le dopage et/ou l'épaisseur du collecteur du transistor de puissance.

Le second type de solutions se base sur la conception de dispositifs, qui au niveau circuit, consiste soit à limiter la tension collecteur de l'étage final de l'amplificateur de puissance à une valeur seuil, inférieure à la tension d'avalanche statique collecteur-émetteur à base ouverte (BV_{CEO}), soit à limiter le courant collecteur de l'étage final. La première catégorie de circuits adresse la désadaptation haute impédance (pics de tension collecteur). Certains circuits proposés utilisent une contre-réaction variable entre le collecteur et la base du transistor, d'autres utilisent un système de détection de la valeur crête de la tension collecteur et viennent ensuite réduire le gain de l'un des étages de l'amplificateur de puissance en abaissant sa polarisation. Enfin, un autre type de circuits limite le courant de polarisation de l'étage final de l'amplificateur. La deuxième catégorie de circuits de protection adresse la désadaptation faible impédance (fort courant collecteur) en limitant le courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur.

II.4.1 Solution technologique

D'après la littérature, elle consiste à augmenter la tension d'avalanche statique collecteur-émetteur (BV_{CEO}), la base étant ouverte, en jouant sur le dopage et l'épaisseur du collecteur du transistor [19] ou en optimisant les résistances de ballast et le dessin de masques des transistors pour optimiser l'équilibre thermique entre les différents doigts du transistor de puissance [20], [18].

Cette amélioration de la tension d'avalanche statique (BV_{CEO}) se fait au détriment des performances RF du transistor de puissance telles que le gain et le rendement en puissance ajoutée [19]. En effet l'augmentation du dopage du collecteur du transistor de puissance

permet d'augmenter cette tension mais provoque en contre partie une augmentation de la capacité parasite base-collecteur, ce qui dégrade le gain du transistor [19]. Ainsi, l'optimisation de la tension d'avalanche statique en jouant sur les paramètres technologiques conduit le plus souvent à des compromis relativement aux performances RF du transistor de puissance. La Figure 14 donne à titre d'exemple le compromis entre le rendement en puissance ajoutée (PAE pour Power Added Efficiency) et la tension d'avalanche statique base ouverte (BV_{CEO}) pour un transistor réalisé en technologie HBT SiGe.

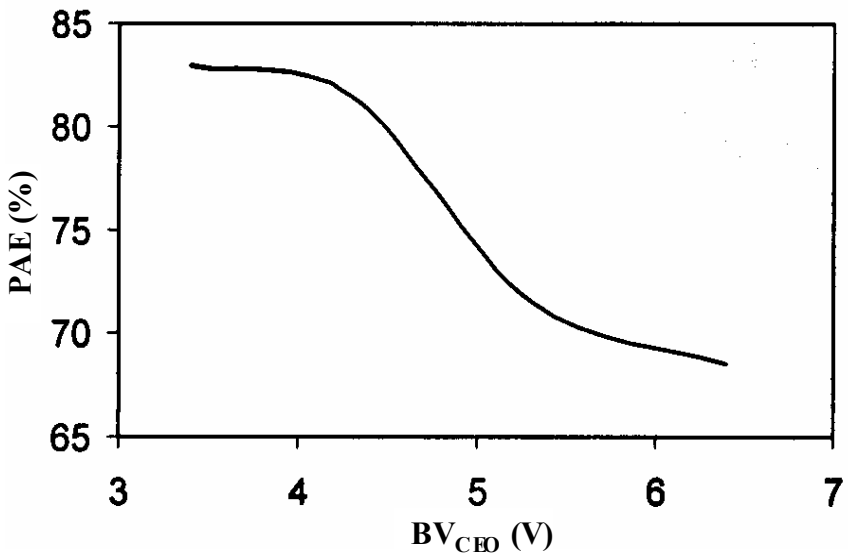


Figure 14 : Compromis entre BV_{CEO} et PAE pour un transistor HBT SiGe

Cette figure montre que plus la tension d'avalanche BV_{CEO} augmente et plus le rendement du transistor (PAE) décroît. Ceci est particulièrement désavantageux car le rendement constitue une spécification clé des modules amplificateurs de puissance pour téléphonie mobile. D'autre part, cette amélioration technologique de la tension d'avalanche statique ne suffit pas en général à protéger efficacement l'amplificateur de puissance contre des conditions extrêmes de désadaptations d'impédance [33], [37]. C'est pour cette raison que des solutions de conception permettant de protéger les amplificateurs de puissance ont été proposées dans la littérature. Elles font l'objet du paragraphe suivant.

II.4.2 Dispositifs de protection

Afin de protéger efficacement l'amplificateur de puissance contre des conditions extrêmes de désadaptation d'impédance tout en préservant les performances radiofréquences du transistor fixées par la technologie, plusieurs circuits de protection ont été proposés dans la littérature. Ces circuits peuvent être classés en deux catégories. La première catégorie de

circuits limite l'excursion de la tension collecteur de l'amplificateur [23], [24], [30], [32], [37] alors que la deuxième catégorie limite le courant collecteur de l'amplificateur de puissance [22], [33].

Dans toutes les illustrations qui suivent, nous avons représenté le circuit de protection sur l'étage final de l'amplificateur de puissance car comme nous le montrerons au paragraphe II.5.1, dans le cas d'un amplificateur à plusieurs étages, l'étage final constitue l'étage le plus sensible aux variations d'impédance de la charge de sortie.

II.4.2.1 Protection contre les désadaptations haute impédance

Cette méthode de protection, très répandue dans la littérature, consiste à protéger l'amplificateur de puissance contre les pics de tension collecteur crées par des désadaptations d'impédances en sortie de l'amplificateur [21], [25], [31], [32], [37]. Le circuit de protection est dimensionné pour limiter l'excursion de la tension collecteur de l'amplificateur à une valeur maximum inférieure à la tension d'avalanche collecteur-émetteur base ouverte (BV_{CEO}). Il existe principalement quatre variantes de cette méthode de protection : la rétroaction variable entre le collecteur et la base du transistor de puissance, la limitation de la tension de base par une impédance variable, la limitation du courant de polarisation du transistor de puissance et enfin la limitation de la tension collecteur par une boucle active de contre-réaction.

II.4.2.1.1 Contre réaction variable entre le collecteur et la base du HBT

Cette méthode de protection consiste à limiter l'excursion de la tension collecteur de l'amplificateur en insérant, entre la base et le collecteur du transistor de puissance, un circuit présentant une impédance de valeur variable composé de transistors ou de diodes [21], [25], [26]. Des exemples de cette technique de protection sont présentés sur la Figure 15, la Figure 16 et la Figure 17. Ce circuit de protection est dimensionné pour que l'excursion de la tension collecteur de l'amplificateur ne dépasse pas la tension d'avalanche collecteur-émetteur base ouverte (BV_{CEO}) du transistor. Idéalement, le circuit de contre-réaction ne doit pas limiter la tension collecteur sous des conditions de charge de 50 Ohms.

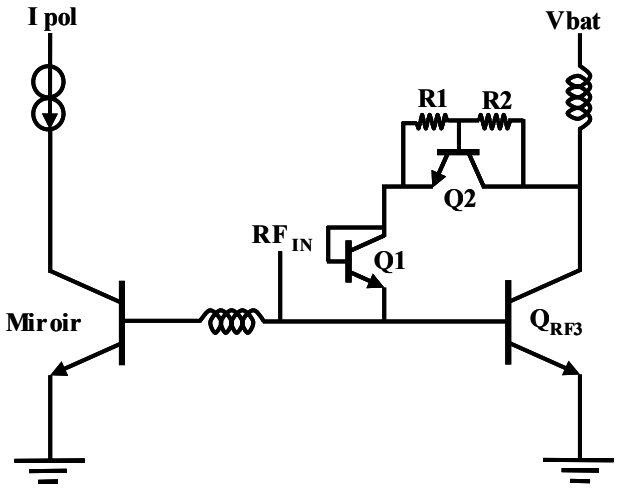


Figure 15 : Contre réaction variable

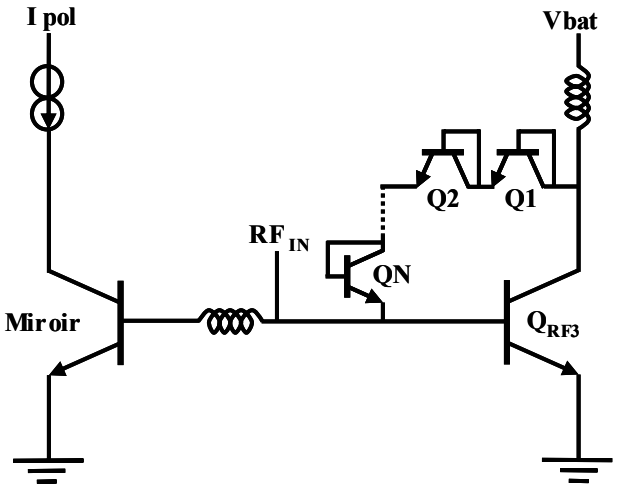


Figure 16 : Multiplicateur de VBE

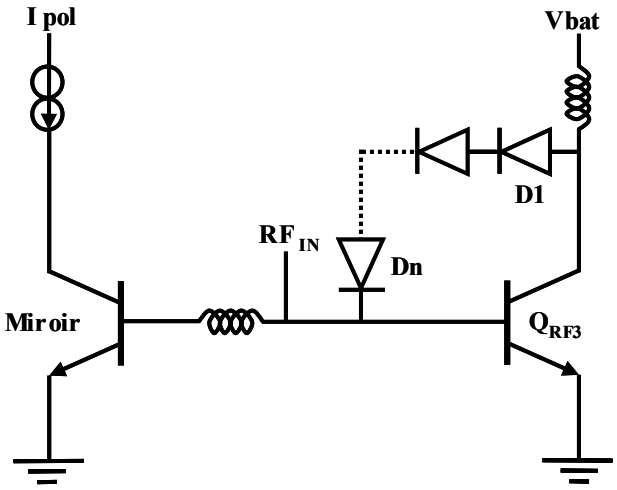


Figure 17 : Rétroaction variable utilisant un réseau de diodes

Les dispositifs de protection basés sur une rétroaction variable entre le collecteur et la base du transistor de puissance sont monolithiquement intégrables, ont de faibles dimensions

mais malheureusement permettent de protéger l'amplificateur de puissance uniquement contre les pics de tensions collecteur et sont donc inefficaces contre les désadaptations faibles impédances (pics de courant collecteur) qui provoquent la destruction du transistor de puissance. De plus ces dispositifs dégradent le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur sous 50 Ohms car ils réduisent la tension collecteur et donc la puissance RF fournie par l'amplificateur [25]. En pratique, les dispositifs de rétroaction variable utilisant un réseau de contre réaction à base de transistors et de résistances (Figure 15) sont plus souples à concevoir, que les dispositifs basés uniquement sur des diodes (Figure 17). De plus, la capacité parasite équivalente créée, entre la base et le collecteur du transistor de puissance, par ce réseau de diodes ou de transistors peut dégrader la stabilité de l'amplificateur de puissance [26]. Enfin, le dernier inconvénient de la rétroaction variable c'est qu'elle compromet la stabilité de l'amplificateur lorsque ce dernier voit sa sortie désadaptée. En effet, le réseau de rétroaction crée un couplage radiofréquence entre la sortie et l'entrée du transistor de puissance qui peut conduire l'amplificateur en oscillation.

II.4.2.1.2 Limitation de la tension de base par une impédance variable

Cette méthode de protection consiste à placer en parallèle, avec la jonction base-émetteur du transistor de puissance, un transistor avec une ou deux résistances qui permettent d'ajuster la tension de déclenchement de ce circuit de protection [27], [28]. Le schéma électrique de cette méthode de protection est présenté sur la Figure 18. En conditions normales de fonctionnement, le transistor de protection est bloqué. Lorsque la tension radiofréquence base-émetteur (V_{BE}) du transistor de puissance augmente suite à la présence d'un ROS en sortie de l'amplificateur et si elle devient supérieure à la tension seuil du circuit de protection, le transistor de protection entre en conduction. Une partie du courant de base du transistor Q_{RF3} est alors dérivée par le circuit de protection, si l'impédance présentée est suffisamment inférieure à l'impédance de la jonction base-émetteur du transistor de puissance, empêchant ainsi le déclenchement de rétroaction positive qui crée le phénomène d'avalanche [10].

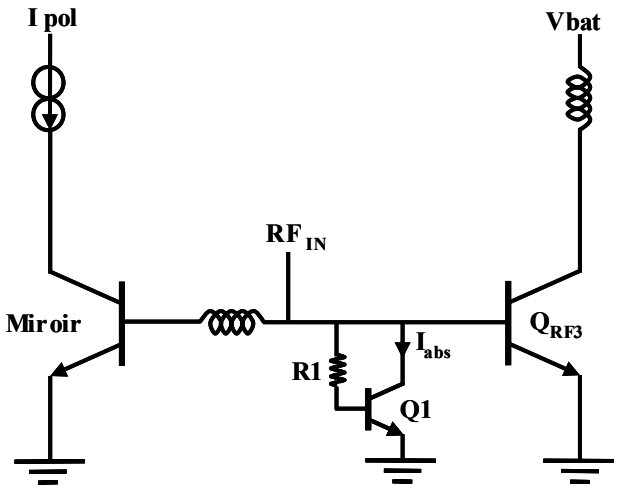


Figure 18 : Circuit de protection entre la base du HBT et la masse

Ces dispositifs de protection sont faciles à mettre en œuvre, de faibles dimensions et monolithiquement intégrables sur la puce de l'amplificateur de puissance. Cependant, ils ne suffisent pas à protéger complètement l'amplificateur de puissance car ils le protégent uniquement contre des pics de la tension collecteur.

II.4.2.1.3 Limitation du courant de polarisation de l'étage final d'un amplificateur de puissance

Cette méthode de protection consiste à limiter l'excursion de la tension collecteur de l'étage final d'un amplificateur de puissance en limitant le courant de polarisation de ce dernier [35]. Le schéma électrique de principe du limiteur de courant de polarisation est présenté sur la Figure 19.

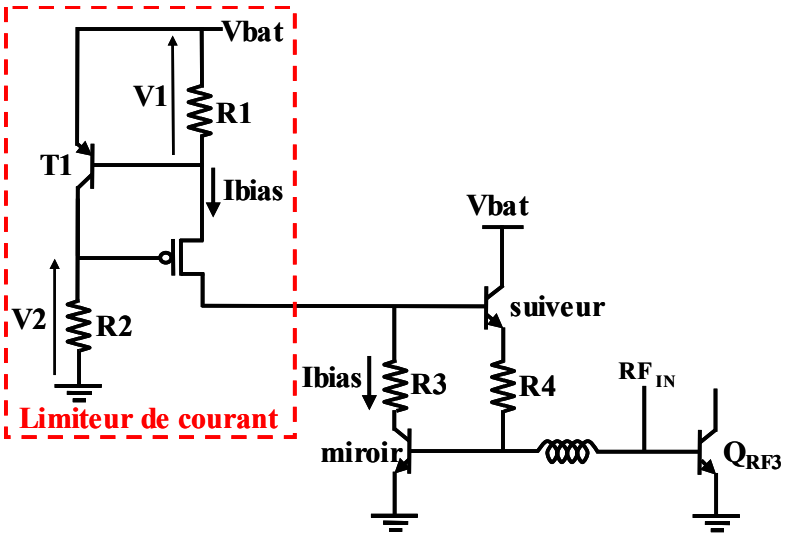


Figure 19 : Limitation du courant de polarisation de l'amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance est généralement polarisé par un circuit de type miroir/suiveur qui fournit un courant à sa base permettant de fixer le gain en puissance et le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur [39]. Lorsque l'amplificateur de puissance est soumis à une désadaptation d'impédance en sortie, son courant de polarisation "I_{bias}" augmente à cause du phénomène d'auto-polarisation (Figure 20), donc la tension aux bornes de la résistance R_1 augmente. Lorsque cette tension devient supérieure à 0.8 V (tension de seuil base-émetteur du transistor de protection T_1), le transistor T_1 entre en conduction et la tension V_2 aux bornes de la résistance R_2 augmente. Lorsque cette tension V_2 devient supérieure à la tension V_{gs} du transistor PMOS, ce dernier se bloque limitant ainsi le courant absorbé par le circuit de polarisation de l'amplificateur de puissance. Pour protéger efficacement l'amplificateur de puissance, le courant de polarisation seuil est le plus souvent indexé sur la tension d'alimentation de l'amplificateur V_{bat}, c'est-à-dire qu'il est nécessaire qu'une augmentation de la tension de batterie (V_{bat}) s'accompagne d'une décroissance du courant maximum de polarisation. Ce circuit de protection est en général intégré sur la puce de polarisation et de contrôle de la puissance de sortie.

Ce circuit de protection, ne permet pas de protéger l'amplificateur contre toutes les conditions de désadaptations d'impédances car il protège l'étage de puissance uniquement contre les pics de tension. En effet, comme présenté sur la Figure 20, sous ROS, le pic du courant de polarisation (I_{btot}) se produit lorsqu'on a un pic de tension collecteur (phase autour de 100°) alors que la zone où la puissance dissipée est la plus élevée, qui s'accompagne le plus souvent de la défaillance du transistor de puissance, ne se distingue pratiquement pas à la seule observation de ce courant.

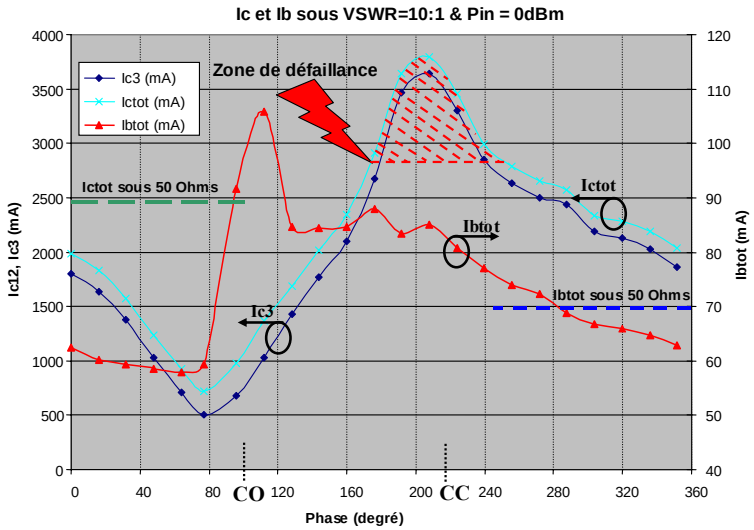


Figure 20 : Variation du courant de Polarisation et du courant collecteur sous ROS

en fonction de la phase de la charge de sortie

II.4.2.1.4 Limitation de la tension collecteur par une boucle active de contre réaction

Afin de pallier aux problèmes de stabilité et de dégradation du rendement en puissance du transistor engendrés par la boucle active de rétroaction entre la base et le collecteur du transistor de puissance, un nouveau dispositif de protection basé sur l'utilisation d'un réseau de diodes connecté en sortie de l'amplificateur entre le collecteur et la masse, a été utilisé. Le schéma de principe de ce dispositif de protection est présenté sur la Figure 21. Le réseau de diodes permet de limiter l'excursion de la tension collecteur à une valeur maximum inférieure à la tension d'avalanche collecteur-émetteur base ouverte du transistor (BV_{CEO}). Le nombre de diodes dépend de la valeur de la tension maximum et de la tension de coude des diodes utilisées (V_d= 1.3 V pour une diode en GaAs). Ce dispositif de protection est facile à mettre en œuvre et est monolithiquement intégrable et de faibles dimensions. Cependant, il ne permet pas de protéger efficacement l'amplificateur contre les pics de courant collecteur (forte puissance dissipée) qui conduisent à sa destruction. De plus, ce réseau de diodes en sortie de l'amplificateur dégrade le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur sous 50 Ohms car, d'une part, il réduit la tension collecteur et donc la puissance fournie par l'amplificateur, et d'autre part, il peut perturber le réseau d'adaptation d'impédance de l'amplificateur puisque l'impédance ramenée par ce réseau de diodes n'est pas infinie.

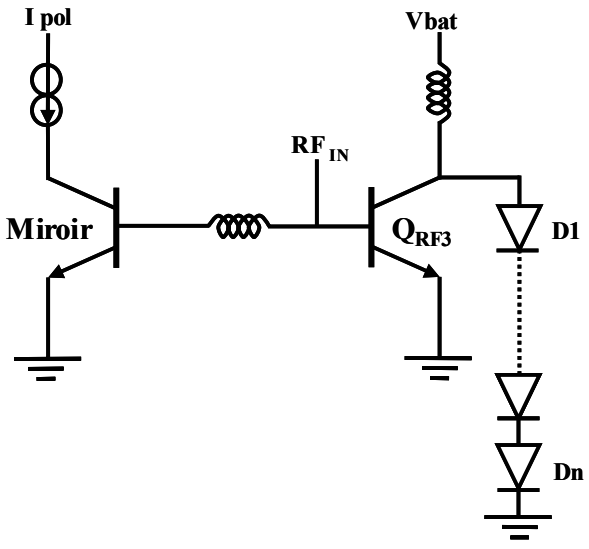


Figure 21 : Limitation de la tension collecteur par un réseau de diodes en sortie

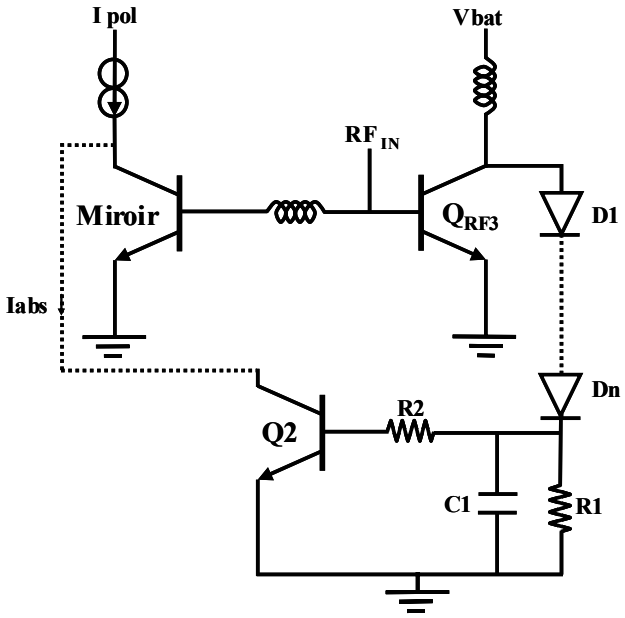


Figure 22 : Boucle active de limitation de la tension collecteur

Pour résoudre les problèmes liés à l'implémentation d'un réseau de diodes en sortie de l'amplificateur, des circuits de protection basés sur une boucle active de limitation de la tension collecteur ont été proposés dans la littérature [29], [30], [34], [36]. Le schéma de principe de cette technique de protection est présenté sur la Figure 22. Comme précédemment, le circuit de protection est conçu pour limiter la tension collecteur à une valeur maximum inférieure à la tension d'avalanche base-émetteur du transistor (BV_{CEO}). Le circuit de protection est composé d'un détecteur de tension crête, d'un filtre passe bas et d'un transistor permettant de réduire le courant de polarisation de l'amplificateur lorsqu'il est activé. Lorsque l'amplificateur est soumis à des désadaptations d'impédances en sortie, sa tension collecteur augmente. Le circuit de détection permet de détecter instantanément les variations de la tension collecteur. Ainsi, si la tension collecteur de l'étage final de l'amplificateur augmente, le courant traversant la résistance R_1 augmente et par conséquent la tension aux bornes de cette résistance augmente aussi. Cette tension détectée est ensuite filtrée par une capacité C_1 avant d'être appliquée sur la base du transistor Q_2. Tant que la tension détectée reste inférieure à la tension de seuil base-émetteur du transistor Q_2, ce dernier reste bloqué. Lorsque la tension collecteur de l'amplificateur augmente, la tension appliquée sur la base du transistor Q_2 augmente aussi. Lorsque le seuil est dépassé, le transistor Q_2 se met en conduction et dérive une partie du courant de polarisation de l'amplificateur de puissance permettant ainsi de réduire son gain jusqu'à ce que la condition de désadaptations d'impédances disparaisse. Le circuit de protection est conçu de telle sorte que lorsque la tension collecteur atteint la valeur

maximum (BV_{CEO}), la tension appliquée sur la base de Q_2 devient supérieure à la tension de seuil base-émetteur (V_{BEON}) de Q_2.

Les dispositifs de protection, basés sur une boucle active de contre-réaction sur le circuit de polarisation de l'amplificateur de puissance sont en général monolithiquement intégrables, de faibles dimensions, ne provoquent pas des problèmes d'instabilité particuliers pour l'amplificateur et dégradent moins que les autres techniques (rétroaction variable entre base et collecteur du transistor et le réseau de diodes en sortie de l'amplificateur) le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur. Cependant, ils ne permettent pas de protéger l'amplificateur contre toutes les conditions de désadaptations d'impédances et surtout contre les pics de courant collecteur (puissance dissipée élevée).

II.4.2.2 Protection contre les désadaptations faible impédance

Dans le paragraphe précédent, nous avons décrit les circuits de protection permettant de limiter l'excursion de la tension collecteur RF de l'étage final de l'amplificateur de puissance. Cependant, cette méthode de protection ne permet pas de protéger efficacement l'amplificateur de puissance contre des conditions sévères de désadaptations d'impédances car, d'une part, la principale cause de défaillance de l'amplificateur est généralement une puissance dissipée trop élevée et que, d'autre part, le transistor peut supporter des tensions collecteurs supérieures à sa tension d'avalanche collecteur-émetteur base ouverte (BV_{CEO}) sans subir de défaillance comme nous l'avons montré au paragraphe II.3.2. Ainsi, afin, de protéger plus efficacement l'amplificateur de puissance, quelques circuits de protection ont été proposées dans la littérature [22], [33] basés sur la limitation de la puissance dissipée par l'amplificateur. Deux principes peuvent alors être utilisés : soit la limitation du courant collecteur soit le contrôle de la température de jonction à une valeur maximum permettant un fonctionnement sans défaillance.

II.4.2.2.1 Détection de la température de jonction du transistor de puissance

Cette méthode de protection consiste à protéger l'amplificateur de puissance en limitant la température de jonction à une valeur maximum. Le circuit de protection détecte instantanément la température du transistor. Lorsqu'elle devient supérieure à une valeur maximum imposée par la technologie du transistor [11], [12], le circuit de protection fait une contre-réaction sur le circuit de polarisation de l'amplificateur pour réduire le courant de

polarisation du transistor et par conséquent le gain de ce dernier. Le schéma électrique de cette technique de protection est présenté sur la Figure 23.

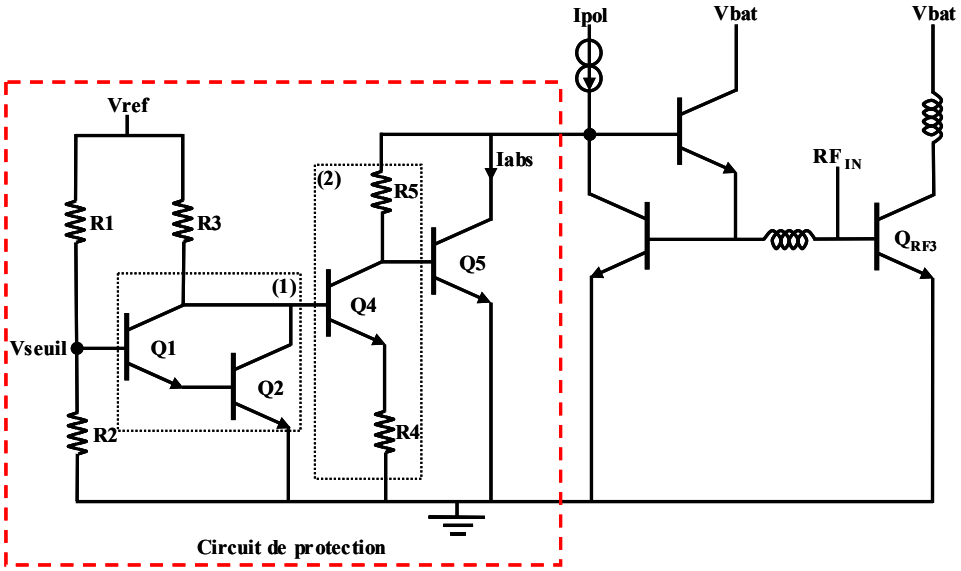


Figure 23 : Détection de la température de jonction

Ce circuit de protection est composé d'un détecteur de température (1) formé par deux transistors Q_1 et Q_2, d'un inverseur (2) formé par le transistor Q_4 et les résistances R_5 et R_4 et d'un transistor Q_5 qui fonctionne en commutation.

Sous 50 Ohms, la tension seuil (V_{seuil}) est choisie de façon à ce qu'elle soit inférieure à la somme des tensions V_{BE} des deux transistors Q_1 et Q_2, soit $2V_{BE}$ (transistors identiques). Dans ces conditions, les deux transistors Q_1 et Q_2 sont donc bloqués. Lorsque le transistor de puissance Q_{RF3} est soumis à une désadaptation d'impédance en sortie, la puissance dissipée par ce transistor augmente. La conséquence est une augmentation simultanée de la température de jonction du transistor celle-ci étant proportionnelle à la puissance dissipée : $T_J = R_{TH} \cdot P_{DIS}$ où T_J est la température de jonction du transistor (en C°), R_{TH} la résistance thermique du substrat (en C°/W) et P_{DIS} la puissance dissipée (en W). Par ailleurs, pour un transistor bipolaire, la tension V_{BE} diminue lorsque la température augmente (-2 mV/K). Donc pour une certaine température, la tension $2V_{BE}$ devient inférieure à V_{seuil}. La paire Darlington, formée par les transistors Q_1 et Q_2, se met à conduire jusqu'à ce que Q_2 devienne saturé, le transistor Q_4 se bloque et le transistor Q_5 se met à conduire dérivant ainsi une partie du courant de polarisation du transistor de puissance. Cela conduit à diminuer le gain du transistor et par conséquent la puissance dissipée par le transistor.

La température de jonction du transistor varie beaucoup en raison de l'auto-polarisation du transistor de puissance RF en fonction de ses conditions de charge (Figure 20) et de la tension de batterie V_{bat}. Cette auto-polarisation conduit à observer une variation de température même si la fréquence du signal RF est très importante devant la constante de temps thermique. D'autre part, il convient de noter que la constante de temps des variations du ROS en sortie de l'amplificateur de puissance est grande devant la constante de temps thermique.

Le circuit de protection basé sur la détection de la température de jonction permet, en théorie, de protéger efficacement l'amplificateur de puissance contre des conditions extrêmes de désadaptations d'impédances. De plus, il est totalement intégrable sur la puce de l'amplificateur puisqu'il utilise des transistors de même type que le transistor de puissance et que ses dimensions sont faibles. Cependant, en pratique, ce circuit présente des limitations dans son fonctionnement car l'écart de température entre le détecteur de température et le transistor RF est généralement important et mal maîtrisé par le concepteur même s'ils ne sont espacés que de quelques dizaines de µm (la température dépend beaucoup de l'environnement du composant). Un autre inconvénient de ce circuit est la nécessité de générer une tension seuil qui soit indépendante de la température et des dispersions technologiques, ce qui complique l'implémentation de ce circuit de protection et augmente son coût.

II.4.2.2.2 Limitation du courant Collecteur de l'étage final de l'amplificateur de puissance

Cette méthode de protection consiste à insérer une résistance de faible valeur (de l'ordre de 2 Ohms) en série sur l'émetteur de l'un des transistors de l'amplificateur de puissance afin de détecter l'augmentation du courant collecteur du transistor [33]. Le schéma électrique de principe de ce limiteur de courant est présenté sur la Figure 24.

La tension détectée est amplifiée par un multiplieur de tension constitué d'un amplificateur opérationnel et de deux résistances R_1 et R_2 ($v'_{det} = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot v_{det}$). La tension V'_{det} est comparée à une tension de référence qui fixe la valeur maximale du courant collecteur. Dés que la tension V'_{det} devient supérieure à la tension de référence, le transistor Q_1 est placé en conduction et absorbe une partie du courant de polarisation du dernier étage de l'amplificateur, réduisant ainsi le gain en puissance.

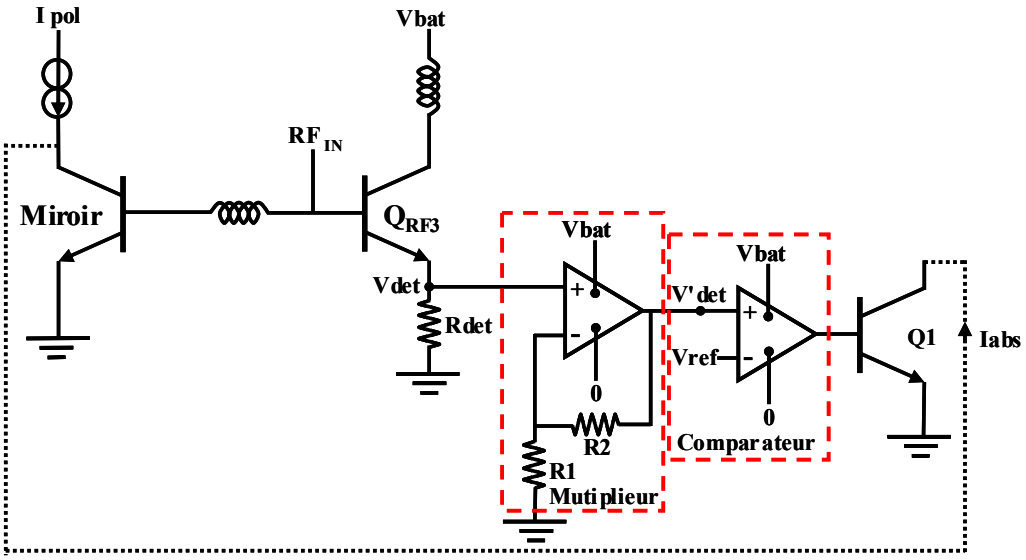


Figure 24 : Limitation du courant collecteur

En pratique, cette méthode de protection ne permet pas de protéger efficacement l'amplificateur de puissance contre les désadaptations d'impédances dans toutes les conditions car le courant collecteur maximal n'est pas indexé sur la tension de batterie [33]. En d'autres termes, quand la tension de batterie (V_{bat}) augmente, le seuil de déclenchement du circuit reste identique, ce qui conduit alors à une défaillance de l'étage final de l'amplificateur liée à une puissance à dissiper trop importante. Ainsi, la limitation du courant collecteur (Ic) du transistor de puissance à une valeur maximum fixée quelque soit Vbat ne suffit pas à protéger efficacement l'amplificateur de puissance. Si l'on souhaite que ce dispositif soit efficace, il est nécessaire que le courant collecteur maximum soit indexé sur la tension de batterie (V_{bat}) afin que lorsque V_{bat} augmente, la valeur du courant maximum soit diminuée.

Par ailleurs, l'insertion d'une résistance dans l'émetteur de l'un des transistors de puissance diminue le rendement en puissance ajoutée (PAE). Cette diminution peut atteindre 3%. De plus, la résistance utilisée pour la détection du courant est de très faible valeur, afin de dégrader le moins possible les performances RF de l'amplificateur de puissance, donc très sensible aux dispersions de fabrication qui sont de l'ordre de $\pm 20\%$ pour les valeurs de la gamme nécessaire [11]. Ces dispersions se retrouvent directement au niveau de la tension détectée V_{det} ($V_{det} = R \cdot I_c'$) et par conséquent l'efficacité du circuit de protection se trouve altérée par ces dispersions technologiques. Cette dégradation est encore augmentée par les tensions d'offset des amplificateurs opérationnels, et la nécessité de générer une tension de référence très précise et indépendante de la température et des variations des procédés de fabrication. On voit donc que l'application de ce principe présente de grandes limites. Enfin,

ce circuit de protection n'est pas monolithiquement intégrable sur la même puce que l'amplificateur de puissance et est le plus souvent intégré sur la puce de polarisation et de contrôle de la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance [22], [33]. De plus, les dimensions du circuit de protection sont relativement importantes. En effet, la surface occupée par un amplificateur opérationnel est de l'ordre de 100*100 μm^2. L'ordre de grandeur de la surface du circuit de protection est de 20000 μm^2 (2. 100*100 μm^2). Dans ces conditions, l'intégration du circuit de protection nécessite une surface supérieure à trois fois celle du troisième étage de l'amplificateur de puissance (7000 μm^2).

II.4.3 Conclusions

Dans cette partie, nous avons vu que deux solutions permettent d'améliorer la robustesse des HBT sous des conditions sévères de désadaptations d'impédance. La première solution est une solution technologique qui consiste à augmenter la tension d'avalanche collecteur-émetteur base ouverte (BV_{CEO}) en jouant sur l'épaisseur et sur le dopage du collecteur du transistor de puissance. Cette amélioration de la robustesse se fait au détriment du gain en puissance et du rendement en puissance ajoutée du transistor ce qui conduit à réaliser le plus souvent un compromis entre la robustesse et les performances radiofréquences du transistor de puissance. De plus, cette solution ne permet pas de protéger efficacement le transistor de puissance sous des conditions extrêmes de désadaptation d'impédance.

La deuxième solution repose sur la conception d'un circuit spécifique qui servira soit à limiter l'excursion de la tension collecteur de l'étage final de l'amplificateur de puissance, soit à limiter le courant collecteur de ce même étage. Cependant, limiter l'excursion de la tension RF au collecteur ne permet pas de protéger efficacement l'amplificateur contre toutes les conditions de désadaptations d'impédance car nous avons montré et vérifié que c'était le plus souvent les pics de courant collecteur qui conduisaient à la défaillance de l'amplificateur. D'autre part, les limiteurs de courant collecteur proposés par la littérature ne sont pas monolithiquement intégrables, dégradent la puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur sous 50 Ohms, et nécessitent une topologie de circuit complexe pour leur mise en œuvre.

II.5 Conception et test d'un circuit de protection

Nous présentons dans cette dernière partie une topologie originale de circuit de protection contre les désadaptations d'impédances. Tout d'abord, nous montrons expérimentalement que la défaillance des HBT se produit dans des zones où la puissance dissipée est élevée (fort courant collecteur), et que, dans le cas d'un amplificateur de puissance multi-étages, c'est uniquement l'étage final qui est sensible aux désadaptations d'impédances. Nous montrons aussi que le circuit de protection est d'autant plus efficace que la contre réaction est faite sur les étages amonts. Le choix du circuit de protection à implémenter se basera sur ces résultats. Ensuite, nous abordons le principe du circuit de protection, sa topologie et son dimensionnement et nous exposerons les résultats expérimentaux obtenus. Ces résultats seront ensuite comparés avec les simulations électriques.

II.5.1 Origine de la défaillance d'un amplificateur multi-étages

Afin de comprendre l'origine de la défaillance d'un amplificateur de puissance soumis à des désadaptations d'impédance en sortie, nous avons réglé un ROS de 10 :1 en sortie d'un amplificateur de puissance à trois étages et nous avons fait varier la phase de la charge de sortie de 0 à 360°, pour une puissance d'entrée de 0 dBm et une tension batterie de 4.5V. Nous avons ensuite mesuré les courants collecteurs de chacun des trois étages de l'amplificateur pour différentes phases de la charge de sortie. Les résultats de mesures sont reportés sur la Figure 25. Sur cette figure sont aussi portés les courants de polarisation des bases (I_{btot}) ainsi que le courant total des collecteurs (I_{ctot}).

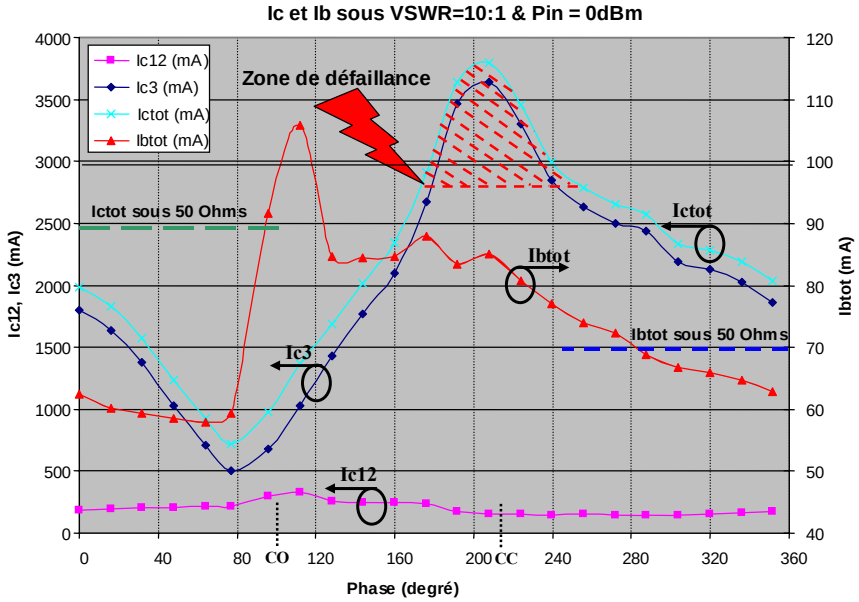


Figure 25 : courant collecteur et courant de polarisation d'un amplificateur multi-étages sous désadaptations d'impédances

Enfin nous avons porté la zone de défaillance du transistor qui se produit à 170°, angle où le courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur de puissance dépasse 2.5A et où la puissance dissipée par le transistor de puissance devient trop élevée. En pratique nous avons bien relevé que le transistor du dernier étage peut supporter des tensions collecteurs élevées (phase autour de 100°) sans subir aucune défaillance ou dégradation.

La courbe de la Figure 25 montre aussi que le courant collecteur des étages amont (I_{C12}) ne varie quasiment pas en présence de ROS en sortie de l'amplificateur. Par contre le courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur de puissance (I_{C3}) varie beaucoup sous ROS et peut atteindre 3.7A pour une phase de la charge de sortie de 200°.

Nous avons ainsi vérifié expérimentalement que la défaillance de l'amplificateur est principalement liée à une puissance dissipée trop élevée et que les pics de tension (phase autour de 100°) ne détruisent pas l'amplificateur. Nous avons aussi montré que les étages amont de l'amplificateur (drivers) ne sont que très peu sensibles aux désadaptations d'impédances en sortie de l'amplificateur de puissance. Donc, pour protéger efficacement un amplificateur de puissance multi-étages contre les désadaptations d'impédances de sortie, il conviendra de placer la protection avant tout sur le dernier étage.

II.5.2 Principe de protection

Nous venons de décrire les divers dispositifs de protection d'un amplificateur de puissance rencontrés dans la littérature. Sur cette base, l'objectif de ce paragraphe est de proposer un principe de protection efficace des amplificateurs de puissances multi-étages sous des conditions extrêmes de désadaptations d'impédance et qui permette d'éviter la défaillance de l'amplificateur quelle que soit la nature de cette désadaptation (haute ou faible impédance).

Le schéma électrique de principe d'un amplificateur de puissance à trois étages est présenté sur la Figure 26. Les courants I_{ci}, I_{bi} et I_{absi} désignent respectivement le courant collecteur, le courant de polarisation et le courant absorbé (par le circuit de protection) du $i^{ème}$ étage de l'amplificateur de puissance.

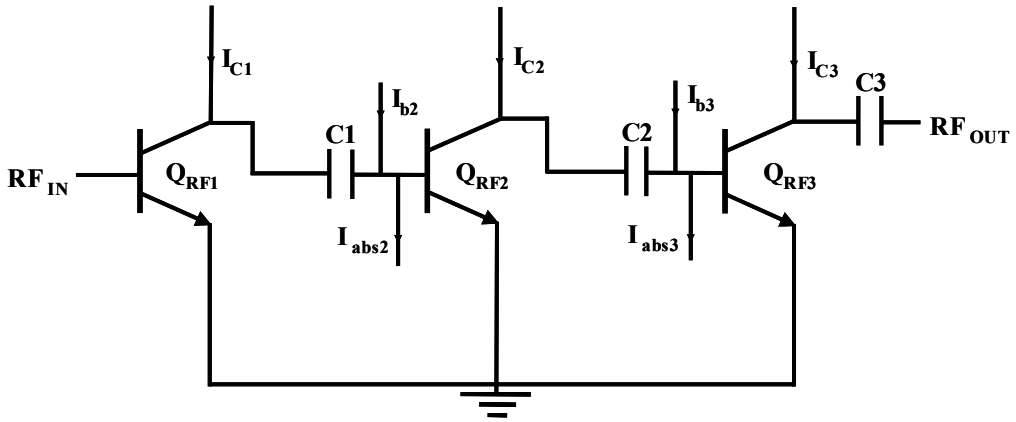


Figure 26 : Principe de la protection

Sans circuit de protection, le courant collecteur du troisième étage s'écrit: $I_{C3} = \beta_3 \cdot I_{b3}$ où β_3 désigne le gain en courant du $3^{ème}$ étage de l'amplificateur de puissance.

En présence d'un circuit de protection qui réalise une contre-réaction sur le circuit de polarisation du $3^{ème}$ étage (Q_{RF3}), le courant collecteur de ce dernier devient: $I'_{C3} = \beta_3 \cdot (I_{b3} - I_{abs3})$

Soit $I'_{C3} = I_{C3} - \beta_3 \cdot I_{abs3}$ **(8)**

Dans le cas d'une contre-réaction sur la base du $2^{ème}$ étage de l'amplificateur de puissance (Q_{RF2}), le courant collecteur du $2^{ème}$ étage s'écrit : $I'_{C2} = \beta_2 \cdot (I_{b2} - I_{abs2})$

Or, les courants des collecteurs du $3^{ème}$ et du $2^{ème}$ étages sont reliés entre eux par la relation suivante : $I_{C3} = M \cdot I_{C2}$ **(9)**

Où M représente le rapport des surfaces d'émetteur des transistors Q_{RF3} et Q_{RF2}.

Le courant collecteur du 3ème étage de l'amplificateur, dans le cas d'une contre réaction sur le circuit de polarisation du second étage, s'écrit alors :

$$I''_{C3} = M \cdot I'_{C2} = M \cdot \beta_2 \cdot (I_{b2} - I_{abs2}) = M \cdot \beta_2 \cdot I_{b2} - M \cdot \beta_2 \cdot I_{abs2} \quad \textbf{(10)}$$

En tenant compte des relations $I_{C2} = \beta_2 \cdot I_{b2}$ et $M = \frac{I_{C3}}{I_{C2}}$, l'équation (10) devient :

$$I''_{C3} = I_{C3} - M \cdot \beta_2 \cdot I_{abs2} \quad \textbf{(11)}$$

En comparant les deux équations (11) et (8) nous voyons bien, qu'à courant absorbé égal ($I_{abs3} = I_{abs2}$), la contre-réaction est supérieure lorsqu'elle est réalisée sur le circuit de polarisation 2ème étage car $M \cdot \beta_2 > \beta_3$. Donc, la protection est plus efficace lorsque la rétroaction est faite sur le deuxième étage. Nous pouvons reproduire le même raisonnement pour montrer que la protection est encore plus efficace lorsque la contre-réaction est réalisée sur le premier étage de l'amplificateur.

II.5.3 Conception d'un limiteur de courant collecteur

L'étude faite dans le paragrapheII.5.1 a montré que la défaillance des HBT est due surtout à une puissance dissipée très élevée. Le circuit que nous avons conçu, limite donc la puissance dissipée par l'étage final d'un amplificateur de puissance en limitant son courant collecteur à une valeur maximum.

La valeur maximum du courant collecteur est calculée à partir de l'équation de conservation de la puissance :

$$P_{IN} + P_{DC} = P_{OUT} + P_{DIS} \quad \textbf{(12)}$$

Dans laquelle P_{IN} désigne la puissance du signal radiofréquence à l'entrée de l'amplificateur de puissance (dans notre cas à l'entrée de l'étage final de l'amplificateur), P_{DC} la puissance continue fournie à l'amplificateur de puissance, P_{OUT} la puissance du signal radiofréquence à la sortie de l'amplificateur, et enfin P_{DIS} la puissance dissipée par le PA.

En considérant que la puissance continue fournie à l'amplificateur est $P_{DC} = V_{bat} \cdot I_{CQRF3}$

où I_{CQRF3} représente la composante DC du courant collecteur du transistor (Q_{RF3}) et V_{bat} la tension d'alimentation de l'amplificateur.

En exprimant les puissances, l'équation (12) devient :

$$P_{IN} + V_{bat} \cdot I_{CQ3} = P_{out} + P_{DIS} \quad \textbf{(13)}$$

Pour éviter la destruction de l'amplificateur de puissance, la puissance dissipée ne doit pas dépasser une valeur maximum ($P_{DIS\ Max}$) qui dépend de la surface d'émetteur de l'amplificateur et de la densité de puissance maximale par μm^2 imposée par la technologie utilisée.

D'après l'équation (13), nous en déduisons la valeur maximum du courant collecteur qu'il ne faut pas dépasser afin d'éviter la destruction de l'amplificateur de puissance :

$$I_{CQRF3_{Max}} = \frac{P_{out} + P_{DISMax} - P_{IN}}{V_{bat}} \quad \textbf{(14)}$$

Avec :

$$P_{DISMax} = A * DSP_{Max} \quad \textbf{(15)}$$

A étant la surface d'émetteur de l'étage final en μm^2 et DSP_{Max} la densité de puissance maximale en $W/\mu m^2$.

La limitation du courant collecteur est équivalente à la méthode de détection de la température de jonction du transistor (paragraphe II.4.2.2.1). En effet, la relation entre la température de jonction et la puissance dissipée est donnée par l'équation suivante:

$$T_J = R_{TH} \cdot P_{DIS} \quad \textbf{(16)}$$

Où T_J désigne la température de jonction du transistor (en °C), R_{TH} représente la résistance thermique du substrat (en °C/W) et PDIS la puissance dissipée par le transistor (en W).

Or la puissance dissipée est proportionnelle au courant collecteur de l'amplificateur (équation (14)), donc la température de jonction est proportionnelle au courant collecteur. Ainsi, en limitant le courant collecteur, nous limitons aussi la température de jonction du transistor.

- Application Numérique

A titre d'exemple nous calculons ici le courant collecteur maximal pour les conditions suivantes : P_{IN} = 27 dBm, P_{out}=34 dBm et une tension d'alimentation V_{bat} = 3.2 V.

La densité de puissance maximale pour la technologie HBT GaAs de la filière technologique de la société Freescale est de $1mW/\mu m^2$ [11].

À partir de l'équation (15), nous déduisons la valeur de la puissance dissipée maximale soit $P_{DISMax} = 1mW/\mu m^2 * 7200\ \mu m^2$ soit P_{DISMax} =7.2 W

En utilisant l'équation (14), on en déduit la valeur maximale du courant collecteur : $I_{CMax} = \frac{7.2 + 2.51 - 0.5}{3.2} \approx 2.87A$ Soit $I_{CMax} = 2.87$ A

Pour la mise en pratique, il convient cependant de respecter une marge de sécurité afin d'éviter tout risque de détérioration de l'amplificateur. Nous avons donc choisit de limiter le courant collecteur à 2.5 A.

II.5.3.1 Principe et dimensionnement du circuit de protection

Compte tenu de ce qui précède nous avons conclu que limiter le courant collecteur de l'étage final et réduire le courant de polarisation de l'étage final ou des étages amont (drivers) permettrait de garantir la meilleure protection de l'amplificateur de puissance.

Le principe du circuit de protection que nous avons conçu est le suivant. Un transistor T_1, de très petites dimensions (100 μm^2) est placé en parallèle avec le transistor de l'étage final de l'amplificateur de puissance (Figure 27). Ce transistor absorbe une petite fraction du courant collecteur (joue le rôle d'un miroir de courant et renvoi l'image du point de fonctionnement du transistor de puissance). Le courant détecté est ensuite transformé en tension par le biais d'une résistance de détection R_1. Ensuite, la tension détectée est filtrée par une capacité C_1. Si la tension détectée est supérieure à 1.3 V (la valeur de la tension coude de la jonction base-émetteur d'un HBT GaAs), le transistor T_2 se met en conduction et absorbe une partie du courant de polarisation de l'amplificateur de puissance réduisant ainsi le gain de ce dernier. Le transistor T_2, a été dimensionné de façon à ce qu'il supporte le courant qu'il absorbe lorsqu'il est en conduction. Le courant absorbé est de l'ordre de quelques mA, donc nous avons choisit un transistor ayant une surface d'émetteur de 50 μm^2.

Lorsque le courant collecteur atteint la valeur seuil de 2.5 A, le courant absorbé par le transistor de détection T_1 est égal à 2.5 mA. Pour déclencher le transistor T_2, lorsque le courant collecteur atteint 2.5 A, il faut que la tension détectée soit supérieure ou égale à 1.3 V. Nous avons ainsi dimensionné la résistance R_1 pour avoir une tension détectée de 1.3V (R_1= 600 Ohms). La valeur de cette résistance est tout à fait compatible avec une intégration monolithique puisque pour cette gamme la dispersion technologique est de l'ordre de 5%.

Ce circuit de protection a été implémenté sur l'étage final d'un amplificateur de puissance en technologie HBT GaAs (InPGa/GaAs). L'étage final est formé par six transistors en parallèle ayant chacun une surface d'émetteur de 1200 μm^2. La base de l'amplificateur de

puissance est polarisée en courant par un circuit qui utilise une structure de polarisation de type miroir/suiveur afin de compenser les effets de dispersions technologiques et de température sur les performances radiofréquences de l'amplificateur de puissance [39]. Le circuit d'adaptation d'impédance en entrée est intégré sur la puce GaAs. Il s'agit d'un circuit d'adaptation de type passe haut (capacité série, self parallèle), qui permet de limiter le gain en basses fréquences et donc d'améliorer la stabilité de l'amplificateur de puissance. Une résistance série de faible valeur (environ 4 Ohms) a été ajoutée en entrée pour stabiliser l'amplificateur de puissance. L'adaptation d'impédance en sortie est réalisée à l'extérieur des puces (sur le module) à l'aide de composants de type CMS (composants montés en surface) afin de pouvoir disposer d'un réglage à posteriori de ce circuit d'adaptation en vue d'optimiser la puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée. Les capacités de découplage des bases RF et des collecteurs sont placées à l'extérieur des puces pour des considérations d'encombrement (car ces capacités sont de fortes valeurs) et de réglage. Il en est de même pour les inductances de choc. Le schéma électrique de l'étage final de l'amplificateur de puissance avec le circuit de protection est donné sur la Figure 27. Les dessins de masques des amplificateurs CEL/EGSM et DCS/PCS sont donnés sur la Figure 28 et la Figure 29.

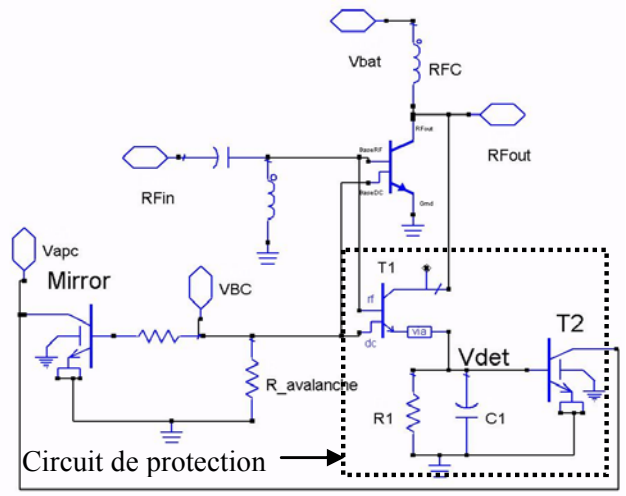


Figure 27 : Schéma électrique de l'amplificateur de

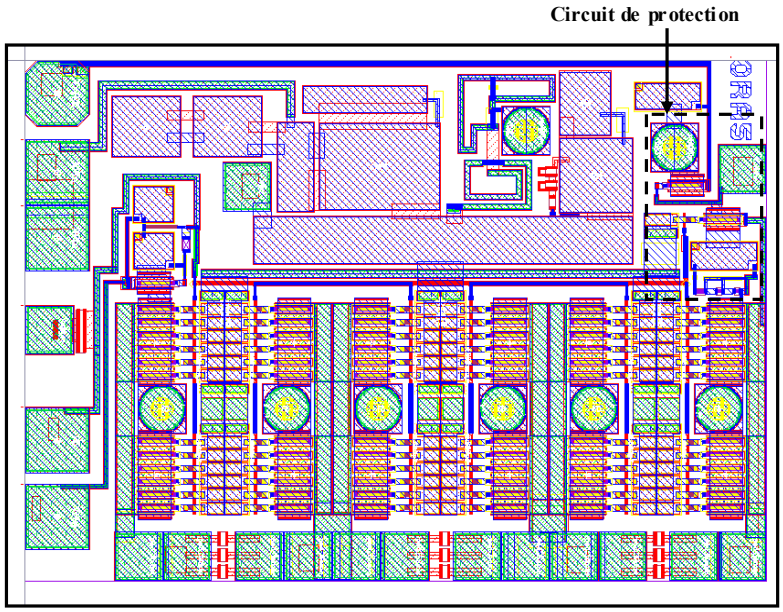


Figure 28 : Implémentation du circuit de protection sur l'amplificateur DCS/PCS

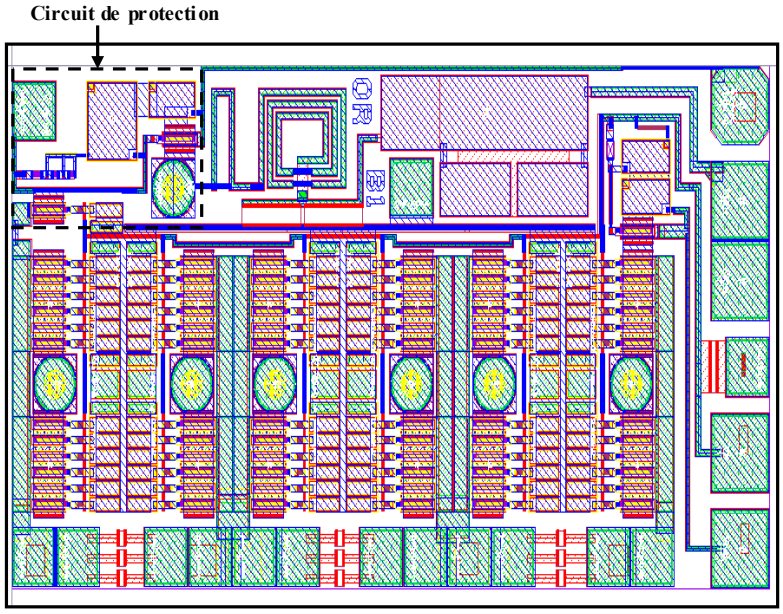


Figure 29 : Implémentation du circuit de protection sur l'amplificateur CEL/EGSM

II.5.3.2 Résultats expérimentaux

Pour le test, les puces des amplificateurs CEL/EGSM (810 à 915 MHz) et DCS/PCS (1710 à 1910 MHz) ont été reportées sur un substrat (Figure 30). La première étape a consisté à régler le courant de repos de l'amplificateur de puissance. La polarisation choisie est une polarisation en courant de type miroir/suiveur (Figure 31) car elle permet de réduire l'impact des dispersions technologiques et de température sur les performances radiofréquences de l'amplificateur de puissance [39].

Comme nous n'avions pas de puce de polarisation à notre disposition, nous avons du utiliser un transistor bipolaire discret (BC 847) pour simuler le suiveur et une résistance discrète R pour générer le courant de polarisation (Figure 31). Aucun signal RF n'est appliqué à l'entrée de l'amplificateur, la tension de batterie (V_{bat}) est égale à 3.2 V, nous avons fixé la valeur de la résistance R à 220 Ohms. Ensuite, la tension V_{reg} est ajustée afin d'aboutir au courant de repos désiré. Lorsque le transistor de puissance et le transistor suiveur sont polarisés en direct la tension V_{bc} (Figure 31) a pour valeur : $V_{bc} = V_{BEON1} + V_{BEON2} = 1.3 + 0.7 = 2V$

Le courant de polarisation du miroir de courant est $I_b = \frac{(Vreg - V_{bc})}{R} = \frac{2.4 - 2}{220} = 1.82mA$.

Le courant de repos du troisième étage est alors égal à : $I_{CQ} = M \cdot I_b = \frac{7200}{100} \cdot 1.82 \approx 131mA$ où M désigne le rapport de surface entre le transistor de puissance (surface d'émetteur égale à 7200 μm^2) et le transistor miroir (surface d'émetteur égale à 100 μm^2). Ce point de repos correspond à une polarisation en classe AB.

La deuxième étape a consisté à régler les performances (adaptation en entrée et gain) de l'amplificateur de puissance en petit signal i.e. pour une puissance d'entrée de l'ordre de 10 dBm. Nous avons adapté l'amplificateur en entrée puis en sortie. Les conditions de test sont les suivantes :

- La tension V_{reg} est un signal carré de rapport cyclique égal à 25%, et de fréquence égale à 217 Hz (fréquence et rapport cyclique d'une trame GSM).
- La tension V_{bat} est égale à 3.2 V

Enfin nous avons réglé les performances de l'amplificateur en fort signal pour des puissances d'entrée comprises entre 20 et 28 dBm. La ligne d'adaptation d'impédance en sortie (Loadline) est composée de deux cellules LC (inductance série, capacité parallèle). L'inductance est distribuée et est réalisée par une ligne microruban 50 Ohms. Les capacités sont des composants discrets de type CMS.

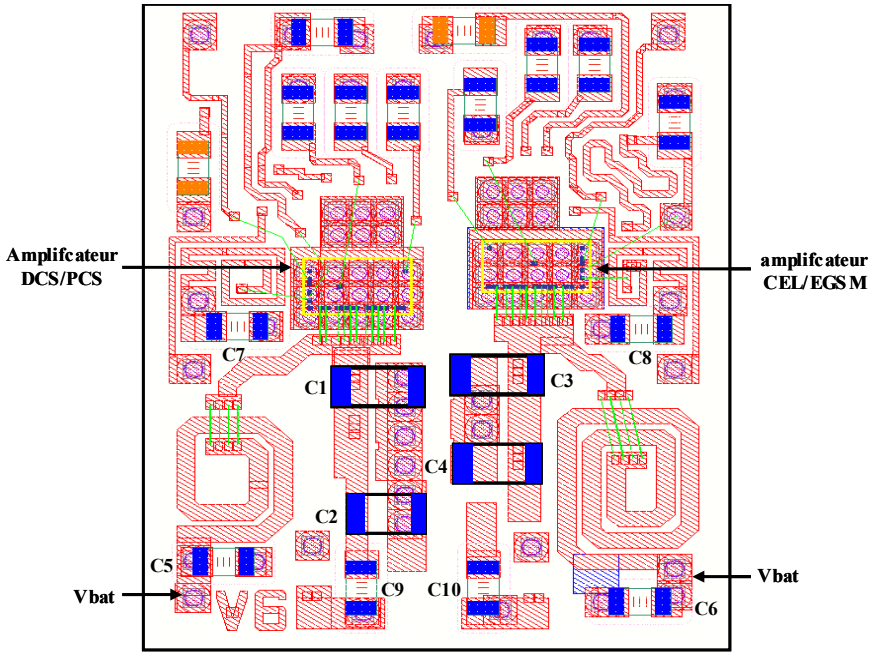


Figure 30 : Circuit de test des puces

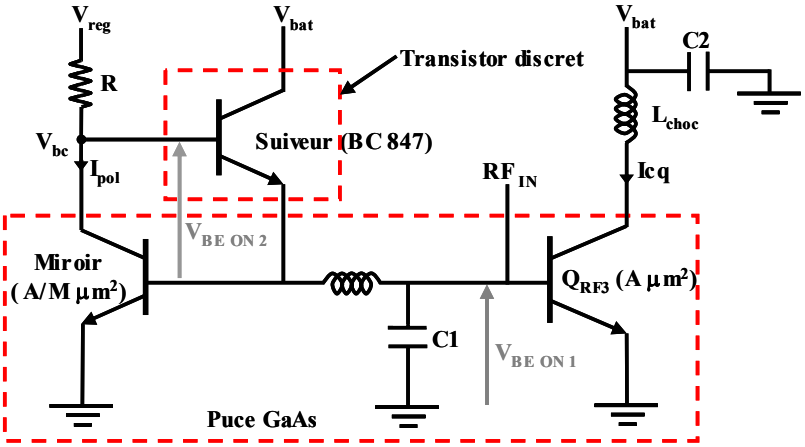


Figure 31 : Polarisation de l'amplificateur de puissance

Les valeurs des différentes capacités (Figure 30) sont données dans le tableau ci-dessous :

Amplificateur DCS/PCS (f=1800 MHz)	Amplificateur CEL/EGSM (f=900 MHz)
C1=8.2 pF (AVX)	C3=22 pF (AVX)
C2= 4pF	C4=5.6 pF
C5= 15 pF	C10=47 pF
C7=10 nF	C6=56 pF
C9=22 pF	C8=100 nF

Tableau 4 : Valeurs des capacités des amplificateurs CEL/EGSM et DCS/PCS

La première capacité de la ligne d'adaptation d'impédance a un impact considérable sur la puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur de puissance parce que les pertes d'insertion de la ligne d'adaptation dépendent beaucoup du facteur de

qualité de la première capacité. C'est pour cette raison que nous avons utilisé deux capacités CMS (C_1 et C_3) à fort facteur de qualité pour réaliser les deux lignes d'adaptation d'impédance des amplificateurs DCS/PCS et CEL/EGSM.

Le gain et la puissance de sortie, mesurés en fonction de la puissance d'entrée des deux amplificateurs de puissance sous 50 Ohms et à V_{bat}=3.2 V, sont donnés sur la Figure 32 et la Figure 33.

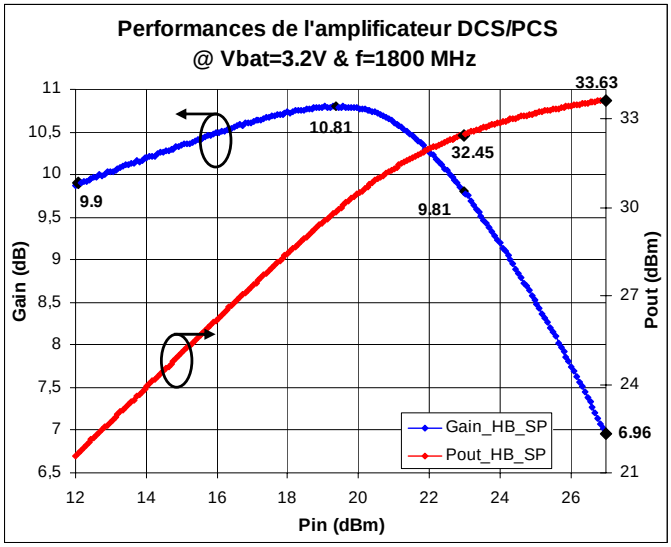


Figure 32 : Gain et puissance de sortie de l'amplificateur DCS/PCS sous 50 Ohms

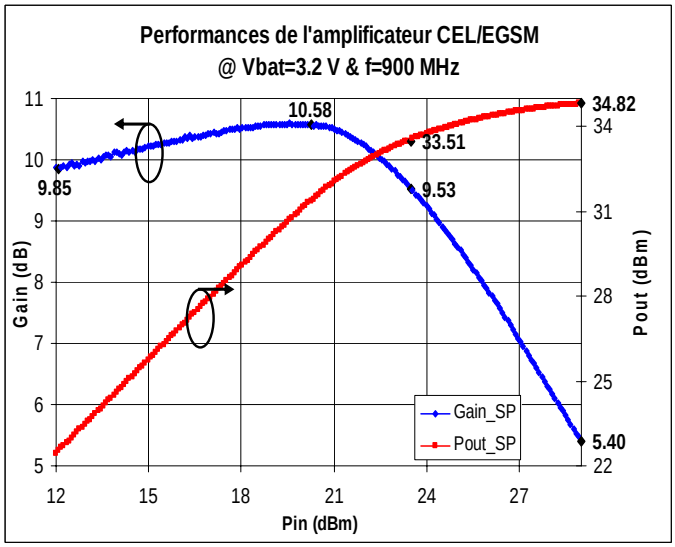


Figure 33 : Gain et puissance de sortie de l'amplificateur CEL/EGSM sous 50 Ohms

Sur ces courbes Gain_SP et Pout_SP désignent respectivement le gain et la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance sans circuit de protection.

Les performances obtenues pour les deux amplificateurs DCS/PCS et CEL/EGSM sans dispositif de protection, sont résumées dans le tableau ci-dessous. Ces performances sont obtenues à température ambiante pour une tension de batterie V_{bat} de 3.2V, un courant de repos de l'étage final de l'amplificateur I_{cq} égal à 130 mA (classe AB), et une tension de commande de la polarisation de l'amplificateur V_{reg} de 2.4V et de fréquence égale à 217 Hz et de rapport cyclique égal à 25% (trame GSM).

	G_{SS} (dB)	G_{exp} (dB)	G_{1dB} (dB)	P_{1dB} (dBm)	P_{sat} (dBm)	IRL (dB)	Ic (A)	PAE_C (%)
Amplificateur CEL/EGSM (f_{RF} =900 MHz)	9.85	10.58	9.53	33.51	34.82	<-20	1.8	54.4
Amplificateur DCS/PCS (f_{RF} = 1800 MHz)	9.9	10.81	9.81	32.45	33.63	<-13	1.6	43.7

Tableau 5 : Performances des amplificateurs CEL/EGSM et DCS/PCS

Dans ce tableau G_{SS}, G_{exp}, P_{1dB} et P_{sat} désignent respectivement le gain petit signal, le gain à l'expansion (i.e. maximal), la puissance de compression à 1dB en sortie et la puissance de saturation de l'amplificateur de puissance. Les grandeurs IRL (pour Input Return Loss), Ic et PAE_C désignent respectivement l'adaptation petit signal de l'amplificateur, le courant collecteur et le rendement en puissance ajoutée collecteur c'est-à-dire sans tenir compte de la puissance d'entrée.

II.5.3.3 Effet du circuit de protection sur les performances de l'amplificateur sous 50 Ohms

Afin de quantifier l'effet du circuit de protection sur les performances de l'amplificateur de puissance sous 50 Ohms, nous avons comparé le gain et la puissance de sortie de l'amplificateur avec (courbes AP) et sans (courbes SP) circuit de protection. Les résultats de mesures sont donnés sur la Figure 34 et la Figure 35.

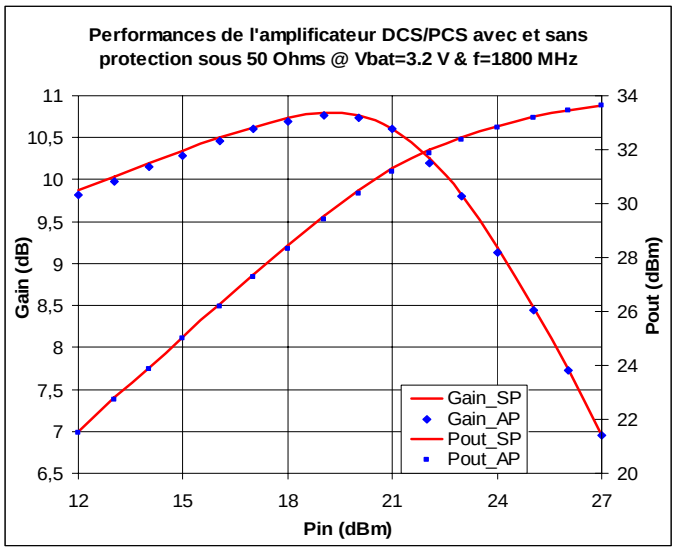


Figure 34 : Effet du circuit de protection sur les performances de l'amplificateur DCS/PCS sous 50 Ohms

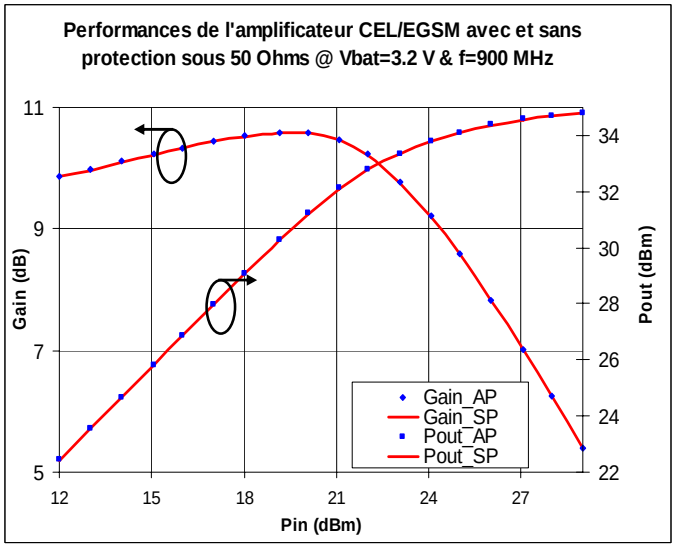


Figure 35 : Effet du circuit de protection sur les performances de l'amplificateur CEL/EGSM sous 50 Ohms

Ces comparaisons montrent que le circuit de protection ne dégrade ni le gain ni la puissance de sortie des amplificateurs DCS/PCS et CEL/EGSM sous 50 Ohms (Figure 34 et Figure 35) et que par voie de conséquence le rendement en puissance ajoutée n'est pas affecté.

II.5.3.4 Comparaison des simulations et des mesures

Dans le but de vérifier le bon fonctionnement du circuit de protection implémenté sur l'étage final des amplificateurs DCS/PCS et CEL/ESGM, nous avons mesuré le courant collecteur (I_C) et la tension détectée en boucle ouverte (c'est-à-dire sans contre-réaction sur le circuit de polarisation de l'amplificateur de puissance). Les tensions détectées en mesure

(V_{det_mes}) et en simulation (V_{det_sim}) ainsi que le courant collecteur de l'étage final simulé (I_{C_sim}) et mesuré (I_{C_mes}) pour différentes tensions batterie (V_{bat}) sous 50 Ohms sont reportés sur la Figure 36 et la Figure 37.

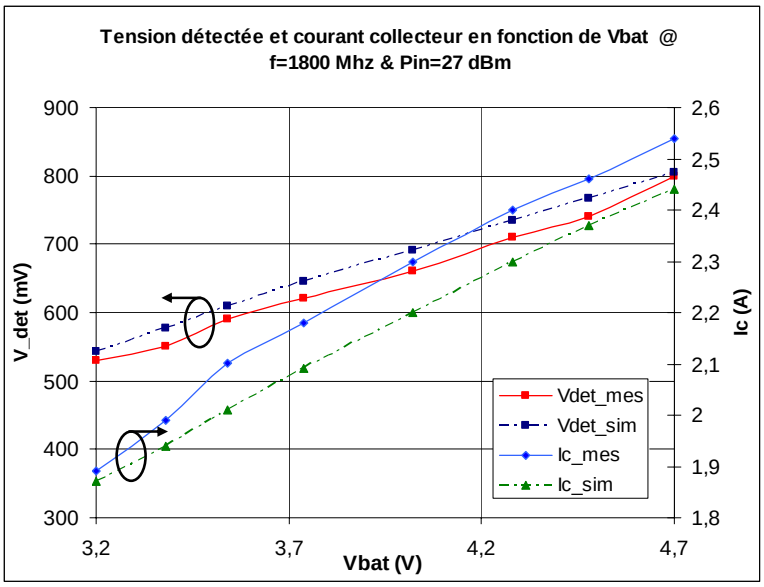


Figure 36 : Courant collecteur et tension détectée en fonction de Vbat

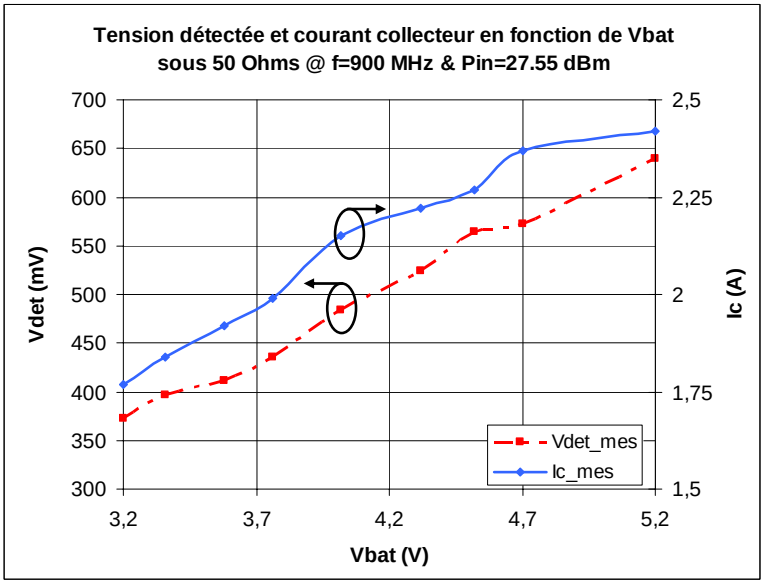


Figure 37 : Courant collecteur et tension détectée pour l'amplificateur CEL/EGSM

La Figure 36 et la Figure 37 montrent que la tension détectée des deux amplificateurs CEL/EGSM et DCS/PCS est proportionnelle au courant collecteur sur toute la gamme de V_{bat}. La tension détectée apparaît donc bien proportionnelle à la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance. Nous pouvons en conclure que le détecteur de puissance du circuit de protection fonctionne correctement et conformément aux simulations.

Cependant, la valeur mesurée de la tension détectée diffère légèrement (quelques dizaines de mV) de la valeur simulée (Figure 36). Cette différence est principalement due à la précision des modèles de transistors utilisés en simulation. Par ailleurs, lorsque le seuil de courant est atteint (Ic=2.5 A), on peut voir que la tension détectée par le circuit de protection est de valeur suffisante (800 mV) pour faire entrer en conduction un transistor bipolaire silicium ($V_{BEON} \approx 0.7$ V). Par contre, cette valeur ne suffit pas pour mettre en conduction un transistor HBT GaAs ($V_{BEON} \approx 1.3$ V). Ainsi, pour pouvoir intégrer monolithiquement tout le circuit de protection sur le substrat GaAs, il faudra augmenter la valeur de la tension détectée.

II.5.3.5 Etude sous VSWR

La topologie du banc de mesure utilisé pour valider le circuit de protection est présentée sur la Figure 38.

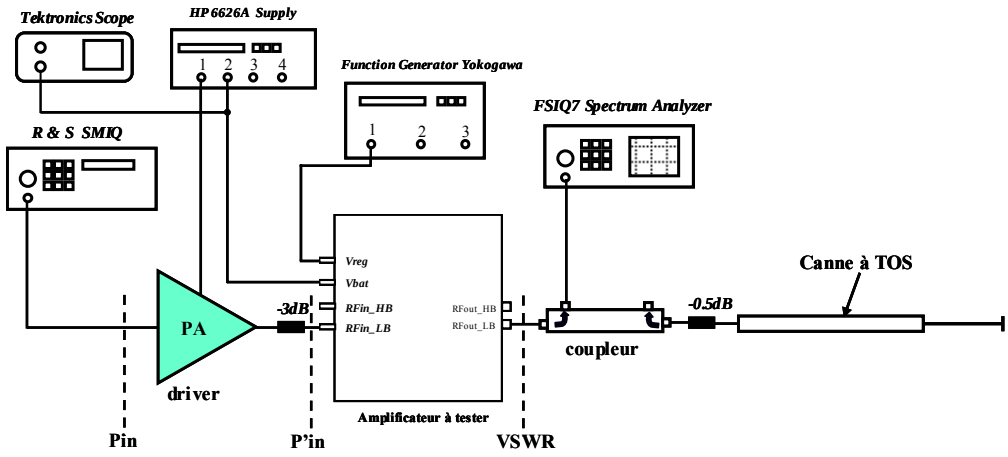


Figure 38 : Banc de test de la robustesse de l'amplificateur de puissance

Ce banc est composé de :

- l'amplificateur à tester représentant l'étage final d'un amplificateur de puissance avec le circuit de protection.
- Un atténuateur, inséré entre la canne à ROS et le coupleur RF, permettant de régler le ROS présenté à l'amplificateur.
- Un oscilloscope numérique permettant de relever les formes d'ondes du courant collecteur et de la tension de polarisation de la base de l'amplificateur à tester. Sa sonde de courant permet aussi la mesure du courant continu consommé par l'amplificateur de puissance.

- Une alimentation pulsée permettant de polariser l'amplificateur à tester dans les conditions GSM par le biais de la tension Vreg.

- Une canne à ROS permettant de faire varier la phase présentée à l'amplificateur entre 0° et 360°.

- Un analyseur de spectre placé sur la voie couplée d'un coupleur inséré entre l'amplificateur et la canne à ROS. Cet analyseur permet de détecter des oscillations éventuelles de l'amplificateur (surtout sous ROS).

- Une alimentation DC pouvant débiter un courant de l'ordre de 4A. Cette alimentation permet de polariser le collecteur du transistor de puissance par le biais de la tension Vbat.

- Un atténuateur 3dB inséré entre l'amplificateur à tester et l'amplificateur driver permet d'assurer une bonne adaptation d'impédance.

- Un générateur de signaux RF (SMIQ) permettant de générer un signal RF qui sera appliqué en entrée de l'amplificateur de puissance après son amplification par un amplificateur Driver.

- Un amplificateur RF large bande (driver) ayant un gain de 37 dB. Cet amplificateur est utilisé car le générateur de signaux (SMIQ) ne peut pas délivrer des puissances supérieures à 10 dBm. Nous avons besoin d'au moins 26 dBm en entrée de l'amplificateur de puissance à tester pour notre manipulation.

- Un Coupleur RF inséré entre l'amplificateur à tester et la canne à ROS. Sur la voie directe du coupleur, la canne à ROS permet d'appliquer directement le VSWR en sortie de l'amplificateur. La voie couplée du coupleur est quant à elle connectée à un analyseur de spectre.

Le principe de la manipulation est le suivant :

Dans un premier temps, tous les réglages sont effectués sous 50 Ohms. Tout d'abord, l'amplificateur de puissance est polarisé en classe AB à l'aide de la tension Vreg. Cette tension est un signal carré de fréquence égale à 217 Hz et de rapport cyclique 25 % (conditions GSM). Ensuite, un signal RF généré par le générateur de signaux SMIQ, de fréquence fixe et ayant une puissance égale à -8 dBm, est amplifié par l'amplificateur large

bande (driver) et est appliqué ensuite en entrée de l'amplificateur à tester. Le signal amplifié possède une puissance de 27 dBm à 1800 MHz et de 27.55 dBm à 900 MHz. Ces puissances d'entrée élevées permettent d'avoir une puissance de sortie égale à la puissance de saturation de l'amplificateur de puissance (Figure 32 et Figure 33). Nous relevons la puissance de sortie de l'amplificateur sous 50 Ohms pour trois tensions d'alimentation Vbat. Ces trois valeurs représentent respectivement la tension de batterie minimale (3.4V), moyenne (4.3V) et maximale (5V).

Dans un second temps, le ROS est réglé par le biais de l'atténuateur inséré entre la canne à ROS et le coupleur RF (Figure 38). Ensuite, nous faisons varier la phase et nous relevons le courant collecteur de l'amplificateur avec (Ic_AP) et sans (Ic_SP) circuit de protection. Cette procédure a été mise en œuvre pour les trois tensions de batterie (Vbat) et pour chacun des deux amplificateurs de puissance. Les résultats obtenus pour les amplificateurs CEL/EGSM et DCS/PCS sont exposés sur les Figure 39, Figure 40, Figure 41, Figure 42, Figure 43 et Figure 44. Ces mesures montrent que le circuit de protection limite bien le courant collecteur à 2.5 A pour toutes les phases et qu'il permet d'améliorer la robustesse de l'amplificateur de puissance sous des conditions extrêmes de désadaptations d'impédances (V_{bat}>5V, ROS>10, Pin=27 dBm). Sur les Figure 39, Figure 40 et Figure 42 l'amplificateur de puissance n'est pas détruit bien que le courant collecteur dépasse 3A car la tension de batterie reste faible et donc la puissance dissipée par l'amplificateur relativement modérée. Pour la tension de batterie de 5V, nous avons reporté uniquement le courant collecteur de l'amplificateur avec circuit de protection (Ic_AP) sur les Figure 41 et Figure 44 car l'amplificateur sans circuit de protection ne passe pas le test de robustesse.

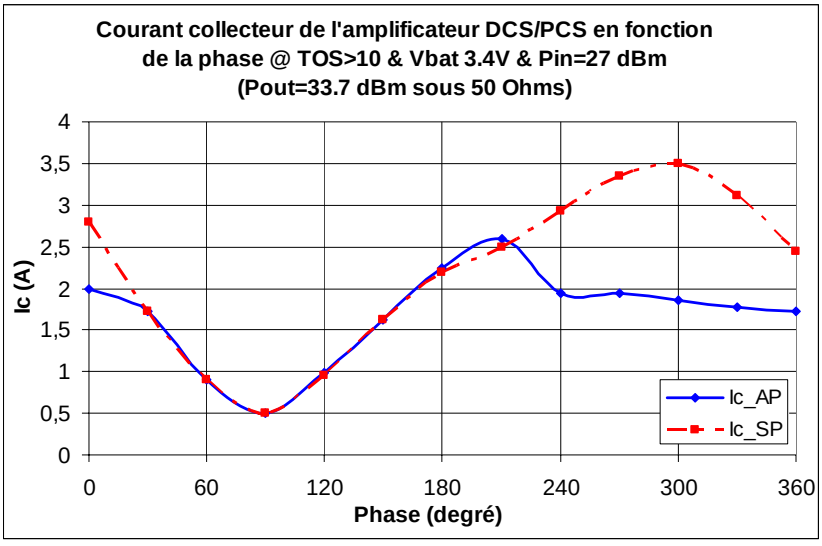


Figure 39 : Courant collecteur de l'amplificateur DCS/PCS sous ROS à Vbat=3.4V

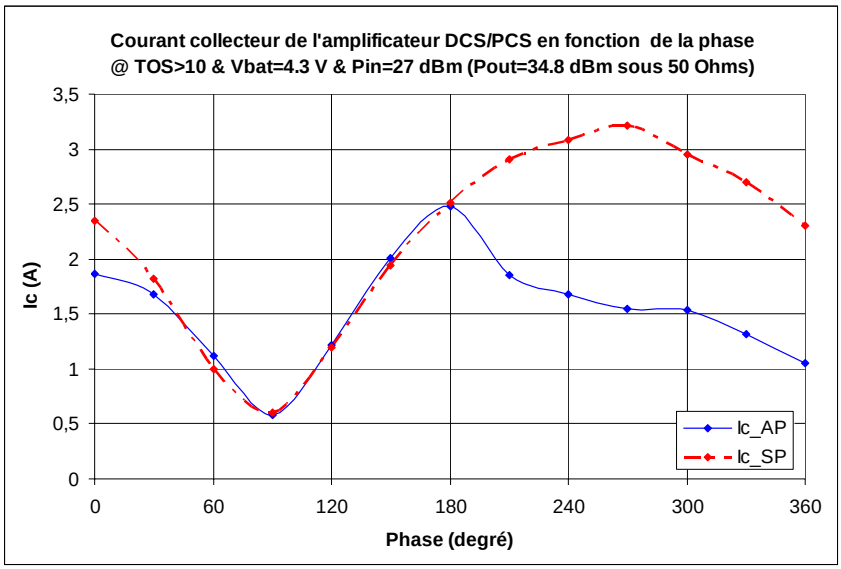


Figure 40 : Courant collecteur de l'amplificateur DCS/PCS sous ROS à Vbat=4.3V

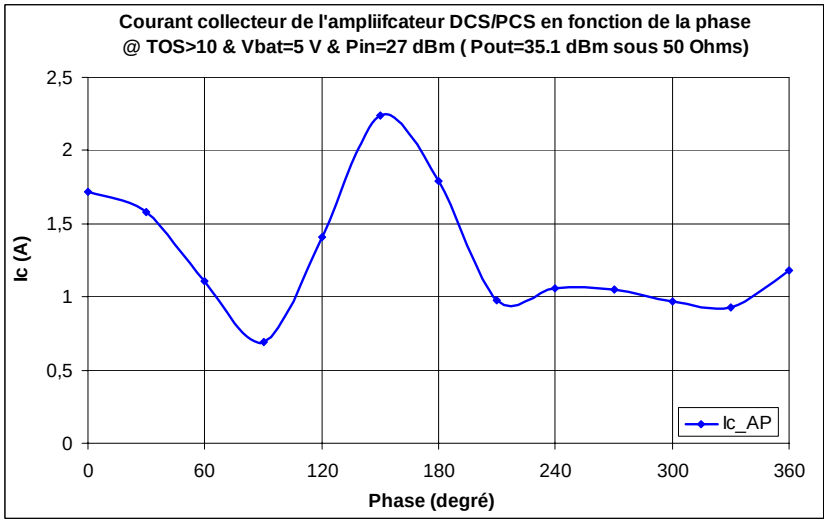


Figure 41 : Courant collecteur de l'amplificateur DCS/PCS sous ROS à Vbat=5V

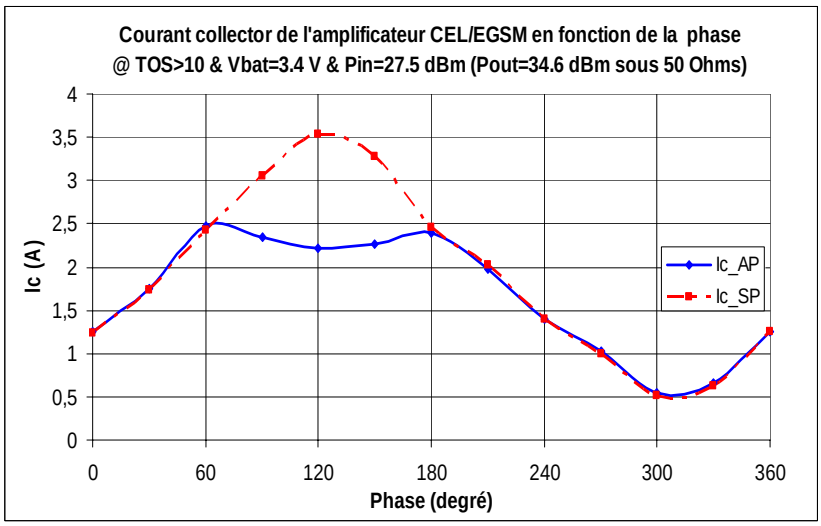


Figure 42 : Courant collecteur de l'amplificateur CEL/EGSM sous ROS à Vbat=3.4V

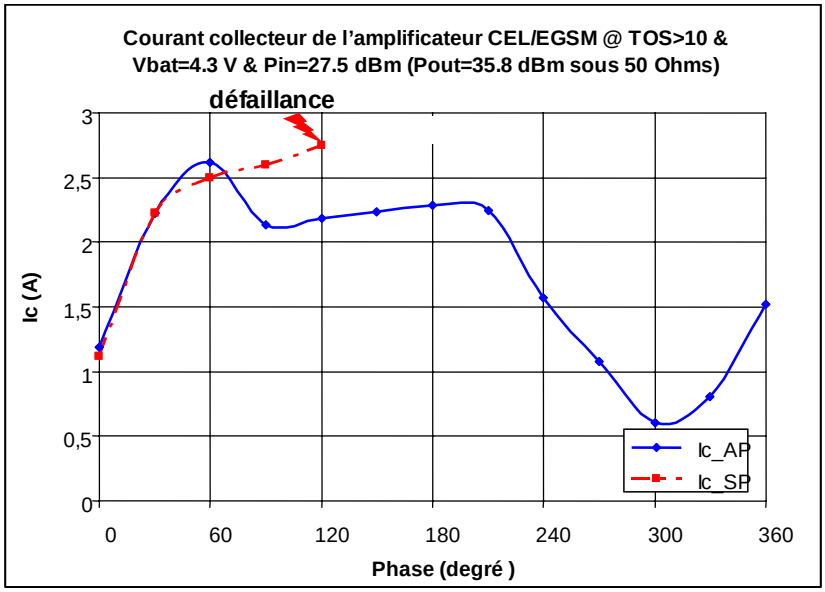


Figure 43 : Courant collecteur de l'amplificateur CEL/EGSM sous ROS à Vbat=4.3V

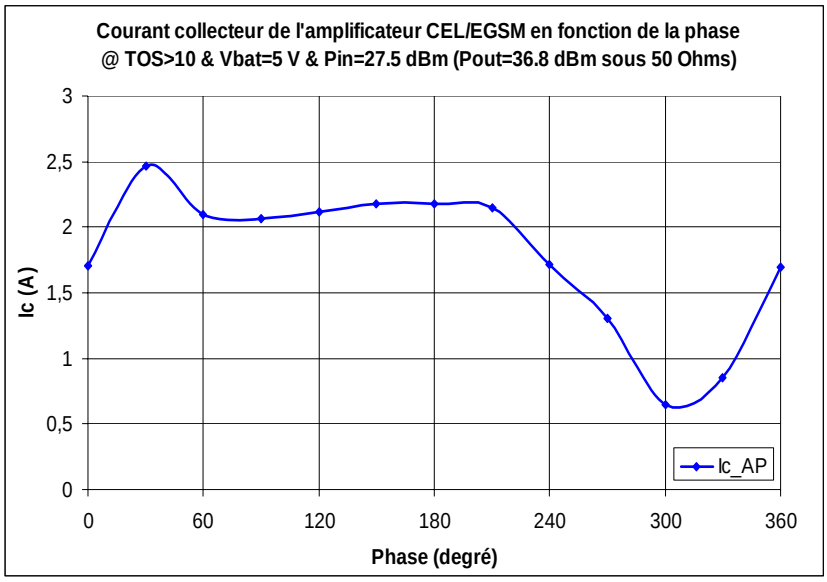


Figure 44 : Courant collecteur de l'amplificateur CEL/EGSM sous ROS @ Vbat=5V

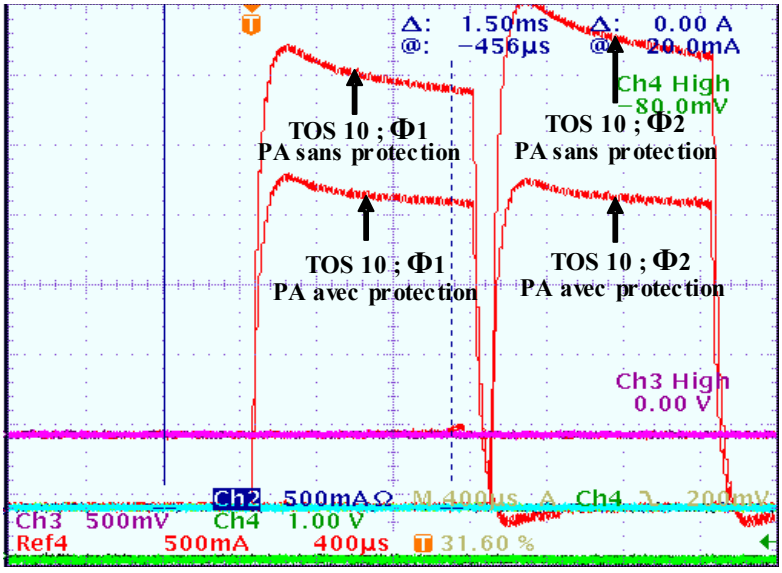


Figure 45 : Courant Collecteur sous ROS pour deux phases différentes avec et sans circuit de protection

La Figure 45 représente la forme d'onde temporelle du courant collecteur de l'amplificateur en conditions GSM, pour un ROS égal à 10, avec et sans circuit de protection et ce pour deux phases différentes (Φ_1 et Φ_2). Avec le circuit de protection le courant collecteur ne dépasse pas 2.5 A, valeur maximum souhaitée lors de la conception. Elle montre aussi qu'il n'y a pas d'oscillations basses fréquences dans la boucle (absence de composantes fréquentielles basses fréquences sur la forme d'onde du courant collecteur) et donc que la boucle est stable.

II.5.4 Implémentation du limiteur de courant sur Raptor6

Afin d'augmenter la tension détectée par le circuit de protection, nous avons apporté quelques modifications au circuit développé dans le paragraphe II.5.3. Un filtre RC du premier ordre a été inséré entre le collecteur du transistor de puissance Q_{RF3} (Figure 46) et le collecteur du transistor de détection Q_4. Ce filtre permet de réduire l'excursion de la tension collecteur du transistor de détection et ainsi de l'empêcher de se saturer lorsque sa tension collecteur devient faible. Une résistance (R_4) de 550 Ohms a également été insérée entre le collecteur du transistor Q_5 du limiteur de courant et le collecteur du transistor miroir du circuit de polarisation de l'étage final de l'amplificateur de puissance. Elle permet d'augmenter la stabilité de la boucle de rétroaction. Le schéma électrique du limiteur de courant modifié est présenté sur la Figure 46. Le dessin de masques de l'étage final de l'amplificateur CEL/EGSM implémenté en technologie HBT GaAs/InGaP est présenté sur la Figure 47. Le

circuit de protection a été totalement intégré sur la puce de l'amplificateur de puissance sans aucune augmentation des dimensions finales de la puce.

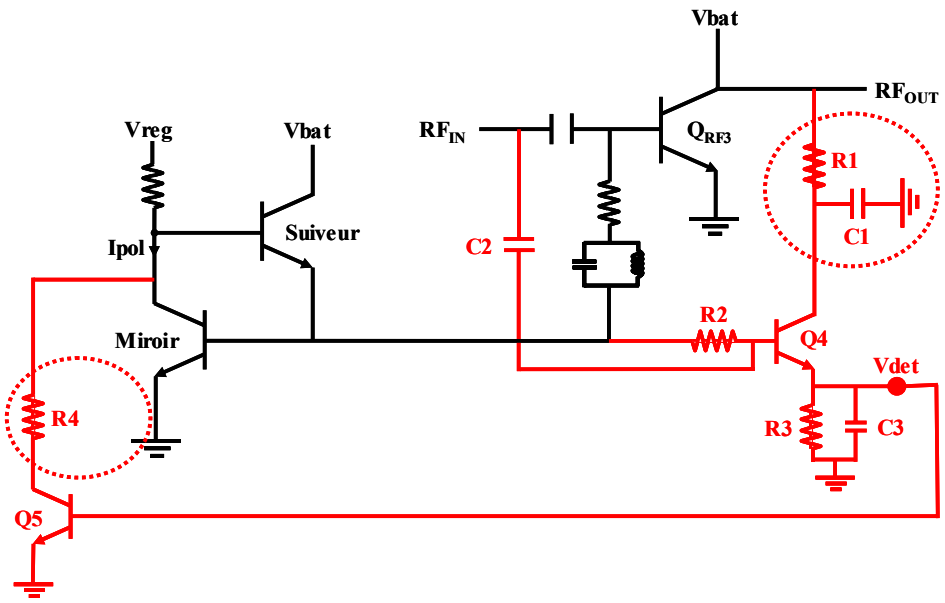


Figure 46 : Schéma électrique du circuit de protection implémenté sur l'étage final de l'amplificateur

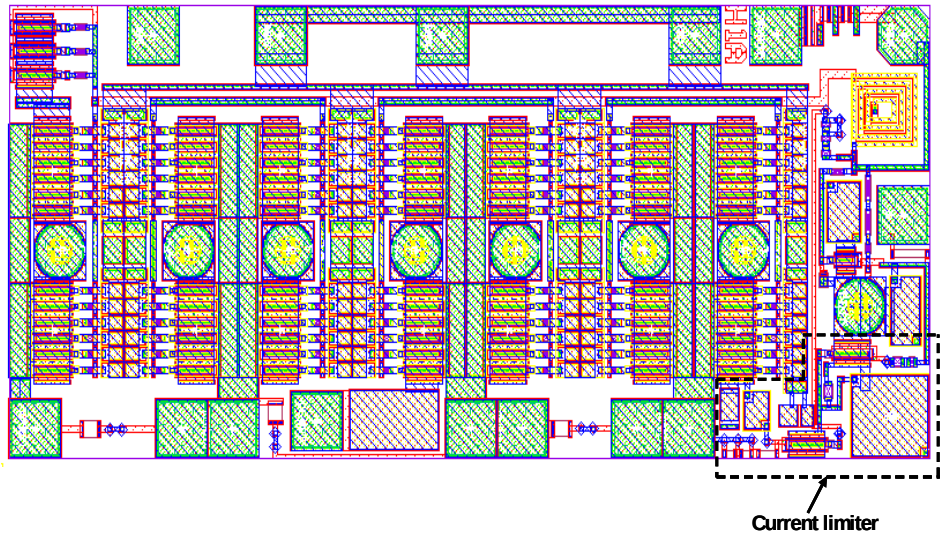


Figure 47 : Dessins de masques de l'amplificateur CEL/EGSM

II.5.4.1 Mesures sur Raptor6

Le limiteur de courant collecteur avec les modifications mentionnées précédemment, a été implémenté sur un module d'amplification de puissance commercial de la société Freescale dénommé Raptor6 (MMM6047). Il s'agit d'un module d'amplification de puissance quadribande (CEL850/EGSM/DCS1800/PCS1900) et bimode GSM/EDGE pour téléphonie mobile. Ce module a pour dimensions $8 \times 8 \times 1.2 \ \text{mm}^3$. Il a été réalisé sur un substrat faible coût

HDI (FR4) à 4 niveaux de métallisation, de permittivité relative 4.25 et d'angle de perte égale à 0.012. Il est composé de deux modules d'amplification de puissance séparés : un module dédié aux bandes CEL850 et GSM900 et un autre aux bandes DCS1800 et PCS1900. Outre les puces d'amplification de puissance, ce module contient un Front End Module c'est-à-dire le filtre d'harmoniques et le commutateur d'antenne. Il contient aussi deux coupleurs directionnels, un détecteur de puissance logarithmique, le circuit de polarisation et de contrôle de la puissance de sortie. Les deux premiers étages de l'amplificateur de puissance sont réalisés en technologie BiCMOS SiGe. L'étage final est implémenté en technologie HBT GaAs/InGaP. Le circuit de polarisation, le détecteur de puissance, le circuit de contrôle du commutateur d'antenne ainsi que les fonctions de contrôle de la puissance de sortie sont implémentés sur le même circuit intégré (Controller IC) en technologie BiCMOS. Le coupleur directionnel et le filtre d'harmoniques sont intégrés sur le même circuit intégré communément appelé IPD (pour Integrated Passive Device) en technologie GaAs. Le commutateur d'antenne est réalisé en technologie PHEMT GaAs. Le schéma électrique du module d'amplification de puissance Raptor6 est présenté sur la Figure 48.

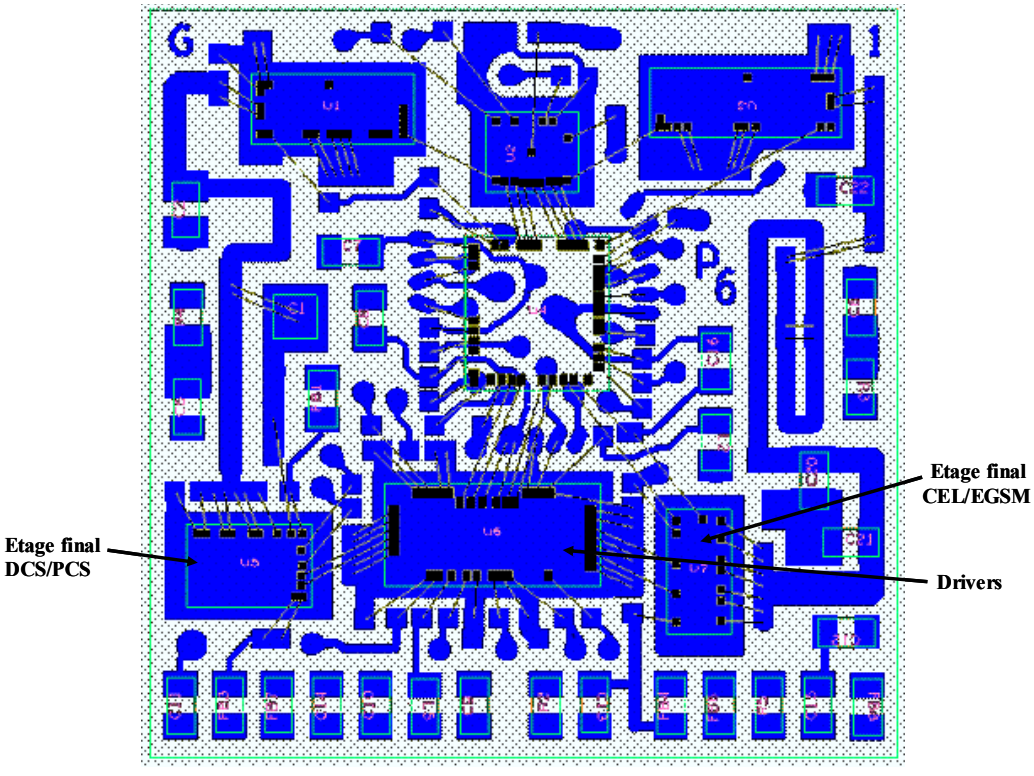


Figure 48 : Vue d'ensemble du module Raptor6 (8×8 mm^2)

II.5.4.1.1 Mesures du limiteur de courant en conditions GSM

Afin de valider le fonctionnement du limiteur de courant avec les nouvelles modifications, nous avons fait des mesures de robustesse sur le module d'amplification de puissance Raptor6 en conditions GSM. Dans un premier temps, nous avons mesuré la tension détectée en boucle ouverte, c'est-à-dire en l'absence de contre-réaction sur le circuit de polarisation de l'amplificateur de puissance, en fonction du courant collecteur pour deux tensions d'alimentation (3.2V et 4V). Les résultats de mesure sont reportés sur la Figure 49. Cette mesure montre que la tension détectée est supérieure à 1.4V lorsque le courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur atteint 2.5A. Elle montre aussi, que pour un même courant collecteur, la tension détectée augmente lorsque la tension d'alimentation de l'amplificateur augmente et donc que le seuil du circuit de protection est plus faible quand la tension d'alimentation augmente.

Pour conclure, les modifications apportées permettent d'augmenter significativement la tension détectée par le circuit de protection et d'atteindre le seuil de déclenchement d'un transistor HBT sur GaAs (1.3V), valeur nécessaire pour déclencher la rétroaction sur le circuit de polarisation de l'amplificateur. Nous voyons aussi que le fonctionnement du limiteur est indexé sur la valeur de la tension d'alimentation.

Dans un deuxième temps, nous avons effectué des tests de robustesse sur l'amplificateur CEL/EGSM en boucle fermée c'est à dire avec une contre-réaction du circuit de protection sur le circuit de polarisation de l'amplificateur. La puissance d'entrée de l'amplificateur a été ajustée à 6 dBm pour assurer la saturation. La tension d'alimentation a été fixée à sa valeur maximale de 5V. Ensuite nous avons appliqué un VSWR de 10 :1 en sortie de l'amplificateur et fait varier la phase de la charge de 0° à 360° afin de décrire toutes les conditions de désadaptations d'impédances allant du circuit ouvert au court circuit. La Figure 50 et la Figure 51 représentent respectivement le courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur sans (IC_SL) et avec le limiteur de courant (IC_AL) en modes IPC (Input Power Control) et BC (Base Control). En mode IPC, le courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur avec le limiteur de courant ne dépasse pas 2.7A alors qu'il dépasse les 4A en absence du limiteur de courant. En mode BC, le courant collecteur de l'étage final avec le limiteur de courant ne dépasse 2.6A alors qu'il atteint 3.1A en absence du limiteur de courant. Grâce aux modifications apportées, le limiteur de courant fonctionne bien en mode IPC et BC et limite le

courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur de puissance CEL/EGSM à une valeur maximum de 2.7A.

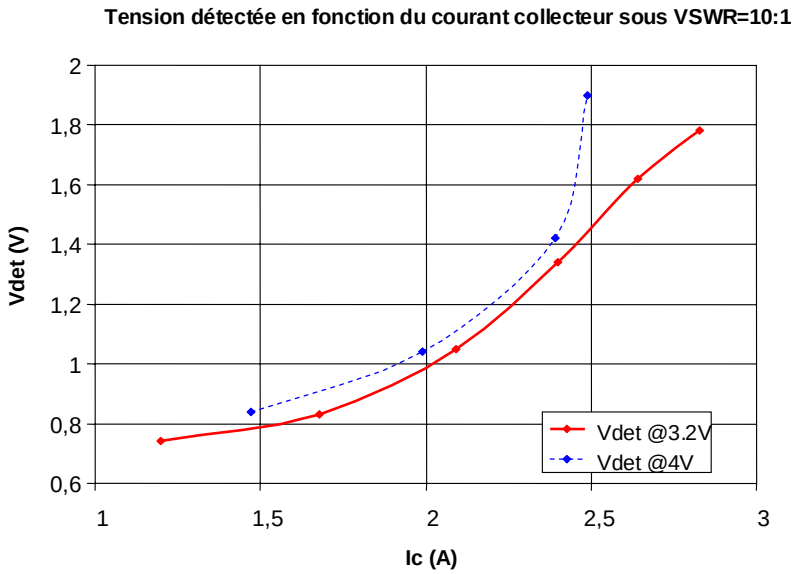


Figure 49 : Tension détectée en fonction du courant collecteur

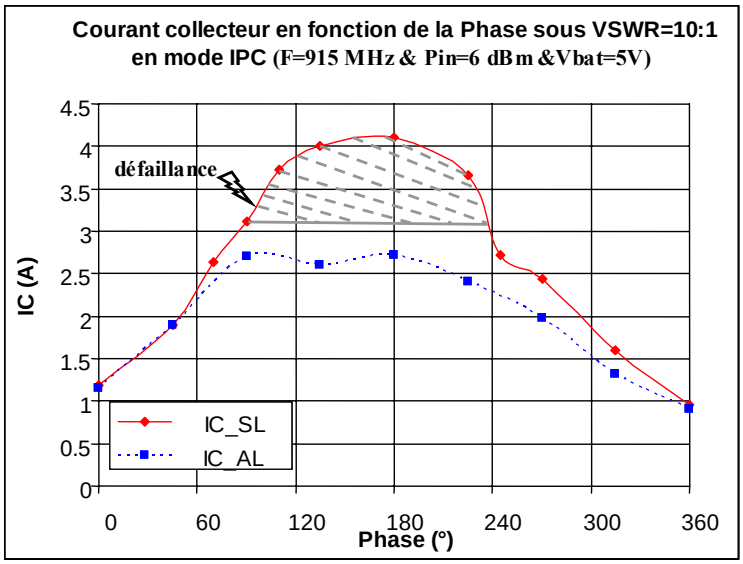


Figure 50 : Courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur avec et sans limiteur de courant en mode IPC

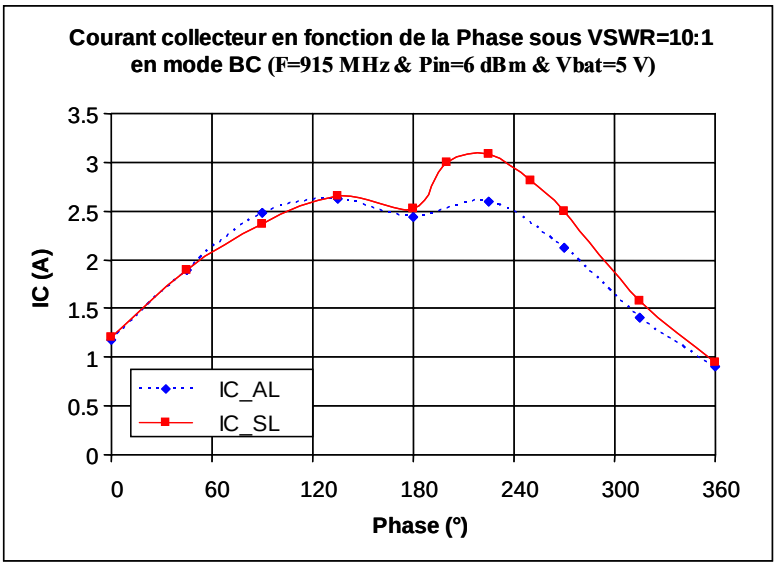


Figure 51 : Courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur avec et sans limiteur de courant en mode BC

II.5.4.1.2 Impact du limiteur de courant sur les performances RF de l'amplificateur à 29 dBm

Afin de quantifier l'impact du limiteur courant sur les performances RF de l'amplificateur CEL/EGSM pour des faibles puissances de sortie (standard EDGE) en mode IPC, la tension de commande V_{ramp} a été ajustée à 2.1V pour avoir 29 dBm de puissance de sortie pour une puissance d'entrée de 6 dBm et une tension de batterie (V_{bat}) de 3.5V. La fréquence du signal RF a été fixée à 915 MHz. Ensuite, nous avons mesuré la puissance de sortie de l'amplificateur ainsi que le courant collecteur de l'étage final avec et sans limiteur de courant. Les résultats de mesures sont présentés sur la Figure 52 et la Figure 53. Ces mesures montrent que le circuit de protection n'a aucun impact sur la puissance de sortie de l'amplificateur et le courant collecteur de l'étage final. Le courant collecteur de l'étage final intégrant le circuit de protection augmente uniquement de 1 mA. Cette augmentation reste très faible devant le courant collecteur de l'étage final qui est, lui, de l'ordre de 1000 mA. Le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur n'est donc pas dégradé en présence du circuit de protection.

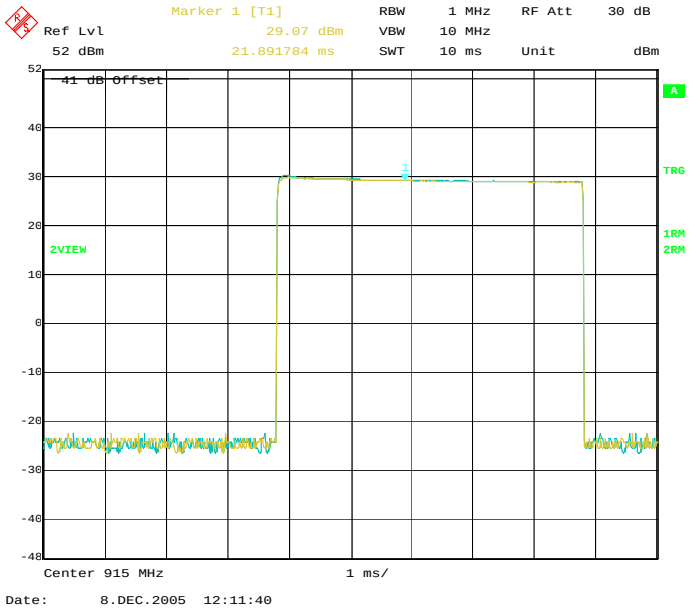


Figure 52 : Puissance de sortie avec et sans limiteur de courant

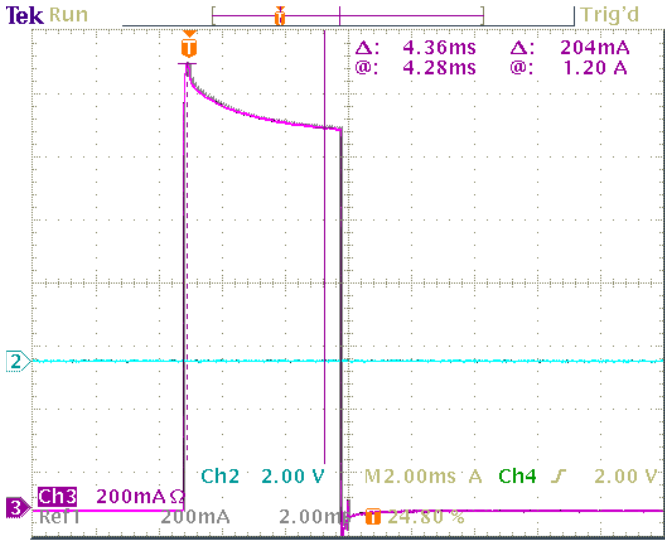


Figure 53 : Forme d'onde du courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur avec et sans circuit de protection

Grâce aux nouvelles modifications, le limiteur de courant fonctionne comme prévu et limite le courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur de puissance à une valeur maximum de 2.7A en mode BC (pour Base Control) et IPC (pour Input Power Control) sans aucune dégradation de la puissance de sortie et du rendement en puissance ajoutée du module d'amplification de puissance même pour les faibles puissances de sortie (29 dBm).

II.5.5 Conclusion

Nous avons montré expérimentalement que seulement l'étage final d'un amplificateur multi-étages est sensible aux désadaptations d'impédance et que le circuit de protection est d'autant plus efficace que la contre réaction est faite sur les étages amonts (driver et predriver).

Nous avons aussi démontré, dans cette troisième partie, l'efficacité et les nombreux avantages du circuit de protection permettant de limiter le courant collecteur de l'étage final d'un amplificateur de puissance.

Le circuit de protection que nous avons conçu est composé d'un détecteur de courant collecteur de très faibles dimensions et à très basse consommation permettant de s'affranchir avantageusement de l'utilisation d'un coupleur pour la détection de la puissance de sortie de l'amplificateur, et d'une boucle de rétroaction permettant de réduire la polarisation de l'amplificateur de puissance lorsque le courant collecteur de ce dernier dépasse une valeur maximum de 2.7A.

Ce circuit de protection, implémenté sur l'étage final d'un amplificateur de puissance en technologie HBT GaAs/InGaP, a permis à l'amplificateur de passer tous les tests de robustesse sans subir de défaillance. Ces tests ont pourtant mis en œuvre des conditions extrêmes telles qu'une valeur de ROS supérieure à 10 ou encore une tension de batterie supérieure à 5 V et ce pour toutes les phases possibles de la charge de sortie. Outre son efficacité, le circuit de protection conçu, respecte les contraintes de faibles dimensions, de facilité d'intégration et ne dégrade ni la puissance de sortie, ni le rendement en puissance ajoutée (PAE) de l'amplificateur de puissance sous 50 Ohms.

II.6 Conclusion

Le travail présenté dans ce deuxième chapitre porte sur la conception et la réalisation de circuits de protection permettant d'améliorer la robustesse des amplificateurs de puissance en technologie HBT GaAs pour téléphonie mobile vis à vis des désadaptations d'impédances induites par les variations de l'environnement de l'antenne ou par le déplacement de l'utilisateur.

Notre première préoccupation a été la compréhension du phénomène de désadaptation d'impédances et ses conséquences sur la tension et le courant collecteur de l'amplificateur de puissance. Ensuite, nous avons identifié le mécanisme de défaillance sous ROS des HBT. Il ressort de notre analyse que la robustesse des HBT est affectée non pas par la tension d'avalanche statique collecteur-émetteur à base ouverte (BV_{CEO}) du transistor mais par la puissance dissipée dans l'étage final de l'amplificateur de puissance. En pratique, l'excursion de la tension collecteur peut largement dépasser la tension d'avalanche statique collecteur-émetteur à base ouverte (BV_{CEO}) sans provoquer de défaillance ou de destruction du transistor de puissance. En effet, la tension collecteur limite est supérieure à la tension d'avalanche statique et dépend grandement de l'impédance ramenée, par le circuit de polarisation, sur la base du transistor de puissance. En pratique, l'impédance équivalente ramenée par le circuit de polarisation (de l'ordre de 500 Ohms), permet d'avoir une tension d'avalanche BV_{CER} nettement supérieure à la tension d'avalanche statique à base ouverte (BV_{CEO}).

Ensuite, nous avons étudié les solutions permettant d'améliorer la robustesse des HBT. Ces solutions peuvent être classées en deux catégories. La première solution est une solution technologique qui consiste à modifier le dopage et/ou l'épaisseur du collecteur du transistor de puissance afin d'augmenter sa tension d'avalanche statique BV_{CEO}. D'un point de vue pratique, cette solution n'est pas envisageable parce qu'elle dégrade la puissance de sortie du transistor ainsi que son rendement en puissance ajoutée et ne suffit pas à protéger l'amplificateur de puissance dans des conditions extrêmes de désadaptations d'impédances. La deuxième solution est une solution de conception, qui consiste à limiter la tension ou le courant collecteur à une valeur maximum par le biais de circuits de protection qui sont intégrés soit sur la puce de l'amplificateur de puissance réalisée en technologie HBT GaAs ou SiGe, soit sur la puce de "contrôle et de polarisation" de l'amplificateur qui est réalisée en technologie BiCMOS. Les circuits que nous avons étudiés reposent tous sur le même principe

de limitation de la tension collecteur de l'étage final de l'amplificateur. Pour comparer et trier ces différents dispositifs de protection, nous avons mis l'accent sur l'efficacité de la protection, l'impact du circuit de protection sur les performances de l'amplificateur de puissance sous 50 Ohms, les dimensions du circuit de protection, sa sensibilité vis à vis des dispersions technologiques, sa facilité d'intégration sur le GaAs, l'utilisation de composants réalisés dans des technologies différentes (BiCMOS), son autonomie (nécessité de générer des tensions régulées qui soient très précises et indépendantes de la température et des dispersions technologiques).

Découlant de cette étude des différentes topologies de circuits de protection utilisées en industrie, nous avons proposé un certain nombre de principes à appliquer pour protéger efficacement l'amplificateur de puissance tout en respectant les contraintes d'intégration, de faibles dimensions et de faible coût. Le premier principe consiste à limiter la puissance dissipée (ou le courant collecteur) de l'étage final de l'amplificateur de puissance, les étages amonts (drivers) étant insensibles à ces désadaptations d'impédances. Le deuxième principe consiste à agir de préférence sur la polarisation des étages amonts (drivers) ou sur le dernier étage afin de protéger efficacement l'amplificateur.

Afin de concrétiser cette étude, un circuit de protection original de très faibles dimensions, totalement intégrable sur le GaAs, de faible coût, n'altérant ni la puissance de sortie ni le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur sous 50 Ohms et mettant en œuvre les principes cités ci-dessus, a été conçu et testé. Les résultats que nous avons obtenus sont très bons et le circuit de protection a été intégré sur un module commercial d'amplification de puissance de la société Freescale (MMM6047). Ce circuit a permis de passer un test de robustesse avec des ROS supérieurs à 10:1 au niveau de l'amplificateur (de l'ordre de 20:1 au niveau de l'antenne du téléphone), pour une tension de batterie supérieure ou égale à 5V et pour toutes les phases de la charge de sortie, ce qui conduit à des conditions de charge allant du court circuit au circuit ouvert.

La compacité du circuit de détection de la puissance de sortie de l'amplificateur, son intégration monolithique et sa très basse consommation permettrait en l'intégrant dans un circuit de linéarisation d'améliorer la linéarité de l'amplificateur de puissance, qui constitue aussi une autre spécification clé des modules modernes d'amplification de puissance, tout en s'affranchissant de l'utilisation d'un coupleur pour la détection de la puissance de sortie. Cette étude fera l'objet du chapitre suivant.

Références bibliographiques

[1] W. Liu, S. Nelson, D.G. Hill and A. Khatibzadeh "Current Gain Collapse in Microwave Multifinger Heterojunction Bipolar Transistors Operated at Very High Power Densities", IEEE Transactions On Electron Devices, VOL. 40, N° 11, pp. 1917-1927. November 1993.

[2] W. Liu, A. Khatibzadeh, J. Sweder and H.F. Chau "The Use of Base Ballasting to Prevent the Collapse of Current Gain in AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistors", IEEE Transactions On Electron Devices, VOL. 43, N° 2, pp. 245-251. February 1996.

[3] P. Tseng, L. Zhang, G.B. Gao and M.F. Chang "A 3-V Monolithic SiGe HBT Power Amplifier for Dual-Mode (CDMA/AMPS) Cellular Handset Applications", IEEE Journal Of Solid-State Circuits, VOL. 35, N° 9, pp. 1338-1334. September 2000.

[4] J. Trichet "Power Control Solutions Comparison". Présentation interne Motorola. September 25, 2003.

[5] G. Trauth, V. Vanhuffel and J. Trichet "An advanced controller for multi-band open loop power control mode RF power amplifier", Microwave Engineering, pp 39-40. July 2002.

[6] A. Inoue, S. Nakatsuka, S. Suzuki, K. Yamamoto, T. Shimura, R. Hattori and Y. Mitsui "Direct Measurement of the Maximum Operating Region in GaAs HBTs for RF Power Amplifiers", IEEE MTT-S Digest, pp. 1687-1690, June 2001.

[7] T. Johanson "RF Power Transistor", United States Patent, Patent Number: 6.483.170 B2. November. 19, 2002.

[8] A. Inoue, S. Nakatsuka, R. Hattori and Y. Matsuda "The Maximum Operating Region in SiGe HBTs for RF Power Amplifiers", IEEE MTT-S Digest, pp. 1023-1026, June 2002.

[9] S. Heckmann, J.M. Nébus, R. Quéré, J.C. Jacquet, D. Floriot and P. Auxemery "Measurement and modelling of Static and Dynamic Breakdowns of Power GaInP/GaAs HBT's", IEEE MTT-S Digest, pp1001-1004, June 2002.

[10] J.B. Johnson, A.J. Joseph, D.C. Sheridan, R.M. Maladi, P. Brandt, J. Persson, J. Andersson, A. Bjorneklett, U. Persson, F. Abasi and L. Tilly "Silicon-Germanium BiCMOS HBT Technology for Wireless Power Amplifier Applications", IEEE Journal of Solid-state Circuits, VOL. 39, N° 10, pp. 1605-1614. October 2004.

[11] "HBT2 Technology Design Rule Manual". Revision 1.8. Microwave and Mixed-Signal technologies Laboratory. Motorola Confidential proprietary. May 11, 2003.

[12] "CDR1 BiCMOS Design Manual". Revision 2.3. DigitalDNA Laboratories. August, 2003.

[13] J.F. Imbornone, M. Murphy, R.S. Donahue and E. Heaney "New Insight into Subharmonic Oscillation Mode of GaAs Power Amplifiers Under Severe Output Mismatch Condition", IEEE Journal of Solide-State Circuits, Vol. 32, pp. 1319-1325, September 1997.

[14] J.F. Imbornone, M. Murphy, R.S. Donahue and E. Heaney "New Insight into Subharmonic Oscillation Mode of GaAs Power Amplifiers Under Severe Output Mismatch Condition", IEEE GaAs IC Symposium, pp 307-310, June 1996.

[15] L. Carbonini and A. Manara "A procedure To evaluate The Output VSWR of High Power Amplifiers". International Symposium on electromagnetic compatibility. pp. 241-244. Volume N°1, 24-28 August 1998.

[16] J.B. Johnson, A.J. Joseph, D. Sheridan and R.M. Malladi "SiGe BICMOS technologies For Power Amplifier Applications", IEEE GaAs Digest, pp 179-182. April 2003.

[17] A.J. Joseph, J. Dunn, G. Freeman, D.L. Harame et al. "Product Applications and technology Directions With SiGe BiCMOS", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 38, N0 9, pp 1471-1478. September 2003.

[18] S. Augaudy "Caractérisation et modélisation des transistors Microondes, Application à l'étude de la linéarité des amplificateurs à fort rendement", thèse de Doctorat, Université de Limoges,n° d'ordre 8-2002, 2002.

[19] T. Niwa, T. Ishigaki, H. Shimawaki and Y. Nashimoto "A Composite-Collector InGaP/GaAs HBT with High Ruggedness for GSM Power Amplifiers", IEEE MTT-S Digest, pp. 711-714, January 2003.

[20] Y.J. Chen, C. Wang, T.C. Tsai and S.M. Joseph Liu "Heterojunction Bipolar Transistor Power Transistor", United States Patent, Patent Number: 0099879A1. May. 27, 2004.

[21] T.R. Apel, J.E. Bonkowski and P.H. Litzenberg "Power Amplifier Mismatch Protection With Clamping Diodes in RF Feedback Circuit", United States Patent, Patent Number: 6.459.340 B1. October. 1, 2002.

[22] C.R. Jackson and D.R. Burke "VSWR Adaptive Power Amplifier System", United States Patent, Patent Number: 5.081.425. January. 14, 1992.

[23] D. Hill "RF Amplifier and Method Therefore", United States Patent, Patent Number: 0038680 A1. February. 27, 2003.

[24] S. Suzuki, K. Yamamoto, T. Asada, K. Choumei, A. Inoue, R. Hattori, N. Yoshida and T. Shimura "A New Approach To Prevent the Burnout Under Mismatching Load Conditions In High Power HBT", 29th European Microwave Conference, pp. 117-120, Munich 1999.

[25] K. Yamamoto, S. Suzuki, K. Mori, T. Asada, T. Okuda, A. Inoue, T. Miura, K. Chomei, R. Hattori, M. Yamanouchi and T. Shimura "A 3.2-V Operation Single-Chip Dual-Band AlGaAs/GaAs HBT MMIC Power amplifier with Active feedback Circuit Technique", IEEE Journal Of solid state Circuits, Vol.35, N°8, pp. 1109-1120, August 2000.

[26] K. Yamamoto, A. Inoue, S. Suzuki and T. Asada "Power Amplifier", United States Patent, Patent Number: 6.278.328 B1. August. 21, 2001.

[27] P. Antognetti, J. Griffiths, D. Helms, J. Moniz, S. Munro, J. Park, C. Stuebing and X. Zhang "Active Bias Network Circuit for Radio Frequency Amplifier", United States Patent, Patent Number: 6.373.339 B2. April. 16, 2002.

[28] J.R. king "High VSWR Mismatch Output Stage ", United States Patent, Patent Number: 6.137.366. October. 24, 2000.

[29] D.C. Dening and K. Muhonen "Power Amplifier Protection", United States Patent, Patent Number: 6.525.611 B1. February. 25, 2003.

[30] T.W. Arell, H. Lewinski, J.M. Lott and O.J. Lopez "Active Clamping Circuit for Power Amplifiers", United States Patent, Patent Number: 6.580.321 B1. June. 17, 2003.

[31] J.C. Arnott "Power Amplifier Overload Protection", United States Patent, Patent Number: 0045251 A1. March. 6, 2003.

[32] D. Dening and K. Muhonen "Power Amplifier Protection Circuit", United States Patent, Patent Number: 6.720.831 B2. April. 13, 2004.

[33] D. Hill "Circuit Approaches for Improved PA Ruggedness", présentation interne Motorola. May. 15, 2003.

[34] G. Montoriol "HBT Ruggedness Improvement", présentation interne Motorola. May. 15, 2003.

[35] V. Vanhuffel "HBT Mismatch Protection Circuit", Rapport interne Motorola. September 2002.

[36] D.P. Prikhodko, A.G.W.P. van Zuijlen and N. Kramer "RF Power Amplifier Circuit", United States Patent, Patent Number: 0087626 A1. May. 8, 2003.

[37] A. Scuderi, F. Carrara, A. Alessandro and G. Palmisano "A High Performance RF Power Amplifier With Protection Against Load Mismatches", IEEE MTT-S Digest, pp 699-702. June 2003.

[38] P. Dicarlo, S. Boerman, R. Burton, H.C. Chung, D. Evans, M. Gerard, J. Gering, I. Khayo, L. Lagrandier, I. Lalicevic, P. Reginella, S. Sprinkle and Y. Tkachenko "A Highly Integrated Quad-band GSM TX-Front-End-Module", IEEE 2003 GaAs Digest. pp 280-283.

[39] E. Jarvinen, S. Kalajo and M. Matilainen "Bias Circuits for GaAs HBT Power Amplifiers". IEEE MTT-S Digest. pp 507-510. June 2001.

Chapitre III. LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

III.1 Introduction

L'amplificateur de puissance est le bloc RF d'un système d'émission-réception qui présente la plus forte consommation. L'autonomie d'un téléphone portable ou de tout autre système embarqué est donc fortement dépendante de l'efficacité de l'amplificateur de puissance. Le standard de communications mobiles de deuxième génération GSM utilise une modulation à enveloppe constante et donc des amplificateurs de puissance non linéaire ayant un bon rendement peuvent être utilisés pour amplifier de tels signaux. Les nouveaux standards de communications mobiles de troisième génération tels que le EDGE, WCDMA et CDMA2000 permettent la transmission d'une quantité importante de données (vidéo, images) avec un maximum d'efficacité spectrale mais nécessitent l'utilisation de techniques de modulations très sophistiquées. Ces modulations sont à enveloppe variable avec un PAR – Peak to Average Ratio- élevé, rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne, nécessitant l'utilisation d'amplificateur de puissance linéaire afin d'introduire le minimum de distorsions sur le signal transmis. L'utilisation d'amplificateur de puissance linéaire avec un recul (back off) par rapport au point de compression à 1 dB, permet de répondre à cette contrainte sur la linéarité mais se traduit malheureusement par un rendement en puissance ajoutée très faible ce qui limite considérablement l'autonomie du téléphone portable. De plus, contrairement au GSM où elle n'a lieu que durant un intervalle de temps (appelé burst), l'émission se fait ici souvent de façon continue, comme par exemple dans le cas du standard WCDMA, ce qui réduit encore d'avantage l'autonomie du terminal. Ainsi, pour augmenter l'autonomie d'un terminal mobile, la conception d'amplificateur de puissance linéaire et à très haut rendement s'avère indispensable. La conception d'amplificateur de puissance saturé combiné avec l'utilisation d'un circuit de linéarisation permet d'améliorer la linéarité mais en dégradant de façon plus au moins importante le rendement en puissance ajoutée. L'objectif est ici de démontrer l'intérêt du circuit de détection de la puissance de sortie de l'amplificateur, tel que développé précédemment pour la protection de l'amplificateur, en l'associant à une topologie originale de linéarisation par injection de l'enveloppe de la modulation. Nous aboutissons de la sorte à un circuit de linéarisation large bande, à très faible consommation et monolithiquement intégrable qui vise à démontrer la possibilité d'atteindre, simultanément et sans aucun compromis, de très bonnes performances à la fois en linéarité et en rendement en puissance ajoutée. Notons que la plupart des réalisations faisant référence dans ce domaine exploitent aujourd'hui des boucles de linéarisation basées sur l'utilisation de coupleurs

directifs et de fonctions électroniques, dont la consommation est conséquente et qui ne sont généralement pas monolithiquement intégrables, notamment en technologies GaAs [10], [11], [14], [15], [16].

Dans la première partie de ce troisième chapitre, nous rappelons les différentes métriques pour l'évaluation de linéarité d'un amplificateur de puissance radiofréquence. Les critères de conversions AM/AM (conversion de gain), AM/PM (conversion de phase), d'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), ACLR (Alternate Channel Leakage Ratio) et d'EVM (Error Vector Magnitude) seront abordés.

Ensuite, dans la deuxième partie, nous présentons l'état de l'art des principales techniques de linéarisation d'amplificateurs de puissance radiofréquences, à savoir la prédistorsion, le feedforward, la polarisation variable, l'attaque des amplificateurs par des signaux à enveloppe constante (EER et LINC) et enfin le feedback. Tout au long de cette présentation nous mettons en relief les avantages et les inconvénients de chaque technique de linéarisation étudiée. La technique de linéarisation par injection d'un signal basse fréquence fera l'objet d'une étude approfondie et sera étudiée à part dans la quatrième partie.

Enfin, dans la dernière partie de ce troisième chapitre, nous présentons la nouvelle topologie de linéarisation que nous proposons, basée sur l'injection de l'enveloppe basse fréquence. Nous montrons qu'elle permet d'améliorer significativement la linéarité de l'amplificateur de puissance tout en maintenant le rendement en puissance ajoutée à un haut niveau pour différents standards de radiocommunications mobiles de troisième génération. Ceci est obtenu grâce à la très faible consommation du linéariseur, même pour des valeurs de la puissance de sortie très faibles. Par ailleurs, nous montrerons que ce linéariseur permet d'améliorer aussi la linéarité de l'amplificateur sous des conditions sévères de désadaptations d'impédance.

III.2 Compromis linéarité/rendement

Quelles que soient leurs caractéristiques (débit symbole, efficacité spectrale…), les modulations numériques peuvent être classées en deux catégories : les modulations à enveloppe constante et les modulations à enveloppe variable.

Les modulations à enveloppe constante sont des modulations dont l'amplitude du signal modulé reste constante en fonction du temps. La puissance instantanée du signal reste donc constante en fonction du temps. L'information transmise est contenue dans le signal de la modulation de fréquence ou de phase. C'est le cas du standard GSM pour les radiocommunications mobiles de 2ème génération, pour lequel une modulation de fréquence de type GMSK est utilisée. L'amplification de puissance de tels signaux peut supporter d'être non linéaire, ce qui permet l'utilisation d'amplificateur de puissance non linéaire et donc ayant un bon rendement en puissance ajoutée.

Les modulations à enveloppe variable sont des modulations dont l'amplitude du signal modulé varie en fonction du temps. L'information transmise est maintenant contenue dans le signal de la modulation de phase ou de fréquence mais aussi dans l'enveloppe du signal de porteuse. Cette technique permet d'atteindre des débits de transmission importants avec une efficacité spectrale optimale. Elle est utilisée par les standards de radiocommunications mobiles de 3ème génération tels que EDGE, WCDMA et CDMA2000.

Une modulation à enveloppe variable est caractérisée par deux grandeurs :

- Le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne (Peak to Average Ratio, noté PAR). Pour le standard GSM, le PAR est de 0 dB. Il est de 3.3 dB pour les standards EDGE et WCDMA et de 5 dB pour le standard CDMA2000.

- Le rapport entre la puissance crête et la puissance minimale (Peak to Minimum Ratio). Il est de 0 dB pour le standard GSM et de 17 dB pour le standard EDGE. Il est infini pour les standards WCDMA et CDMA2000.

Afin d'amplifier un signal à enveloppe variable sans introduire de distorsions, il faut que l'amplificateur de puissance fonctionne en régime linéaire pour des puissances du signal d'entrée variant entre la puissance minimale et la puissance crête. Si on considère, par exemple, un signal dont le PAR est de 3 dB et que le point de compression en sortie P_{1dB} de

l'amplificateur définit la limite de la zone d'amplification linéaire, la puissance de sortie moyenne doit être inférieure au P_{1dB} d'au moins 3 dB de recul en puissance de sortie moyenne par rapport au P_{1dB} pour ne pas solliciter des zones de fonctionnement fortement non linéaires de l'amplificateur de puissance. Ce recul en puissance de sortie moyenne se note OBO (Output Back Off). La conséquence de ce recul en puissance est un rendement en puissance ajoutée bien inférieur à celui de l'amplificateur en région saturée.

Cette constatation nous amène au fameux compromis entre la linéarité et le rendement auquel les concepteurs d'amplificateurs de puissance sont très souvent confrontés. En effet, la meilleure linéarité s'obtient lorsque l'amplificateur fonctionne en régime linéaire alors que le meilleur rendement s'obtient lorsque l'amplificateur fonctionne dans la zone de saturation. Le travail du concepteur consiste donc à trouver le meilleur compromis entre ces deux spécifications antagonistes.

Ainsi, la linéarité et le rendement en puissance ajoutée tiennent une grande place dans le marché de la téléphonie mobile. Il s'agit des deux spécifications clés d'un module d'amplification de puissance. La linéarité est liée aux spécifications de l'ETSI (European Telecommunication Standards Institute) sur les pollutions spectrales. Les spécifications sur la linéarité sont sévères afin de permettre une utilisation optimale du spectre de fréquences alloué à un standard de radiocommunications mobiles. Quant au rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur de puissance, même s'il ne résulte pas de spécifications d'un organisme de régulation, il conserve cependant une importance comparable car il détermine l'autonomie du système.

III.3 Métriques pour l'évaluation de la linéarité

Différentes métriques existent et permettent de quantifier la linéarité d'un amplificateur de puissance radiofréquence, de façon plus au moins rigoureuse relativement à leur accord avec la réalité de l'utilisation de l'amplificateur. En effet, suivant la nature du signal de test appliqué à l'entrée de l'amplificateur on peut distinguer trois types de réponses :

- Réponse de type monoporteuse (ou CW : pour Continuous Wave) : Le signal de test est constitué d'un signal sinusoïdal pur.
- Réponse de type biporteuse : Le signal de test est composé de deux signaux sinusoïdaux de même amplitude et de fréquences légèrement différentes.

- réponse à une modulation numérique.

A chacune de ses réponses peuvent être associées diverses caractéristiques pour l'évaluation de la linéarité, comme nous allons le développer dans ce qui suit.

III.3.1 Réponse en monoporteuse

Le signal de test appliqué à l'entrée de l'amplificateur est un signal sinusoïdal non modulé. Il permet d'étudier d'une façon rapide et simple la linéarité de l'amplificateur de puissance à partir de courbes du type de celles présentées sur la Figure 54.

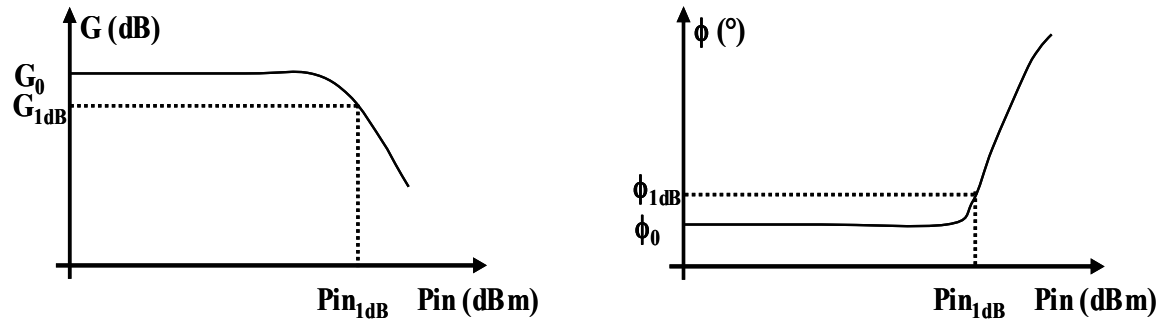
Ces courbes de conversions sont en général données à la fréquence centrale de fonctionnement de l'amplificateur de puissance. Dans le cas d'un amplificateur de puissance sans effets de mémoire, ces courbes ne varient pas en fonction de la fréquence. En présence des effets de mémoire, tant le déphasage entre l'entrée et la sortie que le gain dépendent de la fréquence de travail pour une valeur donnée de la puissance d'entrée.

III.3.1.1 Conversion AM/AM

Cette courbe (Figure 54) donne le gain de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée. Elle représente physiquement la conversion de la modulation d'amplitude en modulation d'amplitude. Pour les puissances d'entrée suffisamment faibles, le signal de sortie est proportionnel au signal d'entrée. Plus la courbe de conversion AM/AM est plate, plus la linéarité de l'amplificateur est bonne. A partir de cette courbe, on peut définir le point de compression à 1 dB qui est la puissance d'entrée pour laquelle on observe une diminution du gain petit signal de 1 dB. Ce point délimite les zones de fonctionnement linéaire et non-linéaire de l'amplificateur.

III.3.1.2 Conversion AM/PM

La courbe de conversion AM/PM (Figure 54) donne le déphasage entre la sortie et l'entrée de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée. Elle représente physiquement une conversion de la modulation d'amplitude en modulation de phase. Dans la zone de fonctionnement linéaire de l'amplificateur, le déphasage reste constant. Lorsque la puissance du signal d'entrée devient importante, le déphasage devient dépendant du niveau de la puissance d'entrée ce qui se traduira par une erreur de phase sur la constellation d'une modulation numérique.



Conversion AM/AM **Conversion AM/PM**

Figure 54 : Conversions d'amplitude et de phase

Ces deux critères (conversions AM/AM et AM/PM) sont subjectifs et donnent juste une indication sur la limite de la zone de fonctionnement linéaire de l'amplificateur. Ils sont cependant très utilisés car ils sont les plus simples d'obtention, et s'ils ne donnent q'une idée générale de la linéarité de l'amplificateur, ils permettent cependant d'identifier rapidement les paramètres critiques de la conception (qui influent sur la linéarité) et ainsi de conduire une première optimisation de la linéarité.

III.3.2 Réponse en biporteuse

Le signal de test appliqué à l'entrée de l'amplificateur est composé de deux signaux sinusoïdaux de même amplitude et de fréquences légèrement différentes. On parle alors généralement de signal deux tons. Le signal d'entrée est donc donné par la relation suivante :

$$V_{IN} = A \cdot \cos(2\pi f_1 t) + A \cdot \cos(2\pi f_2 t) = 2A \cdot \cos\left(2\pi \cdot \frac{\Delta f}{2} t\right) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 t) \qquad \textbf{(17)}$$

Où

$$\Delta f = f_2 - f_1 \text{ et } f_0 = \frac{f_2 + f_1}{2} \qquad \textbf{(18)}$$

Ce signal de test peut être considéré comme une modulation d'amplitude d'un signal de fréquence porteuse égale à f_0, et dont le rapport puissance crête sur puissance moyenne (PAR) est de 3 dB.

A cause de la non linéarité de l'amplificateur de puissance, l'amplification de ce signal de test crée à la sortie de l'amplificateur des produits d'intermodulation de fréquences

$|m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2|$ avec $(m,n) \in Z^2$. La réponse de l'amplificateur de puissance à un signal de test deux tons est présentée sur la Figure 55.

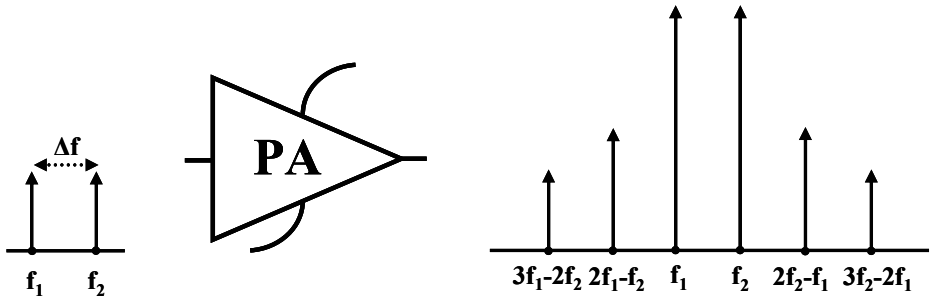


Figure 55 : Spectre du signal de sortie pour un signal d'entrée deux tons

Les produits d'intermodulation les plus gênants sont les produits d'ordre 3 (noté IMD_3) et d'ordre 5 (noté IMD_5) car ils ont en général une puissance suffisamment élevée et se trouvent à proximité du canal utile. Plus la puissance de ces produits d'intermodulation sera importante et plus la distorsion du signal de sortie le sera, ou de manière équivalente moins la linéarité de l'amplificateur sera bonne. Nous pouvons définir deux figures de mérite permettant d'apprécier la linéarité de l'amplificateur de puissance : les rapports C/I_3 et C/I_5. Ils sont calculés à partir des équations suivantes :

$$C/I_3 = -10 \cdot \log\left(\frac{P(2f_1 - f_2) + P(2f_2 - f_1)}{P(f_1) + P(f_2)}\right) \quad \textbf{(19)}$$

et

$$C/I_5 = -10 \cdot \log\left(\frac{P(3f_1 - 2f_2) + P(3f_2 - 2f_1)}{P(f_1) + P(f_2)}\right) \quad \textbf{(20)}$$

Plus la valeur de ces rapports est faible, plus le fonctionnement de l'amplificateur de puissance est linéaire. En pratique, les produits d'intermodulation supérieurs et inférieurs ne sont pas toujours symétriques et nous pouvons alors définir les rapports C/I_3 supérieur (noté C/I_3^+) et inférieur (noté C/I_3^-). Les rapports C/I_3^+ et C/I_3^- sont calculés par les relations suivantes :

$$C/I_3^+ = -10 \cdot \log\left(\frac{P(2f_2 - f_1)}{P(f_1) + P(f_2)}\right) \text{ et } C/I_3^- = -10 \cdot \log\left(\frac{P(2f_1 - f_2)}{P(f_1) + P(f_2)}\right) \quad \textbf{(21)}$$

Cette dissymétrie du rapport C/I_3 est principalement liée aux impédances basses fréquences présentées à la sortie de l'amplificateur de puissance [5].

III.3.3 Réponse à une modulation numérique

Il existe différents critères qui permettent de quantifier d'une façon rigoureuse et très proche de la réalité de l'utilisation la linéarité d'un amplificateur de puissance en présence d'un signal comportant une modulation numérique. Les critères que nous décrivons dans les paragraphes suivants (ACPR, ACLR et EVM) en sont les principaux et font partie des spécifications ETSI.

III.3.3.1 ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)

La modulation numérique utilisée pour le test dépend de l'application visée. L'amplification du signal modulé génère des distorsions qui se traduisent sur le spectre de sortie par des remontées de puissance dans les canaux adjacents au canal utile comme présenté sur la Figure 56. L'importance des déformations des canaux adjacents liées à la non-linéarité du fonctionnement de l'amplificateur est caractérisée par l'ACPR, défini comme le rapport de la puissance dans les canaux adjacents sur la puissance dans le canal utile. Il est donc calculé en utilisant l'équation suivante :

$$\mathrm{ACPR} = 10 \cdot \log\left(\frac{\int_{f_3}^{f_1} P(f)\,df + \int_{f_2}^{f_4} P(f)\,df}{2\int_{f_1}^{f_2} P(f)\,df} \right) \qquad \textbf{(22)}$$

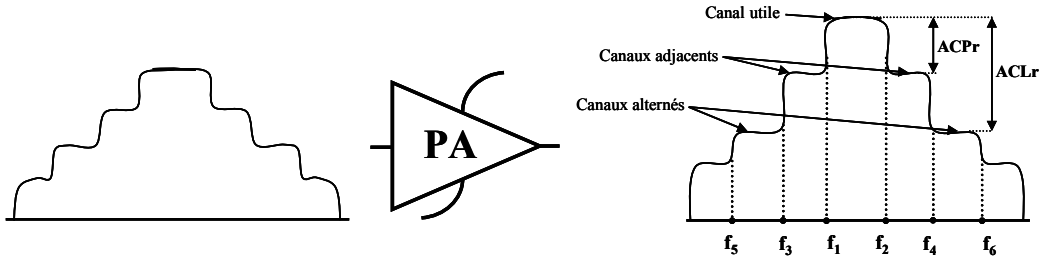


Figure 56 : Spectre d'une modulation numérique après amplification

De même que pour le rapport C/I_3, les ACPR supérieur et inférieur peuvent être précisés si le spectre du signal de sortie n'est pas symétrique.

III.3.3.2 ACLR (Alternate Channel Leakage Ratio)

Ce paramètre définit également une métrique de la linéarité. L'ACLR (ou ACPR2) est le rapport entre la puissance dans le canal alterné (i.e. canal adjacent au premier canal adjacent) sur la puissance dans le canal utile. L'ACLR est calculé en utilisant la relation suivante :

$$ACLR = 10 \cdot \log\left(\frac{\int_{f_5}^{f_3} P(f)df + \int_{f_4}^{f_6} P(f)df}{2\int_{f_1}^{f_2} P(f)df} \right) \quad \textbf{(23)}$$

III.3.3.3 EVM (Error Vector Magnitude)

Ce critère permet de mesurer la déviation en amplitude et en phase des symboles transmis (en sortie de l'amplificateur de puissance) par rapport à la constellation théorique définissant la modulation numérique. Plus la valeur de l'EVM est faible, plus la linéarité de l'amplificateur est bonne. Pour une modulation numérique de fréquence, comme cela est le cas du standard GSM (modulation GMSK), nous parlons plutôt d'erreur de phase (phase error). Pour une modulation numérique d'amplitude et de phase telle que la modulation 8PSK utilisée pour le standard EDGE, nous parlons d'EVM. Dans le cas d'une transmission numérique, l'EVM peut être différent d'un symbole transmis à l'autre. C'est pour cette raison que nous définissons un EVM_{rms} qui représente la moyenne de l'EVM sur un ensemble de symboles transmis et un EVM_{peak} qui représente la pire valeur d'EVM obtenue sur l'ensemble des symboles transmis. L'ETSI impose des spécifications à la fois sur l' EVM_{rms} et sur l' EVM_{peak}. Sur la Figure 57 nous présentons les constellations d'une modulation numérique à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur de puissance non-linéaire. Les grandeurs I et Q représentent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire du signal modulé numériquement.

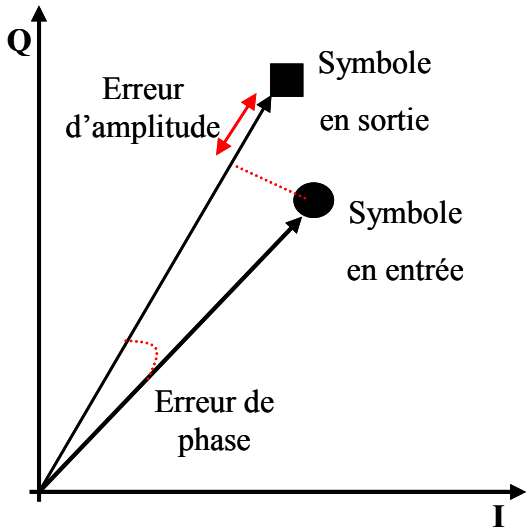


Figure 57 : EVM matérialisé par comparaison des constellations d'entrée et de sortie d'une modulation numérique

III.3.3.4 Relation entre IMD_3 et ACPR

Il est possible d'estimer l'ACPR d'une modulation numérique complexe à partir du rapport C/I_3 calculé à l'aide d'un simple signal deux tons [24]. Ceci est particulièrement intéressant pour les simulations au niveau circuit où les études de linéarité directement à partir de signaux modulés numériquement posent d'importants problèmes de temps de simulation et de convergence. Ainsi des simulations deux tons peuvent être réalisées au niveau circuit puis la valeur de l'ACPR calculée en utilisant la relation suivante [21]:

$$\mathrm{ACPR(dBc)} = C/I_3 - 6 + 10\cdot\log\left(\frac{n^3}{4A+B}\right) \text{ avec } A = \frac{2n^3 - 3n^2 - 2n}{24} + \frac{\mathrm{mod}\left(\frac{n}{2}\right)}{8} \quad \textbf{(24)}$$

et

$$B = \frac{n^2 - \mathrm{mod}\left(\frac{n}{2}\right)}{4} \quad \textbf{(25)}$$

et où

- C/I_3 désigne le rapport C/I_3 (en dBc)
- n : le nombre de tons (i.e. le nombre de porteuses)
- $\mathrm{mod}\left(\frac{x}{y}\right)$ définit le reste de l'opération de division de x par y

III.4 Etat de l'art des différentes techniques de linéarisation

III.4.1 <u>Les effets mémoires</u>

Les effets mémoires sont des effets dispersifs qui se traduisent par un changement des caractéristiques de l'amplificateur de puissance, telles que le gain fort signal et la linéarité, en fonction de la fréquence de la porteuse et de la fréquence de l'enveloppe de la modulation. Ces effets mémoires peuvent considérablement limiter les performances de certains circuits de linéarisation d'amplificateur de puissance radiofréquence. À titre d'exemple, un circuit de prédistorsion analogique est conçu pour générer à une fréquence donnée, des courbes de conversions AM/AM et AM/PM inverses à celle de l'amplificateur de puissance à linéariser. On voit donc qu'à cause des effets mémoires, les caractéristiques de conversion AM/PM et

AM/AM de l'amplificateur varient, ce circuit de prédistorsion présentera lors de son utilisation une efficacité assez limitée.

Nous distinguons deux types d'effets mémoires : les effets mémoire hautes fréquences et les effets mémoire basses fréquences.

III.4.1.1 Les effets mémoire hautes fréquences

Un effet mémoire hautes fréquences se traduit par une variation du gain large signal et de la linéarité de l'amplificateur en fonction de la fréquence porteuse. Il est principalement lié aux éléments des circuits d'adaptation d'impédance en entrée, en sortie et inter-étages, aux caractéristiques physiques des éléments actifs et enfin à l'interaction entre les éléments actifs et les circuits d'adaptation [4]. Ils sont mis en évidence en excitant l'amplificateur à l'aide d'un signal CW et en traçant par exemple la courbe de conversion AM/AM pour des fréquences différentes.

III.4.1.2 Les effets mémoire basses fréquences

Un effet mémoire basses fréquences se traduit par une variation du gain large signal et de la linéarité de l'amplificateur en fonction de l'enveloppe de la modulation. Il est principalement lié à deux phénomènes :

- Phénomène électrothermique : Il s'agit des variations des caractéristiques des composants actifs (transistors) et passifs (résistances) en fonction de la température.

- Phénomènes électriques : ils sont le plus souvent dus aux impédances basses fréquences présentées aux accès de l'élément actif par le circuit de polarisation et par les circuits de découplage basse fréquence ainsi qu'aux effets de pièges [4]. Les impédances basses fréquences ont une grande influence sur la linéarité de l'amplificateur et peuvent provoquer une dégradation de la linéarité en créant une modulation basse fréquence de la tension de polarisation de l'amplificateur de puissance [4]. Ce phénomène peut être mis en évidence en excitant l'amplificateur par un signal deux tons et en relevant le rapport C/I3 pour différents écarts de fréquences entre les deux porteuses.

III.4.2 Les principales techniques de linéarisation

Les spécifications sur la linéarité imposées par les nouveaux standards de radiocommunications mobiles sont très sévères afin de permettre une utilisation optimale de la ressource spectrale allouée à chaque standard. D'autre part, la demande d'amélioration du rendement en puissance ajoutée est très forte afin de garantir aux systèmes une autonomie sans cesse croissante. L'utilisation en régime saturé d'amplificateurs de puissance, présentant ainsi un haut rendement, en association avec un circuit de linéarisation constitue la meilleure alternative à l'utilisation d'amplificateurs linéaires pour lesquels le rendement est plus faible. Cette configuration permet d'adresser simultanément les contraintes de linéarité et de rendement. Ainsi un linéariseur permet d'améliorer la linéarité de l'amplificateur à rendement équivalent ou à augmenter son rendement à linéarité équivalente. C'est pour cette raison que les recherches sur des nouvelles topologies de linéarisation sont très nombreuses compte tenu par ailleurs qu'aucune technique de linéarisation n'est parfaitement adaptée à de multiples applications.

Nous pouvons distinguer deux méthodes pour améliorer la linéarité d'un amplificateur de puissance radiofréquence. Elles consistent soit à optimiser la technologie des transistors soit à intervenir au niveau de la conception du circuit d'amplification.

Concernant la première méthode, il a été montré par exemple que l'optimisation de la capacité base-collecteur d'un HBT ou de la longueur de grille d'un PHEMT permet d'améliorer la linéarité du transistor [6]. Par exemple, un dopage non uniforme du collecteur d'un transistor bipolaire à hétérojonction réduit la dépendance de la capacité base-collecteur vis-à-vis de la tension base-collecteur et améliore ainsi la linéarité du transistor [7]. Cependant, en général, l'amélioration de la linéarité par une optimisation de la technologie du transistor se fait au détriment du gain en puissance et du rendement en puissance ajoutée.

Pour notre part, nous nous sommes donc plus particulièrement intéressés aux schémas de linéarisation basés sur la conception de circuits spécifiques. Typiquement, nous pouvons classifier les techniques de linéarisation au niveau du circuit en cinq catégories : la prédistorsion, la contre-réaction (ou feedback), la réaction (ou feed forward), l'attaque des amplificateurs par des signaux à enveloppe constante et enfin la polarisation adaptative. Ces techniques peuvent être comparées entre elles suivant quatre critères principaux qui sont l'amélioration apportée sur la linéarité, la bande passante du circuit de linéarisation, l'impact

sur le rendement en puissance ajoutée et enfin les dimensions et la complexité des circuits de mise en œuvre de la technique.

III.4.2.1 La prédistorsion

Cette technique de linéarisation consiste à insérer un circuit non linéaire appelé circuit de prédistorsion en amont de l'amplificateur de puissance à linéariser. Ce circuit inséré génère des courbes de conversions AM/AM et AM/PM inverses à celles de l'amplificateur. Une compensation en gain et une compensation en phase sont ainsi réalisées et l'amplificateur présente alors un gain et un déphasage entrée-sortie constants quel que soit le niveau du signal d'entrée. Cette méthode nécessite de connaître au préalable les conversions AM/AM et AM/PM de l'amplificateur à linéariser. D'autre part, le circuit de prédistorsion peut être inséré en bande de base, en fréquence intermédiaire ou en radiofréquence. Lorsque ce circuit est inséré en fréquence intermédiaire ou en radiofréquence, la prédistorsion est généralement analogique. Le schéma de principe de cette méthode de linéarisation est présenté sur la Figure 58.

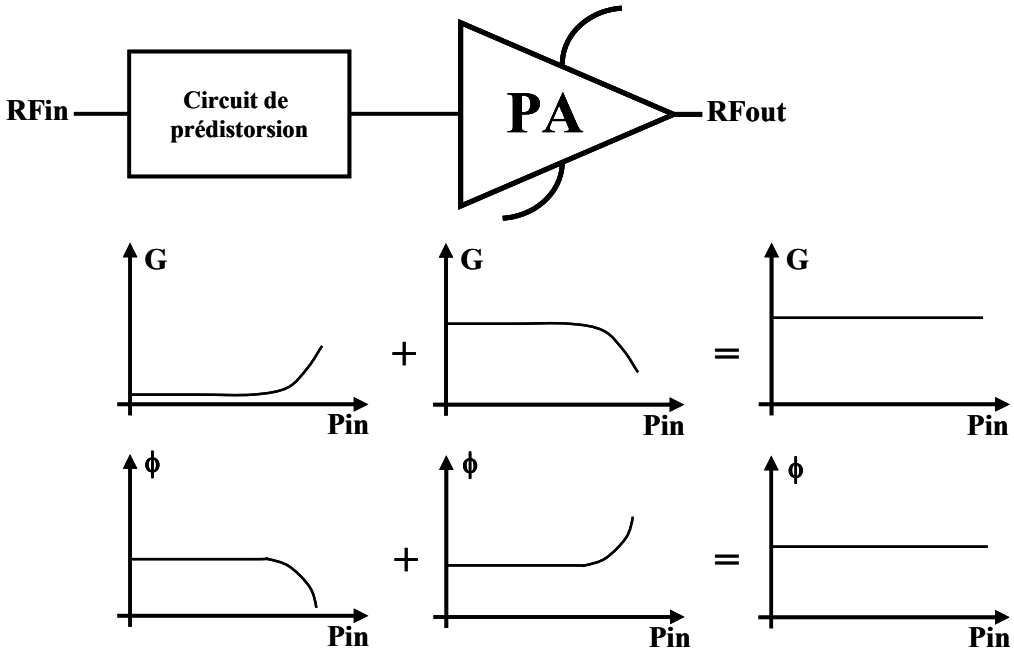


Figure 58 : Schéma de principe de la linéarisation par prédistorsion analogique

III.4.2.1.1 La prédistorsion analogique

Le circuit de prédistorsion peut être réalisé avec des diodes ou des transistors. Deux exemples de circuits de prédistorsion sont présentés sur la Figure 59.

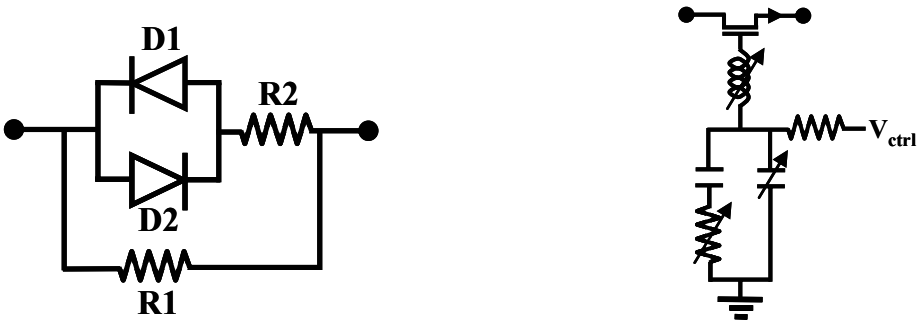


Figure 59 : Exemples de circuits de prédistorsion analogique

Les avantages de la linéarisation par prédistorsion sont nombreux. D'une part, l'impact du linéariseur sur le rendement en puissance ajoutée nominal de l'amplificateur de puissance est très faible car le circuit de prédistorsion consomme peu de courant, et comme il est inséré à l'entrée de l'amplificateur son effet sur les performances radiofréquences de ce dernier est négligeable. D'autre part, la faible taille du linéariseur (car nécessitant peu de composants) et sa facilité d'intégration monolithique constituent un autre atout surtout pour des applications de téléphonie mobile. Enfin, cette technique fonctionne en boucle ouverte et ne pose donc pas de problème particulier de stabilité [22].

Cependant, cette technique de linéarisation possède aussi de nombreux inconvénients. Premièrement, l'amélioration en linéarité apportée par le linéariseur est limitée et est produite sur une faible dynamique de la puissance de sortie [22]. Deuxièmement, la bande passante du circuit de linéarisation est relativement étroite puisque le circuit de prédistorsion est réglé pour générer des courbes de conversions à une fréquence bien déterminée, qui est généralement la fréquence centrale de l'amplificateur. Troisièmement, la prédistorsion est sensible aux effets mémoires. En effet les caractéristiques inverses générées par le circuit de prédistorsion ne vont pas suivre les variations des courbes de conversions AM/AM et AM/PM de l'amplificateur en présence d'effets mémoires.

III.4.2.1.2 La prédistorsion numérique

Afin de pallier aux problèmes de dispersions précédemment évoqués, et dans l'optique de rendre cette technique apte à linéariser un amplificateur de puissance multi modes, une

technique de prédistorsion numérique adaptative en bande de base a été développée. A titre d'exemple, le schéma de principe de la prédistorsion numérique en bande de base est présenté sur la Figure 60.

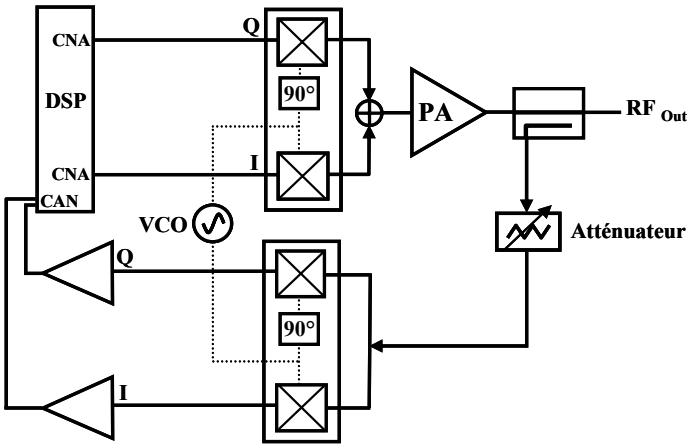


Figure 60 : Schéma de principe de la prédistorsion numérique

La prédistorsion numérique consiste à introduire les distorsions en bande de base sur les voies I et Q du signal à transmettre. La prédistorsion est généralement adaptative de façon à suivre les variations des caractéristiques de l'amplificateur en fonction de la température et de son environnement. Un coupleur directif permet de récupérer une fraction du signal de sortie de l'amplificateur de puissance. Ensuite, ce signal est démodulé et amplifié avant d'être numérisé par un convertisseur analogique numérique. Le signal numérique obtenu sert à adapter la fonction de prédistorsion implémentée sur le processeur de traitement du signal (DSP). D'un point de vue implémentation, cette technique nécessite donc un coupleur directif, un atténuateur, un démodulateur (deux mélangeurs et un déphaseur 90°), des amplificateurs basse fréquence et un convertisseur analogique numérique pour générer les signaux de corrections de la fonction de prédistorsion. La prédistorsion numérique présente les avantages suivants :

- L'amélioration en linéarité couvre une grande dynamique de la puissance de sortie grâce à l'adaptabilité de la fonction de prédistorsion.
- Cette amélioration n'est pas sensible aux effets mémoires
- Cette technique peut être appliquée pour un amplificateur multi modes

Cependant, les inconvénients de cette technique sont :

- Les dimensions et le coût du circuit de linéarisation, car de nombreux composants sont nécessaires à sa mise en œuvre

- Le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur est généralement dégradé d'une part parce que la puissance de sortie délivrée par l'amplificateur de puissance à l'antenne est diminuée en raison des pertes d'insertion du coupleur, et d'autre part, parce que la consommation de la boucle de linéarisation est souvent élevée au regard de la consommation de l'amplificateur de puissance. Ceci se traduit par une diminution de l'amélioration effective de la linéarité lorsque l'on se place à rendement en puissance ajoutée constant (i.e. celui de l'amplificateur sans linéariseur).

III.4.2.2 La technique de réaction (feedforward)

La technique de linéarisation par réaction, ou feedforward, consiste à extraire du signal de sortie de l'amplificateur de puissance à linéariser toutes les raies d'intermodulation (principalement d'ordre 3 et d'ordre 5). Ensuite, ces raies sont correctement déphasées et amplifiées par un amplificateur d'erreur avant d'être additionnées avec le signal de sortie, pour produire un signal résultant à la sortie du système d'amplification ne contenant plus que les fréquences porteuses, toutes les raies d'intermodulation ayant été dans le principe supprimées. Ce système de linéarisation nécessite deux boucles : une première boucle pour séparer les raies d'intermodulation du signal utile et une deuxième boucle pour amplifier les raies d'intermodulation avant de les soustraire au signal de sortie. Le schéma de principe d'un linéariseur feedforward est présenté sur la Figure 61.

D'un point de vue implémentation, cette technique nécessite un coupleur directif, un diviseur de puissance, deux combineurs de puissance, deux lignes à retard, un atténuateur variable, un déphaseur et un amplificateur radiofréquence d'erreur. Ce dernier doit être très linéaire afin d'amplifier les raies d'intermodulation sans créer de distorsions supplémentaires. L'atténuateur variable présent dans la première boucle doit être réglé pour avoir un signal utile (des raies porteuses) extrêmement faible à l'entrée de l'amplificateur d'erreur. Les lignes à retard servent à compenser le temps de propagation de groupe dû aux amplificateurs RF et autres composants des deux boucles.

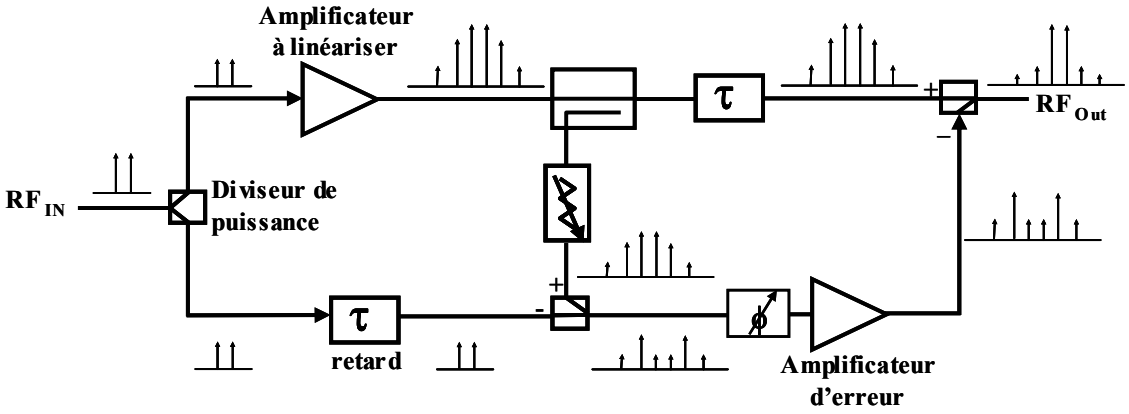


Figure 61 : Schéma de principe d'un linéariseur feedforward

Les avantages de cette technique de linéarisation sont les suivants :

- Une très bonne amélioration de la linéarité qui peut atteindre -60 dBc [8]
- L'amélioration de la linéarité est produite sur une grande dynamique de la puissance de sortie
- La linéarisation est large bande
- Le système est inconditionnellement stable car il fonctionne en boucle ouverte
- Cette technique n'est pas sensible aux effets mémoires

Par ailleurs, le principal inconvénient de cette technique de linéarisation réside dans la valeur du rendement en puissance ajoutée obtenue qui ne dépasse pas 10 % [8]. En effet le rendement en puissance ajoutée du système est fortement dégradé par la consommation de l'amplificateur d'erreur et les pertes d'insertion du coupleur et du combineur de puissance en sortie. Un autre inconvénient de cette technique est sa sensibilité vis-à-vis des erreurs de gain et de phase. Par exemple, pour obtenir 40 dBc d'amélioration de la linéarité, il faut une erreur maximum de 0.1 dB sur le gain et de 0.01° sur la phase [8]. Cette amélioration de la linéarité n'est que de 20 dBc pour une erreur de 0.1 dB sur le gain et de 5° sur la phase. Pour conclure, la conception d'un linéariseur feedforward est très délicate car elle nécessite un ajustement très précis des caractéristiques des signaux dans les deux voies (amplitude, phase et retard) afin d'aboutir à une réjection optimale des produits d'intermodulation. Enfin, le nombre et la nature des composants nécessaires à la mise en œuvre de la boucle de linéarisation par feedforward augmentent considérablement les dimensions de l'amplificateur et la rendent incompatible avec une intégration monolithique.

III.4.2.3 La polarisation variable

La conception de circuits de polarisation pour les amplificateurs de puissance radiofréquences est un paramètre clé pour obtenir de bonnes performances en linéarité. C'est pour cette raison qu'il faut accorder une attention particulière à la conception des circuits de polarisation. Avec un circuit de polarisation passif, c'est-à-dire qui fournit un courant de polarisation constant à la base de l'amplificateur de puissance, la tension base-émetteur chute lorsque la puissance d'entrée augmente. Ceci produit une décroissance de la transconductance du transistor qui conduit à une compression du gain (conversion AM/AM) et à une variation de la phase (conversion AM/PM). Ces effets sont d'autant plus importants que la chute de tension V_{BE} est importante. Ainsi la linéarité de l'amplificateur de puissance est dégradée. Pour améliorer la linéarité de l'amplificateur à des puissances d'entrée élevées, il faut maintenir la tension V_{BE} constante sur toute la dynamique de la puissance d'entrée.

Des circuits de polarisation active permettant d'améliorer la linéarité d'un amplificateur de puissance WCDMA en maintenant la tension V_{BE} du transistor de puissance constante, ont été récemment proposés [1],[2],[3]. Ces circuits de polarisation compensent la chute de la tension V_{BE} du transistor de puissance pour des puissances d'entrée élevées grâce à un transistor dont la tension intrinsèque V_{BE} dépend du niveau de la puissance d'entrée[2],[3].

L'amélioration en linéarité apportée par un circuit de polarisation active est bonne et se fait sur une assez grande dynamique de la puissance de sortie. Une amélioration de 7.5 dB sur les ACPR à la puissance de sortie nominale du standard WCDMA (27 dBm) a été reportée dans [3].

Cette technique de linéarisation ne dégrade pas le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur puisqu'elle n'introduit pas de consommation supplémentaire en courant continu dans le circuit de polarisation [3]. De plus elle permet une intégration monolithique et n'engendre pas d'augmentation de la taille de l'amplificateur à linéariser [2], [3]. Elle peut être utilisée simultanément avec une autre technique de linéarisation pour améliorer significativement la linéarité de l'amplificateur et prendre de la marge en linéarité par rapport aux variations de la technologie (process) et de température. L'inconvénient principal de cette technique de linéarisation par polarisation active c'est qu'elle peut compromettre la stabilité de l'amplificateur de puissance puisque elle introduit un signal RF dans le circuit de polarisation pour compenser la chute de la tension V_{BE}.

III.4.2.4 Attaque des amplificateurs par des signaux à enveloppe constante (LINC et EER)

III.4.2.4.1 LINC (Linear amplification with Non-linear Components)

L'objectif de la technique de linéarisation LINC est de créer un amplificateur de puissance linéaire à partir de deux amplificateurs non linéaires. Le principe de cette technique repose sur la décomposition d'un signal modulé à enveloppe non constante en une somme de deux signaux modulés en phase et à enveloppe constante.

En effet, un signal à enveloppe non constante s'écrit sous la forme :

$X(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 t + \phi(t))$, où f_0 est la fréquence de la porteuse **(26)**

Cette expression peut alors s'écrire sous la forme :

$$X(t) = B \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \phi(t) - \alpha(t)) + B \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \phi(t) + \alpha(t)) \quad \textbf{(27)}$$

avec $\cos(\alpha(t)) = \frac{A(t)}{2B}$ et B une constante réelle indépendante du temps.

Par suite, nous pouvons considérer que le signal $X(t)$ se compose de deux signaux $X_1(t)$ et $X_2(t)$ modulés en phase et à enveloppe constante, soit :

$$X(t) = X_1(t) + X_2(t) \quad \textbf{(28)}$$

avec

$X_1(t) = B \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \phi(t) - \alpha(t))$, ou encore $X_1(t) = B \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \phi(t) - \cos^{-1}\left(\frac{A(t)}{2B}\right)\right)$ **(29)**

et

$X_2(t) = B \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \phi(t) + \alpha(t))$, ou encore $X_2(t) = B \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \phi(t) + \cos^{-1}\left(\frac{A(t)}{2B}\right)\right)$ **(30)**

Après la décomposition du signal en deux signaux à enveloppe constante, ces deux derniers sont amplifiés séparément par deux amplificateurs de puissance non linéaires et à très haut rendement (polarisés en classe C ou D), avant d'être recombinés en sortie pour reconstituer le signal modulé. Le schéma de principe de la technique LINC est présenté sur la Figure 62.

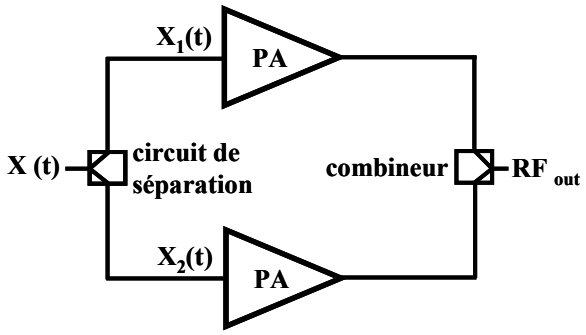


Figure 62 : Schéma électrique de principe de la technique LINC

La mise en œuvre de cette technique nécessite, deux amplificateurs de puissance identiques permettant d'amplifier les deux signaux à enveloppe constante, un système permettant la séparation du signal modulé à enveloppe non constante en deux composantes à enveloppe constante, et enfin, un combineur de puissance pour reconstituer le signal de sortie.

Le principal avantage de la méthode LINC est l'obtention d'un amplificateur linéaire à très haut rendement grâce à l'utilisation d'un amplificateur non linéaire à haut rendement (polarisé en classe C ou D) dans chacune des deux voies d'amplification [21]. L'utilisation de composants actifs non linéaires (optimisés en rendement) permet aussi de réaliser plus facilement des amplificateurs de puissance linéaires à haut rendement dans les fréquences micro-ondes [21].

Par contre, cette technique de linéarisation possède de nombreux inconvénients. Premièrement, elle est difficile à mettre en ouvre car la séparation du signal modulé en deux composantes à enveloppe constante n'est pas triviale (génération de la fonction $\cos^{-1}$) et doit donc être réalisée très souvent en bande de base. Deuxièmement, l'amélioration de la linéarité est très sensible à la dissymétrie entre les deux voies d'amplification [17]. Les deux amplificateurs doivent donc être parfaitement identiques (gain, puissance de sortie) de même que les temps de propagation de groupe des deux voies. Enfin, d'un point de vue intégration, cette technique augmente considérablement les dimensions de l'amplificateur linéarisé final, et l'utilisation d'un combineur de puissance et d'un circuit de séparation des deux composantes limite grandement cette intégration.

III.4.2.4.2 Elimination et restauration d'enveloppe (ou EER pour Envelope Elimination and Restoration)

La technique de linéarisation EER consiste à décomposer le signal modulé à enveloppe variable en deux signaux, soit un signal à enveloppe constante modulé en phase et un signal

d'enveloppe basse fréquence. En général, la génération de ces deux signaux se fait en RF. Le Schéma de principe de la technique de linéarisation par EER est donné sur la Figure 63.

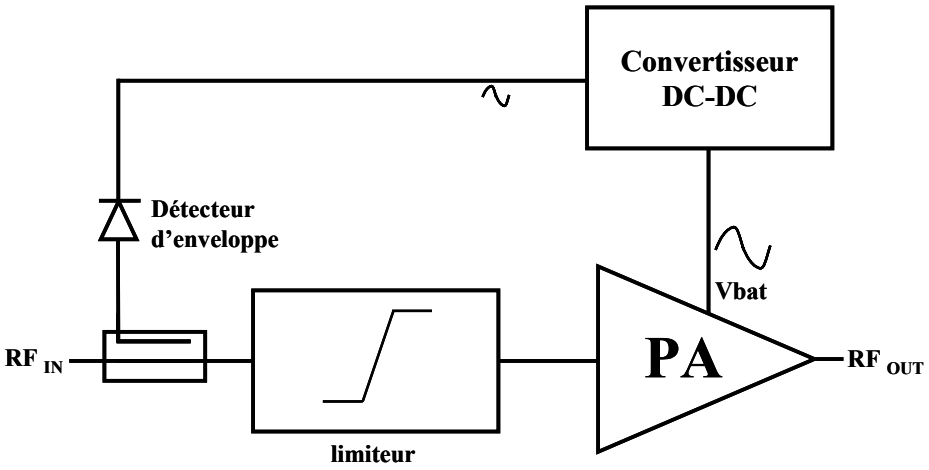


Figure 63 : Schéma électrique de principe de la technique EER

La décomposition du signal peut se faire aussi en bande de base. Les composantes I et Q du signal modulé sont alors transformées en coordonnées polaires (ρ et φ). Ensuite le signal modulé en phase (φ) subit une transposition de fréquence autour de la fréquence RF et est appliqué à l'entrée de l'amplificateur de puissance. Le signal d'amplitude (ρ) est utilisé pour moduler la tension d'alimentation de l'amplificateur de puissance. Lorsque le signal est appliqué à l'alimentation de l'étage driver de l'amplificateur de puissance, on parle de méthode de linéarisation polaire allégée (polar lite). Dans le cas où le signal d'amplitude (ρ) est utilisé pour moduler la tension d'alimentation de l'étage final de l'amplificateur, on parle de technique de linéarisation polaire (full polar). Toutes les architectures des émetteurs-récepteurs modernes pour téléphonie mobile sont basées sur l'une de ces deux versions.

La boucle de linéarisation est composée d'un coupleur directif, d'un limiteur de tension, d'un détecteur d'enveloppe et d'un convertisseur DC-DC. Le coupleur directif permet de diviser le signal d'entrée en deux signaux. Le premier signal issu de la voie directe du coupleur est appliqué à l'entrée d'un limiteur de tension pour obtenir un signal à enveloppe constante modulé uniquement en phase. Ce signal est ensuite appliqué à l'entrée de l'amplificateur non linéaire à haut rendement. Le deuxième signal issu de la voie couplée du coupleur est appliqué à un détecteur d'enveloppe afin de récupérer l'enveloppe de la modulation. Ensuite l'enveloppe est amplifiée par un convertisseur DC-DC et est ensuite utilisée pour moduler la tension d'alimentation de l'amplificateur de puissance afin de reconstituer le signal modulé.

Cette technique de linéarisation peut apporter une très grande amélioration de la linéarité [21]. Elle permet aussi d'obtenir un très bon rendement en puissance ajoutée sur une grande dynamique de la puissance de sortie, grâce à l'utilisation d'un amplificateur saturé polarisé en classe C ou D [21]. C'est le principal avantage de la technique EER par rapport aux autres techniques de linéarisation.

Cette technique possède cependant quelques inconvénients qui la rendent difficile à mettre en œuvre. Premièrement, elle ne peut pas linéariser des amplificateurs pour des modulations numériques dont le PAR est élevé. En effet, l'amélioration de la linéarité est dégradée lorsque la tension de sortie de l'amplificateur de puissance devient faible [21]. Deuxièmement, la bande passante généralement limitée du convertisseur DC-DC restreint l'application de cette technique de linéarisation à des modulations à enveloppe lente [17]. En effet, une augmentation de la bande passante du convertisseur DC-DC s'accompagne le plus souvent d'une décroissance de son rendement ce qui va réduire le rendement de tout le système d'amplification, le rendement de l'ensemble étant approximativement égal au produit des rendements du convertisseur DC-DC et de l'amplificateur de puissance. Troisièmement, les retards entre l'enveloppe et le signal modulé en phase doivent être identiques pour une bonne reconstitution du signal de sortie [21]. Enfin, d'un point de vue intégration, cette méthode augmente considérablement les dimensions de l'amplificateur, principalement à cause de la taille du convertisseur DC-DC. De plus, ce dernier ne peut pas être monolithiquement intégré sur la même puce que l'amplificateur de puissance puisqu'il est principalement réalisé en technologie CMOS. Un circuit de linéarisation contenant le convertisseur DC-DC, le détecteur d'enveloppe et le limiteur intégré sur une puce de $4\ \text{mm}^2$ a été reporté dans [21]. Si on y rajoute la surface occupée par le coupleur et que l'on compare ces dimensions à la spécification actuelle pour les applications de téléphonie mobile de troisième génération, qui est de $3\times 3\ \text{mm}^2$ pour l'amplificateur, on se rend compte que l'utilisation d'un tel système de linéarisation est difficilement envisageable dans ce cas.

III.4.2.5 La contre réaction (feedback)

III.4.2.5.1 La boucle cartésienne

La méthode de linéarisation par boucle cartésienne consiste à comparer les signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur en bande de base afin de maintenir leur proportionnalité. Le schéma de principe de la boucle cartésienne est présenté sur la Figure 64.

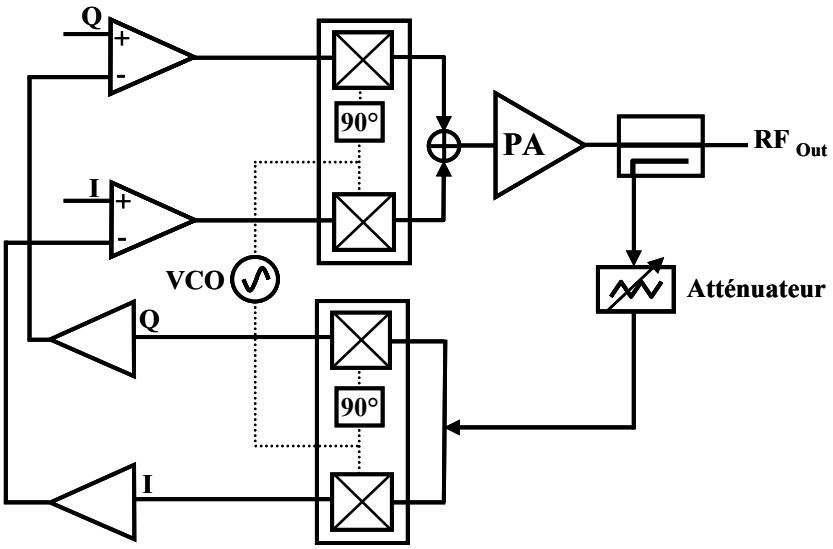


Figure 64 : Schéma de principe de la boucle cartésienne

Une fraction du signal de sortie de l'amplificateur de puissance est prélevée à l'aide d'un coupleur directif. Un atténuateur permet d'adapter le niveau des puissances appliquées à l'entrée du démodulateur. Ensuite, le signal détecté est démodulé afin de récupérer les signaux I et Q en bande de base. Enfin, les deux signaux I et Q distordus représentatifs du signal de sortie sont amplifiés et comparés par le biais d'un amplificateur d'erreur (comparateur) aux signaux I et Q non distordus d'entrée. Le gain de l'amplificateur d'erreur conditionne la capacité de la boucle de linéarisation à générer un signal de sortie comme la réplique exacte du signal d'entrée.

Cette méthode de linéarisation permet de corriger les conversions AM/AM et AM/PM et elle est effective sur une grande dynamique de la puissance de sortie car elle fonctionne en boucle fermée. Une amélioration de la linéarité de l'ordre de 45 dBc a été reportée dans [22]. Cette amélioration dépend du gain de l'amplificateur d'erreur, de la bande passante de la boucle de linéarisation et de la linéarité du démodulateur. L'avantage de la boucle cartésienne sur la majeure partie des autres techniques de linéarisation (EER, LINC, Feedforward) c'est qu'elle n'introduit pas de déphasage, entre les deux composantes du signal à amplifier dont le mauvais contrôle réduit la plupart du temps l'efficacité de la linéarisation.

La boucle cartésienne possède cependant quelques inconvénients. Premièrement, la bande passante de l'amplificateur d'erreur limite celle de la boucle de linéarisation et cette méthode est donc souvent limitée à des modulations dont l'enveloppe varie lentement. Deuxièmement, le gain de la boucle de linéarisation peut créer des problèmes d'instabilité s'il est trop élevé. Troisièmement, l'efficacité de la linéarisation est tributaire de la linéarité du démodulateur

utilisé pour récupérer les signaux I et Q distordus et représentatifs du signal de sortie de l'amplificateur de puissance. Quatrièmement, le rendement en puissance ajoutée est dégradé à cause des pertes d'insertion du coupleur et de la consommation en courant de la boucle de linéarisation (consommation du démodulateur et des deux amplificateurs basses fréquences). Enfin, d'un point de vue implémentation, la mise en oeuvre de cette technique engendre une augmentation assez conséquente de la taille de l'amplificateur à linéariser et ne peut pas être monolithiquement intégrée sur la même puce que l'amplificateur de puissance.

III.4.2.5.2 La contre réaction (Feedback) d'enveloppe

Cette technique de linéarisation consiste à comparer l'enveloppe du signal de sortie avec celle du signal d'entrée afin de maintenir leur proportionnalité constante en rétroagissant sur le gain du système. Le schéma de principe de la technique de linéarisation par feedback d'enveloppe est présenté sur la Figure 65.

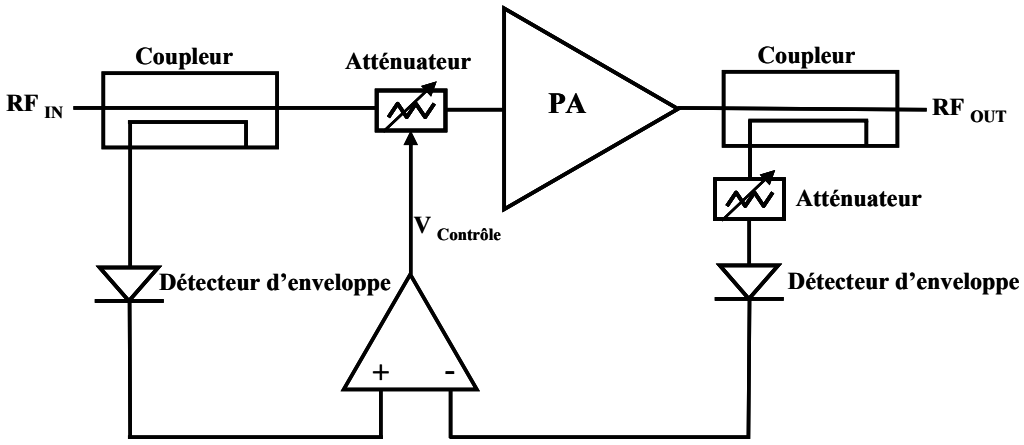


Figure 65 : Schéma de principe du feedback d'enveloppe

Un coupleur directif placé à l'entrée de l'amplificateur de puissance permet de prélever une fraction du signal d'entrée. Un détecteur d'enveloppe placé sur la voie couplée du coupleur permet d'extraire la modulation du signal d'entrée. Un système de détection semblable permet de récupérer l'enveloppe du signal de sortie en intégrant de plus un atténuateur variable permettant d'adapter les niveaux de puissance. Ensuite les deux enveloppes sont comparées entre elles à l'aide d'un amplificateur opérationnel qui génère un signal de contrôle agissant sur un atténuateur variable placé à l'entrée de l'amplificateur. Ainsi, au global, le gain de l'amplificateur est maintenu constant ce qui permet de réduire les conversions AM/AM et donc d'améliorer la linéarité.

Cette technique de linéarisation ne peut corriger que les conversions AM/AM de l'amplificateur de puissance, et l'amélioration obtenue pour la linéarité est modeste (quelques dB) [8]. D'autre part, elle n'est applicable qu'au cas des modulations à enveloppe lente (de l'ordre de quelques centaines de KHz), car la bande passante de la boucle de linéarisation est limitée par celle de l'amplificateur opérationnel [8], et avec un PAR faible. Cette technique ne peut donc convenir aux applications de téléphonie portable 3G où la fréquence de l'enveloppe de la modulation est de l'ordre de 4 MHz. Un autre inconvénient de cette méthode de linéarisation c'est qu'elle dégrade aussi le rendement en puissance ajouté de l'amplificateur principalement à cause des pertes d'insertion des deux coupleurs.

Enfin, d'un point de vue intégration, la boucle de linéarisation ne peut pas être monolithiquement intégrée sur la même puce que l'amplificateur de puissance à cause de l'utilisation des deux coupleurs et de l'amplificateur opérationnel et il est évident que son implémentation s'accompagne d'une augmentation importante de la taille de l'amplificateur à linéariser.

Le tableau présenté ci-dessous résume les avantages et inconvénients des principales techniques de linéarisation.

	Amélioration linéarité	Bande passante	Impact sur la PAE	Dimensions/complexité
La prédistorsion	-	-	+	+
Feedback	-	-	-	-
Feedforward	+	+	-	-
LINC et EER	+	+	+	-
Polarisation variable	+	-	+	-
Injection BF	+	+	+	+

Tableau 6 : Avantages et inconvénients des principales techniques de linéarisation

III.5 Linéarisation d'amplificateurs de puissance RF par injection d'un signal basse fréquence

Du bilan rapide que nous venons de dresser pour les diverses techniques de linéarisation classiquement rencontrées dans la littérature, il ressort que la plupart d'entre elles ne peuvent convenir à l'intégration des amplificateurs de puissance pour la téléphonie 3G, en raison principalement de leur bande passante limitée et du faible niveau d'intégration qui le plus souvent les accompagne. Aussi, nous nous sommes plus particulièrement tournés vers la technique de linéarisation par injection de l'enveloppe, pour laquelle nous avons cherché à simplifier le plus possible l'implémentation en réutilisant le principe du détecteur de la puissance de sortie que nous avons précédemment présenté. Ce travail fait l'objet des paragraphes suivants.

III.5.1 Généralités

III.5.1.1 Principe

La méthode de linéarisation par injection d'un signal basse fréquence a suscité de très nombreuses études au cours de ces dernières années [11],[12],[13] du fait des nombreux avantages qu'elle présente en termes de compromis linéarité/consommation, de bande passante, de taille et de complexité par rapport aux autres techniques de linéarisation. De plus la linéarisation par injection basse fréquence permet de réduire l'impact des effets mémoires sur les performances de l'amplificateur de puissance du fait du fonctionnement du linéariseur en boucle fermée [23]. Ce qui la rend particulièrement adaptée aux applications destinées à la téléphonie mobile. Avant de présenter l'étude analytique que nous avons menée sur cette technique, nous allons d'abord expliquer qualitativement son principe.

Cette méthode de linéarisation consiste à injecter à l'entrée d'un amplificateur de puissance, le plus souvent via son circuit de polarisation, un signal basse fréquence de fréquence égale à l'écart de fréquence entre les deux porteuses appliquées à l'entrée de l'amplificateur (i.e. fréquence de l'enveloppe du signal). A cause des non linéarités de la fonction de transfert de l'amplificateur de puissance, le signal injecté crée des raies d'intermodulation d'ordre 3 qui viennent s'additionner avec les raies d'intermodulation intrinsèques de l'amplificateur (i.e. en l'absence de signal basse fréquence en entrée) comme illustré sur la Figure 66. En réglant convenablement l'amplitude et la phase des raies créées par l'injection du signal basse fréquence, il devient possible d'annuler ou tout au moins de

réduire le niveau des raies d'intermodulation. Par la suite, nous distinguerons les raies d'intermodulation inférieure, située à la fréquence $2f_1 - f_2$, et supérieure située à la fréquence $2f_2 - f_1$, où f_1 et f_2 sont les fréquences respectivement de la première et de la deuxième porteuse. Plus l'amplitude de ces produits d'intermodulation d'ordre 3 sera faible, moins le spectre de sortie sera distordu et donc meilleure sera la linéarité de l'amplificateur de puissance.

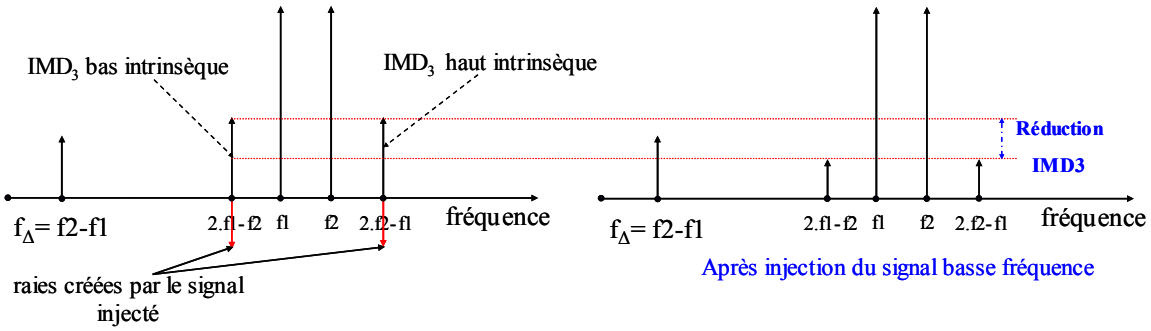


Figure 66 : Spectre de fréquences à la sortie de l'amplificateur de puissance avant et après injection de l'enveloppe de la modulation

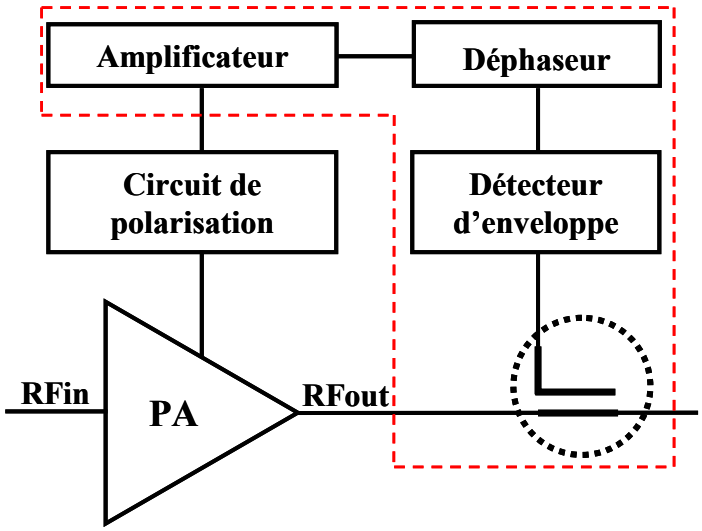


Figure 67 : Linéarisation par injection de l'enveloppe basse fréquence (prélèvement de la puissance à la sortie)

Le schéma de principe d'un linéariseur basé sur la méthode de l'injection de l'enveloppe basse fréquence est représenté sur la Figure 67. Une fraction de la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance est prélevée à l'aide d'un coupleur directif. L'enveloppe basse fréquence de la modulation est extraite par un détecteur d'enveloppe à diodes ou logarithmique. Ensuite le signal basse fréquence obtenu est déphasé à l'aide d'un déphaseur basse fréquence très souvent réalisé à partir d'amplificateurs opérationnels, puis il est amplifié et additionné à la tension de polarisation des bases de l'amplificateur par le biais d'un

amplificateur et d'un additionneur, souvent basés ici encore sur l'emploi d'amplificateurs opérationnels [19], [14].

III.5.1.2 Choix du détecteur d'enveloppe

Le choix de la topologie du détecteur d'enveloppe dépend de l'application visée. En effet, pour des applications qui nécessitent une dynamique de détection de puissance inférieure à 30 dB, on peut utiliser un détecteur à diodes comme illustré sur la Figure 68.

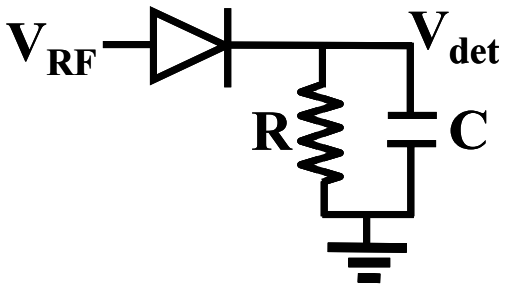


Figure 68 : Détecteur d'enveloppe à diode Schottky

Cependant, dans le cadre d'une application de téléphonie mobile, la spécification impose un contrôle de la puissance de sortie sur une plage s'étalant de -22 dBm à +33 dBm, soit une dynamique de contrôle de l'ordre de 55 dB. Dans ce dernier cas, on utilisera alors un détecteur logarithmique, tel que présenté dans son principe sur la Figure 69.

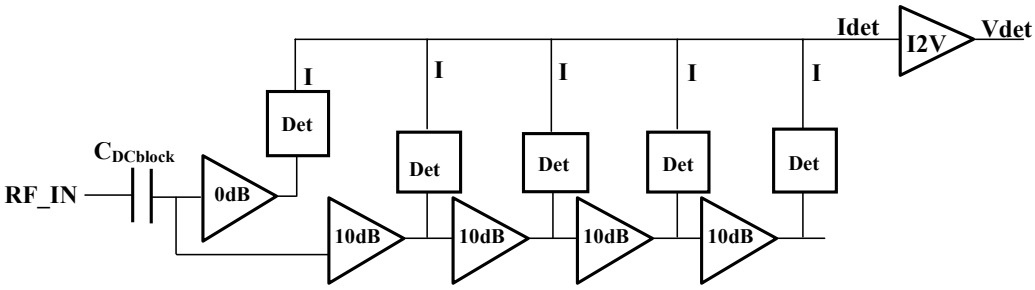


Figure 69 : Détecteur d'enveloppe logarithmique

Le détecteur logarithmique présenté ici est constitué de cinq étages de gain cascadés. Chaque étage de gain pilote une cellule de détection qui génère un courant proportionnel à la valeur crête du signal RF d'entrée. Ensuite, le courant détecté est transformé en tension à l'aide d'un convertisseur courant tension. Plus le nombre d'étages de gain est important, plus la dynamique de détection de puissance est grande.

En raison de sa grande dynamique de détection et de la stabilité de ses performances en fonction de la température (Figure 70), l'utilisation d'un détecteur logarithmique présente

l'avantage, d'un meilleur contrôle des harmoniques à la sortie de l'amplificateur de puissance, en raison de l'impédance purement réelle qu'il présente sur la voie couplée du coupleur. Dans le cas de l'utilisation d'un détecteur à diode, cette impédance d'entrée est capacitive. De plus, le détecteur logarithmique contribue à maintenir un rendement en puissance ajoutée important pour le module amplificateur en réduisant les pertes d'insertion dans la chaîne de transmission. En effet, il peut fonctionner avec un coupleur directif à faible facteur de couplage et donc à faibles pertes d'insertion. Enfin, l'utilisation d'un détecteur logarithmique facilite la procédure de calibration de la puissance de sortie du téléphone portable (Phasing) puisque seulement deux points de puissance sont nécessaires. Ceci est rendu possible grâce à la caractéristique linéaire de sa fonction de transfert comme on peut le relever sur la Figure 70.

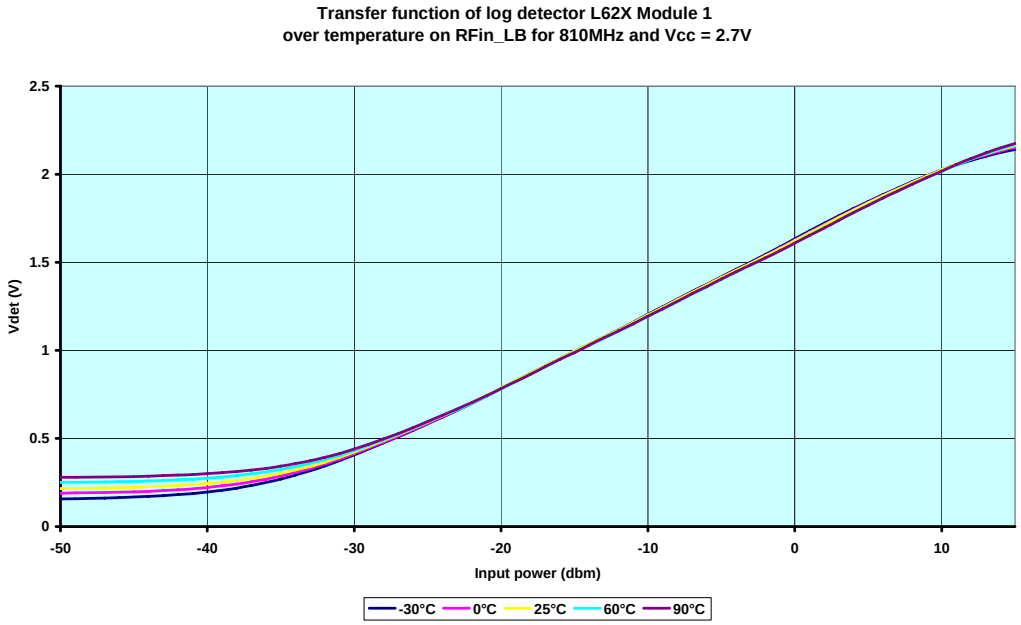


Figure 70 : Fonction de transfert du détecteur logarithmique pour différentes températures

Lorsque l'amplificateur de puissance est polarisé en courant, il est nécessaire de transformer la tension détectée en courant pour être en mesure d'additionner correctement le signal de correction avec la grandeur de polarisation de l'amplificateur. Le schéma de principe d'un tel convertisseur tension/courant est reporté sur la Figure 71. En présence du signal d'enveloppe, le courant de polarisation de l'amplificateur est alors donné par l'équation :

$$Ibias = K \cdot \left(\frac{V\,\det}{R} + Iref \right) \qquad \textbf{(31)}$$

Où K représente le gain du convertisseur tension/courant

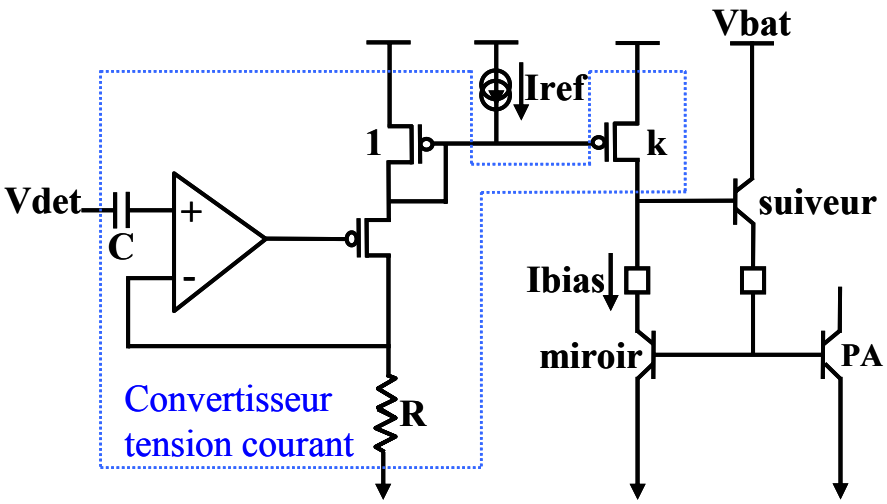


Figure 71 : Schéma électrique du convertisseur tension courant

III.5.1.3 Linéarisation optimale d'un amplificateur multi-étage

Dans le cas d'un amplificateur de puissance multi-étage, l'injection de l'enveloppe basse fréquence peut se faire soit sur l'étage final, soit sur les étages amonts (drivers), soit enfin en agissant sur les deux niveaux simultanément. L'injection simultanée sur tous les étages de l'amplificateur de puissance permet d'améliorer dans de bonnes proportions la réjection des produits d'intermodulation [10]. En effet, contrairement à une idée reçue, la linéarité d'un ensemble de N étages cascadés n'est pas déterminée uniquement par la linéarité de l'étage final. En fort signal, la linéarité des autres étages (dans notre cas les drivers) peut avoir un impact très significatif sur la linéarité totale de l'amplificateur de puissance [21], car on peut utiliser leur non-linéarité pour linéariser l'étage final. Ceci est expliqué par le fait qu'on peut, sous certaines conditions, utiliser les étages drivers pour générer des raies d'intermodulation de phase opposées avec celles de l'étage final. Ainsi, après amplification par l'étage final des raies issues des drivers, la superposition de ces raies avec les raies d'intermodulation intrinsèques de l'étage final annule ces dernières [20]. Le schéma de principe de la linéarisation d'un amplificateur de puissance multi-étage par injection simultanée de l'enveloppe de la modulation prélevée en sortie de l'amplificateur de puissance est présenté sur la Figure 72. Il est à noter que les signaux basses fréquences injectés sur deux étages contigus doivent être déphasés de 180° [10]. Le principe de cette technique de linéarisation reste cependant identique à celui de l'injection sur un seul étage.

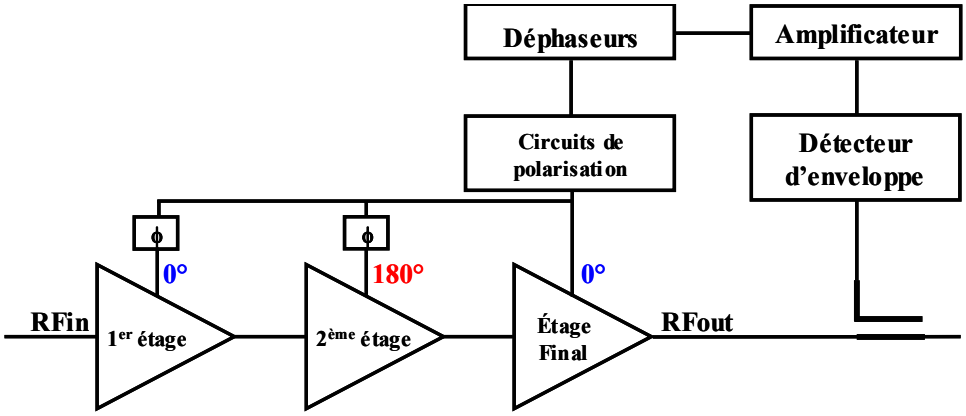


Figure 72 : Injection simultanée de l'enveloppe sur tous les étages de l'amplificateur de puissance

III.5.1.4 Avantages et inconvénients de la linéarisation par injection d'enveloppe

La technique de linéarisation par injection de l'enveloppe basse fréquence présente de nombreux avantages. Premièrement, elle permet d'améliorer significativement la linéarité sur une grande dynamique de la puissance de sortie car les réglages de la boucle de linéarisation sont indépendants de la puissance de sortie. Une amélioration de 15 dBc sur les niveaux des ACPR a été reportée dans [14]. Deuxièmement, la consommation du circuit de linéarisation est relativement faible, et celle-ci a donc peu d'impact sur le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur. Troisièmement, la bande passante de la boucle de linéarisation est de l'ordre de quelques MHz et cette bande relativement large permet donc à la technique de linéarisation par injection de l'enveloppe d'être applicable pour différents types de modulations. La bande passante du linéariseur est limitée par la bande passante du détecteur, logarithmique ou à diode, et par celle des amplificateurs opérationnels utilisés pour réaliser les fonctions de déphasage et d'addition. A titre d'exemple, la bande passante d'un linéariseur par injection basse fréquence, basé sur un détecteur logarithmique, est de l'ordre de 5 MHz. Cette valeur apparaît donc tout à fait en accord avec les 4 MHz nécessaires à une modulation WCDMA, qui correspond au standard de téléphonie mobile qui nécessite la bande passante la plus large. Par contre, cette technique peut s'avérer limitée pour les applications du type station de base qui nécessitent des canaux de l'ordre de quelques dizaines de MHz. Enfin, l'implémentation de cette technique ne pose pas de difficulté particulière et conduit à des dimensions tout à fait raisonnables pour le linéariseur. Tous ces avantages rendent cette technique de linéarisation particulièrement adaptée à la téléphonie mobile.

Cependant, cette technique de linéarisation possède quelques inconvénients liés à certains éléments qui constituent la boucle de linéarisation. Tout d'abord, le rendement en puissance

ajoutée de l'amplificateur est dégradé en raison des pertes d'insertion du coupleur directif qui diminuent la puissance de sortie de l'amplificateur. D'autre part, l'utilisation d'un coupleur est incompatible avec les contraintes d'intégration et de réduction des coûts, tout comme l'utilisation d'amplificateurs opérationnels réalisés en technologie BiCMOS. Ces raisons rendent souvent impossible d'envisager l'intégration monolithique de l'amplificateur et du circuit de linéarisation sur la même puce. Par ailleurs, la consommation du circuit de linéarisation, bien qu'elle soit faible (quelques dizaines de mA), pose un problème dans certains cas. En effet, pour des puissances de sortie importantes, le courant consommé par le linéariseur est négligeable devant celui consommé par l'amplificateur de puissance (de l'ordre de 700 mA). Par contre, la norme du standard WCDMA introduit un fonctionnement pour de faibles puissances de sortie (low power mode) dont les valeurs sont inférieures à la dizaine de dBm. Une valeur maximale du courant consommé par un amplificateur de puissance dans un tel mode de fonctionnement a donc été spécifiée. Cette spécification est relativement contraignante (courant consommé inférieur à la centaine de mA) et très difficilement respectable avec la topologie conventionnelle de linéarisation par injection basse fréquence. Cela conduit le plus souvent à adopter un compromis linéarité/efficacité. Enfin, comme nous l'avons déjà mentionné, la bande passante de la boucle de linéarisation peut limiter l'application de cette technique pour certaines modulations.

Toutefois, dans l'optique de l'application du détecteur de puissance que nous avons précédemment présenté, nous nous sommes plus particulièrement intéressés à cette technique de linéarisation. Et comme nous le décrirons par la suite, il nous a été possible de réduire la plupart des limitations qui viennent d'être mentionnées.

III.5.2 Principales variantes de la linéarisation *par injection de l'enveloppe*

Il existe plusieurs variantes de la linéarisation d'amplificateur de puissance radiofréquence par injection de l'enveloppe basse fréquence.

Une première méthode consiste à faire la détection de l'enveloppe à l'entrée de l'amplificateur [14], [18]. Le schéma de principe de cette méthode de linéarisation est présenté sur la Figure 73. Le principe de fonctionnement de la boucle de linéarisation est identique à celui de la linéarisation avec une détection de l'enveloppe en sortie de l'amplificateur de puissance. L'avantage de placer le coupleur en entrée de l'amplificateur de puissance est de perturber le moins possible la puissance de sortie, le rendement en puissance

ajoutée et la linéarité de l'amplificateur. En effet, l'impédance optimale qui permet d'avoir le meilleur compromis entre le rendement et la linéarité est le plus souvent différente de 50 Ohms. Ainsi, un coupleur qui présente une impédance d'entrée à chaque accès de 50 Ohms ne peut qu'empêcher le fonctionnement optimal de l'amplificateur de puissance lorsqu'il est directement connecté en sortie de ce dernier.

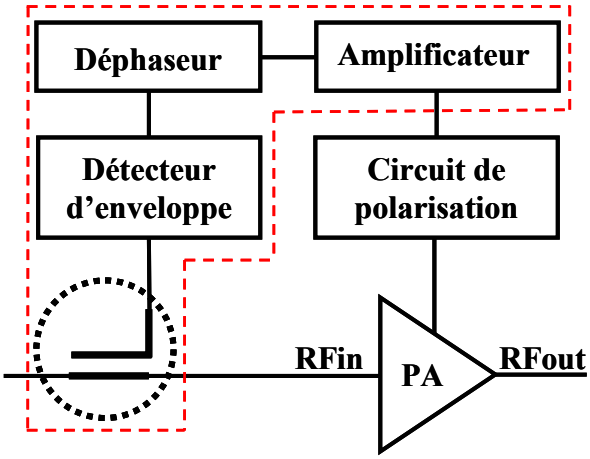


Figure 73 : Linéarisation par injection basse fréquence (prélèvement de la puissance à l'entrée du PA)

La deuxième variante consiste à détecter le signal basse fréquence en entrée ou en sortie et à faire l'injection sur le drain ou le collecteur de l'étage final et/ou des étages amonts (drivers) de l'amplificateur de puissance [18]. L'avantage de l'injection du signal basse fréquence sur le collecteur ou le drain de l'amplificateur de puissance est de s'affranchir de la conversion de la tension détectée en courant avant injection dans le circuit de polarisation car le drain ou le collecteur sont polarisés en tension. Par contre, l'inconvénient de cette injection sur le collecteur ou drain de l'amplificateur est le risque d'augmenter les couplages RF entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur de puissance car le niveau des puissances sur le collecteur/drain est important. La stabilité est donc ici un point clé de la conception.

Enfin, la dernière variante consiste à combiner la linéarisation par injection de l'enveloppe basse fréquence avec d'autres méthodes de linéarisation telles que la prédistorsion analogique [14] ou l'injection du deuxième harmonique [11]. Le signal basse fréquence détecté par la boucle de linéarisation est alors aussi utilisé comme signal de commande du circuit de prédistorsion en pilotant par exemple, la polarisation de l'élément non-linéaire qui va générer des caractéristiques de conversion AM/AM et AM/PM inverses à celles de l'amplificateur de puissance à linéariser [14]. L'association de l'une de ces deux techniques de linéarisation avec l'injection de l'enveloppe basse fréquence permet d'améliorer encore la

réjection des produits d'intermodulation. Elle permet aussi de réduire l'impact des effets mémoire auxquels certaines techniques de linéarisation sont sensibles [23].

III.5.3 Etude analytique de la linéarisation par injection de signal basse fréquence

L'objectif de l'étude analytique présentée dans ce paragraphe est de montrer qualitativement l'effet de l'injection de l'enveloppe de la modulation sur l'amplitude des raies d'intermodulation d'ordre 3. Dans le cas d'un amplificateur de puissance (PA) sans aucun effet mémoire, la non-linéarité de sa caractéristique en puissance peut être modélisée par une série de Volterra [30]. Pour faciliter les calculs et leur interprétation, mais cependant en veillant à ne perdre aucune généralité, nous limiterons la modélisation de la fonction de transfert du PA à un polynôme d'ordre 3, les autres termes étant sous-entendus par des points de suspension, et les coefficients a_1, a_2 et a_3 … de la fonction de transfert non-linéaire de l'amplificateur de puissance seront considérés comme des constantes réelles.

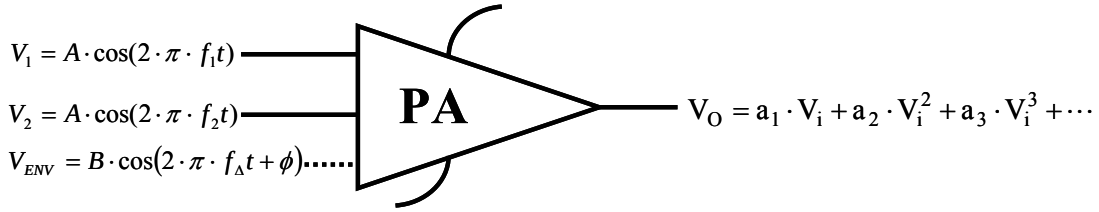


Figure 74 : Fonction de transfert non linéaire de l'amplificateur de puissance

Cette modélisation est schématisée par le graphique de la Figure 74, sur laquelle :

- V_1 représente la 1ère porteuse (ou 1er ton), d'amplitude A et de fréquence f_1
- V_2 représente la 2ème porteuse (ou 2ème ton), d'amplitude A et de fréquence f_2
- V_{ENV} désigne le signal d'enveloppe
- B, f_Δ et ϕ représentent respectivement l'amplitude, la fréquence et la phase du signal basse fréquence d'enveloppe
- V_O représente l'amplitude de la tension à la sortie de l'amplificateur
- a_1, a_2 et a_3 sont les coefficients de la fonction de transfert de l'amplificateur qui dépendent de la technologie et de la classe de fonctionnement de l'amplificateur. Notons

que dans le cas le plus général ces coefficients sont des constantes complexes pour permettre d'exprimer aussi bien les modifications d'amplitude que le déphasage introduits entre les signaux d'entrée et de sortie du PA. Comme déjà mentionné, nous considèrerons ici que ces coefficients sont uniquement des constantes réelles. Le coefficient a_1 est sans dimension et il représente physiquement le gain petit signal de l'amplificateur. Le coefficient a_2 s'exprime en V^{-1} et le coefficient a_3 en V^{-2}. Ils représentent physiquement le comportement non-linéaire de la caractéristique de l'amplificateur qui se traduit par une compression ou une expansion de gain, des conversions AM/AM, des conversions AM/PM et enfin par une génération de signaux de fréquences harmoniques aux fréquences des signaux d'entrée.

- V_i définit le signal d'entrée de l'amplificateur. Afin d'évaluer les effets de la linéarisation, les amplitudes des divers produits d'intermodulation, présents dans le spectre du signal de sortie, sont calculées dans la suite avec et sans injection d'un signal basse fréquence en entrée de l'amplificateur. Ainsi, suivant ces deux cas d'étude :

$V_i = V_1 + V_2$ quand aucun signal BF n'est injecté

$V_i = V_1 + V_2 + V_{ENV}$ quand l'enveloppe de la modulation est injectée en entrée de l'amplificateur

III.5.3.1 Spectre de sortie de l'amplificateur de puissance sans injection du signal basse fréquence

Dans le cas d'un signal d'entrée composé uniquement de deux tons sinusoïdaux (ou de deux porteuses) de même amplitude et de fréquences respectives f_1 et f_2 telles que $f_2 > f_1$, la tension d'entrée s'écrit :

$$V_i = V_1 + V_2 = A \cdot \cos(\omega_1 t) + A \cdot \cos(\omega_2 t) \quad \textbf{(32)}$$

En l'injectant dans l'expression polynomiale de la non-linéarité présentée sur la Figure 74, nous obtenons pour la tension de sortie l'expression :

$$V_O = a_2 \cdot A^2 + a_2 \cdot A^2 \cdot \cos\left((\omega_2 - \omega_1)\cdot t\right) + \left(a_1 \cdot A + \frac{9 \cdot a_3 \cdot A^3}{4}\right) \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) + \left(a_1 \cdot A + \frac{9 \cdot a_3 \cdot A^3}{4}\right) \cdot \cos(\omega_2 \cdot t)$$
$$+ \frac{a_2 \cdot A^3}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_1 \cdot t) + a_2 \cdot A^2 \cdot \cos\left((\omega_2 + \omega_1)\cdot t\right) + \frac{a_2 \cdot A^3}{4} \cdot \cos(2 \cdot \omega_2 \cdot t) + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A^3}{4} \cdot \cos\left((2 \cdot \omega_1 - \omega_2)\cdot t\right) \quad \textbf{(33)}$$
$$+ \frac{3 \cdot a_3 \cdot A^3}{4} \cdot \cos\left((2 \cdot \omega_2 - \omega_1)\cdot t\right) + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A^3}{4} \cdot \cos\left((2 \cdot \omega_1 + \omega_2)\cdot t\right) + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A^3}{4} \cdot \cos\left((2 \cdot \omega_2 + \omega_1)\cdot t\right)$$
$$+ \frac{a_3 \cdot A^3}{4} \cdot \cos(3 \cdot \omega_1 \cdot t) + \frac{a_3 \cdot A^3}{4} \cdot \cos(3 \cdot \omega_2 \cdot t) + \cdots$$

Cette expression montre que la non-linéarité de la fonction de transfert de l'amplificateur de puissance crée, outre l'amplification des deux porteuses (termes aux fréquences ω_1 et ω_2), une composante continue, des harmoniques des fréquences des porteuses (termes aux fréquences $2 \cdot \omega_i$, $3 \cdot \omega_i$,... avec $i = 1$ ou 2), et des produits d'intermodulation de forme générale $\left|m \cdot \omega_1 \pm n \cdot \omega_2\right|$ avec $(m,n) \in Z^2$.

Les harmoniques des fréquences des porteuses ne sont pas très gênants dans la mesure où ils peuvent être éliminés par un filtre passe-bas (ou filtre d'harmoniques) placé entre l'amplificateur et le commutateur d'antenne. En revanche les produits d'intermodulation d'ordre 3, créés par la non-linéarité d'ordre 3 de la fonction de transfert de l'amplificateur, sont très gênants car leurs fréquences sont proches de celle du canal de transmission et se trouvent donc dans la bande passante du filtre d'harmoniques : il s'agit des produits correspondants aux termes de fréquences $(2\omega_1 - \omega_2)$ et $(2\omega_2 - \omega_1)$. Leur présence dans le spectre du signal de sortie se traduit par des remontées de lobes dans les canaux adjacents au canal principal, et physiquement par une dégradation de la qualité du signal transmis du téléphone mobile vers la station de base.

Par la suite, les deux produits d'intermodulation d'ordre 3 gênants sont appelés produits d'intermodulation intrinsèques de l'amplificateur. Le produit d'intermodulation à la fréquence $(2f_1 - f_2)$ est appelé IMD_3 inférieur et est noté IMD_3^-. Le produit d'intermodulation à la fréquence $(2f_2 - f_1)$ est appelé IMD_3 supérieur et est noté IMD_3^+.

Les tensions d'intermodulation sont :

$$IMD_3^-(t) = \frac{3 \cdot a_3 \cdot A^3}{4} \cdot \cos\left((2 \cdot \omega_1 - \omega_2)\cdot t\right) \quad \textbf{(34)}$$

et

$$IMD_3^+(t) = \frac{3 \cdot a_3 \cdot A^3}{4} \cdot \cos\left((2 \cdot \omega_2 - \omega_1)\cdot t\right) \quad \textbf{(35)}$$

Par ailleurs, soit l'expression de la transformée de Fourier d'une fonction cosinus :

$$\mathrm{TF}\left(\cos\left(2\cdot\pi\cdot f_1\cdot t\right)\right)=\frac{1}{2}\cdot\left[\delta\left(f-f_1\right)+\delta\left(f+f_1\right)\right] \quad \textbf{(36)}$$

où TF désigne la transformée de Fourier

En considérant uniquement les fréquences positives qui ont seules un sens physique, les tensions correspondant aux signaux d'intermodulation d'ordre 3 s'écrivent alors dans le domaine fréquentiel :

$$IMD_3^-\left(f\right)=\frac{3\cdot a_3\cdot A^3}{8}\cdot\delta\left(f-\left(2\cdot f_1-f_2\right)\right) \quad \textbf{(37)}$$

et

$$IMD_3^+\left(f\right)=\frac{3\cdot a_3\cdot A^3}{8}\cdot\delta\left(f-\left(2\cdot f_2-f_1\right)\right) \quad \textbf{(38)}$$

Comme le montre les expressions (37) et (38), les produits d'intermodulation supérieur et inférieur sont théoriquement symétriques dans le sens où ils ont la même amplitude. Cependant, en pratique, ils sont asymétriques dans la plupart des cas à cause de la dispersion en fréquence de la valeur des composants passifs et actifs, des effets mémoires [23] et du circuit de polarisation [9]. Notamment, les impédances basses fréquences ramenées en entrée et en sortie de l'amplificateur par les capacités de découplage peuvent avoir un effet sur la symétrie des produits d'intermodulation [28], [23].

L'expression (33) de la tension de sortie V_O montre aussi que le spectre du signal de sortie de l'amplificateur de puissance contient une raie d'intermodulation d'ordre 2 basse fréquence, représentée par le terme $a_2\cdot A^2\cdot\cos\left(\left(\omega_2-\omega_1\right)\cdot t\right)$. Cette composante basse fréquence représente le signal d'enveloppe. Ainsi, l'impédance basse fréquence présentée par le réseau de sortie joue un rôle déterminant sur la linéarité de l'amplificateur de puissance [29]. En présentant un court circuit pour la tension de sortie à la fréquence f_2-f_1 ou un circuit ouvert au courant de sortie à la fréquence f_2-f_1, on peut améliorer significativement la linéarité de l'amplificateur de puissance. En effet, lorsque l'impédance basse fréquence est différente du court circuit, le signal basse fréquence est réfléchit et vient moduler la tension de polarisation de l'amplificateur de puissance dégradant ainsi sa linéarité. Cette impédance basse fréquence a aussi une influence sur la symétrie des produits d'intermodulation supérieur et inférieur d'ordre 3 [28].

III.5.3.2 Spectre de sortie de l'amplificateur de puissance avec injection du signal basse fréquence

L'objectif de ce paragraphe est de montrer, dans un premier temps, l'influence de l'injection d'un signal basse fréquence de la forme $V_{ENV} = B \cdot \cos(\omega_\Delta t + \phi)$ où $\omega_\Delta = \omega_2 - \omega_1$, ou encore signal d'enveloppe, sur l'amplitude des raies d'intermodulation d'ordre 3 présentes dans le spectre de sortie de l'amplificateur. Dans un second temps, les conditions que doivent remplir l'amplitude "B" et la phase "ϕ" du signal basse fréquence sont établies pour aboutir à une réjection optimale de ces produits d'intermodulation.

En tenant compte maintenant de la présence supplémentaire du signal basse fréquence à l'entrée de l'amplificateur, la nouvelle tension de sortie V_O^i s'écrit alors :

$$V_O^i = a_1 \cdot (V_1 + V_2 + V_{ENV}) + a_2 \cdot (V_1 + V_2 + V_{ENV})^2 + a_3 \cdot (V_1 + V_2 + V_{ENV})^3 \qquad \textbf{(39)}$$

Ce qui, en remplaçant et en développant, conduit à la nouvelle expression de la tension de sortie :

$$\begin{aligned}
V_O^i = {} & V_O + \left(a_1 \cdot B + 3 \cdot a_3 \cdot A^2 \cdot B + \frac{a_3 \cdot B^3}{2} \right) \cdot \cos(\omega_\Delta t + \phi) + \frac{a_2 \cdot B^2}{2} + a_2 \cdot A \cdot B \cdot \cos(\omega_1 t + \phi) \\
& + a_2 \cdot A \cdot B \cdot \cos(\omega_2 t + \phi) + a_2 \cdot A \cdot B \cdot \cos((2 \cdot \omega_1 - \omega_2) t - \phi) + a_2 \cdot A \cdot B \cdot \cos((2 \cdot \omega_2 - \omega_1) t + \phi) \\
& + \frac{a_2 \cdot B^2}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_\Delta t + 2 \cdot \phi) + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A^2 \cdot B}{4} \cdot (\cos((\omega_2 + \omega_1) t + \phi) + \cos((3 \cdot \omega_1 - \omega_2) t - \phi)) \\
& + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A^2 \cdot B}{4} \cdot (\cos((\omega_2 + \omega_1) t - \phi) + \cos((3 \cdot \omega_2 - \omega_1) t + \phi)) + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A \cdot B^2}{2} \cdot \cos(\omega_1 t) \\
& + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A \cdot B^2}{2} \cdot \cos(\omega_2 t) + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A^2 \cdot B}{2} \cdot (\cos(2 \cdot \omega_1 t - \phi) + \cos(2 \cdot \omega_2 t + \phi) + \cos(\phi) + \cos(2 \cdot \omega_\Delta t + \phi)) \\
& + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A \cdot B^2}{4} \cdot (\cos((2\omega_2 - \omega_1) t + 2\phi) + \cos((3 \cdot \omega_1 - 2 \cdot \omega_2) t - 2 \cdot \phi)) \\
& + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A \cdot B^2}{4} \cdot (\cos((2\omega_1 - \omega_2) t - 2\phi) + \cos((3 \cdot \omega_2 - 2 \cdot \omega_1) t + 2 \cdot \phi)) + \frac{a_3 \cdot B^3}{4} \cdot \cos(3 \cdot \omega_\Delta t + 3 \cdot \phi) \\
& + \frac{a_3 \cdot B^3}{4} \cdot \cos(\omega_\Delta t + \phi) + \cdots
\end{aligned} \qquad \textbf{(40)}$$

Par suite, les expressions des produits d'intermodulation d'ordre 3, deviennent :

$$IMD_{3\,inj}^{-}(t) = IMD_3^{-} + a_2 \cdot A \cdot B \cdot \cos((2\omega_1 - \omega_2) \cdot t - \phi) + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A \cdot B^2}{4} \cdot \cos((2\omega_1 - \omega_2) \cdot t - 2\phi) \qquad \textbf{(41)}$$

et

$$IMD_{3\,inj}^{+}(t) = IMD_3^{+} + a_2 \cdot A \cdot B \cdot \cos((2\omega_2 - \omega_1) \cdot t + \phi) + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A \cdot B^2}{4} \cdot \cos((2\omega_2 - \omega_1) \cdot t + 2\phi) \qquad \textbf{(42)}$$

Les expressions (41) et (42) montrent que le signal basse fréquence injecté à l'entrée du PA crée des raies d'intermodulation d'ordre 3 qui viennent se superposer aux produits

d'intermodulation intrinsèques de l'amplificateur (i.e. sans injection du signal basse fréquence). Cette contribution est composée de deux parties, une première partie $a_2 \cdot A \cdot B \cdot \cos((2\omega_2 - \omega_1) \cdot t + \phi)$ créée par la non-linéarité d'ordre deux de la fonction de transfert, et une deuxième partie $\frac{3 \cdot a_3 \cdot A \cdot B^2}{4} \cdot \cos((2\omega_2 - \omega_1) \cdot t + 2\phi)$ créée par la non-linéarité d'ordre 3.

Ces deux expressions montrent aussi qu'il est possible d'obtenir une réduction ou une suppression totale des IMD_3 si l'amplitude B et la phase ϕ du signal basse fréquence respectent les conditions que nous établissons au paragraphe suivant. En outre, il convient de noter que la réjection des produits d'intermodulation supérieur et inférieur ne sera jamais symétrique pour la linéarisation par injection d'enveloppe, sauf dans le cas bien particulier où $\phi = \pi$ ou 0. Comme nous le verrons plus tard, en pratique, il est impossible de déphaser l'enveloppe basse fréquence de 0° ou 180° sur toute la dynamique de puissance de sortie et pour les différentes modulations. Par conséquent, la réjection des produits d'intermodulation sera le plus souvent asymétrique.

III.5.3.3 Conditions de linéarisation

Si nous nous attachons maintenant à rechercher les conditions que doit remplir le signal injecté basse fréquence pour aboutir à une réjection optimale des produits d'intermodulation d'ordre 3, alors, en développant la relation (42), la raie d'intermodulation supérieure d'ordre 3 s'exprime après injection :

$$\begin{aligned} IMD_{3\,inj}^{+}(t) &= \frac{3 \cdot a_3 \cdot A^3}{4} \cdot \cos((2\omega_2 - \omega_1) \cdot t) + a_2 \cdot A \cdot B \cdot \cos((2\omega_2 - \omega_1) \cdot t) \cdot \cos(\phi) \\ &+ \frac{3 \cdot a_3 \cdot A \cdot B^2}{4} \cdot \cos((2\omega_2 - \omega_1) \cdot t) \cdot \cos(2\phi) - a_2 \cdot A \cdot B \cdot \sin((2\omega_2 - \omega_1) \cdot t) \cdot \sin(\phi) \\ &- \frac{3a_3 AB^2}{4} \cdot \sin((2\omega_2 - \omega_1) \cdot t) \cdot \sin(2\phi) \end{aligned} \qquad \textbf{(43)}$$

En considérant d'autre part la transformée de Fourier d'une fonction cosinus (expression (36)), et en ne retenant que les fréquences positives qui sont les seules à avoir un sens physique, la raie d'intermodulation supérieure d'ordre 3 s'écrit alors dans le domaine fréquentiel :

$$\begin{aligned} IMD_{3\,inj}^{+}(f) &= \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{3 \cdot a_3 \cdot A^3}{4} + a_2 \cdot A \cdot B \cdot \cos(\phi) + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A \cdot B^2}{4} \cdot \cos(2 \cdot \phi) + j \cdot a_2 \cdot A \cdot B \cdot \sin(\phi) + j \cdot \frac{3 \cdot a_3 \cdot A \cdot B^2}{4} \cdot \sin(2 \cdot \phi) \right) \\ &\cdot \delta(f - (2 \cdot f_2 - f_1)) \end{aligned} \qquad \textbf{(44)}$$

En procédant de la même manière à partir de la relation (41), nous obtenons l'expression de la raie d'intermodulation inférieure d'ordre 3 dans le domaine fréquentiel :

$$IMD_{3\,inj}^{-}(f)=\frac{1}{2}\cdot\left(\frac{3\cdot a_3\cdot A^3}{4}+a_2\cdot A\cdot B\cdot\cos(\phi)+\frac{3\cdot a_3\cdot A\cdot B^2}{4}\cdot\cos(2\cdot\phi)-j\cdot a_2\cdot A\cdot B\cdot\sin(\phi)-j\cdot\frac{3\cdot a_3\cdot A\cdot B^2}{4}\cdot\sin(2\cdot\phi)\right)\cdot\delta(f-(2f_1-f_2)) \quad \textbf{(45)}$$

A partir des expressions précédentes ((44) et (45)), il est possible d'extraire des conditions sur l'amplitude et la phase du signal injecté basse fréquence conduisant à une réjection optimale des produits d'intermodulation. Dans ce qui suit, nous présentons cette extraction uniquement à partir de l'expression du produit d'intermodulation $IMD_{3\,inj}^{-}$. Les résultats seraient cependant identiques en utilisant l'expression du produit $IMD_{3\,inj}^{+}$, compte tenu de la symétrie du problème.

La réjection optimale du produit d'intermodulation inférieur est obtenue lorsque la condition suivante est vérifiée : $IMD_{3\,inj}^{-}=0$

Compte tenu de la forme complexe de l'expression de $IMD_{3\,inj}^{-}$, l'équation (44) conduit ainsi au système de deux équations à deux inconnues (ϕ et B) suivant :

$$\begin{cases}\dfrac{3\cdot a_3\cdot A^2}{4}+a_2\cdot B\cdot\cos(\phi)+\dfrac{3\cdot a_3\cdot B^2}{4}\cdot\cos(2\cdot\phi)=0\\ a_2\cdot\sin(\phi)+\dfrac{3\cdot a_3\cdot B}{4}\cdot\sin(2\cdot\phi)=0\end{cases} \quad \textbf{(46)}$$

La deuxième équation du système d'équations (46) donne : $\sin(\phi)\cdot\left(a_2+\dfrac{3\cdot a_3\cdot B}{2}\cdot\cos(\phi)\right)=0$

$$\Rightarrow\begin{cases}\sin(\phi)=0\\ \text{ou}\\ a_2+\dfrac{3\cdot a_3\cdot B}{2}\cdot\cos(\phi)=0\end{cases}$$

- **<u>1er cas</u> : ($\sin(\phi)=0$)**

$\Rightarrow \phi=n\pi$ Où $n\in N$

En considérant $\phi=0$ dans la première équation du système d'équations (46), nous obtenons l'équation suivante :

$$\frac{3 \cdot a_3 \cdot B^2}{4} + a_2 \cdot B + \frac{3 \cdot a_3 \cdot A^2}{4} = 0$$

Cette équation du second degré en B admet une solution si et seulement si $\Delta = a_2^2 - \frac{9 \cdot a_3^2 \cdot A^2}{4} \geq 0$

Nous pouvons distinguer deux cas :

- $\Delta \rangle 0$

$$\Rightarrow |a_2| \rangle \frac{3|a_3 \cdot A|}{2}$$

Soit

$$B = \frac{2}{3a_3} \cdot \left(-a_2 + \sqrt{a_2^2 - \frac{9 \cdot A^2 \cdot a_3^2}{4}} \right)$$

Ou

$$B = -\frac{2}{3a_3} \cdot \left(a_2 + \sqrt{a_2^2 - \frac{9 \cdot A^2 \cdot a_3^2}{4}} \right)$$

- $\Delta = 0$

$$\Rightarrow B = \frac{-2a_2}{3a_3}$$

- **<u>2ème cas</u> : (** $a_2 + \frac{3 \cdot a_3 \cdot B}{2} \cdot \cos(\phi) = 0$ **)**

$$\Rightarrow \cos(\phi) = \frac{-2a_2}{3a_3 \cdot B}$$

En pratique, dans la plupart des cas les coefficients a_2 et a_3 de la fonction de transfert non-linéaire de l'amplificateur vérifient la relation suivante : $|a_2| >> |a_3|$

$$\Rightarrow |\cos(\phi)| = \left| \frac{-2a_2}{3a_3 \cdot B} \right| \rangle\rangle 1$$ ce qui est impossible

Par conséquent, seul le premier cas présente un intérêt physique.

En conclusion, la réjection optimale des produits d'intermodulation d'ordre 3 s'obtient lorsque l'amplitude et la phase du signal basse fréquence injecté à l'entrée de l'amplificateur remplissent simultanément les deux conditions suivantes :

$$\phi = 0 \qquad \textbf{(47)}$$

et

$$B = \frac{-2a_2}{3a_3} \text{ ou } B = \frac{2}{3a_3}\cdot\left(-a_2 + \sqrt{a_2^2 - \frac{9\cdot A^2\cdot a_3^2}{4}}\right) \text{ ou } B = -\frac{2}{3a_3}\cdot\left(a_2 + \sqrt{a_2^2 - \frac{9\cdot A^2\cdot a_3^2}{4}}\right) \qquad \textbf{(48)}$$

En pratique, suivant la valeur des coefficients a_2 et a_3 de la fonction de transfert non-linéaire de l'amplificateur, nous aurons une seule valeur possible pour l'amplitude B du signal injecté qui permet d'annuler les produits d'intermodulation d'ordre 3.

Si les deux conditions précédentes ((47) et (48)) ne sont pas remplies simultanément nous n'obtiendrons qu'une diminution des produits d'intermodulation d'ordre 3. Ainsi, compte tenu que les conditions de phase sont en général les plus difficiles à contrôler, la diminution des produits d'intermodulation d'ordre 3 sera fonction de la différence entre la phase du signal basse fréquence injecté et la phase théoriquement déterminée.

III.6 Conception d'un linéariseur compact et performant

III.6.1 Amélioration de la linéarité sous 50 Ohms

L'objectif de ce paragraphe est de montrer qu'il est possible de réaliser un linéariseur très compact, monolithiquement intégrable et de très faible consommation en associant le détecteur de puissance, développé précédemment pour la protection de l'amplificateur, et la méthode de linéarisation par injection de l'enveloppe de la modulation, que nous venons d'exposer. L'utilisation de la technique de détection de la puissance de sortie permet de s'affranchir avantageusement de l'emploi d'un coupleur directif. En effet, la compacité du détecteur, sa facilité d'intégration sur GaAs (ou SiGe) et sa très faible consommation, permettent au final la réalisation d'un module d'amplification de puissance linéaire et à fort rendement en puissance ajoutée. D'autre part, l'intégration du dispositif proposé devient tout à fait compatible avec la spécification actuelle en terme de taille (3mm×3mm) pour un amplificateur de puissance WCDMA, jusqu'à présent irréalisable du fait de l'utilisation d'un coupleur pour la détection de la puissance en sortie.

Le schéma électrique du principe de ce nouveau dispositif de linéarisation est représenté sur la Figure 75.

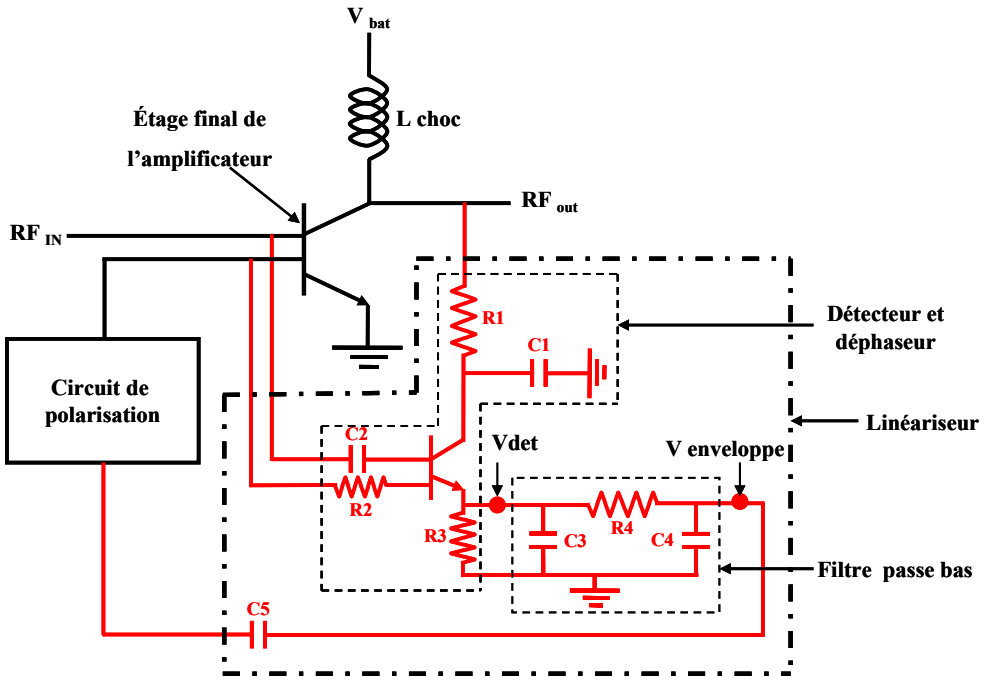


Figure 75 : Schéma électrique de principe du linéariseur

Le linéariseur est composé d'un détecteur de puissance connecté en sortie du transistor constituant l'étage final de l'amplificateur de puissance, d'un filtre passe bas du second ordre et d'une capacité de liaison permettant d'injecter le signal basse fréquence dans le circuit de polarisation d'entrée de l'étage final de l'amplificateur. Le détecteur de puissance permet de récupérer une fraction du courant de sortie de l'étage final, image de la puissance de sortie, ce courant détecté étant ensuite transformé en tension (Vdet) par le biais de la résistance R3. Dans la tension Vdet issue de la détection, coexistent les composantes RF, que sont les deux porteuses, et l'enveloppe de la modulation qui constitue la composante basse fréquence. Le filtre RC passe bas qui suit permet ainsi de ne conserver que l'enveloppe de la modulation. Enfin, cette composante basse fréquence est injectée dans le circuit de polarisation par le biais de la capacité de liaison C5. L'amplitude de la tension basse fréquence peut être optimisée en jouant sur la valeur de la résistance R3. La réjection du filtre est ajustée par les valeurs de R4, C3 et C4. Enfin, le filtre RC constitué par la résistance R1 et la capacité C1 permet un bon fonctionnement du détecteur de puissance en réduisant les variations de la tension collecteur du transistor de détection. A titre d'exemple, les variations des courant collecteur, de base et d'émetteur du transistor de détection en fonction de la puissance d'entrée de l'amplificateur de puissance sont reportées sur la Figure 76, dans le cas de l'utilisation de TBH.

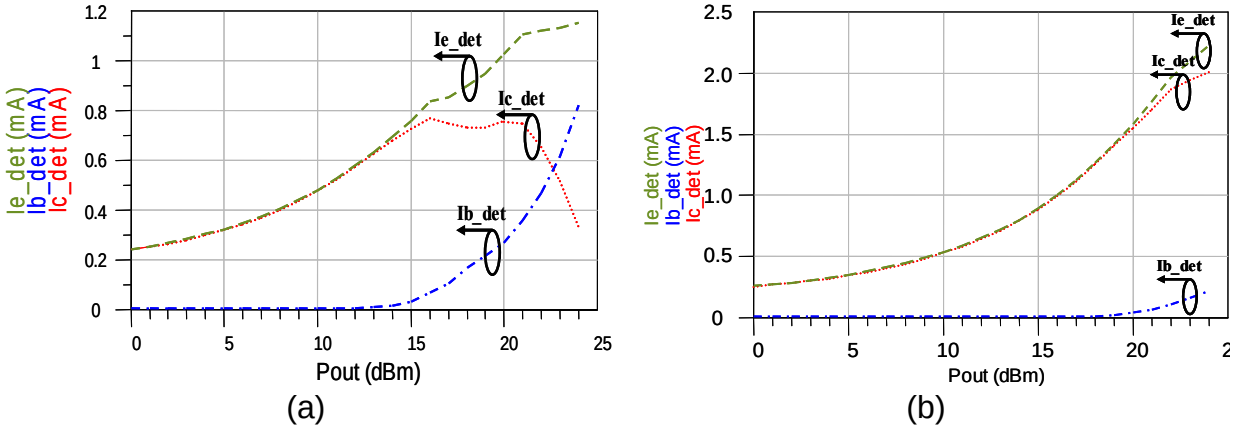


Figure 76 : Fonctionnement du circuit de détection
(a) sans filtre RC (b) avec filtre RC

Lorsque le collecteur du transistor de détection est directement connecté au collecteur du transistor de puissance, le courant d'émetteur du transistor de détection s'écroule et son courant de base augmente lorsque la puissance d'entrée de l'étage RF dépasse une valeur de 15 dBm. La chute des courants de collecteur ou d'émetteur du transistor de détection est liée au passage en négatif de la tension RF du collecteur du transistor de détection, qui constitue la tension de polarisation du collecteur du transistor de détection. La décroissance du courant

d'émetteur provoque une décroissance de la tension détectée et donc la relation de proportionnalité entre la puissance de sortie et la tension détectée n'est plus vérifiée. Afin de maintenir un courant d'émetteur toujours proportionnel à la puissance de sortie, nous avons inséré un filtre passe bas de type RC (constitué par la résistance R1 et la capacité C1) entre le collecteur du transistor de détection et celui du transistor de puissance. Le filtre inséré permet de réduire l'excursion de la tension RF du collecteur du transistor de détection et de maintenir le transistor de détection en conduction. La Figure 76b montre que le courant d'émetteur reste alors proportionnel à la puissance de sortie sur une large dynamique de la puissance de sortie RF.

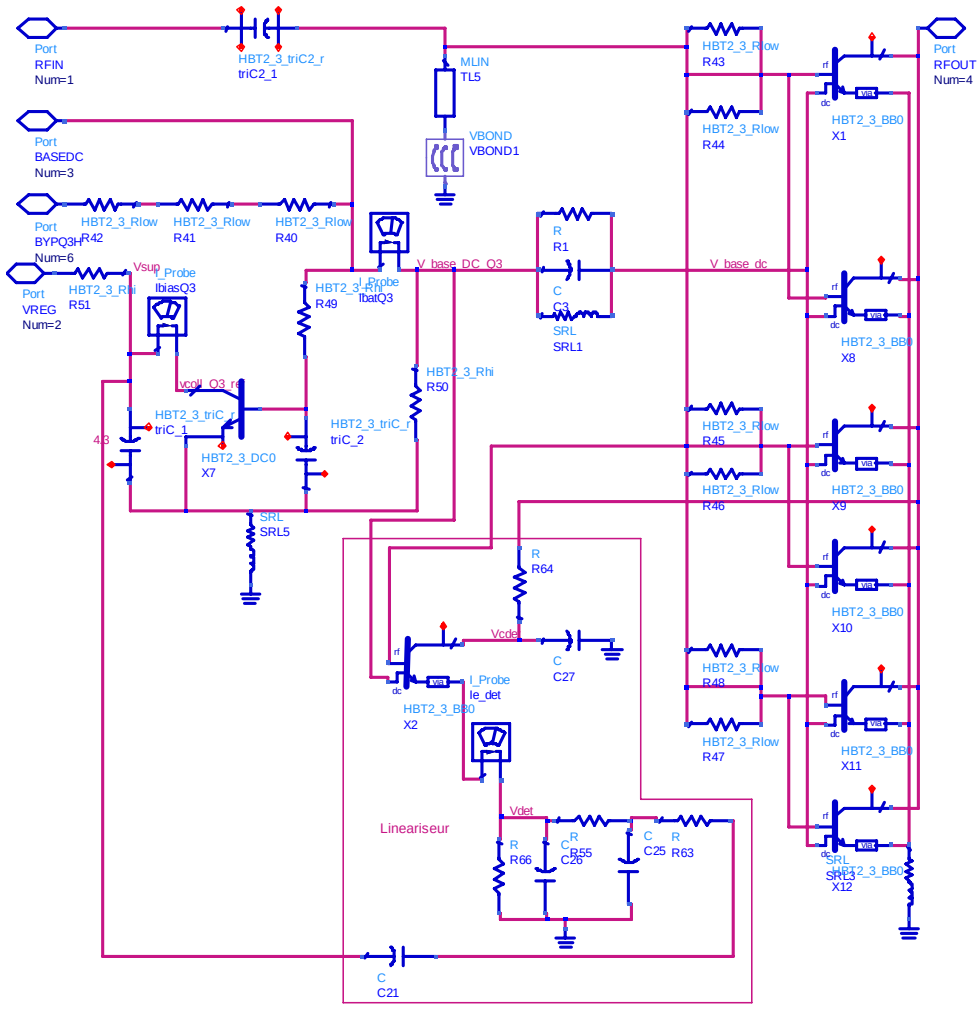


Figure 77 : Implémentation du linéariseur sur l'étage final de l'amplificateur

Le schéma électrique du linéariseur implémenté sur l'étage final d'un amplificateur de puissance en technologie HBT AsGa est représenté sur la Figure 77. L'amplificateur de puissance est composé de six transistors placés en parallèle et ayant chacun 1200 μm^2 de surface d'émetteur. Le circuit de polarisation est composé d'un transistor suiveur implémenté

sur la puce de contrôle et d'un transistor fonctionnant en miroir de courant sur lequel sont appliqués simultanément la tension continue (VREG) et le signal d'enveloppe provenant du linéariseur via une capacité de liaison. La valeur de cette capacité de liaison dépend de la fréquence de l'enveloppe de la modulation, de l'ordre de 4 nF pour une modulation EDGE et de l'ordre de 600 pF pour une modulation WCDMA. Notons par ailleurs que le circuit de polarisation est isolé de l'étage de puissance par un filtre RLC. Pour terminer, l'adaptation d'impédance en entrée de l'étage final est de type passe haut ce qui permet d'éliminer les oscillations basses fréquences.

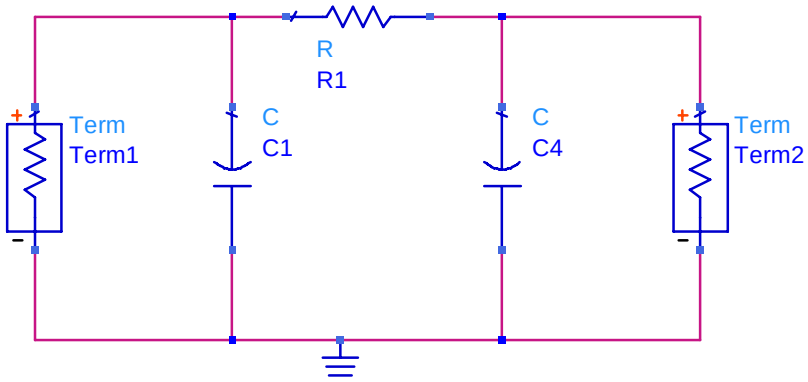


Figure 78 : Schéma électrique du filtre passe bas de la boucle de linéarisation

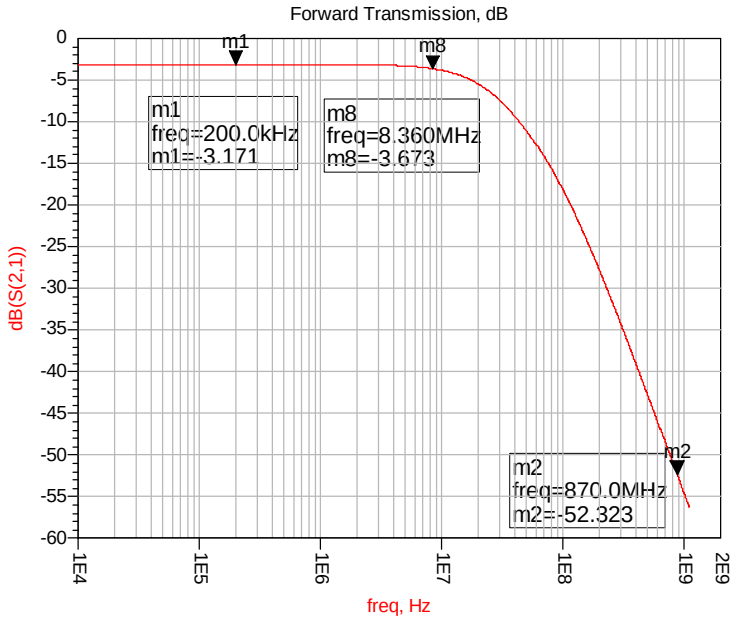


Figure 79 : Réponse du filtre passe bas de la boucle de linéarisation

Le schéma électrique du filtre passe-bas du second ordre de la boucle de linéarisation est présenté sur la Figure 78. Les caractéristiques principales que doit avoir ce filtre sont une bande passante qui permet de passer l'enveloppe d'une modulation WCDMA (au moins 4

MHz) et une très bonne réjection des fréquences RF (les deux porteuses). La Figure 79 montre la réponse fréquentielle du filtre. Nous pouvons relever une fréquence de coupure à –0.5 dB du filtre de 8.4 MHz, alors que les pertes d'insertion sont de l'ordre de 3.2 dB sur la bande. La bande passante du filtre a été surdimensionnée pour tenir compte des dispersions des composants et de la variation de la température de fonctionnement (- 40 °C à 85 °C). La réjection des fréquences RF (à 870 MHz) est de 52 dB, valeur suffisamment importante pour qu'il n'y ait aucun risque d'oscillation lié à l'injection d'un signal RF dans le circuit de polarisation.

La Figure 80 montre l'allure du courant consommé par la boucle de linéarisation ainsi que celle du courant collecteur de l'étage final de l'amplificateur de puissance, en fonction de la puissance RF de sortie. Pour une puissance de sortie de 28 dBm (puissance de sortie nominale pour les standards EDGE et WCDMA), le courant consommé par le linéariseur est inférieur à 1 mA pour un courant consommé par l'étage de puissance de l'ordre de 0.9 A. Pour un fonctionnement à faibles puissances (« low power mode »), correspondant à des niveaux de la puissance de sortie de l'ordre de 10 dBm, le courant consommé par le linéariseur est inférieur à 0.4 mA et reste négligeable devant le courant de l'étage final. Ce point constitue un grand avantage du linéariseur proposé car les spécifications limitent à 80 mA le courant total consommé par l'amplificateur pour ces niveaux de puissances. Grâce à sa très faible consommation en courant, cette nouvelle topologie de linéarisation permet de s'affranchir du compromis entre la linéarité et le rendement en puissance ajoutée. Rappelons ici que cela n'est pas réalisable par les topologies de linéarisation par injection de l'enveloppe conventionnelles, pour lesquelles la consommation de la boucle de linéarisation est de l'ordre de 15 mA.

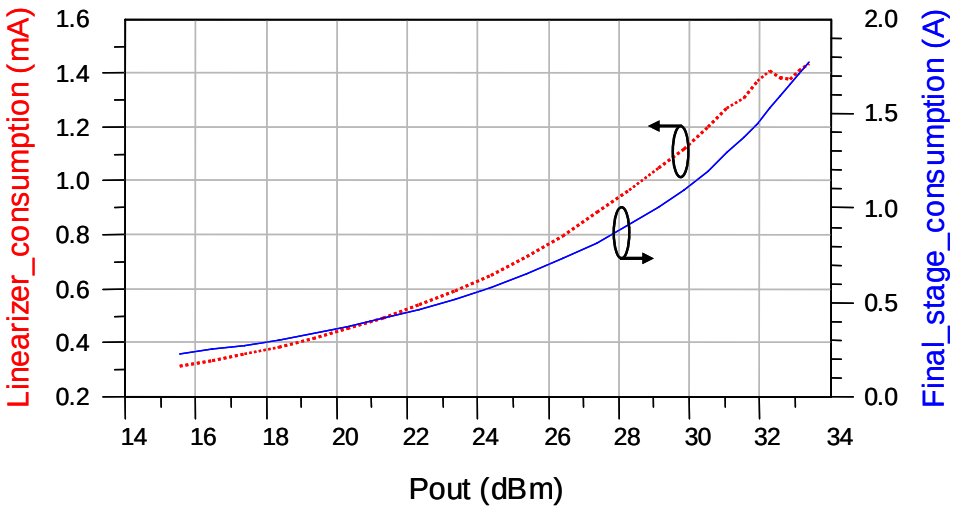


Figure 80 : Consommation du linéariseur

Le déphasage introduit par le détecteur de puissance, entre la tension de sortie de l'amplificateur et la tension détectée basse fréquence appliquée à l'entrée du filtre passe bas, est représenté sur la Figure 81. Ce déphasage est de 177° et reste constant sur une grande dynamique de la puissance de sortie. Ainsi, sur l'ensemble de la boucle de linéarisation, le déphasage introduit présente une valeur proche de 360°, ou de façon équivalente de 0°.

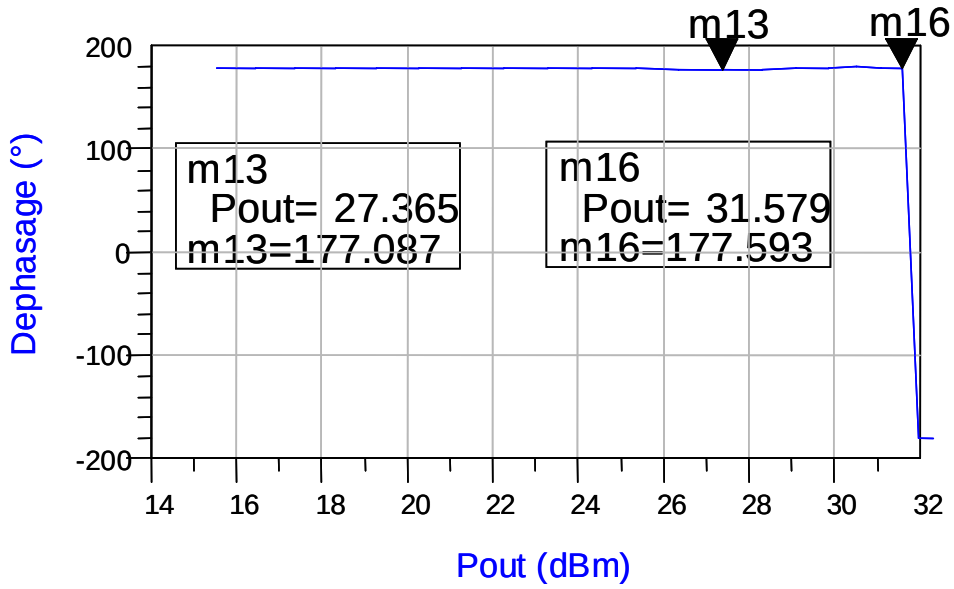


Figure 81 : Déphasage entre la tension de sortie du PA et la tension à l'entrée du filtre

III.6.1.1 Résultats de simulations

Afin de valider le bon fonctionnement de la boucle de linéarisation par injection d'enveloppe, nous avons conduit des simulations préliminaires sur un module hybride d'amplification de puissance (projet "Raptor"). Ce module quadri-bandes (CEL850, GSM900, DCS1800, PCS1900) et bi-modes GSM/EDGE dispose d'étages amonts (drivers) réalisés en technologie HBT SiGe, et d'un étage final réalisé en technologie HBT GaAs. Cela nous a posé de gros problèmes car la simulation électrique d'un module intégrant différentes technologies prend beaucoup de temps et converge très difficilement. C'est pour cette raison que les simulations non-linéaires, dont les résultats sont présentés dans ce qui suit, ne portent que sur le module linéarisé par injection de l'enveloppe basse fréquence uniquement sur l'étage final de l'amplificateur. Ces simulations intègrent cependant les performances des circuits de polarisation et de contrôle de la puissance de sortie. Tout d'abord, nous avons souhaité évaluer l'impact du circuit de linéarisation sur la puissance de sortie (Pout) et sur le rendement en puissance ajoutée (PAE) de l'étage final de l'amplificateur de puissance. Le résultat de la simulation deux tons pour une polarisation de l'amplificateur à Vbat=3.2 V, et

pour un écart de fréquence entre les deux porteuses égal à 200 kHz (modulation EDGE) est présenté sur la Figure 82.

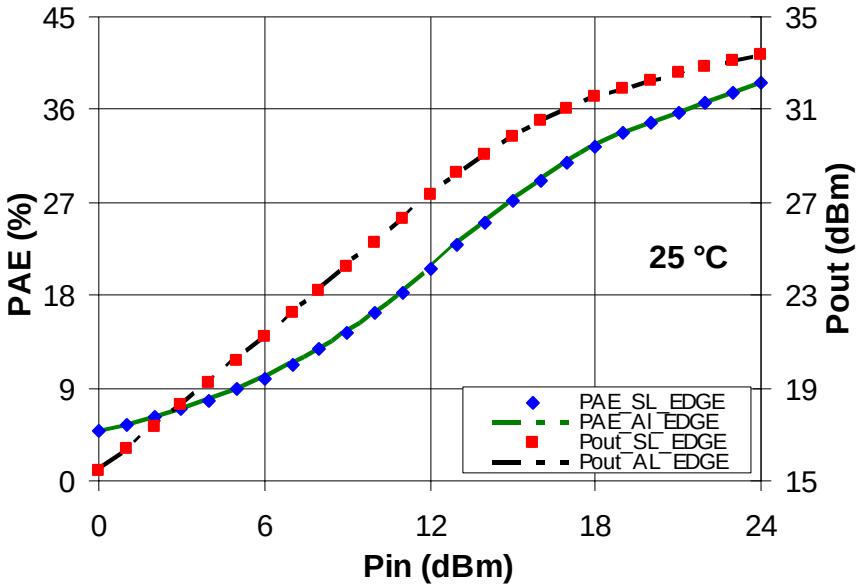


Figure 82 : Puissance de sortie (Pou) et rendement en puissance ajoutée (PAE) de l'amplificateur avec (AL) et sans (SL) linéariseur pour une modulation EDGE

Cette simulation montre que la boucle de linéarisation n'a aucun impact sur la puissance de sortie ainsi que sur le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur de puissance, et ceci même pour les faibles valeurs de la puissance d'entrée.

Ensuite, nous avons évalué l'amélioration de la linéarité de l'amplificateur de puissance apportée par le circuit de linéarisation proposé. Les rapports C/I_3 (rapports entre les puissances des produits d'intermodulation d'ordre 3 et la puissance des porteuses) supérieur et inférieur avec ou sans linéariseur et pour différents standards de troisième génération (EDGE, WCDMA et CDMA2000) sont présentés sur les Figure 83 pour le standard EDGE, Figure 84 pour WCDMA et Figure 85 pour CDMA2000.

Nous avons utilisé des écarts de fréquences de 200 KHz, 1.23 MHz et 4 MHz entre les deux porteuses correspondant respectivement aux largeurs de canal des standards EDGE, CDMA2000 et WCDMA. Les simulations deux tons ont été faites sous 50 Ohms, pour une polarisation (une tension de batterie) de l'amplificateur de 3.2 V et une fréquence centrale de 870 MHz. Enfin, toutes ces courbes sont obtenues avec (AL) et sans (SL) linéarisation.

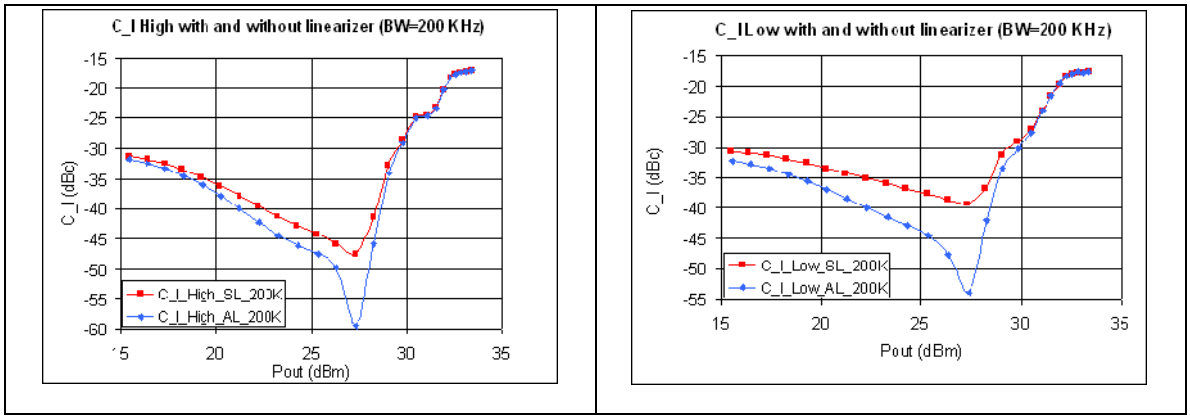


Figure 83 : C_I supérieur (C_I High) et inférieur (C_I Low) pour une modulation EDGE

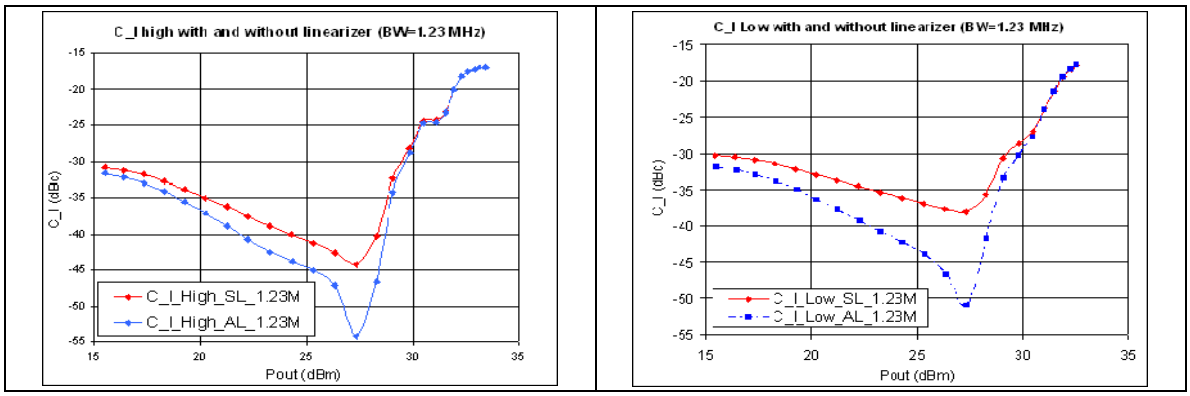


Figure 84 : C/I3 supérieur (C_I High) et inférieur (C_I Low) pour une modulation CDMA 2000

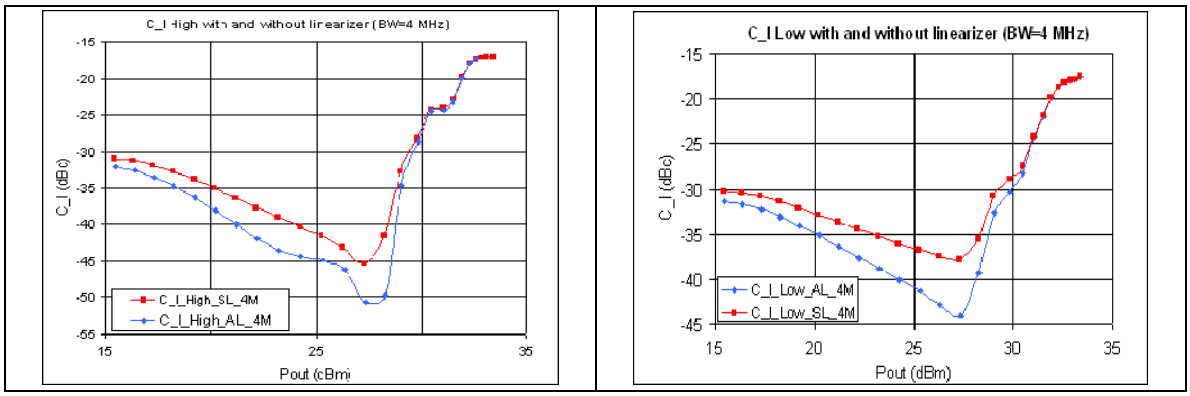


Figure 85 : C_I supérieur (C_I High) et inférieur (C_I Low) pour une modulation WCDMA

Conformément à ce que nous avons déjà mentionné dans le paragraphe III.3.2, nous constatons que les rapports C/I_3 supérieur et inférieur ne sont pas symétriques. Nous rappelons rapidement ici que cette dissymétrie est principalement liée aux impédances basses fréquences et aux circuits d'adaptation d'entrée de l'étage de puissance. Les valeurs les plus faibles des rapports C/I_3 sont obtenues pour une puissance de sortie de 28 dBm, valeur nominale de la puissance de sortie pour les standards EDGE, WCDMA et CDMA2000. Nous observons que le linéariseur permet d'apporter une amélioration des C/I_3 inférieurs comprise entre 2 dB et 15

dB sur une dynamique de puissance de sortie de 12 dB. Cette amélioration est comprise entre 1 dB et 12 dB pour les C/I_3 supérieurs. Notons que l'amélioration apportée à la linéarité de l'amplificateur peut être supérieure en réalisant l'injection de l'enveloppe basse fréquence simultanément sur l'étage final et les étages précédents [10]. Cependant, nous n'avons pas été en mesure d'implémenter cette solution en raison de l'architecture du module d'amplification de puissance dont nous pouvions disposer. Ce qu'il convient de retenir ici c'est que cette amélioration de la linéarité a été faite sans aucune dégradation du rendement en puissance ajoutée grâce à la nouvelle topologie du linéariseur et à sa très faible consommation.

A ce stade, il ne nous a pas été cependant possible de lancer la fabrication de cet amplificateur en technologie GaAs pour des raisons internes à la société. Nous avons donc entrepris une nouvelle conception axée vers une technologie SiGe.

III.6.1.2 Implémentation du linéariseur sur un amplificateur WCDMA en technologie TBH SiGe

La simplicité du circuit proposé, sa compacité et donc sa facilité d'intégration, constituent un atout supplémentaire pour ce linéariseur par rapport aux topologies conventionnelles de linéarisation.

Dans un second temps, le circuit de linéarisation a été implémenté sur un amplificateur de puissance à deux étages en technologie TBH SiGe conçu pour le traitement du standard WCDMA. Nous démontrons ici que la compacité du circuit de linéarisation développé permet son intégration au sein de l'amplificateur de référence sans aucune augmentation des dimensions de la fonction globale. L'intégration de la capacité de liaison nécessaire pour injecter l'enveloppe de la modulation dans le circuit de polarisation a été cependant prévue à l'extérieur de la puce afin de pouvoir optimiser facilement sa valeur en laboratoire. D'autre part, la mise à la masse des émetteurs des transistors des étages de puissance et de polarisation est effectuée par des fils microsoudés (bondings). Le dessin des masques est présenté sur la Figure 86.

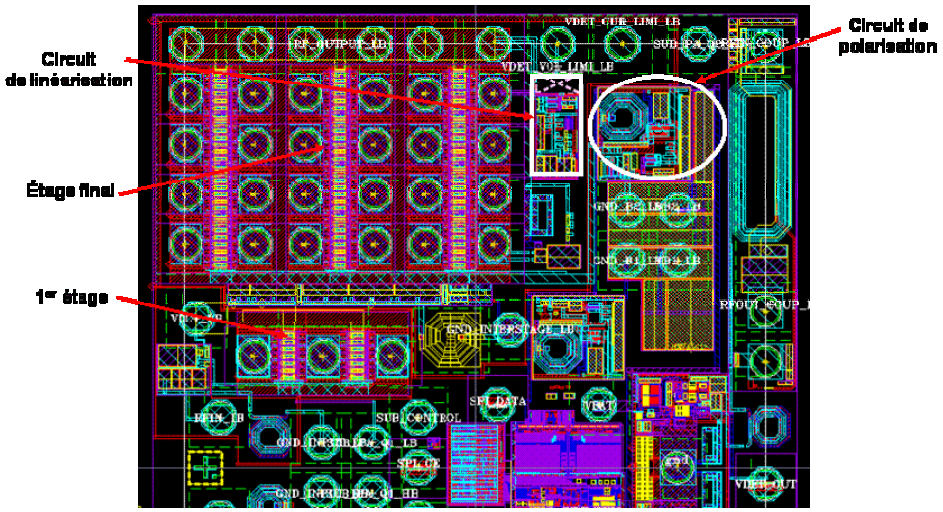


Figure 86 : Implémentation du linéariseur sur un amplificateur de puissance WCDMA. Dimensions totale de la puce : 2×3 mm^2

Ce circuit est en cours de fabrication mais nous devrions être en mesure de présenter des résultats de mesures lors de la soutenance. Notons que nous avons prévu différentes options de réglages par "laser-cut" du circuit de linéarisation afin d'être en mesure de caractériser ses potentialités dans de multiples conditions d'utilisation.

III.6.1.3 Conclusion

Pour conclure, nous avons proposé dans cette partie, une méthode originale de linéarisation basée sur l'injection de l'enveloppe basse fréquence. Associée au détecteur de puissance précédemment conçu pour la protection des amplificateurs de puissance, le dispositif conçu est appliqué à la linéarisation d'un amplificateur radiofréquence dimensionné pour différents standards de radiocommunications mobiles de troisième génération. Tout en améliorant les performances de l'amplificateur en linéarité sans aucune détérioration de son rendement en puissance ajoutée, même pour des fonctionnements en faibles puissances de sortie, ce linéariseur permet de démonter la possibilité d'intégrer sur une seule puce un amplificateur de puissance linéarisé.

Le paragraphe suivant traite du problème de linéarité d'amplificateur de puissance soumis à des conditions de désadaptations d'impédance.

III.6.2 Amélioration de la linéarité sous VSWR

Ce dernier paragraphe aborde enfin la linéarité d'amplificateur de puissance soumis de plus à des variations de l'impédance de charge, toujours pour applications en téléphonie mobile. En effet les standards de communications mobiles EDGE et WCDMA imposent une spécification sur la linéarité de la chaîne de transmission sous des conditions de désadaptations d'impédance. Le terminal doit maintenir la liaison avec la station de base tout en garantissant une qualité de transmission suffisante malgré la variation de la charge de l'amplificateur de puissance. Ceci se traduit par une spécification sur l'ACPR et l'EVM du module amplificateur de puissance. Dans ces conditions d'utilisation, la linéarité de l'amplificateur est d'autant plus sensible aux désadaptations d'impédance qu'il n'y a pas d'isolateur entre ce dernier et l'antenne. En effet l'utilisation d'isolateur est incompatible avec les contraintes de miniaturisation et de réduction des coûts. L'objectif est ici de montrer la possibilité d'améliorer la linéarité de l'amplificateur de puissance sous VSWR en utilisant le linéariseur basé sur l'injection de l'enveloppe basse fréquence décrit dans les paragraphes précédents.

Dans un premier temps, nous rappelons les solutions existantes en vue de résoudre ce problème. Dans un deuxième temps nous montrons les résultats de simulation sous VSWR obtenus sur un amplificateur de puissance en technologie HBT GaAs linéarisé avec le circuit développé précédemment.

III.6.2.1 État de l'art des solutions permettant d'améliorer la linéarité sous VSWR

La première solution qui permet de maintenir la linéarité de l'amplificateur quelques soient les conditions de charge à des niveaux constants, consiste à insérer un isolateur entre le module amplificateur de puissance et l'antenne comme illustré sur la Figure 87. Cet isolateur permet de maintenir constante l'impédance vue par l'amplificateur malgré les variations d'impédance de l'antenne (VSWR' << VSWR). Ainsi la linéarité de l'amplificateur sous VSWR est sensiblement égale à celle sous des conditions de charge de 50 Ohms. Cette solution présente de nombreux inconvénients. Le premier inconvénient est la dégradation de la puissance de sortie de la chaîne de transmission, et donc du rendement en puissance ajoutée du système (PAE système) du fait des pertes d'insertion de l'isolateur, qui réduisent la puissance délivrée à l'antenne par le module d'amplification de puissance. Le deuxième

inconvénient est l'augmentation de taille et de coût engendrée par cette solution, ce qui la rend incompatible avec les contraintes actuelles de la téléphonie mobile.

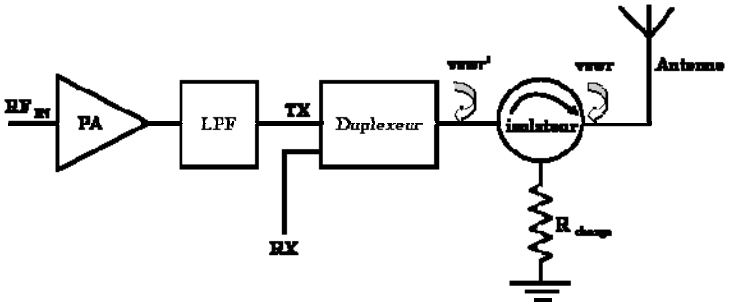


Figure 87 : Chaîne de transmission d'un téléphone WCDMA

La deuxième solution consiste à utiliser une topologie d'amplificateur équilibré afin de limiter les variations d'impédance au niveau des étages constituant l'amplificateur [25]. Le schéma de principe d'un amplificateur équilibré est présenté sur la Figure 88.

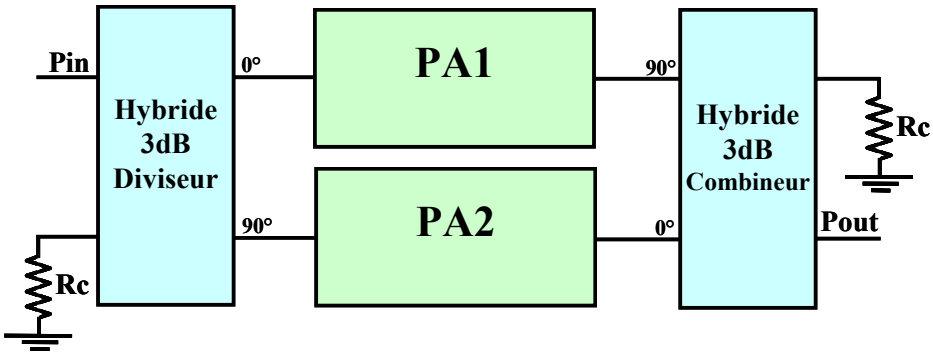


Figure 88 : Solution basée sur l'utilisation d'un amplificateur équilibré

Il est composé par deux amplificateurs de puissance identiques placés entre une paire de coupleurs hybrides 90° (un hybride en entrée qui joue le rôle de diviseur de puissance et un hybride en sortie qui joue le rôle de combineur de puissance). Le quatrième accès de chaque hybride est fermé par une charge adaptée (50 Ω). Intuitivement, nous pouvons expliquer le fonctionnement de l'amplificateur équilibré par le fait que la présence d'une désadaptation d'impédance au port de sortie "Pout" qui est connecté à l'antenne en pratique, crée une onde réfléchit qui fait un aller retour entre l'accès 3 et l'accès 2 sans subir de déphasage. L'onde réfléchit qui se propage entre l'accès 3 et l'accès 1 fait un aller retour en subissant à chaque fois un déphasage de 90° comme le montre la Figure 89. L'onde résultante à l'accès 3 qui est la somme des deux ondes réfléchit mais déphasées de 180°, est donc nulle. Une étude théorique plus approfondie du fonctionnement d'un amplificateur équilibré est faite dans [30]. Le gain d'un amplificateur équilibré est égal au gain des amplificateurs de chaque branche moins les pertes d'insertions des hybrides. La puissance de sortie d'un amplificateur équilibré

est égale au double de la puissance de sortie de chaque amplificateur moins les pertes d'insertion des hybrides.

Bien que cette approche permette de réduire les distorsions de l'amplificateur de puissance sous désadaptations d'impédance, les performances qu'elle permet d'atteindre restent tributaires des performances des deux coupleurs (équilibre de phase et d'amplitude) et de la similitude entre les deux amplificateurs de puissance des deux branches d'amplification. L'amplificateur résultant présente l'inconvénient d'être encombrant et coûteux puisqu'il nécessite l'implémentation de deux coupleurs hybrides 90° qui ne sont pas intégrables sur le GaAs. Des démonstrations d'intégration monolithique d'amplificateurs équilibrés basés sur l'utilisation de coupleurs à éléments localisés (de type capacité et inductance) pour remplacer les coupleurs hybrides utilisant des lignes microstrip ont été reportées dans [27]. Cependant, les coupleurs de puissance restent malgré tout encombrants. Ainsi, la topologie d'amplificateur équilibré reste pour l'instant inadaptée au monde de la téléphonie mobile.

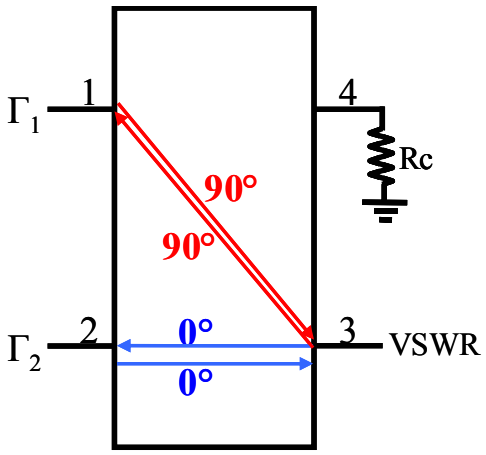


Figure 89 : Fonctionnement de l'amplificateur équilibré en présence d'une désadaptation d'impédance sur un accès

Une troisième méthode consiste à fixer suffisamment de marge pour la linéarité obtenue sous des conditions de charge de 50 Ohms, c'est-à-dire fixer le fonctionnement de l'amplificateur en deçà du point de compression à 1 dB (on parlera de "back off"). Ainsi la linéarité peut être maintenue au niveau requis par la spécification sous des conditions de désadaptations d'impédance. Mais bien sûr cette amélioration de la linéarité est produite au détriment du rendement en puissance ajoutée.

Enfin, une quatrième méthode présentée dans l'article [26], permet d'améliorer la linéarité de l'amplificateur sous VSWR en utilisant un circuit adaptatif de contrôle du gain de l'amplificateur de puissance. Il a été montré expérimentalement à l'aide de mesures load pull,

que le pire cas pour la linéarité correspond à un minimum de tension RF instantanée au niveau du collecteur de l'étage final de l'amplificateur de puissance. Le circuit proposé dans [26], permet de détecter le minimum de tension collecteur à l'aide d'un détecteur à diode. Ensuite, la tension détectée est intégrée par un filtre RC et est comparée à une tension de référence qui correspond à la valeur d'ACPR qu'on ne souhaite pas dépasser. Lorsque la tension détectée est inférieure à la tension de référence, le gain du premier étage de l'amplificateur de puissance est réduit en absorbant une fraction du courant de polarisation de cet étage. Ainsi la puissance de sortie de l'amplificateur se trouve réduite et par conséquent on a moins de puissance réfléchie par la charge désadaptée en sortie.

Cette méthode de linéarisation sous VSWR contrairement aux trois autres méthodes exposées ci-dessus est compatible avec les contraintes actuelles de la téléphonie mobile. Cependant elle ne permet pas d'intégrer monolithiquement le linéariseur sur la même puce que l'amplificateur de puissance puisqu'elle utilise des amplificateurs opérationnels qui ne sont pas intégrables sur GaAs. De plus elle nécessite la génération d'une tension de référence qui fixe le niveau d'ACPR qu'on ne veut pas dépasser et des tensions de polarisation des amplificateurs opérationnels ce qui rend le circuit complexe. Enfin un autre inconvénient de cette méthode est la consommation du linéariseur d'où à nouveau l'apparition du compromis entre la linéarité et le rendement en puissance ajoutée.

III.6.2.2 Résultats de simulations

Nous avons souhaité évaluer l'impact du linéariseur développé dans la partie précédente sur la linéarité de l'amplificateur de puissance sous VSWR pour les standards EDGE et WCDMA. Cependant, en raison des contraintes de temps, aucune optimisation n'a été faite sur le linéariseur dans ces conditions d'utilisation.

Nous nous sommes placés à une puissance d'entrée de 12 dBm qui permet d'avoir 27.35 dBm de puissance de sortie (qui correspond au minimum des IMD3s) pour une tension de batterie de 3.2 V et à température ambiante (25°C). Le signal d'entrée est un signal bi porteuse centré sur 870 MHz et pour lequel l'écart entre les deux porteuses est de 200 KHz par considération au standard EDGE et de 4 MHz par considération au standard WCDMA. Ensuite nous avons considéré un VSWR de 5:1 (en général la spécification de VSWR est de 3 :1) à la sortie de l'amplificateur de puissance pour lequel un balayage de la phase de charge a été réalisé entre 0° et 360°. Comme dans le paragraphe précédent, les simulations ont été

réalisées pour une linéarisation uniquement appliquée à l'étage final de l'amplificateur de puissance, afin de réduire le temps de simulations. Le banc de simulation ADS de la linéarité de l'étage final de l'amplificateur sous VSWR est représenté sur la Figure 90.

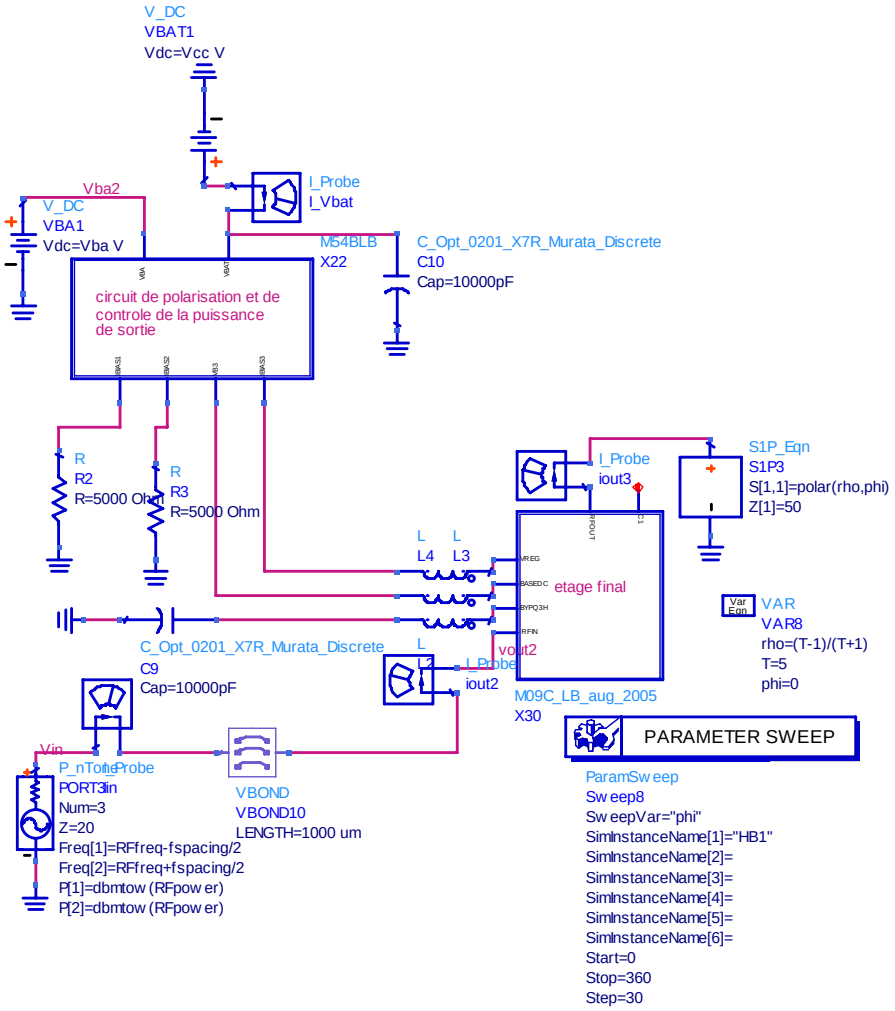


Figure 90 : Simulation de la linéarité de l'amplificateur de puissance sous VSWR

Les rapports C/I_3 supérieur et inférieur avec ou sans linéariseur et pour différents standards de troisième génération (EDGE et WCDMA) sont présentés sur les Figure 91 pour le standard WCDMA et Figure 92 pour le standard EDGE.

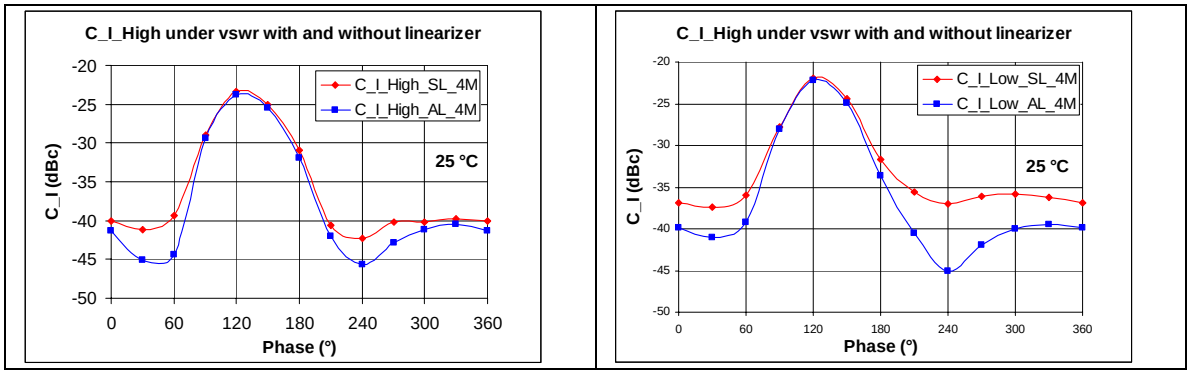


Figure 91 : C_I supérieur et inférieur sous VSWR pour une modulation WCDMA

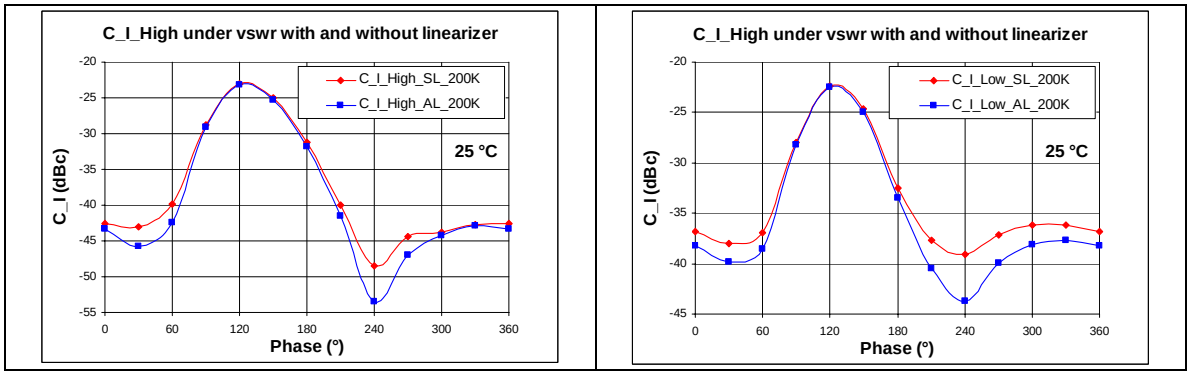


Figure 92 : C_I supérieur et inférieur sous VSWR pour une modulation EDGE

Ces simulations montrent que la linéarité de l'amplificateur de puissance sous un VSWR de 5:1 est améliorée de quelques dB sauf pour les phases de charge comprises entre 90° et 180°. Sur cette base nous pouvons conclure que le dispositif de linéarisation par injection d'enveloppe que nous avons conçu pourrait convenir aussi à la linéarisation sous des conditions de désadaptations d'impédances. Il suffirait que l'injection de l'enveloppe basse fréquence soit réalisée au niveau de tous les étages et que la boucle de linéarisation soit optimisée pour ces conditions de fonctionnement.

Références bibliographiques

[1] S. Augaudy "Caractérisation et modélisation des transistors Microondes, Application à l'étude de la linéarité des amplificateurs à fort rendement", thèse de Doctorat, Université de Limoges, n° d'ordre 8-2002, 2002.

[2] Y.S. Noh, C.S. Park "Linearized InGaP/GaAs HBT MMIC Power Amplifier With Active Bias Circuit", IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits (GaAsIC) Symposium, 2001. 23rd Annual Technical Digest. pp 197-200. 21-24 October 2001.

[3] J.H Kim, Ji H. Kim, Youn S. Noh and Chul S. Park "MMIC Power Amplifier Adaptively linearized With RF Coupled Active Bias Circuit for W-CDMA Mobile Terminals Applications", IEEE MTT-S Digest., pp 2209-2212. June 2003.

[4] A. Soury "Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications", thèse de Doctorat, Université de Limoges, n° d'ordre 39-2002, 2002.

[5] N. Le Gallou "Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance", thèse de Doctorat, Université de Limoges, n° d'ordre 55-2001, 2001.

[6] T. Gasseling "Caractérisation non linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO", thèse de Doctorat, Université de Limoges, n° d'ordre 45-2003. Novembre 2003.

[7] Che-ming Wang, Hung-Tsao Hsu, Hsiu-Chuan Shu, Yu-An Liu and Yue-ming Hsin "Improved InGaP/GaAs HBTs AC Performance and Linearity with Collector Design", IEEE RFIC, pp 391-394, June 2004.

[8] C. Cassan "Etude des techniques de linéarisation d'amplificateurs pour stations de base radiocellulaires de troisième génération", thèse de Doctorat, Université de Limoges, n° d'ordre 34-2002. Octobre 2002.

[9] K. Cho, D. Jang, S. Kim, Jong-Heon Kim and S.P. Stapleton "An Analog Compensation Method for Asymmetric IMD Characteristics of Power Amplifier", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, VOL. 14, N°4, April 2004.

[10] Kwok-Keung M. Cheng, Chi-Shuen Leung "A Novel Generalized Low-Frequency Signal-Injection Method for Multistage Amplifier Linearization", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL.51, N°2. pp 553-559. February 2003.

[11] Chun-Wah Fan and Kwok-Keung M. Cheng "Theoretical and Experimental Study of Amplifier Linearization Based on Harmonic and Baseband Signal Injection Technique", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL.50, N°7, pp 1801-1806. July 2002.

[12] W. Jenkins and A. Khanifar "Linearization of Power Amplifiers through Injection of Low-Frequency Second-Order Products", IEEE Radio and wireless conference. Rawcon 2002. 11-14 August 2002. pp 237-239.

[13] Youngoo Yang and B. Kim "A New Linear Amplifier Using Low-Frequency Second-Order Intermodulation Component Feedforwarding", IEEE Microwave and Guided wave Letters, VOL.9, N°10, pp 419-421. October 1999.

[14] Chi-Shuen Leung and Kwok-Keung M. Cheng "A New Approach to Amplifier Linearization by the Generalized Baseband Signal Injection Method", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, VOL.12, N°9, pp 336-338. September1999.

[15] B. Kim, J. Chn and B. Shin "Doherty Amplifier Using Adaptive Bias Control", US 2004/0174212A1. September. 9, 2004.

[16] N. Sasho and M. Abe "Power Amplifying Apparatus and radio Communications Apparatus Using Same", US 6.900.693 B2. May. 31, 2005.

[17] S. Forestier "Gestion dynamique de la génération de puissance en hyperfréquence pour des modulations numériques : Application à l'optimisation des performances d'un amplificateur millimétrique", thèse de Doctorat, Université de Limoges, n° d'ordre ???, 2003.

[18] F. Robin, C. Duvanaud, F. Huin, R. Allam "Amélioration du rendement et de la linéarité des amplificateurs par le contrôle dynamique de la tension de polarisation de drain", 12èmes Journées Nationales Microondes, Mai 2001. Poitiers.

[19] S. Dardenne, C. Duvanaud, R. Allam "Effet de l'injection de composantes fréquentielles d'ordre 3 et basses fréquences pour un amplificateur à deux étages", 14èmes Journées Nationales Microondes, Mai 2005. Nantes.

[20] S. Dardenne, C. Duvanaud, F. Robin, F. Huin, J.M Paillot and R. Allam "Cancellation of Third Order Intermodulation Currents in a two-stages Amplifier Topology", IEEE MTT-S Digest, pp 193-196. June 2003.

[21] Peter B. Kenington "High Linearity RF Amplifier Design", Artech House, 2000.

[22] Steve C. Cripps "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", Artech House, 1999. ISBN 0-89006-989-1.

[23] V. Joel "Analysis, measurement and cancellation of the bandwidth and amplitude dependence of intermodulation distorsion in RF power amplifiers", PHD thesis, University of Oulu, Finland. 2001.

[24] B. Aleiner "Correlation between P1dB and ACP in TDMA Power Amplifiers", Applied Microwave and Wireless, pp 82-94. March 1999.

[25] H. Ikeda, H. Kosugi and T. Uwano "A low distortion and high efficiency parallel-operation power amplifier combined in different phases in wide range of load impedances", IEEE MTT-S Digest, pp 535-538. June 1996.

[26] A. van Bezooijen, C. Chanlo and Arthur H.M van Roermund "Adaptively Preserving power amplifier linearity under antenna mismatch", IEEE MTT-S Digest, pp 1515-1518. June 2004.

[27] F. Ellinger, R. Vogt and W. Bächtold "Compact Reflective-Type Phase-Shifter MMIC for C-Bnad Using a Lumped-Element Coupler", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol 49, N° 5, pp 913-917, May 2001.

[28] D. J Williams, J. Leckey and P.J Tasker "A study of the effect of envelope impedance on intermodulation asymmetry using a two-tone time domain", IEEE MTT-S Digest, pp 1841-1844. June 2002.

[29] F. Robin "Contrôle dynamique de la polarisation des transistors de puissance pour l'amplification linéaire et à haut rendement de signaux à enveloppe variable", thèse de Doctorat, Université de Limoges, Juin 2003.

[30] Stephen A. Maas "Nonlinear Microwave and RF Circuits", Second Edition, Artech House, 2003.

CONCLUSION GENERALE

Les verrous technologiques traités par ces travaux de recherches concernent, d'une part, un circuit de protection permettant d'améliorer la robustesse d'un amplificateur de puissance en mode GMSK contre les désadaptations d'impédances, et d'autre part, un circuit de linéarisation implémenté au sein d'un module d'amplification de puissance destiné à la téléphonie mobile de 3ème génération.

Pour les applications mobiles de 3ème génération, aucun isolateur n'est placé entre l'antenne et les modules électroniques pour des raisons d'intégration et de coût. Dans ces conditions, l'amplificateur de puissance, placé juste avant l'antenne, est le dernier composant électronique de la chaîne d'émission. L'environnement extérieur du téléphone (proximité d'une surface métallique, par exemple) peut alors conduire cet amplificateur en dehors de ses conditions normales de fonctionnement et entraîner sa détérioration voire même sa destruction. Il apparaît donc nécessaire de protéger l'amplificateur. D'autre part, le rôle de l'amplificateur est d'augmenter suffisamment l'amplitude du signal de communication afin qu'il arrive dans les meilleures conditions au destinataire. Ce composant consomme ainsi environ 80% de la charge de la batterie du téléphone portable et son rendement en puissance ajoutée agit donc directement sur l'autonomie du téléphone. De plus, les performances radiofréquences de ce composant, particulièrement sa linéarité, déterminent grandement la qualité du signal. Dans la course actuelle à l'innovation et à la performance que se livrent les fabricants de téléphones cellulaires, afin de répondre principalement à la demande du marché pour les combinés multi-modes (GMSK, EDGE et UMTS), garantir la robustesse ou améliorer la linéarité de l'amplificateur tout en maintenant le rendement en puissance ajoutée au plus haut niveau est donc un des enjeux les plus importants.

Par ailleurs, la miniaturisation du système et la réduction des coûts contribuent aussi largement à cette compétition. Ainsi, l'utilisation de composants RF tels que l'isolateur, pour la protection de l'amplificateur contre les désadaptations d'impédances, et le coupleur, pour la détection de la puissance de sortie nécessaire pour réaliser une boucle de rétroaction permettant de protéger ou de linéariser l'amplificateur, n'est plus envisageable. En effet, le module d'amplification de puissance ne sera alors plus en mesure de satisfaire aux contraintes d'encombrement et de coût, et son rendement se trouvera altéré.

Nous avons donc travaillé à la conception et à l'intégration d'un détecteur de puissance RF qui permette de s'affranchir avantageusement de l'utilisation d'un coupleur de puissance. Ensuite, nous avons utilisé ce détecteur de puissance pour réaliser des circuits originaux de

protection et de linéarisation d'un amplificateur de puissance. Notre travail de recherche montre notamment la possibilité d'améliorer la linéarité sans aucun compromis avec le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous présentons un état de l'art des modules d'amplification de puissances multi-bandes et multi-modes modernes. Nous y rapportons l'architecture générique ainsi que les spécifications d'un module d'amplification de puissance moderne quadri-bandes (CEL, EGSM, DCS, PCS) et bi-modes (GMSK /EDGE). Ces spécifications ont constitué le cahier des charges des amplificateurs que nous avons conçus et auxquels nous avons adjoint les circuits de protection et de linéarisation.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la robustesse des amplificateurs de puissance soumis à des désadaptations d'impédances en sortie et à la conception d'un circuit de protection permettant de l'améliorer. Nous étudions le phénomène de désadaptations d'impédances et son impact sur l'amplificateur de puissance, impact lié aux mécanismes de défaillance RF des transistors de puissance. Il ressort de notre étude que la robustesse de l'amplificateur de puissance est affectée non par le dépassement de la tension d'avalanche statique à base ouverte (BV_{CEO}), mais plutôt par une puissance dissipée par l'amplificateur trop importante. En effet, la tension collecteur de l'amplificateur peut largement dépasser BV_{CEO} sans provoquer de détérioration ou de destruction du transistor de puissance si l'impédance ramenée sur la base du transistor de puissance par le circuit de polarisation et la résistance de pulldown est de valeur suffisamment faible devant celle de l'impédance de la jonction base-émetteur du transistor. Dans ces conditions, le courant d'avalanche généré par des tensions collecteur élevées sera absorbé par cette résistance au lieu d'être injecté dans la jonction base-émetteur du transistor et ainsi par une contre réaction positive conduire à la destruction du transistor. Nous avons aussi montré que la tension d'avalanche avec une résistance sur la base BV_{CER} est une nouvelle métrique moins limitative et mieux appropriée, que ne l'est la métrique technologique BV_{CEO} jusqu'alors utilisée, pour quantifier la robustesse d'un transistor de puissance. Ensuite, nous présentons l'état de l'art des techniques de protection des amplificateurs de puissance. Deux solutions se dégagent : la solution technologique qui consiste à augmenter la tension d'avalanche statique BVC_{EO} en jouant sur le dopage ou l'épaisseur du transistor, et la solution de conception qui consiste à implémenter des circuits de protection sur la puce de l'amplificateur de puissance. Nous nous sommes donc plus particulièrement intéressés à la conception de circuits qui permettent de protéger contre les désadaptations haute (pics de tension collecteur) et faible impédance (pics de courant

collecteur). Tout au long de cet exposé, nous mettons l'accent sur l'efficacité du circuit de protection, son intégration, ses dimensions et son impact sur les performances RF de l'amplificateur sous des conditions de charge de 50 Ohms. Enfin, la dernière partie de ce deuxième chapitre apporte une confirmation expérimentale que l'origine de la défaillance du transistor de puissance est due à une puissance dissipée trop élevée, et démontre analytiquement que le circuit de protection est d'autant plus efficace que la contre–réaction est réalisée sur le circuit de polarisation des étages amonts (drivers). Ces résultats nous conduisent à proposer un circuit de protection original qui permet de limiter la puissance dissipée par l'étage final de l'amplificateur lorsque ce dernier est soumis à des conditions extrêmes de désadaptations d'impédances en sortie. Ce circuit de protection est de très faibles dimensions, et a été monolithiquement intégré sur la puce d'un amplificateur de puissance en technologie HBT GaAs. Il permet à l'amplificateur de passer le test de robustesse avec un ROS de 10:1 et une tension de batterie de 5V pour toutes les phases de la charge allant du circuit ouvert au court circuit. De plus, ce circuit de protection ne dégrade ni la puissance de sortie ni le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur, même pour les puissances de sortie intermédiaires (29 dBm).

Enfin, le troisième et dernier chapitre de ce mémoire, est consacré à la conception d'un circuit de linéarisation utilisant le détecteur de puissance de sortie à très basse consommation développé dans le second chapitre. En premier lieu, nous présentons le compromis rendement/linéarité et les métriques utilisées pour l'évaluation de la linéarité d'un amplificateur de puissance. Ensuite, nous réalisons le bilan des principales techniques de linéarisation en insistant sur leurs avantages et inconvénients, duquel nous retirons un intérêt plus particulier de la technique de linéarisation par injection d'un signal basse fréquence. Après avoir exposé le principe de cette technique, nous calculons analytiquement le spectre de sortie d'un amplificateur de puissance non-linéaire sans linéarisation puis avec injection d'un signal basse fréquence. A partir de ces résultats, nous déterminons les conditions de phase et d'amplitude du signal injecté qui permettent d'aboutir à une réjection optimale des produits d'intermodulation d'ordre 3. Enfin, nous présentons la conception d'un linéariseur très compact et monolithiquement intégrable, grâce à l'application de la technique d'injection d'un signal basse fréquence et du détecteur de puissance précédemment développé. Ce dispositif de linéarisation permet d'améliorer significativement la linéarité de l'amplificateur à la puissance de sortie nominale pour les standards EDGE, CDMA2000 et WCDMA, tout en maintenant constant le rendement en puissance ajoutée. Ce résultat important est obtenu grâce à la très

faible consommation du linéariseur qui ne dépasse pas 1mA, alors que la consommation de l'amplificateur atteint, elle, 900 mA. Ainsi, nous montrons pour la première fois qu'il est possible d'améliorer la linéarité de l'amplificateur sans réaliser aucun compromis avec le rendement en puissance ajoutée, et cela même dans le cas d'un fonctionnement basse puissance de l'amplificateur (low power mode). Nous avons ensuite évalué l'impact de ce dispositif sur la linéarité de l'amplificateur lorsque ce dernier est soumis à des désadaptions d'impédances en sortie. Ceci constitue une autre spécification clé des amplificateurs de puissance de troisième génération qui doivent rester linéaires même en présence d'une désadaptation d'impédance en sortie. Les résultats obtenus montrent que la linéarité peut être effectivement améliorée. Même si à ce stade les améliorations sont modestes, elles démontrent toutefois les potentialités du dispositif conçu. Une optimisation supplémentaire de la boucle de linéarisation et des points de réinjection du signal BF permettrait d'aboutir aux améliorations escomptées pour toutes les phases de la charge en sortie.

Publications

[1] W. Karoui, P. Riondet, T. Parra and G. Montoriol "An Adaptive Protection Circuit for Power Amplifier Ruggedness Improvement", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (IEEE-RFIC), Long Beach (USA), 12-17 June 2005, pp. 433-436.

[2] W. Karoui, P. Riondet, G. Montoriol and T. Parra "An adaptive protection circuit for a power amplifier", Worldwide Patent n° WO2006111186A1, Filed on 18 April 2005.

[3] W. Karoui, P. Riondet, T. Parra and G. Montoriol "Circuit de protection pour l'amélioration de la robustesse des amplificateurs de puissance radiofréquences à base de TBH GaAs", 14ème Journées Nationales Microondes (JNM'2005), 11-13 Mai 2005, Nantes (France).

[4] W. Karoui, P. Savary, R. Jaoui and T. Parra "A Novel Linearizer for RF Power Amplifier ", Worldwide Patent n° PCT/FR2006/051091. Filed on 23 October 2006.

[5] W. Karoui, P. Savary et T. Parra "Circuit de linéarisation à très basse consommation pour amplificateurs de puissance radiofréquences monolithiques à fort rendement et haute linéarité", 7ème colloque sur le traitement analogique de l'information, du signal et de ses applications (TAISA'2006), 19-20 Octobre 2006, Strasbourg (France).

[6] W. Karoui, T. Parra et P. Savary "Circuit de linéarisation basé sur l'injection d'un signal basse fréquence pour amplificateurs de puissance radiofréquences bi-modes et quadri-bandes pour téléphonie mobile", 15ème Journées Nationales Microondes (JNM'2007), 23-25 Mai 2007, Toulouse (France).