



HAL
open science

Amplification de puissance linéaire à haut rendement en technologie GaN intégrant un contrôle de polarisation de grille

Pierre Medrel

► **To cite this version:**

Pierre Medrel. Amplification de puissance linéaire à haut rendement en technologie GaN intégrant un contrôle de polarisation de grille. Electronique. Université de Limoges, 2014. Français. NNT : 2014LIMO0006 . tel-01089653

HAL Id: tel-01089653

<https://theses.hal.science/tel-01089653v1>

Submitted on 2 Dec 2014

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.

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES ET INGENIERIE POUR
L'INFORMATION

Laboratoire XLIM – Equipe C2S2

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline :

Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

Pierre MEDREL

le 21 Octobre 2014

**Amplification de puissance linéaire à haut rendement en
technologie GaN intégrant un contrôle de polarisation de grille**

Thèse dirigée par Jean-Michel NEBUS et Philippe BOUYSSSE

JURY :

Président du jury

M. Raymond QUERE, Professeur des Universités, Laboratoire XLIM, Université de Limoges

Rapporteurs

M. Eric KERHERVE, Professeur des Universités, Laboratoire IMS, Université de Bordeaux

M^{ce}. Nathalie ROLLAND, Professeur des Universités, Laboratoire IEMN, Université de Lille

Examineurs

M. Luc LAPIERRE, Ingénieur au CNES, Toulouse

M. Jean-François VILLEMAZET, Ingénieur à Thalès Alénia Space, Toulouse

M. Jacques SOMBRIN, Responsable de la Chaire Systèmes – Labex, Laboratoire XLIM

Remerciements

Cette thèse a été menée au sein du laboratoire XLIM (UMR CNRS 7252), dans le département C2S2 (composants, circuits, signaux et systèmes hautes fréquences) sur le site de Limoges. Je remercie Monsieur Dominique Baillargeat de m'avoir accueilli dans le laboratoire, ainsi que Monsieur Raymond Quéré, et son successeur à la tête du département, Monsieur Bernard Jarry pour l'accueil dans le département.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Madame Nathalie Rolland, professeur à l'IEMN (Lille), ainsi qu'à Monsieur Eric Kerhervé, professeur au laboratoire IMS (Bordeaux), qui ont bien voulu juger ce travail en qualité de rapporteurs.

Je témoigne également ma reconnaissance à Messieurs Jacques Sombrin, responsable de la chaire « Systèmes » au laboratoire XLIM et ancien chef de division au CNES, Luc Lapierre, ingénieur au CNES, et Jean-François Villemazet, ingénieur à Thalès Alénia Space (TAS) pour leur travail d'examineurs, et qui ont tous fait le déplacement de Toulouse.

En regardant cinq ans en arrière, je me rends compte que mon choix de préparer une thèse dans ce domaine a commencé à se dessiner lors des cours d'électronique de J.M Nébus. J'ai toujours pensé que la personne guidant les premiers pas dans une nouvelle expérience est d'une importance toute particulière dans la vision que l'on se construit, et je sais la chance que j'ai d'avoir pu continuer en thèse avec toi. Je te remercie pour ton investissement de tous les instants, de m'avoir remis sur les rails lors des moments de doute en première année, et d'avoir continué à guider mes pas jusqu'à la dernière.

Je veux également adresser mes remerciements à Philippe Bouysse. Pour ton encadrement tout au long de ces travaux. Tes qualités scientifiques et techniques, ainsi que ton côté humain m'ont permis de mener ces travaux dans les meilleures conditions. Je te remercie aussi plus spécifiquement pour l'encadrement de mes activités d'enseignement pendant ces trois années. J'ai apprécié la liberté et la confiance que tu m'as accordées dans mes préparations et mes corrections.

En élargissant, je me rends aussi compte du cadre de travail que j'ai eu pendant ma thèse. Et même si ce sont des choses qui sont plus difficiles à quantifier, la qualité des rapports humains et l'ambiance qui existent dans l'équipe jouent un rôle tellement important. Je voudrais pour cela remercier plus précisément Audrey Martin, à la fois maître de conférence et agent immobilière nocturne, Tibault Reveyrand pour la bonne humeur qu'il sait apporter et pour ses conseils et toutes les discussions que nous avons eues finalement tout au long de ces trois années, le duo Denis Barataud Guillaume Neveux, pour m'avoir apporté leur aide et leurs lumières lors de mes premiers pas avec le banc ...et aussi pour avoir transformé le load-pull en start-up. Je veux également remercier notre secrétaire Marie-Claude Lerouge, pour son efficacité et son professionnalisme, souvent contrecarrés par ma nullité

administrative, et pour toutes les discussions dans son bureau généreusement alimentées en croissants et pains au chocolat.

Je salue aussi mes compagnons du devoir de la RF. « papa » Arnaud, pour avoir fait monter d'un cran l'ambiance du bureau et du load-pull. Merci, sans toi la thèse n'aurait pas été la même. « papa » Julien, la « kalachnikov vocale », pour ton humour, pour ta « bogossitude » ...et pour toutes ces super soirées passées chez toi. Agostino, pour avoir ramené un peu d'Italie dans notre bureau en le transformant en une gigantesque colloc, et pour nous avoir nourris en pizzas. Karthik, prénom indissociable de la bonne humeur, pour ton humour, ta gentillesse et ta façon de voir les choses. Clément, pour les discussions que nous avons eues, et les moments passés ensemble. Enfin « papa » Lotfi, à qui je souhaite bon courage pour la suite de sa thèse (et surtout lorsqu'il faudra tout remonter à platino!)

Je n'oublie évidemment pas les vieux potes de fac, tour à tour binôme, compagnon de belote, et philosophe au RU. Tout d'abord Romain, parce que je sais que tu vas dire que les remerciements c'est *pour les cons*. Pour tous ces moments passés ensemble, à la fac ou pas, depuis toutes ces années à refaire le monde encore et encore. Fifi pour être juste toi, pour ta présence et ta gentillesse, ton sens de la diplomatie et de l'animation de la jarretière. Duc, merci pour ton côté humain, ta simplicité et ta gentillesse, pour n'avoir jamais demandé d'augmentation alors que tu as cumulé ton travail de thésard avec la casquette de vigil d'XLIM.

Je veux forcément dédier cette thèse à ma famille, tout d'abord mon père et ma mère, pour m'avoir soutenu par leur présence pendant toutes ces années, surtout pendant les moments de doute, et toujours laissé faire mes propres choix. Non, ça se précise, je ne serai pas électricien à Veyrac, mais j'essaierai de garder cette idée dans un coin de ma tête. A Adeline et Éric bien sûr, je leur souhaite un avenir radieux qu'ils ont bien mérité tous les deux.

A Emilie, pour partager mon quotidien, pour ton soutien de tous les instants, à supporter mon humeur, surtout en cette fin de thèse. Pour toujours trouver les mots justes pour me remettre en selle, et me faire envisager notre avenir sereinement.

Table des matières

Table des matières.....	iv
Introduction générale.....	1
(I) Transmission des signaux hyperfréquences de puissance pour les systèmes de communication –Critères d’efficacité spectrale et d’efficacité énergétique	5
I.1 Introduction.....	6
I.2 Principe général d’émission/réception dans les systèmes de communications numériques	6
I.2.1 Structure de principe émetteur/récepteur	6
I.2.2 Mise en forme du signal de modulation en bande de base.....	7
I.2.3 Transposition en fréquence – modulation bande étroite	10
I.2.3.1 Expression des signaux modulés bande étroite	10
I.2.3.2 Définitions des caractéristiques principales des signaux	11
I.2.3.2.1 Puissances moyenne et instantanée d’enveloppe et PAPR d’un signal	11
I.2.3.2.2 Fonction densité de probabilité (PDF) de l’enveloppe du signal.....	12
I.2.3.2.3 Le signal CW	13
I.2.3.2.4 Le signal biporteuse (2-tons)	13
I.2.3.2.5 Les signaux modulés numériquement : cas de la QPSK filtrée.....	15
I.2.4 Amplification de puissance	15
I.2.4.1 Présentation générale	15
I.2.4.2 Fonctionnement linéaire bas niveau.....	17
I.2.4.2.1 Bilan de puissance à la fréquence centrale (<i>adaptation bas niveau</i>)	17
I.2.4.2.2 Fonctionnement sur une bande de fréquences – distorsions linéaires.....	21
I.2.4.3 Fonctionnement quasi-statique à fort niveau à la fréquence centrale – distorsions non-linéaires.....	22
I.2.4.3.1 Représentation simplifiée du transistor – rappel du fonctionnement en classe B	22
I.2.4.3.1.2 Potentialités en linéarité de la classe B idéale.....	27
I.2.4.3.1.3 La classe B réelle.....	30
I.2.4.3.1.3.1 Effets de la transconductance g_m non-linéaire	30
I.2.4.3.1.3.2 Effets des capacités non-linéaires (varactors)	31
I.2.4.4 Fonctionnement quasi-statique en signaux modulés.....	32
I.2.4.5 Effets de mémoire non-linéaire dans l’amplificateur.....	33
I.2.4.5.1 Mémoire basse fréquence	33
I.2.4.5.1.1 Effets électriques BF.....	34
I.2.4.5.1.2 Effets thermiques.....	34
I.2.4.5.1.3 Effets de piège	34
I.2.4.5.2 Mémoire Haute fréquence	35
I.3 Critères de linéarités dans les systèmes de transmission	35
I.3.1 Analyse des distorsions en vectoriel : critères de SNR, d’EVM et de MER	37
I.3.1.1 Le SNR (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>).....	38

I.3.1.2 Le MER (<i>Modulation Error Ratio</i>).....	39
I.3.1.3 L'EVM (<i>Error Vector Measurement</i>).....	40
I.3.2 Distorsions en valeur moyenne autour du fondamental.....	41
I.3.2.1 Critère du C/I, produits d'intermodulation (IMD).....	41
I.3.2.2 Critère d'ACPR.....	44
I.1.1.1 Critère du NPR	45
I.3.2.2.1 La méthode du notch	46
I.3.2.2.2 La méthode du gain équivalent	48
I.3.2.2.3 Accès à la valeur du NPR par un analyseur d'EVM.....	50
I.4 Conclusion	51
(II) La technologie GaN pour l'amplification de puissance et les architectures à haut rendement associées	53
II.1 Introduction	54
II.2 Le transistor GaN pour les applications de puissance.....	55
II.2.1 Le Nitrure de Galium.....	55
II.2.2 Le transistor HEMT GaN : brique de base pour l'amplification de puissance	57
II.3 Les architectures à haut rendement.....	60
II.3.1 Les architectures cartésiennes	62
II.3.1.1 L'architecture Doherty.....	62
II.3.1.1.1 Principe.....	62
II.3.1.1.2 Utilisation d'une topologie asymétrique	66
II.3.1.1.3 Utilisation d'une topologie multi-étages	67
II.3.1.1.4 Contrôle adaptatif de la polarisation de grille de l'amplificateur auxiliaire	69
II.3.1.1.5 Doherty numérique	69
II.3.1.2 Principe du suivi d'enveloppe : <i>l'envelope tracking (ET)</i>	69
II.3.1.2.1 Principe.....	69
II.3.1.2.2 Travaux récents.....	74
II.3.1.2.2.1 Modulateur de polarisation hybride - <i>Hybrid Switching Amplifier (HSA)</i>	74
II.3.1.2.2.2 Le suivi d'enveloppe discret – <i>discrete envelope tracking</i>	78
II.3.2 Les architectures polaires.....	79
II.3.2.1 Technique d'EER « Envelope Elimination and Restoration »	79
II.3.2.1.1 Principe.....	79
II.3.2.1.2 Travaux récents : La technique du <i>vector hole</i>	81
II.3.2.2 Pulse Polar Transmitter	82
II.3.2.2.1 Principe.....	82
II.3.2.2.2 Travaux récents.....	84
II.3.2.2.2.1 Multiphase pulse polar transmitter.....	84
II.4 Conclusion.....	85
(III) Mise en œuvre et développement d'un banc de mesure temporelle d'enveloppe.....	87
III.1 Introduction.....	88

III.2 Description générale du banc de mesure temporelle d'enveloppe.....	88
III.2.1 Synoptique général.....	88
III.2.2 Chaîne d'émission des données – génération/modulation des données	89
III.2.2.1 Génération logicielle des trames IQ par le PC	89
III.2.2.2 Modulateur IQ.....	90
III.2.3 Chaîne de réception des données – Analyse des signaux IQ.....	91
III.3 Procédures d'étalonnage et de synchronisation en enveloppes complexes.....	92
III.3.1 Etalonnage du bloc passif du banc	93
III.3.1.1 Principe de l'étalonnage du banc d'enveloppe en paramètres S	93
III.3.1.2 Validation de la procédure d'étalonnage	94
III.3.2 Synchronisation des trames en enveloppe complexe aux accès du DUT.....	96
III.3.2.1 Principe de la synchronisation trame.....	96
III.3.2.2 Validation de la procédure d'alignement temporel	99
III.4 Application du banc à la comparaison expérimentale de la mesure d'EVM et du NPR	101
III.4.1 Mesure de l'EVM sur une porteuse modulée	101
III.4.2 Obtention du NPR par une mesure vectorielle d'EVM.....	102
III.5 Conclusion	105
(IV) Etude d'un contrôle dynamique de la polarisation de grille autour de la classe B pour la linéarisation des amplificateurs de puissance	107
IV.1 Introduction.....	108
IV.2 Etude du contrôle dynamique de la polarisation de la grille de l'amplificateur autour de la classe B	109
IV.2.1 Principe.....	109
IV.2.2 Validation préliminaire sur le banc	110
IV.2.2.1 Présentation de l'amplificateur sous test utilisé.....	110
IV.2.2.2 Détermination de la loi de commande statique expérimentale $V_{GS0}=\zeta(V_{in})$	111
IV.2.2.3 Résultats expérimentaux (signal 16-QAM, 2MSymb/s)	113
IV.2.3 Implémentation du modulateur.....	116
IV.2.3.1 Circuit de détection d'enveloppe : ADL5511 (ANALOG DEVICE)	117
IV.2.3.2 Circuit de traitement d'enveloppe.....	117
IV.2.3.3 Potentialités en bande passante	120
IV.2.3.3.1 Détecteur d'enveloppe	120
IV.2.3.3.1 Circuit traitement d'enveloppe.....	121
IV.2.3.3.2 Modulateur de polarisation de grille.....	123
IV.2.4 Couplage avec l'amplificateur RF 10W GaN CREE–Résultats expérimentaux	125
IV.2.4.1 Alignement temporel des signaux.....	126
IV.2.4.2 Mesure avec un signal modulé.....	127
IV.2.4.2.1 Signal 2-tons d'intermodulation.....	128
IV.2.4.2.2 Signal modulé 16-QAM	130
IV.2.4.2.3 Bruit blanc gaussien à bande limitée – test en NPR.....	133
IV.3 Application du contrôle dynamique de grille à la technique d'ET	135
IV.3.1 Augmentation du rendement moyen du modulateur dans la technique d'ET	135
IV.3.1.1 Modulateur de drain utilisé.....	136

IV.3.1.2 Mesures statiques	138
IV.3.1.2.1 Caractérisation statique de l'amplificateur de puissance.....	138
IV.3.1.2.2 Caractérisation statique du modulateur de polarisation de drain	139
IV.3.1.3 Mesures dynamiques	140
IV.3.1.3.1 Banc de test expérimental.....	140
IV.3.1.3.2 Test en signal modulé.....	141
IV.3.2 Application à des signaux impulsionnels	145
IV.4 Conclusion	148
Conclusion générale	149
Bibliographie	153

Glossaire

STIC : sciences et technologies de l'information

ASIC : applied specific integrated circuit

DSP : digital signal processor

FPGA : field-programmable gate array

ET : envelope tracking

GaN : nitrure de gallium

CW : continuous wave

QAM : quadrature amplitude modulation

RRC/RC : root-raised cosine / raised cosine

ISI : inter-symbol interference

OL : oscillateur local

PAPR : peak to average power ratio

PDF : probability density function

QPSK : quadrature phase shift keying

FET : field effect transistor

PAE : power added efficiency

TPG : temps de propagation de groupe

RF/BF/DC : radiofréquence / basse fréquence / continu

IMD : intermodulation distortion

TDMA/FDMA/CDMA : Time/frequency/coded division multiple access

FSK/GMSK /BPSK : frequency/gaussian minimum shift keying/binary phase shift keying

IF : intermediate frequency

C/N : carrier-to-noise ratio

C/I : carrier-to-intermodulation ratio

SNR : signal-to-noise ratio

EVM : error vector magnitude

MER : modulation error ratio

VSA/VSG : vector signal analyser/generator

AWGN : additive white gaussian noise

ACPR : adjacent channel power ratio

NPR : noise power ratio

HEMT : high electron mobility transistor

EER : envelope elimination and restoration

SSPA : solid state power amplifier
PA : power amplifier
LTE : long term advanced
OFDM : orthogonal frequency-division multiplexing
HSA : hybrid switching amplifier
PWM : pulse-width modulation
BPF : band-pass filter
DAC : digital to analog converter
AWG : arbitrary waveform generator
DUT : device under test
RBW : resolution bandwidth
FFT : fast fourier transform
BW : bandwidth
AOP : amplificateur opérationnel
CMS : composant monté en surface
GBW : gain-bandwidth product
MAPC : modulation en amplitude avec porteuse conservée
AM : amplitude modulation
CMOS : complementary metal-oxide-semiconductor
RMS : root-mean-square
LUT: look-up table

Introduction générale

Le domaine des télécommunications, intersection de différentes disciplines telles que l'électronique, le traitement du signal, l'informatique et la physique, connaît depuis maintenant plusieurs décennies un essor formidable. Cet essor est notamment impulsé par une demande en services de plus en plus grande dans le domaine des télécommunications civiles. Ce vecteur de l'économie mondiale est cependant un grand consommateur d'énergie. On estime à environ 3% (600 TWh) de la consommation mondiale d'électricité la part du secteur des télécommunications, avec une nette augmentation à 1700 TWh prévue pour 2030.

Avec le développement de nouveaux standards de communication comme la 4G, la possibilité d'accéder à internet n'importe où et n'importe quel instant, et les besoins croissants d'échanger et stocker quantité d'informations, les systèmes de communication sont au cœur de préoccupations et font partie des technologies qui ont révolutionné notre vie au vingtième siècle. Ceci suscite une prise de conscience de plus en plus importante quant aux problèmes sociétaux de consommation d'énergie et d'impact environnemental associé.

Bien que le domaine des STIC (Sciences et technologies de l'information) jouisse d'une image « verte » et non polluante, venant de la dématérialisation très prononcée depuis maintenant une dizaine d'années des infrastructures (apparition du « cloud computing » et d'un très grand interfaçage entre l'utilisateur et la technologie), il reste l'un des domaines impactant majoritairement la consommation électrique globale tant du point de vue du fonctionnement des infrastructures (station de base, serveurs...) que du point de vue fabrication des dispositifs (technologie semiconductrice, dopage, retraitement...).

Le cas des stations de base, qui couvrent le territoire français et que l'on peut voir aux abords des routes en est un parfait exemple. Celles-ci représentent la contribution majeure en terme de consommation du réseau cellulaire, puisqu'on estime à plus de 50% leur part dans la consommation électrique globale [Lorincz 12]. Un survol des différents éléments les plus consommateurs dans la station de base nous permet de voir que 65% de l'énergie est fournie à l'amplificateur de puissance afin d'assurer son fonctionnement, le reste se répartissant entre le refroidissement (17.5%), dont la fonction est principalement imposée par l'amplificateur de puissance, la partie traitement numérique des signaux (ASIC, DSP, FPGA...) (10%) et les convertisseurs AC/DC (7.5%). Une telle disproportion s'explique notamment par l'apparition de formats de modulation complexes, à haute efficacité spectrale, utilisés dans les transmissions. Ces formats conduisent la forme d'onde à avoir de fortes fluctuations d'amplitude. L'amplification de ces signaux requiert une attention particulière lors du dimensionnement de l'amplificateur RF d'émission, afin d'assurer le niveau de linéarité nécessaire pour assurer une intégrité acceptable du signal.

Avec comme trame de fond le contexte multi-utilisateurs et des notions comme l'interopérabilité et la reconfigurabilité des dispositifs, une des pistes suivies pour l'amélioration de l'efficacité énergétique des modules RF est la mise en place d'architectures

innovantes, dites à haut rendement et permettant une diminution significative de la consommation de l'amplificateur sous contrainte de linéarité. Cette « sobriété énergétique » conduit non seulement à réduire l'impact énergétique des systèmes communicants, mais également à améliorer le dimensionnement du système d'émission, faciliter la gestion thermique et de prolonger la durée de vie des appareils.

Contrairement aux différentes branches de l'électronique basse fréquence, pour lesquelles les dimensions et fonctionnalités des dispositifs sont conditionnées par la densité d'intégration des transistors, prédite par G.Moore en 1965, le domaine de l'électronique des hautes fréquences suit sa propre évolution. Les dimensions et les performances du front-end RF (filtres, transitions, guides, amplificateurs, duplexeurs etc) restent encore conditionnées notamment par la longueur d'onde du signal. Les évolutions conjointes des différentes facettes relatives aux STIC, allant de la technologie, avec l'apparition sur le marché grand public de semi-conducteurs à grand gap, tel le Nitrure de Gallium (GaN), à la modélisation mutli-physique multi-échelles du composant au sous-système, jusqu'à l'instrumentation mise en œuvre pour la caractérisation des composants et circuits, permettent désormais de disposer d'une palette d'outils de caractérisation et de développement nécessaires à la mise en place des futures générations de systèmes communicants.

C'est dans ce contexte et plus précisément dans cette dernière facette que ces travaux s'inscrivent. La nécessité d'avoir une instrumentation relative au domaine de l'amplification de puissance en présence de signaux modulés trouve sa justification dans plusieurs raisons. Avec la multiplication du nombre et du type d'appareils connectés et le développement des standards de communication, se posent alors de nouveaux challenges pour le développement des nouvelles architectures de transmission. Du point de vue du concepteur, les caractérisations statiques CW, bien que nécessaires lors de la phase de conception du circuit, reflètent de moins en moins son comportement dynamique. En présence de signaux large bande à enveloppe variable, des effets dynamiques, tels que les effets de pièges, les effets thermiques et plus généralement tous les effets dispersifs inhérents à la technologie retenue, doivent être pris en compte finement dès la conception afin d'optimiser le fonctionnement final du transistor RF.

Les travaux effectués dans le cadre de cette thèse proposent une contribution sur deux aspects : la mise en place et le développement d'un banc de mesure temporelle d'enveloppe pour l'analyse de solutions nouvelles d'architectures d'amplification de puissance RF d'une part, et d'autre part la conception et la validation d'un démonstrateur d'amplificateur proposant une approche de gestion optimisée conjointe en terme de rendement et de linéarité. Celle-ci est basée sur le principe d'une commande dynamique de la polarisation de grille d'un amplificateur GaN polarisé en classe B. Le mémoire est constitué de quatre parties.

La première partie de ce manuscrit concerne une présentation générale de la génération de signaux hyperfréquences de puissance, se focalisant naturellement sur l'émetteur RF. Une attention particulière est portée sur l'élément non-linéaire qu'est l'amplificateur de puissance et l'analyse des distorsions qu'il apporte sur le signal. Une brève

description de la chaîne d'émission est faite. Une définition théorique succincte des grandeurs permettant la description des signaux est apportée. Finalement, les critères de distorsion fréquentiels et temporels, ainsi que les figures de mérite associées, utiles pour l'analyse des systèmes de communication sont présentés.

La seconde partie se focalise plus spécifiquement sur l'amplification RF de puissance en technologie GaN, et se conclue par une brève revue des principales architectures à haut rendement relevées dans la littérature.

Une présentation du banc de caractérisation est faite en troisième partie. L'étalonnage en paramètres S dans les plans d'accès du dispositif sous test, ainsi que le principe d'alignement temporel des signaux d'enveloppe sont expliqués. La génération, la mesure de signaux modulés ainsi que l'automatisation du banc constitue la première partie de ces travaux. Des mesures préliminaires ainsi qu'un étalonnage en puissance et en phase sont effectuées. Une application de ce système de mesure pour la caractérisation d'amplificateur en terme de compromis optimal linéarité/consommation est présentée.

Une fois la validation du fonctionnement du banc réalisée, la dernière partie concernera le développement d'une architecture nouvelle d'amplification RF, construite autour du test-board CGH27015-TB (CREE) en technologie GaN fonctionnant en bande S avec une puissance de sortie nominale de 10W, ce qui constitue le cœur de ces travaux de thèse. Cette architecture consiste à varier dynamiquement, autour de la classe B, le point de polarisation de grille du transistor (CGH27015) afin d'en optimiser les performances en linéarité. Une étude expérimentale à l'aide du banc d'enveloppe et d'instruments permettant d'émuler les signaux dynamiques de polarisation est tout d'abord menée. Enfin la validation par un démonstrateur est présentée, celui-ci est réalisé à base d'amplificateurs opérationnels rapides et de composants CMS discrets, et connecté à l'accès de grille de l'amplificateur RF. Un travail de conception du démonstrateur, ainsi que l'évaluation de la bande passante est faite. La caractérisation en signaux modulés en terme de puissance, rendement et linéarité est menée. Finalement deux applications de la technique de polarisation dynamique de grille sont explorées et évaluées : la première concerne son apport dans l'architecture classique d'enveloppe tracking de drain, dans laquelle la variation dynamique de la résistance présentée au modulateur de drain représente actuellement un point dur pour cette technique. Une étude est menée pour évaluer la potentialité de limiter les variations de charge présentées au modulateur en signaux modulés. Les résultats obtenus montrent une réduction de la valeur moyenne de la charge ainsi qu'une forte réduction des variations présentée au modulateur, facilitant sa conception sur une charge fixe. Enfin, une investigation est menée dans une application d'enveloppe tracking pour des applications RADAR en mode RF impulsif. La solution proposée consiste en l'application d'un pulse de polarisation de grille afin d'absorber l'état transitoire présenté à l'amplificateur, existant à l'établissement du pulse RF.

Enfin la conclusion présentera les perspectives associées à ces travaux.

**(I) Transmission des signaux hyperfréquences de
puissance pour les systèmes de communication –
Critères d'efficacité spectrale et d'efficacité énergétique**

I.1 Introduction

L'émission de signaux de puissance en radiofréquence, hyperfréquence et millimétrique, est la partie finale d'un long processus de conditionnement, nécessitant des étapes de numérisation, de codage et faisant appel à différents corps de métier. Bien qu'une place de plus en plus importante soit occupée par les aspects numériques dans les architectures des systèmes de télécommunication, tant au niveau logiciel que matériel (nouvelles générations de FPGA et d'ASIC spécifiques), la partie finale de l'émetteur hyperfréquence, comprenant la fonction amplification de puissance (plus précisément la conversion d'énergie DC vers RF), reste quant à elle fondamentalement analogique. Cette partie nécessite idéalement une analyse de signaux microondes dans le domaine temporel. Les signaux utiles devenant de plus en plus complexes, des compromis sont à faire afin d'assurer un fonctionnement performant du système global. Le point majeur dans ce domaine sera de viser une optimisation conjointe des performances en efficacité énergétique et en efficacité spectrale, ce qui constitue une problématique très difficile.

Dans le cadre de la transmission de l'information il apparait que trois paramètres importants : la puissance du signal émis, nécessaire pour établir la liaison entre l'émetteur et le récepteur, l'intégrité du signal au niveau du récepteur, gage d'une bonne qualité de liaison, et enfin la consommation électrique nécessaire pour la transmission, celle-ci devant être minimisée afin d'augmenter les possibilités d'intégration des composants, la miniaturisation des systèmes et leur fiabilité. En général, l'amélioration de l'un des trois paramètres conduit à la détérioration des deux autres, de telle sorte qu'il existe un antagonisme entre la consommation et l'intégrité du signal au niveau même de l'émetteur de puissance. La partie amplification de puissance reste celle impactant le plus le tryptique puissance – consommation – linéarité. Dans cette première partie, nous nous intéressons au bloc d'émission de signaux RF de puissance, avec un point particulier apporté à la partie amplification de puissance.

I.2 Principe général d'émission/réception dans les systèmes de communications numériques

I.2.1 Structure de principe émetteur/récepteur

Le but d'un système de communication est l'acheminement d'un message d'un émetteur vers un récepteur au travers d'un canal de transmission (espace libre dans le cadre des communications sans fil). La figure I.1 représente la structure générale de principe d'un système de radiocommunication numérique. L'information utile est quantifiée en symboles, le signal numérique issu du récepteur résulte d'une prise de décision périodique discrète, dans le but de retrouver le message numérique émis [Charbit 03].

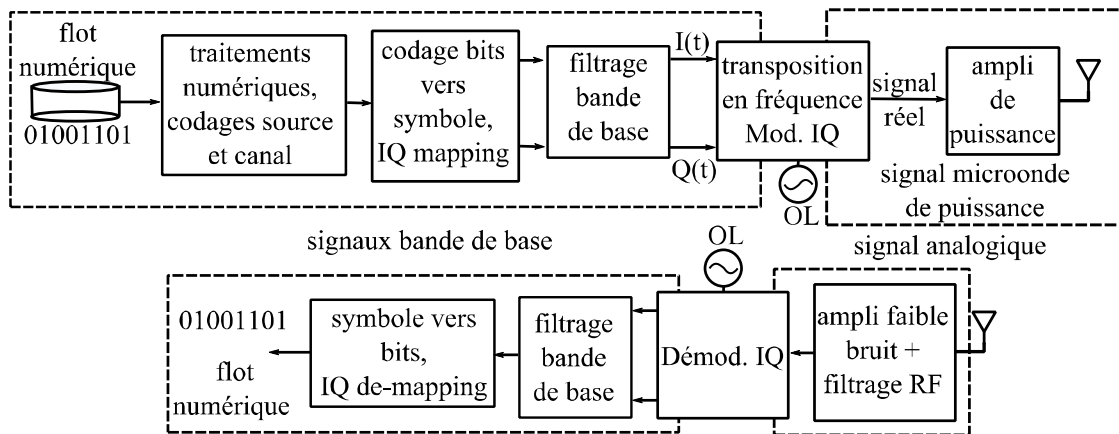


Figure I-1 : structure générale de principe d'un système de radiocommunication numérique

I.2.2 Mise en forme du signal de modulation en bande de base

Le message numérique à transmettre est constitué d'une suite binaire aléatoire issue d'une source. L'intervalle T_b (en s) séparant deux bits successifs est une caractéristique de la source, et est appelé le débit binaire, noté D_b (en bit.s^{-1}). La mise en forme du signal de modulation consiste à associer à la suite des N bits issus de la source, un signal $\tilde{e}(t)$ qui est l'enveloppe complexe de modulation. On définit pour cela un alphabet et un débit symbole D_s (en bauds) associés aux variations temporelles de l'enveloppe de modulation.

Suite à diverses opérations de traitement numérique opérées sur le flot binaire (codage source, codage canal, codage bits vers symbole, puis filtrage en demi-Nyquist), ne faisant pas l'objet de ce travail, mais que l'on peut consulter en référence [ETSI 01, Joindot, Rémy 88], deux signaux réels passe-bas $I(t)$ et $Q(t)$ sont générés. Ce couple de signaux, appelés signaux en bande de base constituent les symboles à transmettre, comme illustré à la figure I-2.

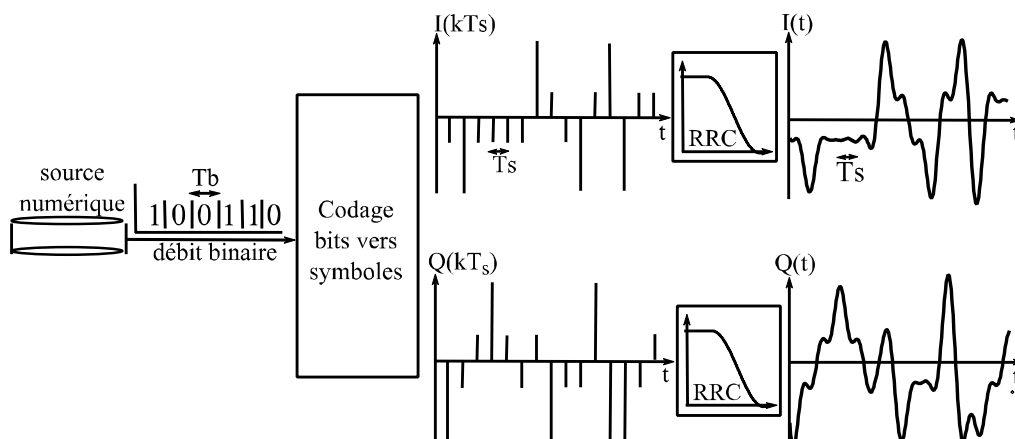


Figure I-2 : mise en forme des signaux IQ passe bas (filtrage demi-Nyquist RRC (root-raised cosine) ($\alpha=0.35$))

Pour les modulations en quadrature (*QAM : quadrature amplitude modulation*), on définit alors l'enveloppe complexe de modulation, associée au signal $e(t)$, grâce aux signaux $I(t)$ et $Q(t)$ précédents :

$$\tilde{e}(t) = I(t) + jQ(t)$$

$I(t)$ est appelé le signal en phase (*in-phase*), et $Q(t)$ le signal en quadrature (*in-quadrature*). La représentation dans le plan cartésien du couple IQ pour toutes les valeurs de l'enveloppe constitue le diagramme vectoriel de la modulation. A la réception, après démodulation, les signaux IQ reçus sont filtrés par le filtre adapté afin d'assurer le critère de Nyquist d'annulation des interférences entre symboles (*ISI : inter-symbol interference*), puis échantillonnés au rythme symbole afin de retrouver l'information utile. La représentation du couple IQ aux instants de décision du récepteur forme alors la constellation du signal.

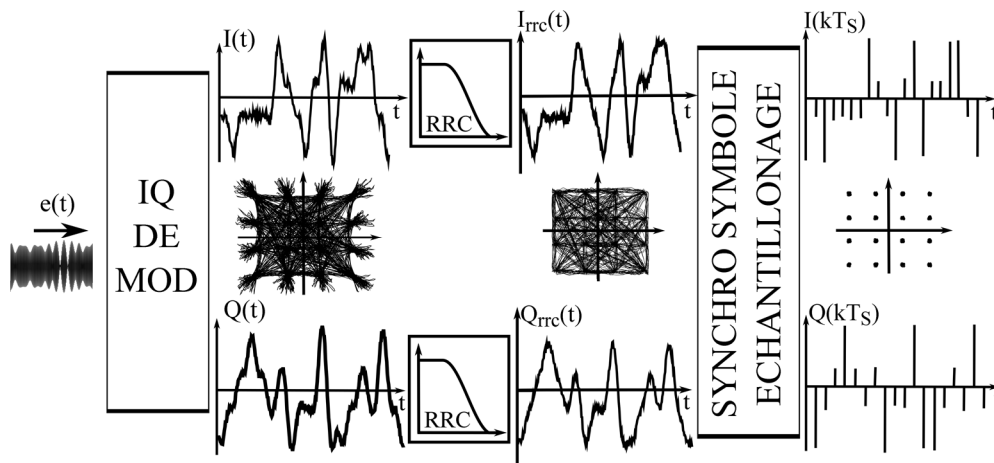


Figure I-3 : représentation générale des différentes opérations effectuées à la réception sur le signal reçu $e(t)$ (filtrage d'émission RRC)

C'est le rythme et la forme temporelle des signaux IQ qui va principalement conditionner le fonctionnement en termes de bande passante et de dynamique de puissance de la partie analogique (transposition de fréquence, amplification de puissance...).

Le but des modulations sur fréquence porteuse étant d'adapter la bande passante du signal utile à la bande passante $B(f)$ du canal, on cherchera à optimiser l'utilisation de la ressource spectrale offerte. Ainsi, sans modifier le rythme D_s d'émission des symboles dans le canal, on augmentera le débit binaire D_b en associant plusieurs bits dans un symbole. Ceci est fait au moyen d'un codeur, en choisissant plusieurs niveaux d'amplitude pour les signaux $I(t)$ et $Q(t)$.

Une distinction est donc faite entre le débit binaire, fixé par l'écart temporel d'émission de deux bits consécutifs par la source, et le débit symbole, ou rapidité de modulation, fixé par l'espacement entre deux symboles émis consécutifs T_s . Dans le cas d'une transmission M -aire, associant $M=2^m$ bits dans un symbole de modulation, celui-ci est alors donné par :

$$D_s \text{ (baud)} = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{T_b \log_2(M)}$$

On introduit alors la notion d'efficacité spectrale η de la modulation qui caractérise le débit binaire que la modulation transmet dans le canal. Celle-ci est alors vue comme étant le flux binaire que la modulation est capable de transmettre dans une bande de 1Hz, et s'écrit :

$$\eta \text{ (bit/s/Hz)} = \frac{D_b}{B}$$

Il suffit d'augmenter, à D_s fixé, le nombre de bits dans un symbole, afin d'augmenter l'efficacité spectrale. Les techniques de transmission actuelles utilisent des modulations en quadrature à haute efficacité spectrale. La table ci-dessous donne différents formats de modulations utilisés dans les schémas actuels de transmission.

Format	Bits/symb	Débit symbole ($D_s = 1/T_s$)	η (bit/s /hz)
BPSK	1	1*débit binaire	1
QPSK	2	1/2*débit binaire	2
8-PSK	3	1/3*débit binaire	3
16-QAM	4	1/4*débit binaire	4
64-QAM	6	1/6*débit binaire	6

En choisissant davantage de symboles dans le plan IQ on vient cependant diminuer l'écart en phase et en amplitude entre eux. La constellation du signal sera alors plus dense et les prises de décisions pour différencier un symbole d'un autre seront plus sensibles au bruit et aux distorsions engendrées par le système. Dans ses travaux concernant la théorie de l'information, Claude E. Shannon a évalué la capacité d'un canal de transmission (en bit/s) gaussien en fonction du rapport signal sur bruit au niveau du récepteur et de sa largeur de bande B [Joindot]. La capacité C d'un canal est définie comme étant le débit binaire maximal que le canal peut véhiculer tout en assurant une transmission sans erreurs. Dans le cas d'une modulation en quadrature, dans un canal de bande $B(f)$, pour un rapport signal à bruit par symbole E_s/N_0 , avec E_s l'énergie par symbole émis et $N_0/2$ la densité spectrale de puissance du bruit, on montre que cette capacité maximale s'écrit:

$$C \text{ (bit/s)} = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} \right)$$

A titre d'exemple, pour une bande passante de canal de $B=200\text{MHz}$, et un rapport signal à bruit $E_s/N_0=40\text{dB}$. La capacité offerte par le canal est alors de :

$$C = 200 \cdot 10^6 \cdot \log_2(1 + 10^4) = 2.66 \text{ Gbit/s}$$

L'efficacité spectrale est, par définition, bornée par C/B : c'est le cas limite pour lequel le débit binaire est égal à la capacité maximale du canal.

I.2.3 Transposition en fréquence – modulation bande étroite

I.2.3.1 Expression des signaux modulés bande étroite

Le signal RF réel modulé émis $e(t)$ s'écrit sous la forme :

$$e(t) = A(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) = \text{Re}\{A(t)e^{j(2\pi f_0 t + \varphi(t))}\}$$

Le signal $A(t)e^{j(2\pi f_0 t + \varphi(t))}$ est le signal analytique associé au signal réel. Dans cette expression $A(t)$ et $\varphi(t)$ correspondent respectivement aux modulations d'amplitude et de phase, dont les variations sont lentes par rapport à celles de la porteuse.

L'enveloppe complexe, relativement à la fréquence porteuse, et comportant uniquement l'information sur la modulation (en amplitude et en phase), s'écrit :

$$\tilde{e}(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} = I(t) + jQ(t) \quad \text{avec : } \begin{cases} I(t) = A(t)\cos\varphi(t) \\ Q(t) = A(t)\sin\varphi(t) \end{cases}$$

Le signal réel et son enveloppe complexe sont alors liés par :

$$e(t) = \text{Re}\{\tilde{e}(t)e^{j2\pi f_0 t}\}$$

Dans la grande majorité des cas, les processus mis en œuvre pour la transmission d'information (filtrage, gain, atténuation...) sont modélisés par des opérateurs linéaires. L'utilité de l'enveloppe complexe réside dans le fait que l'on traitera la transmission des signaux sur onde porteuse avec le même formalisme que les signaux passe-bas, en bande de base [Joindot].

La modélisation passe-bande en enveloppe complexe de systèmes non-linéaires dynamiques, tel l'amplificateur de puissance, ne prendra cependant en compte que le comportement bande étroite autour du fondamental, représenté finement par ses réponses AM/AM et AM/PM au fondamental, occultant les harmoniques de porteuse générés par la non-linéarité et les éventuels effets dispersifs du système dans la bande de modulation [Loyka 02].

La modulation en quadrature de l'onde porteuse est effectuée grâce à un modulateur IQ, dont le synoptique est illustré à la figure I-4. Celle-ci se ramène à la modulation de deux ondes sinusoïdales en quadrature, cohérentes, issues d'un même oscillateur local, par deux signaux BF $I(t)$ et $Q(t)$. Ce procédé de modulation est, par principe, linéaire : on transpose simplement le spectre bande de base de l'enveloppe complexe de modulation autour de la porteuse f_0 .

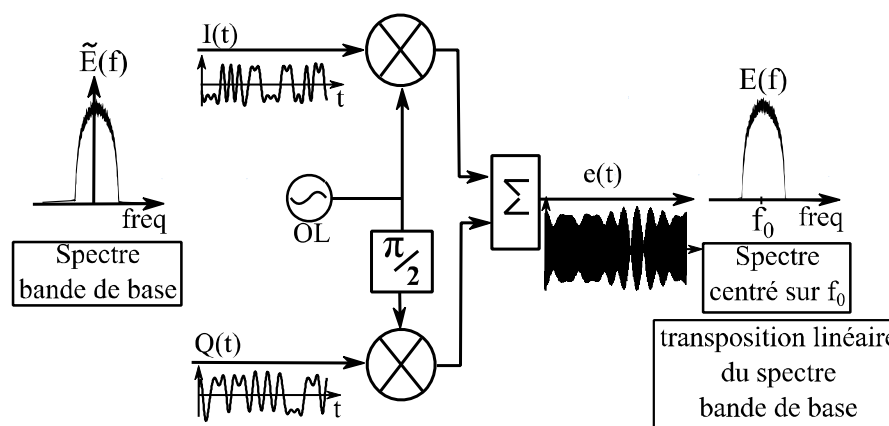


Figure I-4 : schéma bloc du modulateur IQ. Le spectre bande de base est décalé autour de la fréquence porteuse

Les principales caractéristiques du modulateur IQ sont [Tektronix 06] :

- un éventuel déséquilibre de gain entre les voies I et Q (*IQ imbalance*)
- sa bande passante de modulation
- l'orthogonalité entre les deux porteuses (*quadrature error*)
- sa linéarité
- sa rejection de l'OL.

Ce principe de modulation mixte amplitude/phase, conventionnellement adopté, optimise l'efficacité spectrale de la transmission, et par conséquent la ressource en bande passante. Cependant, les signaux modulés ainsi générés ont une dynamique de puissance instantanée importante, affectant les performances énergétiques de l'amplificateur. A contrario, les formats de modulation à amplitude constante, optimisent l'efficacité énergétique, mais nécessitent une ressource spectrale très importante. C'est le cas de la modulation de fréquence par exemple, pour laquelle on évalue empiriquement la bande passante au moyen de la bande de Carson.

Dans l'objectif d'améliorer conjointement l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique, de nombreuses architectures complexes d'amplification ont été proposées. Il demeure toutefois difficile de dégager un réel bénéfice global pour l'instant, chacune butant sur des limitations, comme nous le verrons dans le second chapitre.

I.2.3.2 Définitions des caractéristiques principales des signaux

I.2.3.2.1 Puissances moyenne et instantanée d'enveloppe et PAPR d'un signal

Soit $e(t)$ le signal modulé réel, de période de porteuse T_0 , et de périodicité d'enveloppe T . Dans la suite, l'impédance implicite de normalisation est prise égale à 1Ω .

La puissance moyenne de $e(t)$, noté $\langle P_e \rangle$ est :

$$\langle P_e \rangle(W) = \frac{1}{T} \int_0^T |e(t)|^2 dt = \frac{1}{2T} \int_0^T |\tilde{e}(t)|^2 dt$$

Dans le cas typique des signaux modulés pour les télécommunications, considérés par définition bande étroite, on évalue la puissance instantanée d'enveloppe sur un intervalle τ , pris comme étant égal à quelques périodes T_0 , et sur lequel $A(t)$ et $\varphi(t)$ sont considérés constants. Celle-ci s'écrit alors :

$$P_e(W) = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau |e(t)|^2 dt = \frac{1}{2} |\tilde{e}(t)|^2$$

La puissance maximale d'enveloppe est :

$$\hat{P}_e(W) = \max \{P_e\}$$

Le PAPR (*peak-to-average power ratio*) traduit l'écart entre $\langle P_e \rangle$ et \hat{P}_e . Il s'exprime comme étant :

$$PAPR(dB) = 10 \log \left(\frac{\hat{P}_e}{\langle P_e \rangle} \right)$$

Le PAPR donne une indication sur la dynamique de puissance instantanée d'enveloppe du signal RF modulé. Comme nous le verrons, cette dynamique impacte directement le recul de puissance à prévoir lors de l'utilisation de l'amplificateur de puissance RF afin de satisfaire la linéarité requise. La figure I-5 représente graphiquement les différentes notions de puissance introduites.

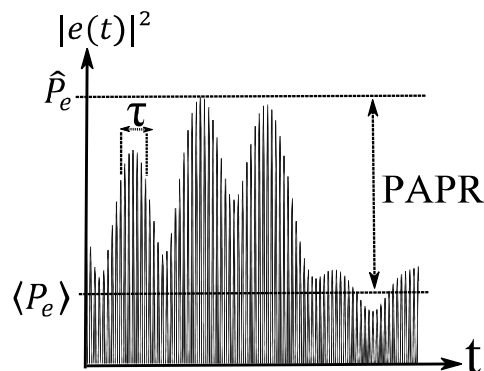


Figure I-5 : illustration des notions de puissances moyenne, crête et du PAPR

I.2.3.2.2 Fonction densité de probabilité (PDF) de l'enveloppe du signal

Comme il a été dit, les deux signaux BF $I(t)$ et $Q(t)$ modulant l'onde RF résultent d'un traitement opéré sur la trame binaire aléatoire issue d'une source numérique. La trajectoire temporelle décrivant l'évolution de l'enveloppe de modulation est donc aléatoire, et est, en

plus des descriptions temporelles précédentes, quantifiée au moyen de fonctions statistiques dont nous allons présenter la principale : la PDF (*probability density function*).

La PDF du signal $e(t)$ est la représentation statistique des valeurs prises par l'amplitude de l'enveloppe, considérée comme une variable aléatoire, sur la totalité de la trame temporelle. Pratiquement, la PDF donne une information sur le pourcentage de temps pendant lequel le signal $e(t)$ a une amplitude donnée. La PDF est donc notamment conditionnée par le format de modulation choisi et par le type de filtrage appliquée sur les voies I et Q en bande de base.

Par rapport aux distinctions temporelles précédentes (puissances moyenne, crête, PAPR du signal...), la représentation statistique de l'enveloppe offre une approche complémentaire, notamment dans le dimensionnement de l'amplificateur à l'émission, construit par rapport au signal à transmettre.

I.2.3.2.3 Le signal CW

Le signal CW a une amplitude et une phase constantes, il ne transporte donc aucune information. Il est utilisé pour caractériser les performances quasi-statiques de l'amplificateur à la fréquence fondamentale. Le signal réel et son enveloppe complexe associée s'écrivent donc :

$$e(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad ; \quad \tilde{e}(t) = A e^{j\varphi}$$

En utilisant le formalisme des signaux IQ décrit précédemment, nous avons donc :

$$I(t) = A \quad \text{et} \quad Q(t) = 0$$

Celui-ci fournira donc une puissance moyenne sur 1Ω de (avec $T=nT_0$, $n \in \mathbb{N}$) :

$$\langle P_e \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T |A \cos(\omega_0 t + \varphi)|^2 dt = \frac{A^2}{2}$$

Le signal CW, comme tout signal à enveloppe constante, a un PAPR de 0dB.

I.2.3.2.4 Le signal biporteuse (2-tons)

Ce signal est la somme de deux signaux sinusoïdaux aux fréquences f_1 et f_2 . On considère pour simplifier $\left| \frac{f_1+f_2}{f_1-f_2} \right| = n$ ($n \in \mathbb{N}^*$). Le signal $e(t)$ s'écrit :

$$e(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t) = 2A \left(\cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t\right) \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t\right) \right)$$

En posant $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} = \omega_0$ la pulsation porteuse, et $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} = \Omega$ le demi-battement, le signal 2-tons correspond à la transposition d'un signal sinusoïdal de pulsation Ω autour d'une fréquence centrale f_0 . C'est donc une modulation d'amplitude avec suppression de la porteuse.

Le signal réel $e(t)$ et son enveloppe complexe associée $\tilde{e}(t)$ s'écrivent alors :

$$e(t) = 2A \cos(\omega_0 t) \cos(\Omega t) \quad ; \quad \tilde{e}(t) = A(e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t}) = 2A \cos(\Omega t)$$

Avec le formalisme IQ, on aura donc les deux signaux bande de base :

$$I(t) = 2A \cos(\Omega t) \quad \text{et} \quad Q(t) = 0$$

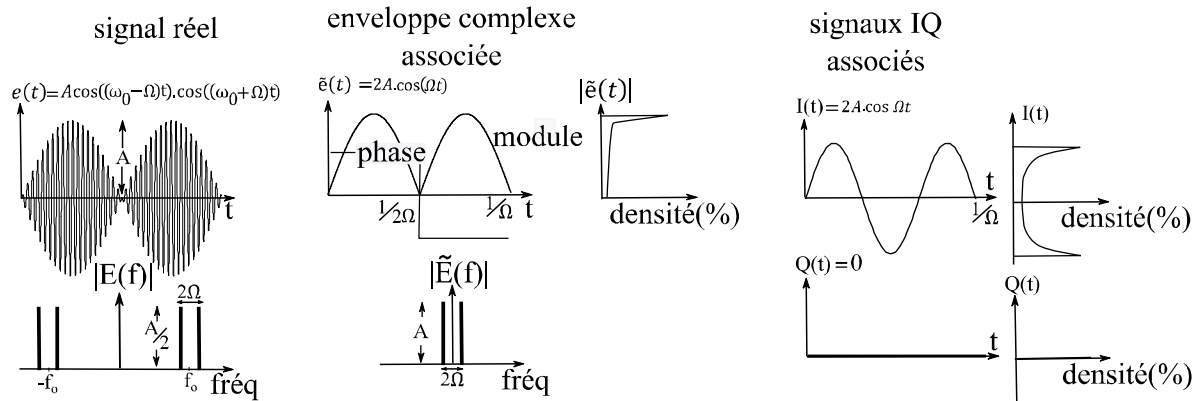


Figure I-6 : signal 2-tons, représentations temporelle et spectrale, enveloppe complexe associée. PDF du module de l'enveloppe complexe, ainsi que des amplitudes des signaux IQ associés

Le signal 2-tons constitue un signal générique dans l'évaluation des performances dynamiques de l'amplificateur de puissance [Vuolevi 03]. Il est notamment utilisé pour caractériser les distorsions d'intermodulation produites par l'amplificateur sous test, comme nous le verrons dans le paragraphe concernant l'analyse des distorsions.

La puissance moyenne du signal 2-tons est :

$$\langle P_e \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T A^2 \cos^2(\omega_0 t) \cos^2(\Omega t) dt$$

L'intégration de $\cos(2\omega_0 t)$ et $\cos(2\Omega t)$ sur la période de l'enveloppe (T) est nulle, on obtient donc (sur 1Ω) :

$$\langle P_e \rangle = \frac{A^2}{2}$$

La puissance crête d'enveloppe est donnée par ($\cos\Omega t=1$, enveloppe constante et maximale sur l'intervalle d'intégration τ) :

$$\hat{P}_e = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} |A \cos(\omega_0 t)|^2 dt = A^2$$

Le PAPR du signal 2-tons est alors :

$$PAPR_{2tons} = 10 \log \left(\frac{A^2}{A^2/2} \right) = 3dB$$

I.2.3.2.5 Les signaux modulés numériquement : cas de la QPSK filtrée

Pour une modulation numérique QPSK (*quadrature phase shift keying*, modulation M-aire $m=2$) avec un filtre de mise en forme RRC, le signal $e(t)$ présente à la fois des variations temporelles d'amplitude et de phase. Le PAPR d'un tel signal est fonction de la réponse impulsionnelle du filtre, notamment du facteur de roll-off (α). Typiquement, pour un signal QPSK avec $\alpha=0.25$ le PAPR sera égal à 4.4dB, et aura tendance à augmenter lorsque α diminue [Rémy 88]. L'allure temporelle du signal $e(t)$ ainsi que l'enveloppe complexe associée sont représentées à la figure I-7.

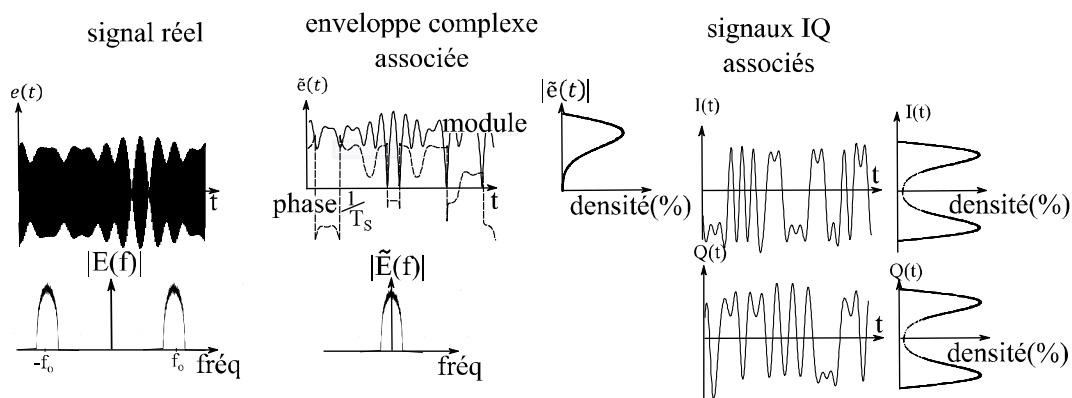


Figure I-7 : signal $e(t)$ modulé QPSK (filtrage RRC, $\alpha=0.5$): représentations temporelle et spectrale, module ($\sqrt{I^2 + Q^2}$) et phase ($\arctan(Q/I)$) de l'enveloppe complexe associée. PDF du module de l'enveloppe complexe, ainsi que des amplitudes des signaux IQ associés

I.2.4 Amplification de puissance

I.2.4.1 Présentation générale

La partie finale, la plus critique en termes d'impacts sur la consommation d'énergie et de distorsions potentielles sur le signal, est assurée par l'amplificateur de puissance. Son rôle est d'amener le signal RF modulé à un niveau suffisant sur l'antenne d'émission.

Les amplificateurs à tubes microondes restent prédominants dans les applications de très forte puissance, comme les applications spatiales. Ceux-ci présentent de très bons

rendements sur de larges bandes passantes. Ils présentent cependant l'inconvénient de nécessiter de fortes tensions d'utilisation (plusieurs kV), et d'être sensibles aux vibrations et aux chocs. De plus, leurs caractéristiques de puissance présentent une zone de courbure avant la saturation défavorable pour la linéarité lors du recul de puissance requis, imposé en fonctionnement multi-porteuses. Depuis les années 80, les transistors à l'état solide les ont remplacés dans une très large gamme d'applications. Contrairement aux tubes, ils présentent l'avantage d'être bas coût et facilement intégrables. Ils sont préférés dans les applications de puissance moyenne large bande [Grebennikov 12, Pozar 00]. Notons que l'avènement des technologies à semi-conducteurs grands gaps, offrent maintenant des niveaux de puissance crédibles pour les envisager comme concurrentiels vis à vis des tubes [Kim 11, Solomon 13].

L'amplificateur est construit autour du transistor microonde de puissance, généralement monté en source commune. Il contient ses circuits d'adaptation, et de polarisation, par définition passifs et linéaires. Le synoptique général est montré à la figure I-8.

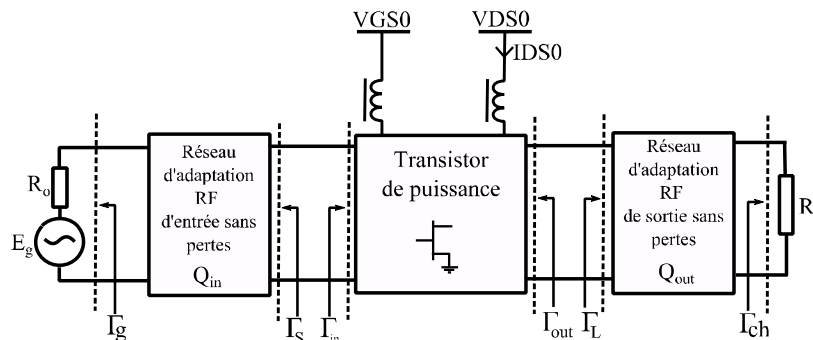


Figure I-8 : synoptique général de l'amplificateur de puissance à transistor FET

L'amplificateur est inséré entre une source de fém E_g , d'impédance interne R_0 , et une charge R_0 ($R_0=50\Omega$). Les réseaux d'adaptation assurent le transfert de puissance optimal entre la source et la charge. Les circuits de polarisation permettent d'imposer les tensions DC de polarisation V_{DS0} et V_{GS0} .

D'une façon générale, le transistor est vu comme un quadripôle décrit par un système d'équations non-linéaires. Aux excitations $V_{GS}(t)$ et $V_{DS}(t)$ correspondent les réponses non-linéaires $I_{GS}(t)$ et $I_{DS}(t)$, décrivant le fonctionnement du transistor de puissance. Le transistor constituant la cellule active élémentaire peut être décrit au premier ordre par sa non-linéarité convective fondamentale, traduisant l'action la source de courant de drain :

$$I_{DS}(t) = f_{NL}(V_{GS}(t), V_{DS}(t))$$

Le réseau simplifié de caractéristiques statiques I/V du transistor de puissance est représenté à la figure I-9. La fonction non-linéaire I_{DS} à deux variables est alors représentée selon V_{GS} (à gauche), pour $V_{DSmin} < V_{DS} < V_{DSmax}$, et selon V_{DS} (à droite), pour $V_p < V_{GS} < 0$.

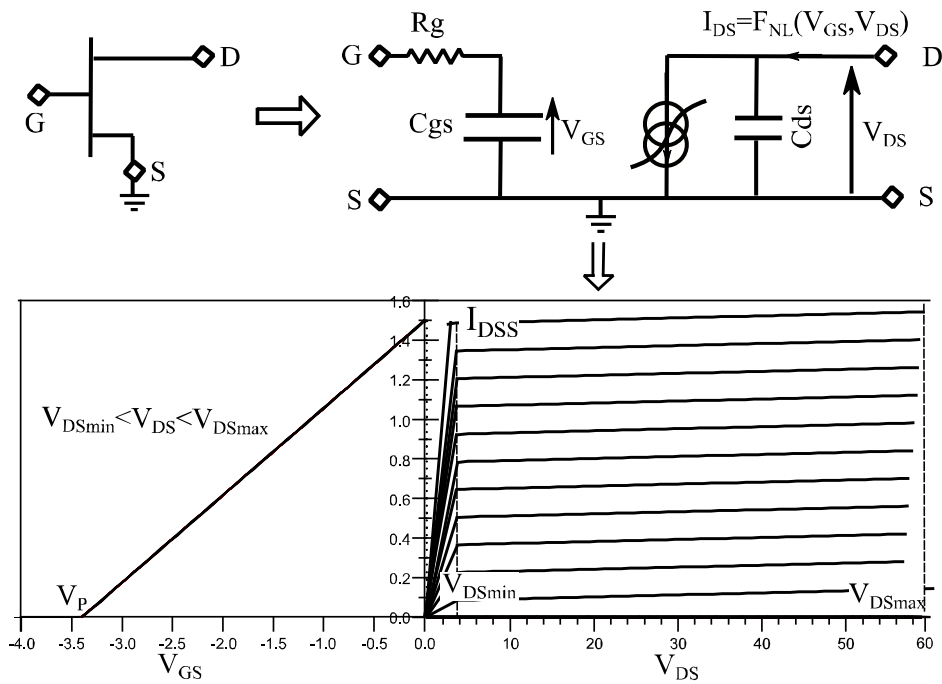


Figure I-9 : représentation du réseau simplifié de caractéristiques I/V statiques du transistor de puissance

Ce réseau de caractéristiques permet de distinguer trois zones :

- La zone ohmique, pour laquelle le courant augmente linéairement en fonction de la tension V_{DS} .
- La zone de saturation, pour laquelle l'intensité du courant dans le canal devient quasi indépendante de la tension V_{DS} , et est linéairement contrôlée par la tension V_{GS} : le transistor se comporte comme une source de courant quasi-idéale. C'est la zone utile pour l'amplification.
- La zone d'avalanche, pour laquelle la tension appliquée sur le drain dépasse la tension maximale V_{DSmax} . La diode grille-drain rend alors en conduction directe, un courant s'écoule alors du drain vers la grille, pouvant conduire à la détérioration irréversible du transistor, par phénomène d'ionisation par impact.

I.2.4.2 Fonctionnement linéaire bas niveau

I.2.4.2.1 Bilan de puissance à la fréquence centrale (*adaptation bas niveau*)

En considérant le transistor adapté pour un transfert optimal de puissance à bas niveau (gain en puissance maximal), pour un point de fonctionnement en classe A ($V_{GS0} = V_P/2$, $V_{DS0} = (V_{DSmax} + V_{DSmin})/2$), on superpose les excitations sinusoïdales RF de faible amplitude aux tensions de polarisation DC. La sortie est couplée AC sur la charge RF au travers d'une capacité de liaison. Le fonctionnement du transistor est alors caractérisé par un modèle linéaire équivalent autour de son point de fonctionnement (V_{GS0}, V_{DS0}).

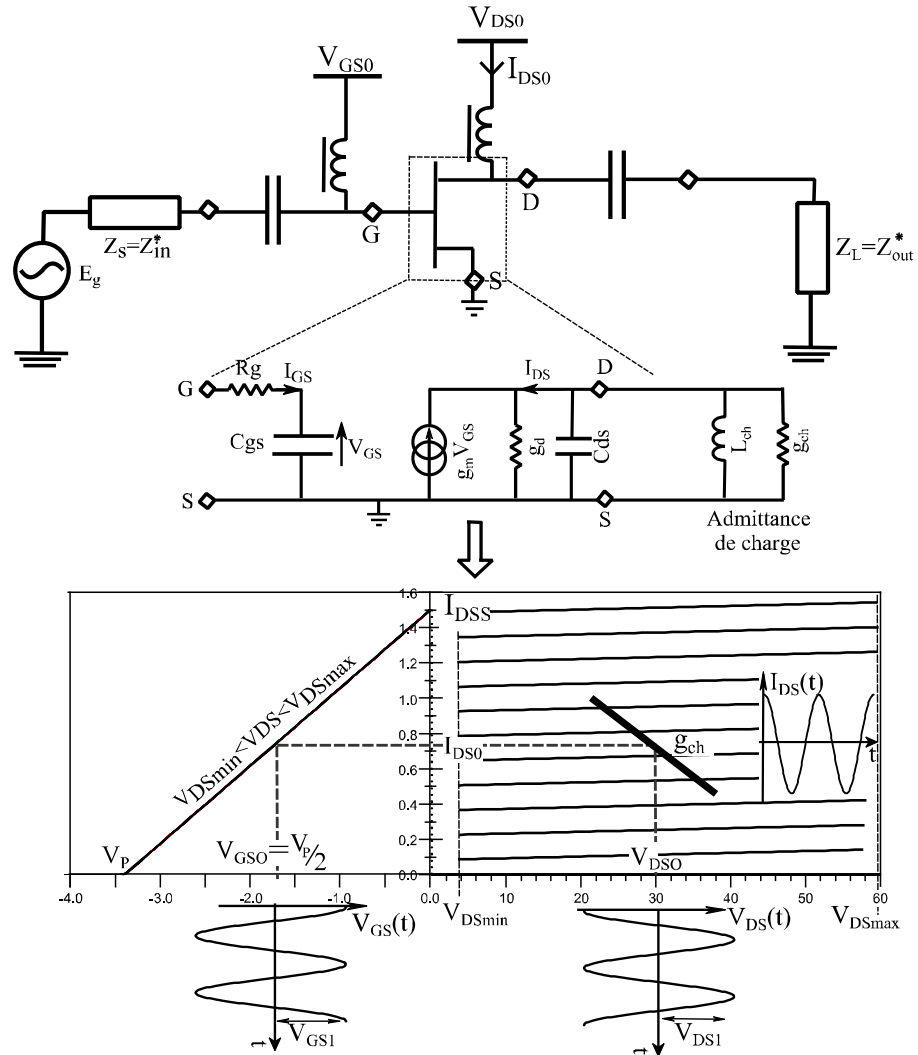


Figure I-10 : modèle électrique équivalent petit signal en haute fréquence du transistor de puissance, autour du point de fonctionnement en classe A

Soient les deux excitations suivantes :

$$V_{GS}(t) = V_{GS0} + V_{GS1} \cos(\omega_0 t)$$

$$V_{DS}(t) = V_{DS0} - V_{DS1} \cos(\omega_0 t)$$

En petit signal, autour du point de fonctionnement, la décomposition de Taylor au premier ordre de la réponse de la source de courant donne :

$$\begin{aligned} I_{DS}(t) &= f(V_{DS}(t), V_{GS}(t)) \\ &= f(V_{DS0}, V_{GS0}) + \left. \frac{\partial f}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GS0}, V_{DS0}} dV_{GS}(t) + \left. \frac{\partial f}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS0}, V_{DS0}} dV_{DS}(t) \\ &= I_{DS0} + i_{DS}(t) = I_{DS0} + g_m v_{GS}(t) + g_D v_{DS}(t) \end{aligned}$$

g_m est la transconductance, considérée ici comme constante au-dessus de V_p ($g_m = |I_{DSS}/V_p|$, pour $V_{GS} > V_p$), g_d est la conductance de sortie du transistor.

Dans le cas d'une entrée sinusoïdale, les excitations et les réponses s'écrivent :

$$V_{GS}(t) = V_{GS0} + V_{GS1} \cos(\omega_0 t) ; I_{GS}(t) = I_{GS0} + I_{GS1} \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

$$V_{DS}(t) = V_{DS0} - V_{DS1} \cos(\omega_0 t) ; I_{DS}(t) = I_{DS0} + I_{DS1} \cos(\omega_0 t)$$

On considère la référence de phase sur la tension $V_{GS}(t)$, et une impédance de charge purement résistive au fondamental, par compensation parfaite de l'effet capacitif C_{ds} (self d'accord L_{ch}).

L'intégration sur une période de la porteuse de la puissance totale entrante dans le transistor correspond à la puissance moyenne dissipée sous forme de chaleur :

$$P_{dissipée} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} (V_{GS0} + V_{GS1} \cos(\omega_0 t)) \cdot (I_{GS0} + I_{GS1} \cos(\omega_0 t + \varphi)) dt$$

$$+ \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} (V_{DS0} - V_{DS1} \cos(\omega_0 t)) \cdot (I_{DS0} + I_{DS1} \cos(\omega_0 t)) dt$$

En définissant les puissances moyennes (actives) aux accès du transistor :

$$P_{entrée}(W) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V_{GS1} I_{GS1}^*\} = \frac{1}{2} I_{GS1} V_{GS1} \cos \varphi$$

$$P_{sortie}(W) = -\frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V_{DS1} I_{DS1}^*\} = \frac{1}{2} I_{DS1} V_{DS1}$$

La consommation DC sur l'alimentation par l'amplificateur est donnée par la puissance :

$$P_{dc}(W) = V_{DS0} I_{DS0} + V_{GS0} I_{GS0} \approx V_{DS0} I_{DS0}$$

En développant l'expression de $P_{dissipée}$, il apparaît que la puissance dissipée correspond à la portion de la somme des puissances DC + RF d'entrée, non convertie en puissance RF en sortie. Le calcul de cette puissance sur une période permet donc d'écrire :

$$P_{dissipée}(W) = P_{dc}(W) + P_{entrée}(W) - P_{sortie}(W)$$

Lorsqu'il est utilisé en fréquence basse, loin de ses potentialités maximales (fréquence maximale d'oscillation), le transistor microonde a un gain en puissance relativement important (typiquement supérieur ou égal à 13 ou 15 dB), la contribution de la puissance RF injectée à l'entrée sur la puissance RF en sortie est alors négligeable, et seule la puissance

provenant du DC est alors prise en compte. L'amplificateur doit donc assurer, avec la plus grande efficacité possible, la conversion d'énergie DC vers RF. Du point de vue énergétique, l'amplificateur est alors défini par son bilan de puissance [Lucyszyn 97] représenté à la figure I.11.

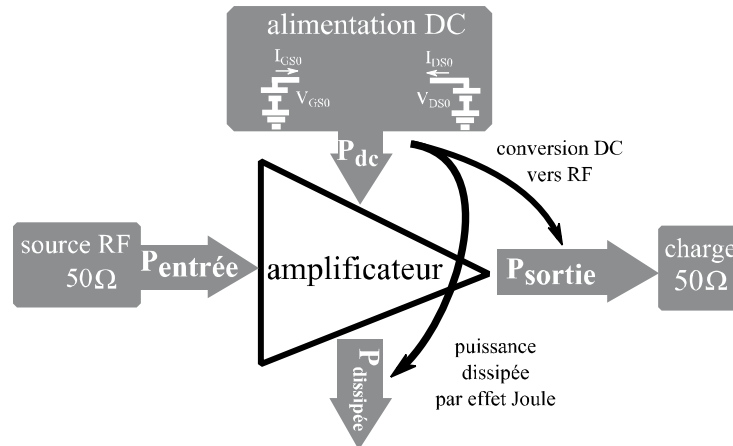


Figure I-11 : bilan de puissance de l'amplificateur

On définit alors le rendement de drain de l'amplificateur, rapport entre la puissance de sortie et la puissance consommée sur l'alimentation :

$$\eta(\%) = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{dc}}} \cdot 100\%$$

Aux fréquences hautes, à cause du comportement de type passe bas du circuit d'entrée du transistor, le gain maximal du transistor chute (6dB/octave). La contribution de la puissance RF injectée à l'entrée sur la puissance de sortie n'est plus négligeable. On introduit alors la notion de puissance ajoutée par l'amplificateur, P_{aj} :

$$P_{aj}(W) = P_{\text{sortie}}(W) - P_{\text{entrée}}(W)$$

Ceci conduit à la définition du rendement en puissance ajoutée PAE (*power added efficiency*)

$$PAE(\%) = \frac{P_{\text{sortie}} - P_{\text{entrée}}}{P_{\text{dc}}} \cdot 100\%$$

Ce paramètre quantifie plus exactement avec quelle efficacité l'amplificateur RF convertit la puissance DC en puissance RF en sortie. Il apparaît comme traduisant la quantité de puissance DC convertie en puissance RF en sortie, une fois l'apport de la puissance d'entrée enlevé. Une illustration des notions de puissance développées est faite à la figure I.12.

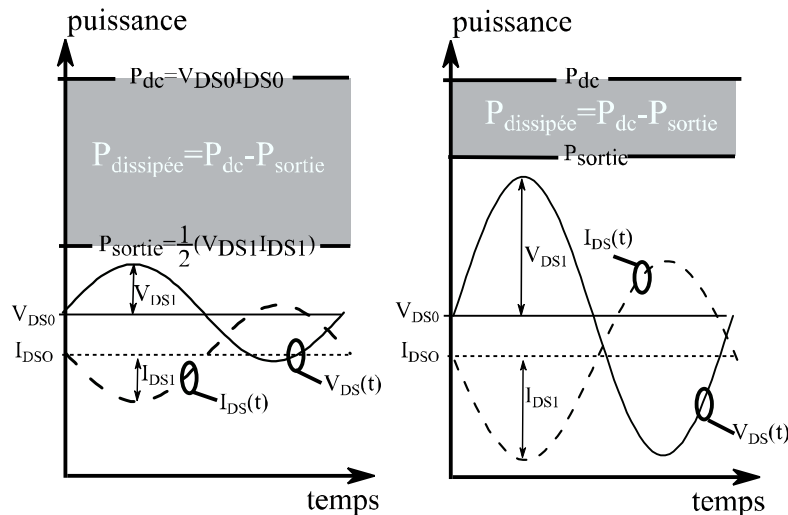


Figure I-12 : illustration graphique de la puissance dissipée par le transistor pour une polarisation en classe A sur une période de la porteuse. A très basse puissance (gauche), le transistor dissipe une grande partie de la puissance consommée, il y a peu de puissance RF convertie en sortie. Le transistor convertit plus efficacement la puissance DC consommée lorsque la puissance RF en sortie augmente (droite), la puissance dissipée par le transistor diminue, et sa température également.

I.2.4.2.2 Fonctionnement sur une bande de fréquences – distorsions linéaires

Pour un point de fonctionnement du transistor en classe A, et une excitation de faible amplitude, on peut décrire l'amplificateur comme un quadripôle linéaire. En raisonnant en signaux correspondants aux puissances disponibles sur 50Ω , les signaux d'entrée et de sortie sont liés par la fonction de transfert $H(f)$, comme représenté figure I.13.

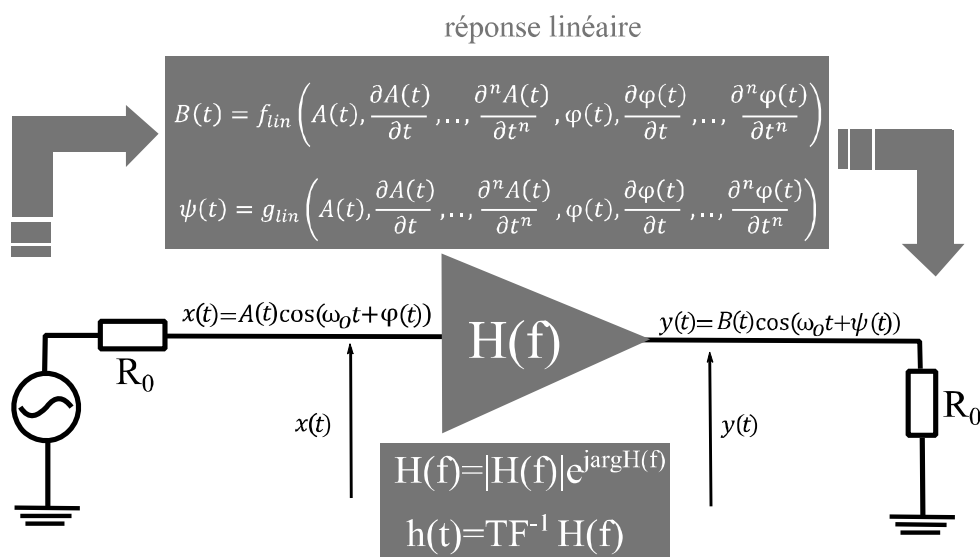


Figure I-13 : action de l'amplificateur linéaire sur un signal $x(t)$

Les variations du gain $|H(f)|$ et de la phase $\theta(f) = \arg H(f)$ dans la bande d'utilisation RF de l'amplificateur conduisent à des distorsions linéaires d'amplitude et de phase du signal d'entrée, indépendamment du niveau de l'excitation. Celles-ci affectent l'enveloppe du signal lorsque sa bande passante devient grande et que l'on ne peut alors plus considérer le gain

$|H(f)|$ et/ou le $TPG = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(f)}{df}$ (temps de propagation de groupe) comme constants. Elles constituent la mémoire linéaire du système. Du fait de la dépendance en fréquence, la réponse en sortie de l'amplificateur dépend alors de l'excitation du signal à l'instant présent, mais également aux états précédents : elle n'est pas instantanée.

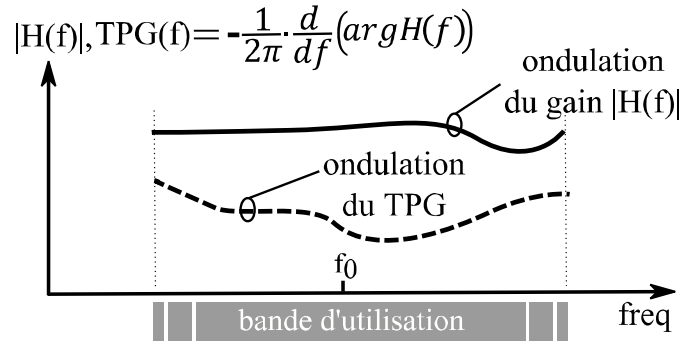


Figure I-14 : variations du gain et du TPG dans la bande d'utilisation de l'amplificateur RF, induisant des distorsions linéaires de l'amplitude et de la phase du signal

Dans ce premier chapitre de présentation du contexte de l'étude, la description des non linéarités, les définitions de rendement et de bilan de conversion de puissance d'un transistor sont illustrées dans la suite pour un fonctionnement en classe B idéalisé. Il ne sera pas fait ici en rappel les différentes classes de fonctionnement, que l'on peut trouver en détail dans diverses références [Cripps 06, Dufraisse 12, Grebennikov 12]. Cette focalisation plus particulière autour de la classe B, dotée d'un très fort potentiel en technologie GaN est proposée en lien avec la suite de ces travaux de thèse qui visent un contrôle dynamique du point de polarisation de grille de l'amplificateur au voisinage du point de pincement.

I.2.4.3 Fonctionnement quasi-statique à fort niveau à la fréquence centrale – distorsions non-linéaires

I.2.4.3.1.1 Représentation simplifiée du transistor – rappel du fonctionnement en classe B

Pour $V_{DSmin} < V_{DS} < V_{DSmax}$, en se limitant à la simple dépendance de V_{GS} , le courant de drain s'écrit, en posant $\theta = \omega t$:

$$\begin{cases} I_{DS}(\theta) = g_m(V_{GS}(\theta) - V_p) \text{ pour } V_{GS}(\theta) > V_p \\ I_{DS}(\theta) = 0 \text{ pour } V_{GS}(\theta) \leq V_p \end{cases} \quad \text{Eq.I.1}$$

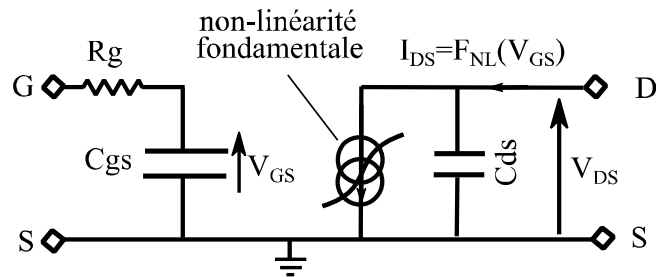


Figure I-15 : représentation simplifiée de la non-linéarité fondamentale traduisant l'action du transistor

Le courant s'annule la première fois en $\theta = \beta$, lorsque $V_{GS}(\theta) = V_p$. Ceci se produit à l'angle β , appelé angle d'ouverture, tel que :

$$V_{GS}(\beta) = V_{GS0} + V_{GS1} \cos(\beta) = V_p$$

$$\text{Soit } \beta = \arccos\left(\frac{(V_p - V_{GS0})}{V_{GS1}}\right)$$

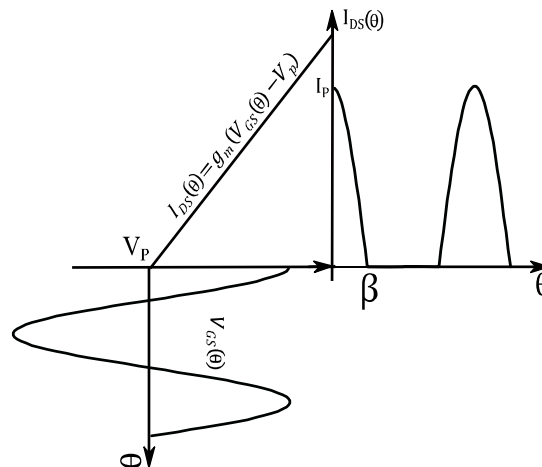


Figure I-16 : illustration de la notion d'angle d'ouverture du transistor pour une polarisation en classe B.

Le transistor est polarisé en classe B ($V_{GS0} = V_p$). Du fait du courant $I_{DS}(\theta)$, périodique, en demi-arche de sinusoïde, de symétrie paire, la décomposition de la réponse en courant fera donc apparaître des harmoniques (en cosinus) du fondamental d'ordres pairs :

$$I_{DS}(\theta) = I_{DS0} + I_{DS1} \cos \theta + \sum_{n \text{ pairs} \geq 2} I_{DSn} \cos(n\theta)$$

Avec:

$$I_{DS0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{DS}(\theta) d\theta = \frac{I_p}{\pi} \frac{\sin\beta - \beta\cos\beta}{1 - \cos\beta}$$

$$I_{DS1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{DS}(\theta) \cos\theta d\theta = \frac{I_p}{\pi} \frac{\beta - \sin\beta\cos\beta}{1 - \cos\beta}$$

Pour les harmoniques n d'ordres pairs et supérieurs à 1, on a :

$$I_{DSn} = \frac{I_p}{\pi(1 - \cos\beta)} \left(\frac{\sin(\beta(n+1))}{n+1} + \frac{\sin(\beta(n-1))}{n-1} - \frac{2\cos\beta\sin(n\beta)}{n} \right)$$

En classe B, $\beta=\pi/2$. On a donc en particulier :

$$I_{DS0} = I_p/\pi \quad \text{et} \quad I_{DS1} = I_p/2$$

On considère les harmoniques de courant ($I_{DSn, n \neq 1}$) fermés dans des courts circuits parfaits en sortie, de telle sorte qu'aucune tension autre que le fondamental V_{DS1} n'est produite à travers la charge. La tension $V_S(t)$ de sortie ne comportera donc qu'une seule composante au fondamental sur la charge RF. Dans le but d'extraire le maximum de puissance du transistor, l'adaptation en sortie pour un fonctionnement optimisé en puissance consiste à présenter à la source de courant une impédance qui maximise le produit courant – tension au fondamental dans les limites du transistor. C'est typiquement le cas de l'amplificateur de puissance utilisé à l'émission. On choisira alors une tension de polarisation de drain autorisant le maximum d'excursion à $V_{DS}(t)$, afin de maximiser la puissance RF de sortie sur la charge au fondamental :

$$V_{DS0} = (V_{DSmax} + V_{DSmin})/2$$

L'impédance de charge optimale pour un fonctionnement à fort niveau est alors :

$$R_{opt} = (V_{DSmax} + V_{DSmin})/I_{DSS}$$

Le rendement de drain théorique maximal offert par la classe B, obtenu à l'excursion maximale ($I_p=I_{DSS}$) et en considérant le transistor idéal ($V_{DSmin} \ll V_{DS0}$), est alors :

$$\eta_B = \frac{\frac{1}{2} V_{DS1} I_{DS1}}{V_{DS0} I_{DS0}} = \frac{\frac{1}{2} R_{opt} |I_{DS1}|^2}{V_{DS0} I_{DS0}} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$$

La figure I-17 représente les formes temporelles aux accès du transistor pour une polarisation en classe B exacte.

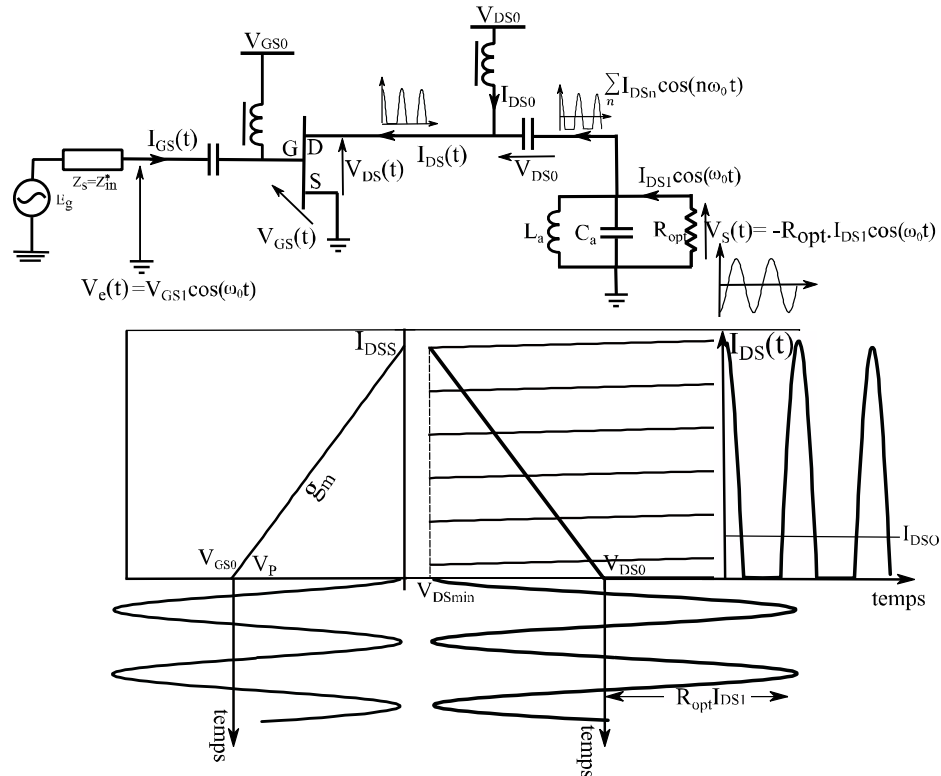


Figure I-17 : représentation graphique du fonctionnement du transistor sur la charge optimale pour une polarisation en classe B. Le courant $I_{DS}(t)$ est la superposition du courant moyen I_{DS0} , traversant la self de choc, du courant fondamental $I_{DS1} \cos(\omega_0 t)$ et de ses harmoniques pairs. Le circuit résonant de sortie assure une tension $V_S(t)$ sinusoïdale à f_0 d'excursion maximale aux bornes de R_{opt} .

En considérant un composant idéal avec un gain en puissance supérieur à 10dB (V_{DSmin} négligeable, et la puissance d'entrée peut être négligée dans le bilan énergétique), on dispose du jeu d'équations suivant, qui permet d'écrire le bilan de puissance pour un fonctionnement en classe B :

$$P_{entrée} = \frac{1}{2} R_g C_{gs}^2 \omega^2 |V_{GS1}|^2$$

$$P_{sortie} = \frac{1}{2} I_{DS1} V_{DS1} = \frac{1}{2} R_{opt} I_{DS1}^2 = \frac{V_{DSmax} I_{DSS}}{8V_p^2} |V_{GS1}|^2$$

$$P_{dc} = I_{DS0} V_{DS0} = \frac{V_{DSmax} I_{DSS}}{2\pi V_p} |V_{GS1}|$$

D'où

$$P_{dissipée} = \frac{V_{DSmax} I_{DSS}}{2\pi V_p} |V_{GS1}| - \frac{V_{DSmax} I_{DSS}}{8V_p^2} |V_{GS1}|^2$$

La figure I-18 montre les allures temporelles des signaux $V_{DS}(t)$, $I_{DS}(t)$, et $P_{inst}(t)$ ainsi que l'évolution des puissances de sortie, DC, et dissipée en fonction de la puissance d'entrée, pour $0 < V_{GS1} < V_{GS1max} = |V_p|$, dans l'hypothèse du fonctionnement sur la charge optimale,

comme représenté à la figure I.17. Il apparaît que la classe B théorique présente des performances en rendement améliorées par rapport au cas de la conduction continue (classe A), par diminution de la valeur moyenne du courant I_{DS0} , tout en assurant la même quantité de fondamental I_{DS1} qu'en classe A. Ceci provient de l'apparition d'harmonique d'ordre 2 dans la décomposition du courant $I_{DS}(t)$ au sein du transistor, en phase avec le fondamental et provenant de l'action de coupure en dessous du point de pincement. Cette augmentation du rendement se fait néanmoins au prix d'une complexification des conditions de fermeture sur la charge en sortie : on doit alors présenter des courts circuits aux harmoniques de courant $I_{DSn, n \neq 1}$, de telle sorte qu'aucune tension autre que le fondamental V_{DS1} n'est produite à travers la résistance R_{opt} .

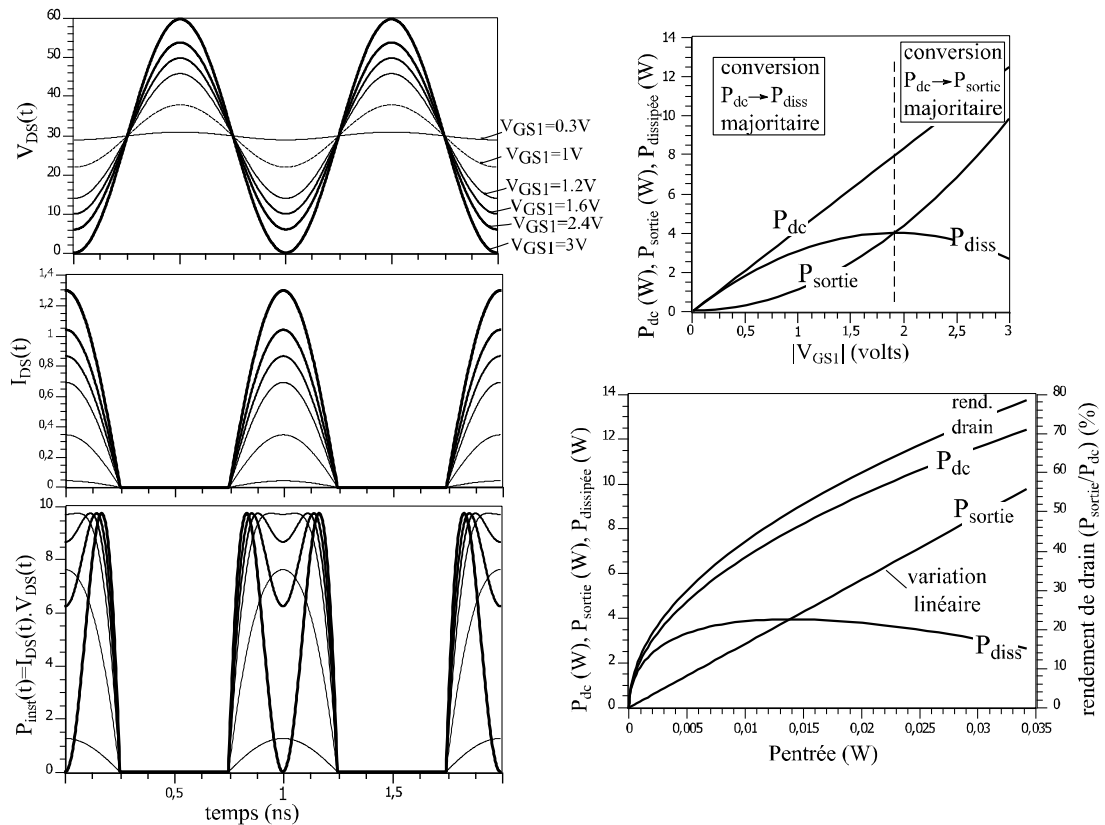


Figure I-18 : représentation du courant de drain $I_{DS}(t)$, de la tension de drain $V_{DS}(t)$ et de la puissance instantanée $P_{inst}(t)$. La puissance dissipée $P_{dissipée}$ (obtenue par intégration de $P_{inst}(t)$ sur la période T_0) par le transistor en classe B sur 2 périodes de la porteuse (à gauche). Représentation des puissances DC, de sortie et dissipée selon l'augmentation de l'amplitude de l'excitation $|V_{GS1}|$, et courbes de puissances selon la puissance d'entrée en Watts (à droite). On considère un transistor idéal 10W, polarisé en classe B exacte, $I_{DSS}=1.3A$, $V_{DSmax}=60V$ ($R_{opt}=46\Omega$), $V_p=-3V$, $R_g=3\Omega$, $C_{gs}=8pF$, $f_0=1GHz$.

L'adaptation en sortie sur la puissance maximale assure que le transistor est utilisé sur toute sa dynamique d'excursion courant-tension à fort niveau, développant la puissance maximale sur la charge. Cependant, une limitation de la puissance de sortie est atteinte lorsque l'amplitude du signal $V_{DS}(t)$ est telle que le cycle de charge va excursions dans la zone ohmique ($V_{DS} < V_{DSmin}$). L'amplitude du fondamental en tension V_{DS1} étant alors limitée par la tension de coude, d'importantes distorsions non-linéaires d'AM/AM et d'AM/PM apparaissent alors à fort niveau, conduisant à une compression du gain en puissance et à une distorsion non-linéaire de la phase du signal en sortie de l'amplificateur. Quantitativement, la

valeur de V_{DSmin} est une portion non négligeable de V_{DS0} (typiquement de 10 à 20%), et la limitation de l'excursion en tension drain-source par la tension de coude est la principale contribution dans la réduction de la puissance de sortie et dans la baisse du rendement par rapport au cas idéal.

I.2.4.3.1.2 Potentialités en linéarité de la classe B idéale

Dans l'approximation du fonctionnement quasi-statique de l'amplificateur, on peut modéliser le profil $I_{DS}(V_{GS})$ par un polynôme à coefficients réels. En considérant un transistor idéal, polarisé exactement au point de pincement ($V_{GS0}=V_p$), cette décomposition autour de V_{GS0} ne contient par définition que des termes pairs, excepté pour $n=1$ [Cripps 02] :

$$I_{DS}(t) = I_{DS}(V_{GS1}(t)) = \sum_{\substack{n=0,1, \\ \text{pair}}}^{\infty} a_n V_{GS1}^n(t) = a_0 + a_1 V_{GS1}(t) + a_2 V_{GS1}^2(t) + a_n V_{GS1}^n(t) + \dots$$

On considère un signal d'excitation 2-tons de fréquence porteuse f_0 et de fréquence d'enveloppe Ω :

$$V_{GS1}(t) = V_g \cos(\theta_0) \cos(\theta_\Omega)$$

Avec les phases instantanées $\theta_0 = \omega_0 t + \varphi_0$ et $\theta_\Omega = \Omega t + \varphi$

En substituant $V_{GS1}(t)$ dans le développement tronqué à l'ordre N précédent, on obtient l'expression (approchée) du courant de drain :

$$I_{DS}(t) = \sum_{\substack{n=0,1, \\ \text{pairs}}}^N a_n V_g^n (\cos\theta_0 \cos\theta_\Omega)^n = a_0 + a_1 V_g \cos\theta_0 \cos\theta_\Omega + \sum_{\substack{n \\ \text{pairs}}}^N a_n V_g^n (\cos\theta_0 \cos\theta_\Omega)^n$$

En linéarisant chaque terme de la somme, puis en regroupant les termes 2 à 2 ($k=0$ avec $k=n$, $k=1$ avec $k=n-1$ etc..) il vient en posant $n=2p$ ($p \in \mathbb{N}^*$) :

$$(\cos\theta_0)^{2p} = \left(\frac{e^{j\theta_0} + e^{-j\theta_0}}{2} \right)^{2p} = \frac{1}{2^{2p}} \sum_{k=0}^{k=2p} \binom{2p}{k} e^{j2(p-k)\theta_0} = \frac{1}{2^{2p-1}} \sum_{k=0}^{k=p-1} \binom{2p}{k} \cos(2\theta_0(p-k)) + \frac{1}{2^{2p}} \binom{2p}{p}$$

De même :

$$(\cos\theta_\Omega)^{2p} = \frac{1}{2^{2p-1}} \sum_{k'=0}^{k'=p-1} \binom{2p}{k'} \cos(2\theta_\Omega(p-k')) + \frac{1}{2^{2p}} \binom{2p}{p}$$

On aboutit alors à l'expression temporelle de $I_{DS}(t)$ suivante :

$$I_{DS}(t) = a_0 + a_1 V_g \cos \theta_0 \cos \theta_\Omega$$

$$+ \sum_{p=1}^{N/2} \frac{1}{2^{4p-2}} a_{2p} V_g^{2p} \left(\left(\sum_{k=0}^{p-1} \binom{2p}{k} \cos(2\theta_0(p-k)) + \frac{1}{2} \binom{2p}{p} \right) \left(\sum_{k'=0}^{p-1} \binom{2p}{k'} \cos(2\theta_\Omega(p-k')) + \frac{1}{2} \binom{2p}{p} \right) \right)$$

Le spectre théorique du courant $I_{DS}(f)$ est obtenu par transformée de Fourier, sa représentation $|I_{DS}(f)|$ est donnée à la figure I-19, pour une fonction définie par l'équation I.1 ($g_m=1$, $V_p=0$) et pour $V_{GS}(t)=V_{GS0}+V_{GS1}(t)$ avec $V_{GS0}=0$ et $V_{GS1}=\cos(\omega_0 t)\cos(\Omega t)$ (ici, $\omega_0/\Omega=100$).

$$I_{DS}(f) = a_0 \delta(f) + \frac{1}{4} a_1 V_g (\delta_{f_0-\Omega} + \delta_{f_0+\Omega})$$

$$+ \sum_{p=1}^{N/2} \frac{1}{2^{4p-2}} a_{2p} V_g^{2p} \left(\left(\sum_{k=0}^{p-1} \binom{2p}{k} \delta_{2\Omega(p-k)} + \frac{1}{2} \binom{2p}{p} \delta(f) \right) \otimes \left(\sum_{k'=0}^{p-1} \binom{2p}{k'} \delta_{2f_0(p-k')} + \frac{1}{2} \binom{2p}{p} \delta(f) \right) \right)$$

Ce spectre est notamment composé de :

- termes retombants sur le DC (pour $k=k'=p$) :

$$I_{DS}(f)_{DC} = \left(a_0 + \sum_{p=1}^{N/2} \frac{1}{2^{4p}} a_{2p} V_g^{2p} \binom{2p}{p}^2 \right) \delta(f)$$

- terme fondamental, autour de f_0 :

$$TF(a_1 V_g \cos \theta_0 \cos \theta_\Omega) = \frac{1}{4} a_1 V_g (\delta_{f_0-\Omega} + \delta_{f_0+\Omega})$$

- termes harmoniques pairs ($2f_0, 4f_0, 6f_0 \dots$) provenant du terme :

$$TF \left(\sum_{k=0}^{p-1} \binom{2p}{k} \cos(2\theta_0(p-k)) \right) = \sum_{k=0}^{p-1} \binom{2p}{k} \delta_{2f_0(p-k)}$$

- termes d'IMD pairs ($2\Omega, 4\Omega, 6\Omega \dots$) provenant du terme :

$$TF \left(\sum_{k'=0}^{p-1} \binom{2p}{k'} \cos(2\Omega(p-k')) \right) = \sum_{k'=0}^{p-1} \binom{2p}{k'} \delta_{2\Omega(p-k')}$$

La présence d'harmoniques pairs de f_0 provient de l'action de coupure de la porteuse en dessous de V_p (redressement simple-alternance). La présence d'IMD pairs multiples de 2Ω est due à la coupure de l'enveloppe. On note l'absence de produits d'intermodulations autour du fondamental.

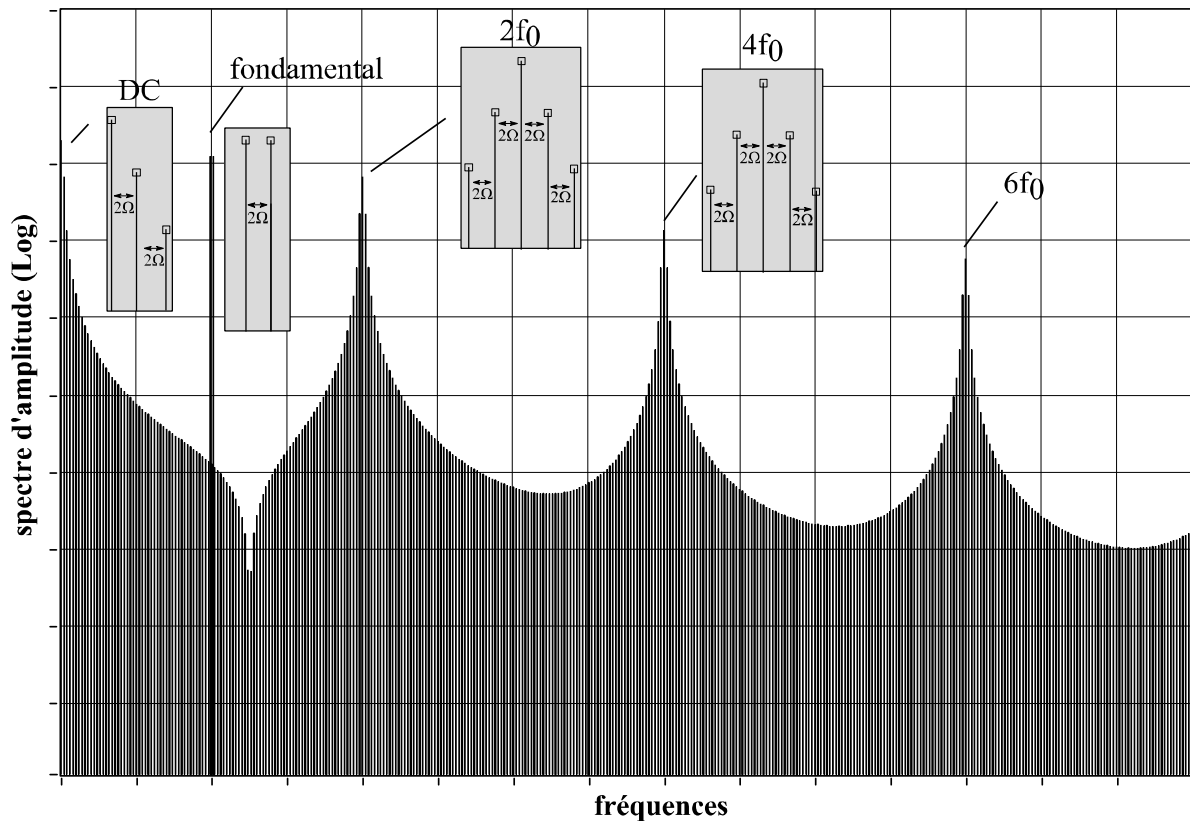


Figure I-19 : spectre d'amplitude théorique du courant de drain $I_{DS}(f)$ pour un transistor polarisé à $V_{GS0}=V_p$, avec $V_{GS1}=V_g\cos(\omega_0t)\cos(\Omega t)$ ($\omega_0/\Omega=100$). On note l'absence de produits d'intermodulation autour du fondamental.

Pour un transistor idéal, polarisé exactement à $V_{GS0}=V_p$, il n'y a pas de dépendance de l'angle d'ouverture β (fixant la décomposition spectrale de $I_{DS}(t)$) selon l'amplitude de l'excitation V_{GS1} (du fait de la symétrie du signal d'entrée $V_{GS}(t)$ vis-à-vis du point de pincement). Ainsi, la forme temporelle du courant de drain est indépendante de l'amplitude de l'excitation à un facteur d'échelle près (I_{DSS}/V_p). En considérant les harmoniques de tension idéalement court-circuités sur la charge en sortie, la tension de sortie au fondamental V_{DS1} est proportionnelle à l'entrée V_{GS1} , ainsi la classe B théorique (et plus généralement toute fonction $I_{DS}(V_{GS})$ décomposable en un polynôme de degré N ne contenant que des termes pairs) ne présentera aucune distorsion d'enveloppe (distorsions dans la bande), et donc une linéarité parfaite. La figure I-20 représente les formes d'onde aux accès du transistor dans le cas d'un signal d'excitation 2-tons.

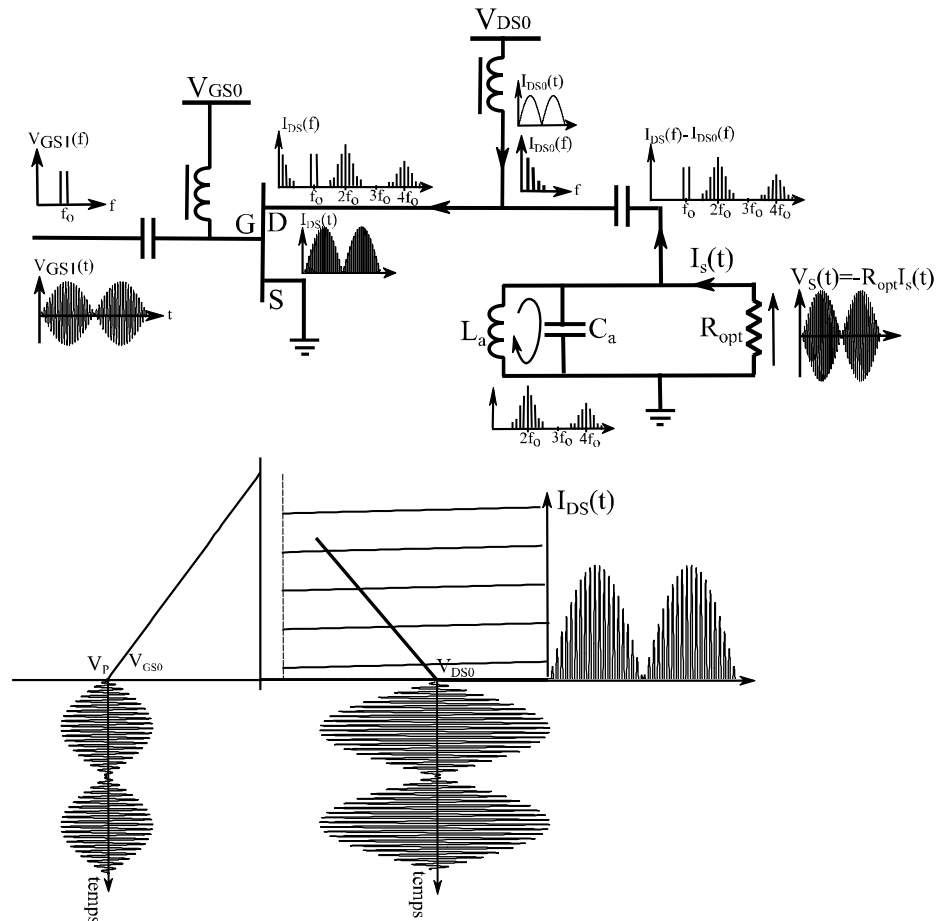


Figure I-20 : illustration du fonctionnement du transistor idéal en classe B exacte dans le cas d'une excitation 2-tons. On retrouve sur la résistance de charge R_{opt} ce qui est dans la bande de fréquence autour du fondamental, sans distorsion d'enveloppe.

I.2.4.3.1.3 La classe B réelle

I.2.4.3.1.3.1 Effets de la transconductance g_m non-linéaire

L'analyse précédente décrit la classe B idéale comme une très bonne solution pour l'amplification linéaire de puissance à haut rendement. Néanmoins, du fait de la caractéristique linéaire par morceaux, il apparaît une extrême sensibilité de la linéarité selon V_{GS0} autour du point V_p , rendant la classe B idéale comme purement théorique et non utilisable en pratique lorsqu'il y a des spécifications requises en linéarité.

Pour une tension V_{DS0} donnée, la mise en conduction du canal ne se fait pas de façon abrupte et la caractéristique $I_{DS}(V_{GS})$ présente une zone de courbure autour de V_p pour laquelle la valeur de g_m dépend du point de polarisation.

La décomposition de Taylor de la fonction $I_{DS}(V_{GS})$ fait notamment apparaître les coefficients g_m^1 , g_m^2 , g_m^3 , ... représentant respectivement les dérivées première, seconde et troisième du profil de la transconductance autour du point de pincement, comme représenté à la figure I-21. Les termes impairs de cette décomposition conduisent alors à produire un profil

de transconductance grand signal $G_m = I_{DS1}/V_{GS1}$ au fondamental non-constant et donc à l'apparition de distorsions dans la bande.

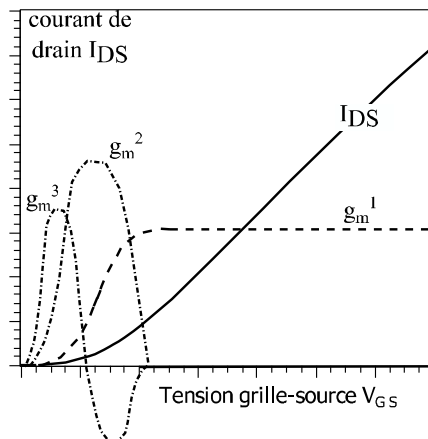


Figure I-21 : caractéristique $I_{DS}(V_{GS})$ réelle du transistor autour du point de pincement. Le profil g_m de la transconductance présente une zone de courbure, ses dérivées selon V_{GS} (g_m^1 , g_m^2 et g_m^3) conduisent à l'apparition de distorsions sensibles à faible niveau, lorsque le signal balayera majoritairement cette portion de la caractéristique

En pratique, ce profil $I_{DS}(V_{GS})$ est alors préjudiciable en présence de signaux modulés en amplitude, surtout à bas niveau : le profil non-constant de g_m provoque une distorsion du gain instantané d'enveloppe, lorsque le signal RF balaie la majorité du temps cette portion courbe de la caractéristique. On peut noter que les profils $I_{DS}(V_{GS})$ typiques expérimentaux mesurés sur les transistors GaN présentent une zone de courbure relativement faible comparativement aux autres technologies. Ceci permettant d'obtenir de meilleures performances en linéarité de la cellule active, simplifiant dans le même temps tout le traitement de linéarisation coûteux et complexe à mettre en place.

I.2.4.3.1.3.2 Effets des capacités non-linéaires (varactors)

En plus des non-linéarités convectives I/V grand signal, des éléments réactifs non-linéaires (notamment C_{gs} , C_{ds} et C_{gd}) existent, régis par les relations Q/V non-linéaires, et affectant les performances des transistors à effet de champ. Typiquement l'effet capacitif non-linéaire présent en entrée conduit à une déformation du signal de commande de la source de courant $V_{GS}(t)$, introduisant des distorsions AM/AM et AM/PM supplémentaires.

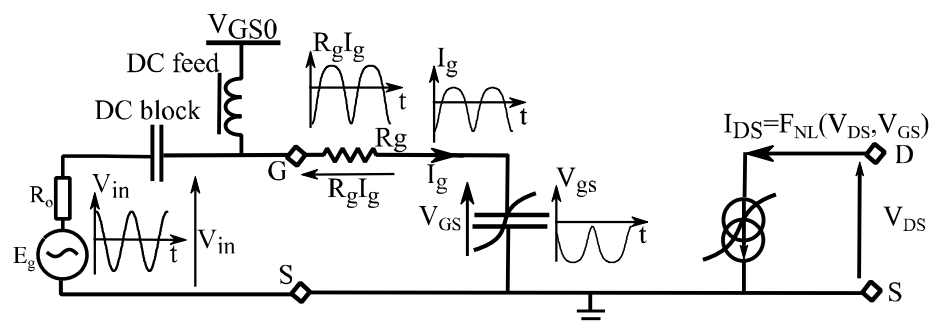


Figure I-22 : effet de la capacité non-linéaire d'entrée : pour une excitation sinusoïdale, la relation non-linéaire courant-tension imposée par la capacité C_{gs} introduit une déformation de la tension V_{GS} pilotant la source de courant.

Le fonctionnement grand signal de l'amplificateur de puissance, dans l'hypothèse du comportement quasi-statique précédent est expérimentalement décrit par la relation entrée-sortie au fondamental (coupe verticale en CW, au centre de la bande d'utilisation de l'amplificateur RF). Cette relation est déterminée séquentiellement en augmentant le niveau d'excitation, et donne donc accès aux distorsions non-linéaires AM/AM et AM/PM au fondamental. Ceci est illustré à la figure I-23.

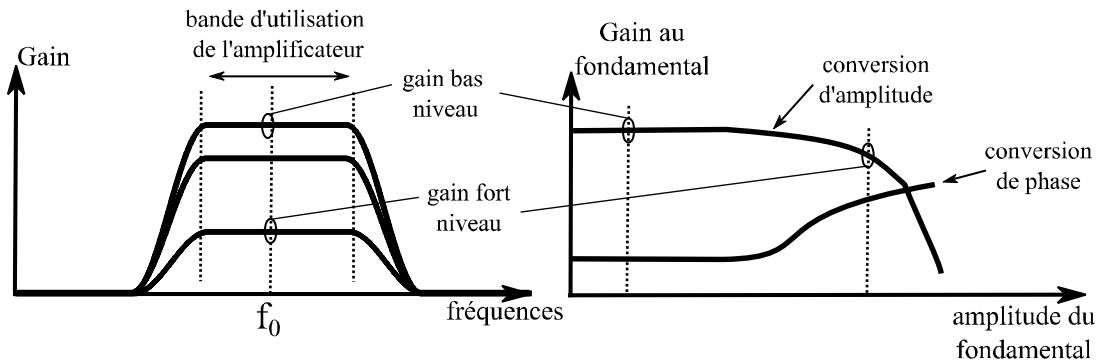


Figure I-23 : réponse en fréquence de l'amplificateur (gauche) : la coupe verticale est obtenue séquentiellement en CW pour plusieurs points de puissance. Conversions AM/AM et AM/PM statiques (droite), conduisant à définir la non-linéarité statique

I.2.4.4 Fonctionnement quasi-statique en signaux modulés

L'extension de ce qui vient d'être dit au cas des signaux modulés à enveloppe variable ne présente pas de développement supplémentaire : le fonctionnement autour du fondamental en enveloppe est alors décrit par les conversions AM/AM et AM/PM. Ces profils non-linéaires, balayés dynamiquement par l'amplitude instantanée du signal modulé engendrent alors des distorsions non-linéaires de l'enveloppe, qui sont les principales causes de dégradation de la linéarité autour du fondamental.

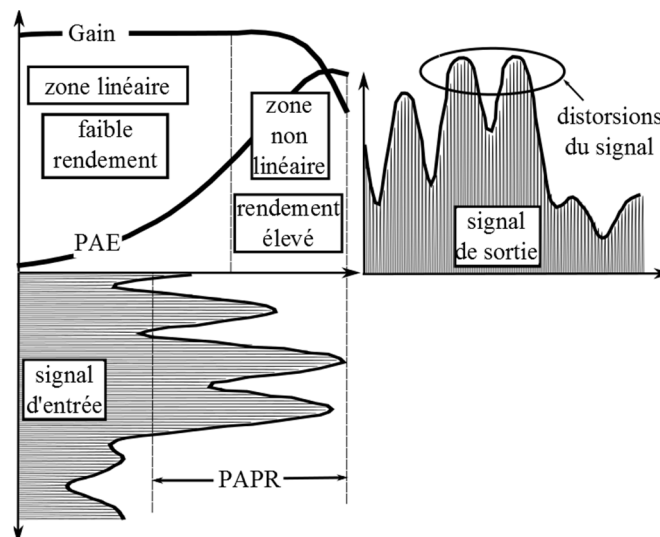


Figure I-24 : illustration de la problématique associée à l'amplification de signaux modulés à enveloppe variable : le fonctionnement à haut rendement de l'amplificateur correspond à une zone non-linéaire et conduit à l'apparition de distorsions sur le signal de sortie

Les formats de modulation à haute efficacité spectrale requis en télécommunication, produisent des formes temporelles à fort PAPR, les signaux comme le WCDMA pouvant avoir des valeurs de PAPR de 10dB. Afin d'assurer un fonctionnement linéaire de l'amplificateur, on devra alors procéder à un recul en puissance d'autant plus important que le PAPR du signal d'entrée est élevé (typiquement de l'ordre du PAPR). La transmission d'un signal modulé de puissance moyenne 10W ayant un PAPR de 10dB, nécessite un amplificateur de 100W afin de transmettre les pics de puissance crête. Ceci conduisant à une chute drastique de son rendement : l'amplificateur est alors largement surdimensionné.

I.2.4.5 Effets de mémoire non-linéaire dans l'amplificateur

Aux distorsions non-linéaires statiques précédentes, s'ajoutent des effets dispersifs dépendant de l'amplitude de l'excitation. Ils constituent la mémoire non-linéaire du système. Ces effets prennent naissance dans différents processus de couplage entre le transistor et son environnement. L'origine et la localisation des différentes causes sont représentées figure I-25. Bien que ces effets soient liés, et difficilement séparables, ils peuvent néanmoins être classés en deux catégories, selon la constante de temps qui les régit : les effets mémoire basse fréquence (mémoire BF) et haute fréquence (mémoire HF).

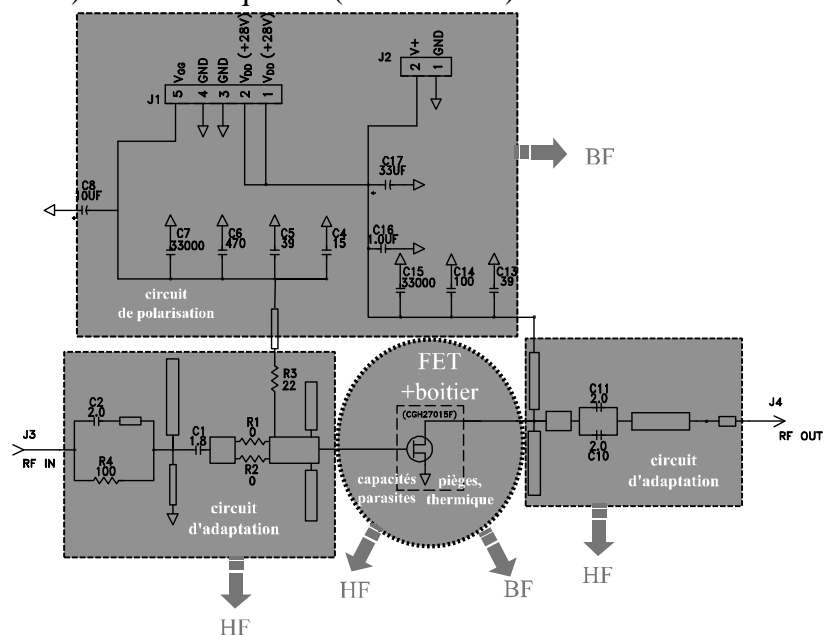


Figure I-25 : localisation des différentes causes d'apparition d'effets dispersifs dans l'amplificateur de puissance : le transistor et son environnement (circuits d'adaptation RF entrée/sortie, circuits de polarisation, évacuation des calories...) interagissent de façon non-linéaire (schéma électrique de l'amplificateur CGH27015-TB Rev4 CREE).

I.2.4.5.1 Mémoire basse fréquence

Les effets mémoire BF, associés à des constantes de temps longues devant la période de la porteuse, typiquement liés à l'existence de variations d'enveloppe, trouvent leurs origines dans les circuits de polarisation (mémoire BF électrique) de l'amplificateur, dans la thermique (mémoire BF thermique), dans le couplage existant au sein du transistor entre la thermique et les caractéristiques électriques (effets BF électrothermiques), dans les effets de piège. Ils agissent comme une contre réaction sur le fonctionnement du transistor, et

impactent les performances globales de l'amplificateur en grand signal sous condition de signaux modulés [Quere 12, Quindroit 10]. Tandis que les effets thermiques et de piège sont propres à la technologie et au packaging du transistor, les effets électriques sont conditionnés par la conception et les soins apportés aux différents circuits de polarisation.

I.2.4.5.1.1 Effets électriques BF

Les effets mémoire électriques basse fréquence trouvent leur existence dans les réseaux de polarisation du transistor [Ladhani 10]. Les réseaux de polarisation amènent l'énergie DC nécessaire au fonctionnement du transistor. Afin d'assurer le découplage nécessaire, ils doivent donc simultanément assurer une impédance basse vis-à-vis du DC et haute pour le signal RF, afin d'impacter le moins possible les performances RF de l'amplificateur. On appelle bande vidéo de l'amplificateur, la bande proche du DC, jusqu'à quelques dizaines de MHz, sur laquelle le circuit de polarisation impose une impédance constante et/ou suffisamment basse.

Expérimentalement, une quantification expérimentale des effets mémoire électriques peut se faire en injectant à l'entrée de l'amplificateur un signal 2-tons aux fréquences f_1 et f_2 , dont on fait varier l'espacement fréquentiel $f_2 - f_1$. On mesure alors en RF les amplitudes des produits d'intermodulation d'ordre 3, supérieur et inférieur [De Meyer 08]. Les produits d'intermodulation d'ordre pair, aux fréquences de battements, retombent dans la bande vidéo. Ces signaux, non idéalement découplés par les réseaux de polarisation, créent une variation des impédances de fermeture des circuits de polarisation, induisant une modulation du point de fonctionnement du transistor, et donc une variation sur le gain de l'amplificateur. Il existe alors un mélange entre les signaux retombant dans la bande vidéo et le signal RF au fondamental, de telle sorte qu'apparaît une asymétrie dans les produits d'intermodulation en sortie de l'amplificateur : on définit la bande vidéo comme étant la bande de fréquences pour laquelle les produits d'intermodulation d'ordre 3 supérieurs et inférieurs sont similaires [Delias 12].

I.2.4.5.1.2 Effets thermiques

Contrairement aux conditions d'enveloppe constante, pour lesquelles la température de la zone active (le canal) au sein du transistor est uniforme, lorsque le signal d'excitation présente des variations de sa puissance instantanée, il existe un changement local de température, et les paramètres intrinsèques du transistor, comme son gain, subissent des variations par rapport à leurs valeurs à l'équilibre thermique. L'auto-échauffement du canal conduit à l'apparition des effets mémoire thermiques [Aaen 07]. L'existence de ces effets thermiques est identifiable par un élargissement des courbes de gain dynamiques d'enveloppe par rapport aux courbes statiques, sous les mêmes conditions de polarisation et de température moyenne du transistor. Ceci montre l'intérêt de disposer de matériaux disposant d'excellentes performances en conductivité thermique, afin d'évacuer de façon optimale la chaleur de la zone active.

I.2.4.5.1.3 Effets de piège

Les effets de piège sont, quant à eux, imputables aux défauts et imperfections présents dans le semiconducteur et à ses différents interfaces [Binari 02]. Ce sont des états, capables de

capturer et de relâcher des porteurs libres (électrons et trous), activés par les différents potentiels en jeux dans la géométrie du transistor et par la température, et influençant la densité de charge à l'intérieur du canal. Les vitesses de capture et d'émission obéissent à des constantes de temps différentes, allant de l'ordre de quelques kHz jusqu'à plusieurs MHz, et dépendent de la localisation et de la nature de l'imperfection. Du fait que les effets de pièges impactent la densité de charge dans le canal, ils sont visibles sur la réponse de la source de courant en grand signal par une modification des réseaux I/V en fonction du niveau du signal d'excitation.

I.2.4.5.2 Mémoire Haute fréquence

Les effets de mémoire HF électriques, régis par des constantes de temps de l'ordre de la période de la porteuse (typiquement entre la ps et la ns), viennent des circuits d'adaptation d'entrée et de sortie du transistor, ainsi que des circuits de combinaison de puissance en sortie, composés d'éléments réactifs tels que des stubs et des lignes. La limitation en bande passante RF de l'amplificateur se manifeste en une réponse en fréquence non plate au fondamental, traduisant une impédance non constante dans la bande du fondamental. D'autre part, similairement aux effets de mémoire BF électriques pour lesquels les rapports d'intermodulation au fondamental en sortie sont imposés non seulement par la forme d'onde présente en entrée, mais également par l'impédance présentée dans la bande vidéo, un mélange existe entre le signal présent à l'harmonique 2 et le fondamental, impactant le fonctionnement autour de f_0 . Ceci est résolu en contrôlant l'impédance présentée dans la bande autour de $2f_0$ [Vuolevi 01]. Le transistor lui-même, dont les constantes de charge et de décharge des capacités de jonctions équivalentes aux interfaces isolant-métal tombent dans ces constantes de temps, participe à la mémoire HF. Ils sont observables avec une analyse en CW, balayée dans la bande d'intérêt à différents points de puissance.

Nous avons présenté dans cette section, le principe de génération et d'amplification de signaux modulés RF de puissance. Une focalisation particulière sur l'amplificateur de puissance en classe B a été faite afin d'introduire plus précisément le contexte de ces travaux de thèse. L'analyse, le réglage et l'optimisation de ses conditions de fonctionnement en présence d'effets dynamiques non-linéaires complexes et difficiles à dissocier, passe par le développement de bancs de caractérisation temporelle d'enveloppe tels que celui développé et utilisé dans ces travaux. On présente dans la section suivante les principaux critères de linéarités relatifs aux systèmes de télécommunication, et à l'analyse temporelle d'enveloppe associée. Ils seront utilisés dans la suite de ces travaux comme facteurs de mérite dans le réglage et l'optimisation des conditions de fonctionnement de l'amplificateur classe B à commande dynamique de polarisation décrite au chapitre 4.

I.3 Critères de linéarités dans les systèmes de transmission

Les distorsions précédentes conduisent à la dégradation de l'intégrité du signal émis. La réponse en sortie de l'amplificateur est donc soumise à tous les phénomènes que nous avons abordés dans le paragraphe précédent. Dans le cas du signal 2-tons, bien que présents

au sein du transistor, on considère les harmoniques du fondamental et leur cortège de produits d'intermodulation comme filtrés par les circuits d'adaptation. On ne retrouve donc en sortie que la bande autour du fondamental, contenant des produits d'intermodulation d'ordres impairs, et distordant l'enveloppe complexe du signal. La caractérisation du fonctionnement en signaux modulés (QPSK, FSK, QAM...) dans un environnement 50Ω ne présente pas de complication sur ce point, et on considérera le fonctionnement en enveloppe complexe autour du fondamental. On ne disposera cependant d'informations que sur l'enveloppe de modulation (en tension), permettant de définir la qualité d'une liaison aux moyens des critères de linéarité que nous allons présenter.

D'une façon générale, il est très empirique de déduire des règles de comparaison entre les différents critères de linéarité, du fait de la multitude de paramètres les influençant, et de l'interaction forte entre le signal et la non-linéarité. Des critères au niveau système sont cependant nécessaires afin d'avoir une vision globale des dégradations qui apparaissent entre l'émetteur et le récepteur [Nassery 11].

Le rapport signal à bruit peut être défini dans deux plans différents [ETSI 01] : « dans le canal », (dans le plan d'entrée du récepteur), en RF, avant l'antenne (il faut alors prendre en compte la bande passante totale des équipements dans le calcul de la puissance de bruit), et « dans le récepteur ». On distingue alors, pour ce dernier, différents filtrages : le filtrage d'antenne (RF, large bande) qui sert à réduire la puissance au niveau du front end, puis le filtrage en IF qui sert à extraire le signal utile. Ce dernier filtre doit être plat dans la bande pour ne pas modifier le signal utile. Enfin le dernier filtrage est opéré en bande de base (filtre passe bas) c'est le filtre RRC pour la mise en forme en bande de base des données IQ et assure un critère d'ISI optimal.

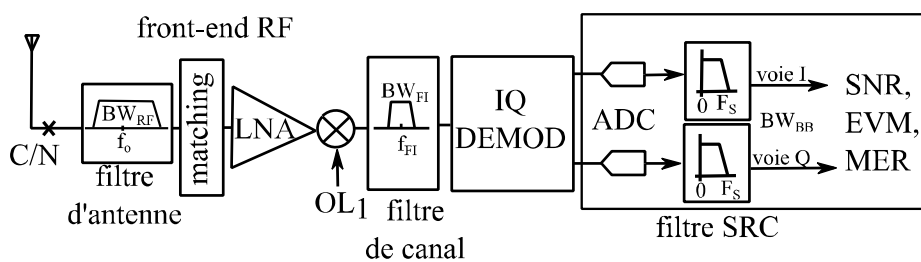


Figure I-26 : représentation des différents filtrages opérés à la réception, conduisant à la distinction de différents rapports signaux à bruit « dans le canal » (C/N) et « dans le récepteur » (SNR)

Il faut donc faire la distinction entre le rapport C/N défini dans le plan de l'antenne, et le rapport C/N (appelé alors SNR (*signal-to-noise ratio*)) [Hranac 03] en sortie du démodulateur, ils ne sont pas forcément égaux à cause des bandes équivalentes de bruit qui ne sont pas les mêmes. La quantification de ces non-linéarités se fait typiquement selon trois méthodes que nous allons présenter.

I.3.1 Analyse des distorsions en vectoriel : critères de SNR, d'EVM et de MER

La mesure vectorielle repose sur l'analyse des signaux IQ démodulés par le récepteur (VSA : *vector signal analyser*). En sortie du démodulateur, après le filtrage adapté et la récupération des symboles, on dissocie les différents effets apportés sur la constellation reçue.

Soient N symboles transmis, et une constellation comportant M symboles (QAM16, $M=16$). On s'assurera que $N \gg M$ afin d'avoir la précision nécessaire pour l'évaluation correcte de la qualité de la transmission. La première étape dans cette analyse consiste en une normalisation de la trame reçue (amplitude et phase), de telle sorte que la constellation reçue puisse être comparée à la constellation idéale [Shafik 06].

Les coordonnées du symbole j reçu (normalisé) s'écrivent : $(I_j + \delta I_j ; Q_j + \delta Q_j)$ où $(I_j ; Q_j)$ sont les coordonnées du symbole idéal (normalisé). δI_j et δQ_j sont alors les composantes d'un vecteur erreur par rapport aux coordonnées idéales (voir figure I-27). Ce vecteur erreur, traduisant les différents effets introduits par la transmission (bruit gaussien additif du canal, non-linéarités, erreurs systématiques...), sert alors de base pour le calcul de l'EVM (*error vector measurement*) et du MER (*modulation error ratio*) que nous allons définir.

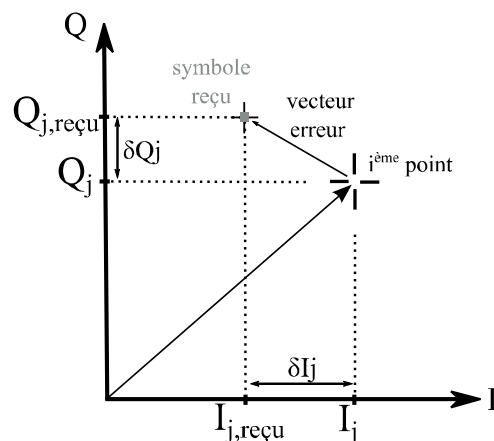


Figure I-27 : représentations dans le plan IQ du symbole idéal, du symbole reçu et du vecteur erreur

Pour procéder à l'analyse des perturbations sur les données IQ reçues et normalisées, on sépare alors δI_j et δQ_j , pour chaque point i de la constellation, en deux contributions distinctes et décorréélées, traduisant des effets de natures différentes [ETSI 01] : Δ_i et σ_i .

Δ_i représente l'écart entre le barycentre du nuage des symboles reçus et le symbole idéal, relativement au point i (QAM16 : $1 \leq i \leq 16$). Cet écart diminue l'immunité au bruit en décalant le nuage de points par rapport au centre de décision du récepteur, et indique des erreurs systématiques, provenant d'éventuelles erreurs d'implémentation du couple émetteur/récepteur : modulateur et démodulateur IQ imparfaits se traduisant par un déséquilibre entre les voies I et Q (*amplitude/phase imbalance*) et/ou une erreur de phase entre les deux porteuses qui ne sont pas parfaitement en quadrature (*quadrature error*), mais

également par un niveau DC résiduel provoquant un signal CW cohérent dans la modulation (*carrier leakage*).

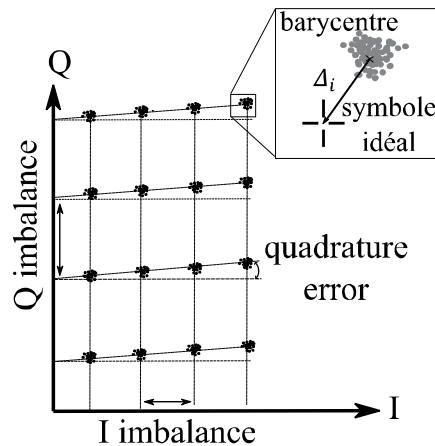


Figure I-28 : illustration sur la constellation des effets d'IQ imbalance et de quadrature error du modulateur et conduisant à définir le paramètre Δ_i

Une fois ces causes supprimées, la distribution statistique résultante, permet d'accéder à d'éventuels effets indésirables tels que :

- *Phase Jitter* (erreur provenant du bruit de phase de l'OL de l'émetteur/récepteur, induisant des erreurs de phase au niveau de la régénération de la porteuse à la réception) visible au niveau du diagramme de constellation : les symboles reçus sont étalés de façon circulaire selon un arc de cercle.
- *Coherent interferer* (interférence avec une raie de forte puissance provenant par exemple d'un couplage indésirable de la partie émission à forte puissance) visible sur le diagramme par une forme circulaire des nuages de points, normalement gaussien.

Ceux-ci n'étant pas causés par des phénomènes utiles à mesurer (non linéarité, bruit..) il est nécessaire, pour évaluer la qualité du signal reçu, de supprimer ces effets avant la mesure du SNR. Tous ces effets sont corrigés par des algorithmes implantés dans les récepteurs commerciaux.

I.3.1.1 Le SNR (*Signal-to-Noise Ratio*)

Une fois Δ_i supprimés et les effets résiduels éventuels corrigés, σ_i représente alors la distribution statistique du nuage gaussien, centré autour du point i de la constellation. Ce nuage est alors uniquement imputable au bruit blanc gaussien additif (*AWGN : additive white gaussian noise*) rajouté lors de la transmission, et sert alors de base pour le calcul du SNR, en bande de base, derrière le démodulateur et le filtre de mise en forme. Dans ce cas, le barycentre (valeur moyenne) de la répartition des symboles reçus, pour un point i spécifique de cette constellation, est le symbole idéal.

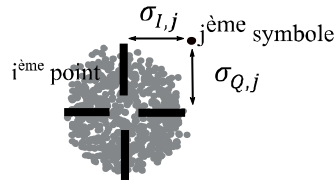


Figure I-29 : représentation, autour du point i de la constellation, de la statistique gaussienne du nuage de point, conduisant à définir le paramètre σ_j

Le SNR apparait alors comme étant le rapport entre la puissance du signal calculée d'après les symboles reçus, et la puissance du bruit AWGN, calculée d'après les vecteurs erreurs. Le SNR s'écrit alors pour une valeur N de symboles transmis :

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [I_j^2 + Q_j^2]}{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [\sigma_{I,j}^2 + \sigma_{Q,j}^2]} \right) = \frac{\text{puissance du signal}}{\text{puissance du bruit}}$$

Où I_j et Q_j sont les amplitudes en phase et en quadrature du signal reçu. $\sigma_{I,j}$ et $\sigma_{Q,j}$ sont les coordonnées du symbole reçu j relativement à la valeur moyenne (barycentre) calculée pour chaque point i de la constellation.

I.3.1.2 Le MER (*Modulation Error Ratio*)

Son intérêt, tout comme l'EVM, réside dans le fait qu'elle apporte un critère visuel des différentes distorsions qui perturbent le signal (son calcul suppose l'absence d'une égalisation). Le calcul du MER et de l'EVM, contrairement au SNR ne suppose aucune suppression des différents paramètres d'erreurs systématiques précédents (*IQ imbalance, quadrature error, phase jitter, coherent interferer*), et donne donc, en ce sens, accès à toutes les dégradations apparaissant entre l'émetteur et le récepteur.

On calcule, pour chaque symbole j reçu, le vecteur erreur. Il est défini comme étant le vecteur différence entre le symbole idéal et le symbole reçu. Ses composantes sont, d'après précédemment ($\delta I_j, \delta Q_j$). L'expression du MER en dB est alors :

$$MER(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [I_j^2 + Q_j^2]}{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [\delta I_j^2 + \delta Q_j^2]} \right)$$

On a donc deux définitions liées entre le SNR et le MER : le ratio entre la puissance du signal utile $\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [I_j^2 + Q_j^2]$ et la puissance du bruit $\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [\delta I_j^2 + \delta Q_j^2]$, calculés d'après la trame reçue. En supposant une erreur systématique nulle (implémentation du couple émetteur/récepteur idéale), et un bruit AWGN on a donc :

$$MER = 1/SNR$$

I.3.1.3 L'EVM (*Error Vector Measurement*)

L'EVM exprime la différence vectorielle entre le signal reçu et le signal idéal. C'est la figure de mérite la plus courante dans les spécifications techniques. Typiquement, la mesure d'EVM est maintenant couramment implémentée dans les récepteurs commerciaux avec des planchers de mesure de moins de 1%. On dispose, en réception, à aussi du module et de la phase du vecteur d'erreur. L'EVM se définit de manière générale par :

$$EVM (\%) = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [\delta I_j^2 + \delta Q_j^2]}{S_{max}^2}} * 100$$

Dans cette définition, δI_j et δQ_j sont les composantes d'erreur en phase et en quadrature des symboles reçus. S_{max} est l'amplitude du vecteur idéal maximal (du bord de la constellation normalisée dans le plan IQ).

L'EVM et le MER sont deux paramètres qui ne diffèrent que par la méthode de calcul. Ils peuvent être reliés entre eux lorsqu'ils sont comparés en termes de rapport de tensions. En réécrivant le MER comme étant un rapport de tension en linéaire, on a :

$$MER_V = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [I_j^2 + Q_j^2]}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [\delta I_j^2 + \delta Q_j^2]}}$$

De même, en réécrivant l'EVM comme un rapport simple de tensions :

$$EVM_V = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [\delta I_j^2 + \delta Q_j^2]}}{S_{max}}$$

L'EVM et le MER sont donc reliés par un facteur de forme :

$$MER_V \cdot EVM_V = \frac{S_{rms}}{S_{max}} = 1/V$$

Des valeurs de V pour les modulations courantes sont données dans le tableau ci-dessous [ETSI 01] :

Format de modulation	V (linéaire)
BPSK	1
QPSK	1
16QAM	1.341
32QAM	1.303
64QAM	1.527

I.3.2 Distorsions en valeur moyenne autour du fondamental

Les distorsions sont analysées en valeur moyenne (intégration de la DSP du signal), typiquement par un analyseur de spectres (dans la bande autour de f_0).

I.3.2.1 Critère du C/I, produits d'intermodulation (IMD)

La façon la plus simple de traduire l'action de distorsion de l'amplificateur sur le signal est sa modélisation par un polynôme à coefficients réels [Girard 88]. On fait l'hypothèse que la relation entrée – sortie de l'amplificateur est décrite par une fonction continue, dérivable n fois au point e_0 , comme représentée à la figure I-30 :

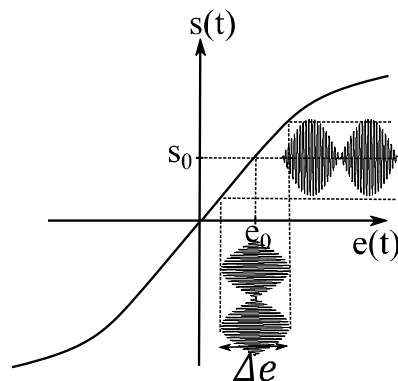


Figure I-30 : relation statique entrée – sortie de l'amplificateur

On peut alors approximer, autour du point e_0 , la fonction par son développement de Taylor, en considérant l'excursion du signal d'entrée Δe (centrée autour de e_0) :

$$s = f(\Delta e) = f(e_0) + \Delta e \left. \frac{df(e)}{de} \right|_{e_0} + \Delta e^2 \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2f(e)}{de^2} \right|_{e_0} + \Delta e^3 \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3f(e)}{de^3} \right|_{e_0} + \dots$$

Les coefficients de la décomposition, en ne tenant pas compte du terme statique $f(e_0)$ représentant le point de repos, sont alors :

$$s(t) = a_1 e(t) + a_2 e(t)^2 + a_3 e(t)^3 + \dots$$

Avec :

- $a_1 = \left. \frac{df(e)}{de} \right|_{e_0}$ le gain linéaire
- $a_2 = \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2f(e)}{de^2} \right|_{e_0}$ le terme quadratique (distorsion d'ordre 2)
- $a_3 = \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3f(e)}{de^3} \right|_{e_0}$ le terme cubique (distorsion d'ordre 3)

Lorsque l'amplitude du signal à l'entrée est suffisamment faible, on considère les termes quadratique et cubique a_2 et a_3 comme négligeables, le signal de sortie est alors similaire au signal d'entrée au facteur d'échelle a_1 près : c'est le cas du fonctionnement linéaire de l'amplificateur. Dès lors que l'amplitude du signal devient suffisamment grande, et qu'on ne peut plus négliger les termes a_2 , a_3 et supérieurs, il apparaît une distorsion du signal.

Lorsque le signal d'excitation de l'amplificateur non-linéaire est un signal 2-tons, d'amplitudes A_1 et A_2 , aux fréquences respectives f_1 et f_2 , l'analyse fait alors apparaître des termes correspondants aux mélanges entre ces deux fréquences, et traduisant des distorsions d'intermodulation. Ces nouvelles composantes fréquentielles, appelés produits d'intermodulation (*IMD : intermodulation distortion*), apparaissent aux fréquences $\pm nf_1 \pm mf_2$, et leur ordre est donné par la valeur de $|n|+|m|$ [Bohigas 03].

Si la décomposition de Taylor de la non-linéarité est limitée à l'ordre k , l'ordre maximal des IMD est k : pour un polynôme de degré k , la bande passante occupée par le signal (fréquence maximale) en sortie est multipliée par k .

Soit $e(t) = A_1 \cos \theta_1 + A_2 \cos \theta_2$, avec $\theta_1 = \omega_1 t$ et $\theta_2 = \omega_2 t$ les phases instantanées.

En injectant $e(t)$ dans l'expression de $s(t)$ précédente, et en se limitant au terme cubique, on fait alors apparaître le développement suivant :

$$s(t) = \frac{a_2 A_1^2}{2} + \frac{a_2 A_2^2}{2} \text{ termes retombant sur le DC}$$

$$+ A_1 \left(a_1 + \frac{3a_3 A_1^2}{4} + \frac{3a_3 A_2^2}{2} \right) \cos \theta_1 + A_2 \left(a_1 + \frac{3a_3 A_2^2}{4} + \frac{3a_3 A_1^2}{2} \right) \cos \theta_2$$

termes retombant sur f_1 et f_2 d'amplification linéaire et de compression

$$+ \frac{a_2 A_1^2}{2} \cos 2\theta_1 + \frac{a_2 A_2^2}{2} \cos 2\theta_2 + \frac{a_3 A_1^3}{4} \cos 3\theta_1 + \frac{a_3 A_2^3}{4} \cos 3\theta_2$$

termes harmoniques retombants sur les multiples de f_1 et f_2

$$+ a_2 A_1 A_2 (\cos(\theta_2 - \theta_1) + \cos(\theta_2 + \theta_1))$$

$$+ \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} (\cos(2\theta_1 + \theta_2) + \cos(2\theta_1 - \theta_2))$$

$$+ \frac{3a_3 A_2^2 A_1}{4} (\cos(2\theta_2 + \theta_1) + \cos(2\theta_2 - \theta_1))$$

termes d'intermodulation (IMD), mélanges de f_1 et f_2

Le spectre théorique en sortie de l'amplificateur est donc donné à la figure I-31 (prise en compte des ordres supérieurs, jusqu'à l'ordre 7) :

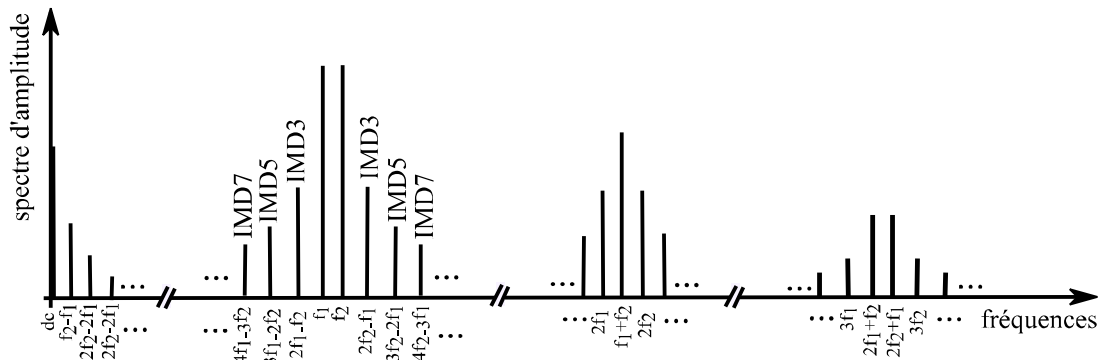


Figure I-31 : spectre en sortie de la non-linéarité lorsque l'entrée est un signal 2-tons aux fréquences f_1 et f_2 : il y a apparition de nouvelles composantes fréquentielles.

Cette décomposition fait donc apparaître :

- Des termes harmoniques hors bande, multiples de ω_1 et ω_2 .
- Des termes d'intermodulation (IMD), mélanges de ω_1 et ω_2 d'ordres impairs (respectivement pairs), retombant autour des multiples impairs (respectivement pairs) de $(\omega_1 + \omega_2)/2$.
- Des termes retombants sur le DC, induisant un changement du point de point de repos du transistor. Des IMD d'ordres pairs et proches du DC. Ces battements, non idéalement découplés par les réseaux de polarisation sont responsables d'une modulation du point de polarisation du transistor.

Ce sont les IMD d'ordres impairs, retombant dans la bande, autour de $\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2)/2$, qui conduisent à une déformation de l'enveloppe du signal de sortie. Ils constituent la problématique majeure dans les systèmes de communication car ils retombent dans la bande utile et ne peuvent pas être filtrés.

Le rapport d'intermodulation C/I permet de quantifier les distorsions autour de la fréquence centrale, et s'exprime comme étant le rapport entre l'amplitude des porteuses (C) et

celles des produits d'IMD considérés (I) (3, 5 voire 7 pour les dispositifs fortement non-linéaires), et s'écrit :

$$C/I_x \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{f_1, f_2}}{P_{IMD_x}} \right)$$

Avec x le numéro du produit d'intermodulation considéré. La figure I-32 montre une configuration typique de test pour la mesure du C/I.

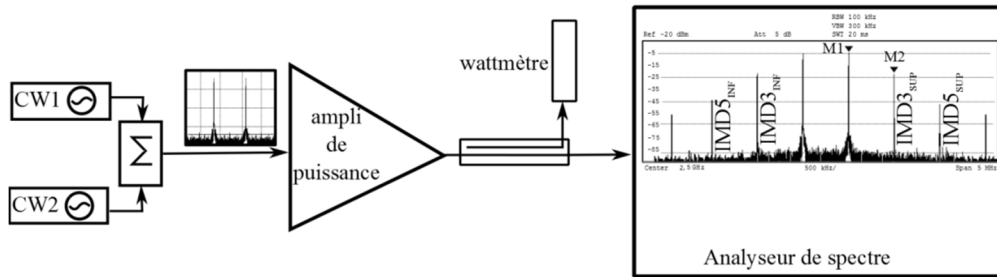


Figure I-32 : configuration typique pour la mesure du C/I. La différence (en dB) entre les marqueurs 1 et 2 correspond à la valeur du C/I_3 supérieur.

I.3.2.2 Critère d'ACPR

Le fonctionnement de l'amplificateur sous condition de signaux modulés, consiste en une extension du critère d'intermodulation. L'amplificateur est alors soumis à un signal d'excitation comportant un grand nombre de raies, aux phases aléatoires, filtré et inséré dans le canal principal (TX). On dispose alors d'une bande continue de fréquence en entrée de l'amplificateur. Le raisonnement développé dans le cadre du signal 2-tons précédents conduit à considérer l'apparition, non plus de raies discrètes retombant proche de la fréquence centrale, mais à l'apparition de bandes continues de distorsion retombant et se mélangeant dans le canal principal, mais également à côté de celui-ci, conduisant à une croissance spectrale sur les canaux adjacents. La figure I-33 montre une configuration typique de mesure d'ACPR ainsi que la configuration du banc de test pour la mesure.

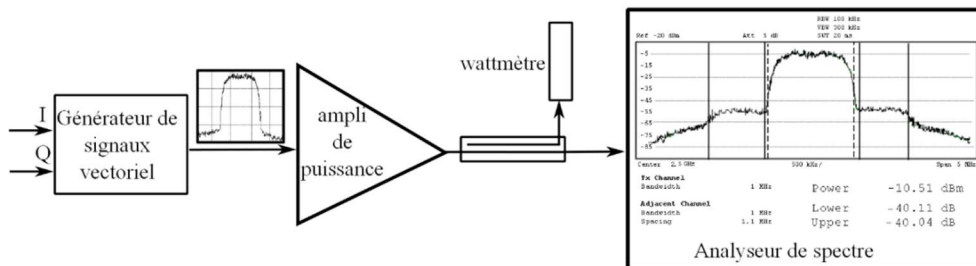


Figure I-33 : configuration typique pour la mesure d'ACPR. En sortie de l'amplificateur, il apparaît des remontées spectrales dégradant les canaux adjacents

L'ACPR (*adjacent channel power ratio*) quantifie la mesure de cette croissance spectrale en sortie de l'amplificateur non-linéaire. Cette croissance spectrale est indésirable pour deux raisons : d'une part, l'étalement de puissance en sortie conduit à la réduction de la

puissance transmise dans le canal principal utile (phénomène de compression). D'autre part, le spectre radio étant une ressource limitée, les transmissions se font sur des supports fréquentiels disjoints, dont l'écart (bandes de garde) est fixé par des spécifications d'efficacité spectrale. Des masques ou gabarits pour chaque standard sont fixés par des organismes régulateurs [Gumm 99], afin d'assurer le fonctionnement dans un contexte multi-utilisateur.

L'ACPR se définit alors de façon très générale comme étant :

$$ACPR(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{\int_{TX} S_{sortie}(f) df}{\int_{adj\ gauche} S_{sortie}(f) df + \int_{adj\ droit} S_{sortie}(f) df} \right)$$

Avec $S_{sortie}(f)$ la densité spectrale de puissance (DSP, W/Hz) du signal à la sortie de l'amplificateur. L'ACPR correspond alors au rapport entre la puissance moyenne présente dans le canal principal de transmission et la puissance moyenne retombant sur les bandes adjacentes.

I.1.1.1 Critère du NPR

Tandis que l'ACPR quantifie la mesure de distorsions introduites par l'amplificateur non-linéaire sur les canaux adjacents, en dehors de la bande utile de transmission, le NPR (*noise power ratio*) quantifie les remontées spectrales retombant dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur, et définit un rapport signal à bruit dans la bande.

Mathématiquement, on peut calculer le rapport signal à bruit C/N, dans le plan du récepteur, dans le cas où seul intervient un bruit AWGN (bruit thermique + bruit introduit par le canal gaussien), d'après la connaissance des éléments constituant la chaîne de transmission (gain et température d'antenne, facteur de bruit des éléments, affaiblissement, gains). Il n'existe cependant pas de méthode analytique permettant, dans le cas général, de calculer le rapport C/(N+I) dans le cas où l'amplificateur RF à l'émission est fortement non-linéaire. Dans le cas particulier où le bruit d'intermodulation est à statistique gaussienne (signal de test du NPR) on peut alors le combiner au C/N, sous la condition qu'ils soient filtrés par la même bande équivalente de bruit, afin d'établir le bilan de liaison en présence de l'amplificateur d'émission :

$$\left(\frac{C}{N+I} \right)^{-1} = \left(\frac{C}{N} \right)^{-1} + (NPR)^{-1}$$

Dans une application réelle, l'amplificateur est soumis à un stimulus composé d'un grand nombre de porteuses modulées. En temporel d'enveloppe, l'excitation tend alors à avoir une statistique gaussienne, excitant la non-linéarité et ces effets dispersifs [Reveyrand 02]. Afin d'émuler un tel signal dans des conditions de mesure, deux méthodes existent. L'une, analogique, repose sur l'utilisation d'une diode de bruit générant un bruit blanc dont le spectre est continu, et repose sur un filtrage approprié du bruit ainsi généré. Cette méthode,

fondamentalement analogique, offre l'avantage de pouvoir générer un bruit très large bande. L'inconvénient réside dans le fait que la génération du signal d'excitation est soumise au choix de la diode de bruit, à la banque de filtres utilisés pour le conditionnement du bruit, et offre une répétabilité limitée, et une génération relativement complexe. L'autre méthode, numérique, qui sera retenue compte tenu de la nature du banc de test (permettant la génération de trames complexes périodiques), repose sur la génération numérique d'un pseudo-bruit.

En générant un spectre discret, composé d'un grand nombre N de raies, d'équi-amplitudes, et dont le tirage des phases suit une loi uniforme sur $[0-2\pi[$, on montre mathématiquement que l'on s'approche temporellement de la statistique d'un bruit blanc gaussien à bande limitée.

Le signal, concaténation fréquentielle de N raies, s'écrit alors en temporel :

$$x_{AWGN}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N A \cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

Avec φ_i la phase de la $i^{\text{ème}}$ porteuse, variable aléatoire de tirage uniforme sur $[0,2\pi[$. Trois méthodes sont alors possibles afin de procéder à la mesure du NPR en sortie de l'amplificateur.

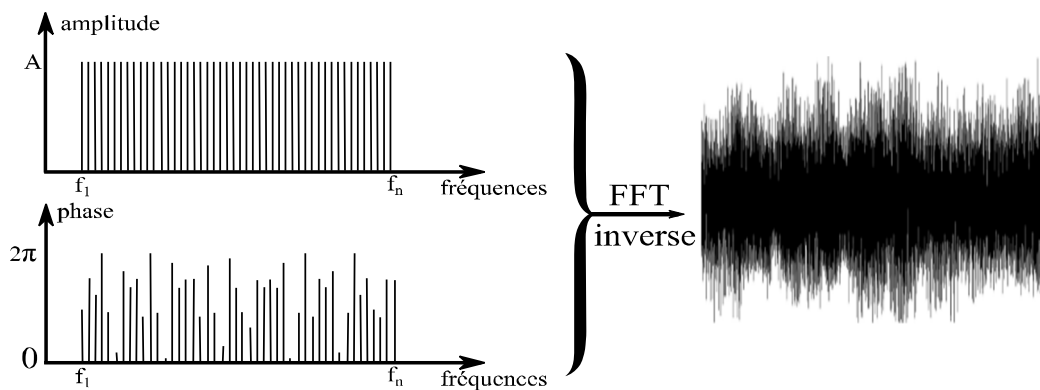


Figure I-34 : principe de la génération numérique du bruit blanc gaussien à bande limitée. La concaténation fréquentielle d'un grand nombre de raies d'équi-amplitude et de phase aléatoire conduit, par transformée de fourrier inverse, à un signal temporel à statistique gaussienne

I.3.2.2.1 La méthode du notch

Afin de procéder à la mesure du niveau des distorsions retombant dans la bande, on procède à la suppression d'un petit nombre de raies au centre du signal précédent, ainsi on imprime un trou (*notch*) dans la répartition fréquentielle générée et occupant une bande notée Δ (en Hz). Cette bande de réjection ne doit évidemment pas modifier la statistique gaussienne du signal temporel résultant, ce qui biaiserait la mesure du NPR. Typiquement cette suppression ne doit pas excéder 5 à 10% du nombre total de raies, mais doit comporter un

nombre suffisant de tons typiquement supérieur à 100, afin de minimiser la variance de la valeur de puissance des produits d'intermodulation retombant dans le trou [Lajoinie 00, Reveyrand 02].

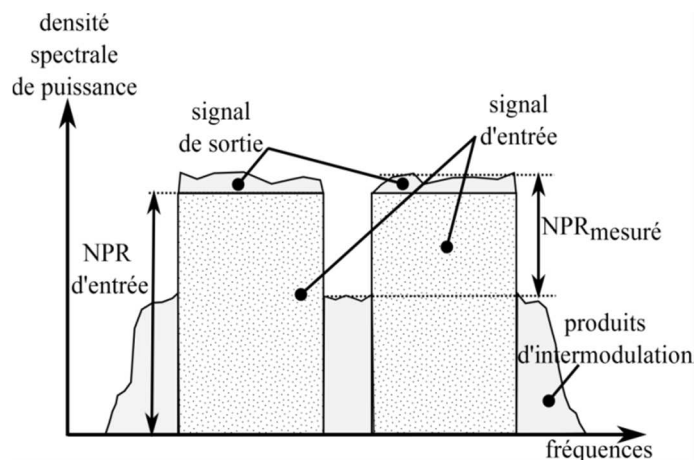


Figure I-35 : méthode du notch pour l'évaluation du NPR en sortie de l'amplificateur de puissance

En sortie de l'amplificateur non-linéaire, les produits d'intermodulation générés retombent dans le trou de largeur Δ , générant une remontée de la DSP dans cette bande. Le NPR_{mes} est alors défini comme étant le rapport entre la puissance dans le trou (I), et celle à l'extérieur du trou (C+I), prise dans la même largeur de bande Δ , directement attenante au trou, mesuré à l'analyseur de spectre. On considère I comme la somme du bruit d'intermodulation et du bruit thermique. En considérant la répartition du bruit d'intermodulation comme plate au centre de la bande, on peut la considérer comme identique dans les bandes d'intégration de C et N [Sombrin 07]. On a alors :

$$NPR_{mes}(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{C + I}{I} \right)$$

En procédant de cette façon, on intègre une partie de la densité de puissance du bruit d'intermodulation dans le signal utile à l'analyseur de spectre. La vraie valeur du NPR, NPR_{vrai} est calculée alors par la relation suivante (en prenant les quantités en linéaire) :

$$NPR_{vrai} = NPR_{mes} - 1 = \frac{C}{I}$$

Il faut aussi noter qu'on ne peut pas, d'après cette mesure de C/I dans le notch, élargir à toute la bande utile du signal la mesure de NPR, puisque les produits d'IMD d'ordres impairs (dans la bande de fréquence des porteuses) ont une répartition concave, donc non plate. Dans le cas d'un grand nombre de porteuses, la variation de puissance entre le centre de la bande (au niveau du notch), et aux bords de la bande présente une décote de 1.76dB [Lajoinie 00]. Cette répartition conduit à définir le C/I moyen dans la bande (C/I total), différent de -1.25dB du C/I mesuré dans le notch (cas le plus défavorable).

I.3.2.2.2 La méthode du gain équivalent

La méthode du notch nécessite par définition la génération d'un grand nombre de tons, afin de disposer d'une variance acceptable dans la mesure de la DSP des produits d'intermodulation dans le trou. Une autre mesure, basée sur la mesure des enveloppes complexes d'entrée et sortie aux accès du module non-linéaire sous test avec un VSA est basée sur la décomposition en composantes corrélées et non-corrélées en sortie de l'amplificateur non-linéaire. Cette méthode présente l'avantage de ne pas nécessiter l'emploi d'un trou fréquentiel dans le signal d'entrée [Sombrin 07].

La décomposition en composantes corrélées et non corrélées à la sortie de la non linéarité permet d'écrire en enveloppe complexe [Gharaibeh 05] :

$$\tilde{s}(t) = \tilde{s}_{cor}(t) + \tilde{s}_{ncor}(t)$$

où $\tilde{s}_{cor}(t)$ est la partie corrélée avec le signal d'entrée et $\tilde{s}_{ncor}(t)$ est la partie non corrélée.

Ce principe suppose l'amplificateur sous-test agissant comme une non-linéarité sans mémoire, décrit par sa fonction de description f_{NL} au fondamental, et reliant les enveloppes complexes d'entrée et de sortie.

$$\tilde{s}(t) = f_{NL}(\tilde{e}(t))$$

On décompose $\tilde{s}_{cor}(t)$ et $\tilde{s}_{ncor}(t)$ comme étant :

$$\tilde{s}_{cor}(t) = (\alpha + \beta)\tilde{e}(t) \quad \text{et} \quad \tilde{s}_{ncor}(t) = \tilde{d}(t) + \tilde{n}(t)$$

avec α le gain linéaire bas niveau et β est la partie corrélée des produits d'intermodulation qui retombent dans la bande, et intervenant soit comme une expansion soit comme une compression du gain [Ooi 12]. $\tilde{d}(t)$ correspond à la partie des bruits d'intermodulation non-corrélée avec le signal d'entrée, et $\tilde{n}(t)$ l'apport du au bruit de mesure et bruit thermique, contient la partie qui n'est pas corrélée avec le signal d'entrée.

La partie $\tilde{s}_{cor}(t)$ corrélée peut être réécrite en :

$$\tilde{s}_{cor}(t) = \gamma\tilde{e}(t)$$

γ est le gain équivalent, calculé d'après la corrélation entre l'enveloppe d'entrée et de sortie, pour un délai particulier qui minimise la partie non-corrélée avec le signal d'entrée :

$$\gamma = \frac{E[\tilde{s}(t)\tilde{e}^*(t)]}{E[\tilde{e}(t)\tilde{e}^*(t)]}$$

La partie non-linéaire de la sortie $\tilde{s}_{NL}(t)$ peut donc être exprimée comme :

$$\tilde{s}_{NL}(t) = \tilde{d}(t) + \beta\tilde{e}(t)$$

Dans le cas d'un système linéaire, en négligeant le bruit thermique et de mesure, l'expression de $\tilde{s}(t)$ se réduit à $\alpha\tilde{e}(t)$. Cette relation devient fautive dans le cas non-linéaire, et il faut écrire alors :

$$\tilde{s}(t) = \tilde{d}(t) + \gamma\tilde{e}(t)$$

$\beta\tilde{e}(t)$ est alors la partie non-linéaire corrélée avec le signal $\tilde{e}(t)$. Cette contribution est celle qui retombe dans la bande utile, sur les mêmes fréquences, et qui compresse le signal utile.

Dans le cas de la mesure du NPR, on considère alors que $\tilde{e}(t)$ est un signal à statistique gaussienne centrée, on peut appliquer le théorème de Busgang, en l'étendant au cas complexe en considérant à la fois la phase et l'amplitude [Medrel 13] :

$$\tilde{s}(t) = \gamma\tilde{e}(t) + \tilde{n}(t)$$

Dans cette expression $\tilde{s}(t)$ est décomposé en une somme d'un terme linéaire (expansion linéaire du signal $\tilde{e}(t)$), corrélé avec le signal d'entrée et noté $\gamma\tilde{e}(t)$, et d'un autre contenant les distorsions, $\tilde{n}(t)$ qui a par définition une corrélation nulle avec le signal d'entrée.

Remarquons que dans le cas d'un signal à statistique gaussienne comme l'est le signal test de NPR, le bruit d'intermodulation retombant dans la bande utile est compté comme entièrement non corrélé avec le signal d'entrée [Rowe 82], il n'y a alors pas de coefficient β contrairement au cas précédent d'une porteuse modulée seule.

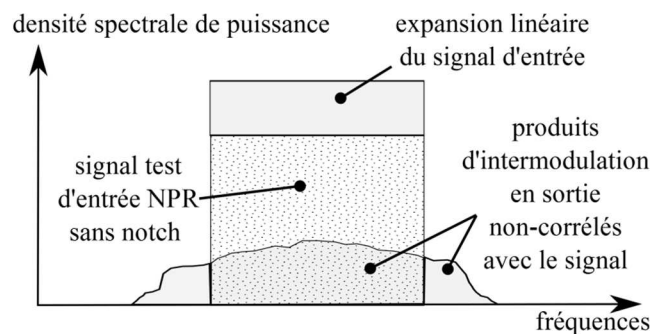


Figure I-36 : méthode du gain équivalent pour le calcul du NPR. On décompose le signal en sortie de l'amplificateur RF comme une combinaison d'une partie corrélée avec l'entrée (expansion linéaire du signal d'entrée) et une partie non-corrélée (produits d'intermodulation)

Le NPR, défini comme le rapport entre le signal utile et le bruit d'intermodulation en sortie de l'amplificateur, peut alors en être déduit :

$$NPR = \frac{C}{I} = \frac{E[(\tilde{y}(t) - \tilde{n}(t))(\tilde{y}(t) - \tilde{n}(t))^*]}{E[\tilde{n}(t)\tilde{n}^*(t)]}$$

Avec $\tilde{n}(t) = \tilde{s}(t) - \gamma\tilde{e}(t)$

Cette méthode permet d'avoir la valeur vraie du NPR définie par la méthode précédente du notch, dans une bande d'intérêt notée Δ , sans la nécessité de l'impression d'un trou au centre de la bande :

$$NPR(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{f_i \in \Delta} |\gamma E(f_i)|^2}{\sum_{f_i \in \Delta} |S(f_i) - \gamma E(f_i)|^2} \right)$$

I.3.2.2.3 Accès à la valeur du NPR par un analyseur d'EVM

La mesure consiste à venir placer dans le notch une porteuse modulée numériquement, jouant le rôle d'une sonde, et dont la présence ne modifie pas la puissance et la statistique du signal total [Sombrin 07]. Le bruit d'intermodulation retombant sur la porteuse modulée vient alors dégrader le SNR du signal.

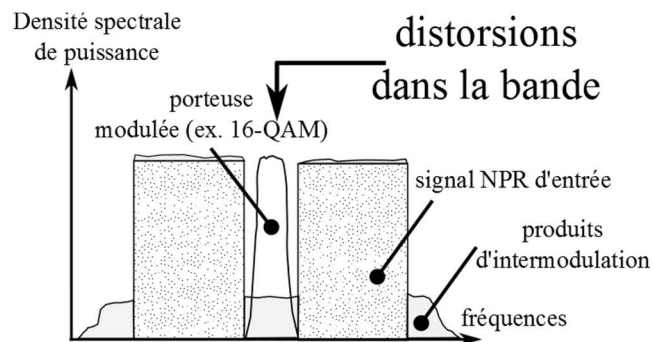


Figure I-37 : principe de la mesure du NPR par la mesure de la dégradation de l'EVM d'une porteuse modulée au centre de la bande

On mesure l'EVM sur cette porteuse démodulée, derrière le filtre de réception. La mesure de cette dégradation peut être directement liée à la mesure de NPR dans le plan du récepteur. Le bruit d'intermodulation propre de la porteuse doit être négligeable devant celui ramené par le signal total. On s'assurera notamment d'avoir une erreur (EVM, MER) très faible en l'absence du signal NPR.

On travaille dans la même bande de réception, le même filtre est utilisé pour le bruit d'intermodulation et le signal utile. Dans le cas d'une porteuse modulée numériquement, c'est dans la bande de réception du filtre adapté qu'est faite cette mesure. Cette mesure fera l'objet d'un développement spécifique au cours du chapitre 3. On montre que la mesure de l'EVM sur la porteuse modulée insérée dans le notch est alors reliée au NPR par [Sombrin 11] :

$$NPR_{filtré\ dans\ la\ bande}(dB) = 40 - 20 \log(EVM.V) - 10 \log(R)$$

Avec V le facteur de forme défini section I.3.1.3, et R le rapport entre la densité spectrale de puissance du bruit blanc NPR et la densité de puissance de la porteuse modulée insérée dans le notch.

Bien que fondamentalement différentes, ces trois définitions reposent sur le fait que le bruit d'intermodulation correspond à la plus petite partie du signal de sortie non-corrélée avec le signal d'entrée, le NPR étant le rapport, en linéaire, entre la puissance de la partie non-corrélée du signal de sortie avec le signal d'entrée et celle de la partie non-corrélée :

- pour la méthode classique du notch, on mesure le bruit d'intermodulation dans une bande de fréquence où le spectre d'entrée est nul, leurs supports fréquentiels étant disjoints, la corrélation entre le bruit mesuré dans la bande Δ et le signal à l'entrée est nulle. C'est une non-corrélation forte, dans le sens où elle est nulle quel que soit le retard entre le signal d'entrée et le bruit.
- Pour la méthode du gain équivalent, le gain équivalent est calculé tel que la partie restante non-corrélée avec le signal d'entrée (le bruit d'intermodulation) soit la plus faible possible.
- Par la méthode de la mesure de l'EVM en sortie de l'amplificateur non-linéaire, les échantillons récoltés en sortie du filtre de réception résultent d'une optimisation réalisée en interne par l'appareil afin de minimiser l'erreur quadratique moyenne sur l'ensemble des symboles reçus, en amplitude et en phase, par rapport à la constellation idéale. L'erreur restante correspond alors directement à l'apport du bruit non corrélé avec le signal idéal. Nous reviendrons plus en détail dans le chapitre III sur la mesure de l'EVM effectuée par l'appareil.

I.4 Conclusion

Ce premier chapitre a permis de mettre en avant les principaux enjeux relatifs à l'émission de signaux de télécommunication de puissance. Avec comme trame de fond le contexte multi-utilisateurs (techniques d'accès multiples TDMA, FDMA et CDMA) et les notions d'interopérabilité et de reconfigurabilité des nouveaux systèmes communicants (systèmes multi-bande, associant sur une même puce différents standards), l'optimisation conjointe des performances en terme de consommation et de linéarité de la partie analogique de puissance est fortement contrainte. L'accent a notamment été mis sur l'amplificateur de puissance, et son impact sur les performances finales d'efficacité énergétique et spectrale des systèmes de télécommunication.

Pour un fonctionnement à haut rendement, la classe B a été mise en avant pour sa simplicité et ses fortes potentialités (notamment pour la technologie GaN) pour trouver un compromis rendement-linéarité. Le contrôle adaptatif du point de polarisation de grille au voisinage de la classe B fera l'objet du cœur de ces travaux de thèse, décrit au chapitre IV, et permettant une réalisation pratique réelle.

La validation des performances, notamment en terme de linéarité, du démonstrateur proposé fera usage du développement d'un banc spécifique, présenté au chapitre III. Ce banc et la méthodologie d'optimisation des performances de l'amplificateur s'appuiera fortement sur des facteurs de mérite et des critères visuels d'optimisation qui ont fait l'objet de la description des critères de linéarité proposée en fin de ce chapitre I.

**(II) La technologie GaN pour l'amplification de puissance
et les architectures à haut rendement associées**

II.1 Introduction

L'étage final d'amplification de puissance RF, avec au cœur de celui-ci, le transistor de puissance, est une partie critique dans les systèmes de communication modernes. Comme cela a été vu au cours du premier chapitre, il impacte de façon prépondérante les performances en rendement et en linéarité globales de l'architecture. Les schémas de modulation à haute efficacité spectrale, requis pour l'augmentation du débit des liaisons, imposent la linéarité comme le critère dominant. L'efficacité énergétique de l'amplificateur, quantifiée par la PAE, est la seconde contrainte devant arriver en tête dans le cahier des charges, car il impacte directement le coût de l'architecture, augmente la durée de vie des batteries dans les systèmes, simplifie grandement la gestion thermique de la cellule active, et permet d'améliorer la fiabilité des éléments actifs.

Au travers de la littérature relative à la transmission d'information au sens large, on peut distinguer trois voies possibles, progressant en parallèle, afin d'améliorer les performances globales des systèmes : d'une part, l'optimisation de la couche physique, que nous n'aborderons pas dans ces travaux. Cette approche, en amont de la partie analogique, consiste à travailler sur l'onde émise, afin d'optimiser la forme temporelle pour relâcher une ou plusieurs contraintes liées à l'amplification (algorithmes de réduction du PAPR, techniques d'étalement spectral, techniques de codage et de modulations par exemple). La seconde voie est le développement des filières technologiques de fabrication des semi-conducteurs. Depuis les années 90, de nouveaux matériaux sont à l'étude dans les laboratoires de recherche, ouvrant la voie à d'importantes améliorations des performances en tenue en puissance et en fréquence avec l'arrivée à maturité des matériaux grand gap. Enfin, la dernière approche est liée au développement des outils et des méthodes de conception RF. Elle conduit à l'optimisation des conditions de fonctionnement du transistor, par l'utilisation des classes de fonctionnement à haut rendement (F, F¹, E, ...), ainsi qu'au développement de solutions d'amplification dites intelligentes (*smart power*) que nous allons présenter.

Dans ce chapitre, une description succincte du transistor à effet de champ HEMT et la technologie à base de nitrure de gallium (GaN) dans le contexte de l'amplification de puissance est présentée. La présentation de trois des principales techniques relevées dans la littérature relative à l'amplification de puissance linéaire à haut rendement des signaux modulés à enveloppe variable est faite : la topologie Doherty, l'architecture EER (*envelope elimination and restoration*) et enfin la technique d'ET (*envelope tracking*).

II.2 Le transistor GaN pour les applications de puissance

II.2.1 Le Nitrure de Gallium

Depuis les années 80, les tubes microondes ont progressivement laissé la place aux transistors à état solide (*SSPA : solid state power amplifier*) dans des domaines de plus en plus variés. Cela se justifie notamment dans les applications grand public par l'avantage qu'offre l'automatisation complète, à forte intégration, du procédé de fabrication. Le développement des nouvelles filières technologiques utilisant des matériaux « III-V », de la troisième et la cinquième colonnes du tableau périodique des éléments, depuis le milieu des années 90 rend maintenant possible l'obtention de performances en puissance intéressantes [Kawano 05, Wu 06]. Parmi les matériaux grands gaps, le nitrure de gallium (GaN), grâce à ses propriétés électriques et thermiques intrinsèques se présente comme un excellent choix pour les applications microondes de puissance à l'état solide. On rappelle ci-dessous ses principales caractéristiques physiques.

- **hauteur de bande interdite, champ de claquage et densité de porteurs intrinsèque** : la bande interdite (ou gap), différence de hauteur énergétique entre le bas de la bande de conduction et le haut de la bande de valence, définit la quantité d'énergie E_G à apporter à un électron de la bande de valence pour qu'il passe dans la bande de conduction, et participe ainsi au courant de conduction. Du fait de sa grande bande interdite électronique (3.4eV), le GaN présente naturellement un champ de claquage E_C élevé à partir duquel intervient le phénomène de claquage destructif du diélectrique et sa mise en conduction. On montre que l'on a :

$$E_C \propto E_G^{3/2}$$

Ceci permettant aux composants GaN de développer de la puissance sous forte tension, ce qui présente un intérêt pour des applications en électronique de puissance. Ce gap important assurera également d'une part une faible densité de porteurs intrinsèque, et ce même à forte température, et d'autre part, de faibles courants de fuite. Du fait de la modification des paramètres de maille du réseau cristallin avec la température, la valeur du gap E_G aura tendance à diminuer avec une augmentation de la température. Les performances en tenue de tension (claquage, avalanche) seront donc dégradées par une température trop importante du composant GaN.

- **mobilité et vitesse des porteurs** : à l'équilibre thermodynamique, les porteurs libres (électrons et trous) disposent d'un libre parcours moyen dans le réseau cristallin. Leur mobilité μ_0 est alors indépendante du champ électrique appliqué, et conduit à définir la vitesse de dérive thermique :

$$\vec{v} = \pm \mu_0 \cdot \vec{E} \text{ avec } \mu_0 (m^2V^{-1}s^{-1}) = q\tau/m *$$

q est la charge élémentaire, τ le temps de relaxation, m^* est la masse effective des porteurs.

Lorsque le matériau est soumis à l'action d'un champ électrique intense, la vitesse des porteurs atteint une limite v_s . La mobilité des porteurs est alors fonction de l'intensité du champ appliqué :

$$\vec{v} = \pm\mu(E).\vec{E}$$

Cette saturation provient de l'interaction à l'échelle atomique entre le réseau cristallin et les porteurs de charge, conduisant à une diminution de la mobilité des porteurs. Cette vitesse de saturation élevée dans le GaN, le prédispose naturellement aux applications haute fréquence. La mobilité des porteurs libres dans les dispositifs GaN est dégradée par l'augmentation de la température, du fait de la modification du réseau cristallin. On aura donc une vitesse plus faible des porteurs pour une température élevée, se traduisant par une diminution du courant.

- **conductivité et résistivité électriques** : on définit la conductivité σ (S/m) et la résistivité électriques ρ ($\Omega.m$) d'un semiconducteur par :

$$\sigma = q(n\mu_n + p\mu_p) \quad \text{et} \quad \rho = 1/\sigma$$

Ces grandeurs définissent les pertes (par conduction) au sein des éléments passifs diélectriques. Plus la résistivité sera grande, plus les courants de fuites seront faibles dans le substrat. La modification de la mobilité des porteurs par l'augmentation de la température induit, ici aussi, un effet préjudiciable sur la conductivité. Une augmentation des pertes par auto-échauffement se produit donc au sein du barreau semiconducteur.

- **conductivité thermique** : la conductivité thermique K caractérise la capacité du matériau à transmettre la chaleur par conduction. Celle-ci varie sensiblement en fonction de la température. La conductivité thermique est la contribution au niveau atomique de deux origines distinctes : le mouvement des porteurs libres, et la structure du réseau cristallin à l'équilibre thermique. De ce fait, un matériau possédant une forte conductivité thermique, aura une bonne conductivité électrique. Un matériau ordonné à l'échelle atomique comme un cristal (diamant) possèdera une meilleure conductivité thermique qu'un matériau amorphe (verres). La structure de l'épitaxie utilisée et les méthodes pour évacuer la chaleur (choix de matériaux à forte conductivité thermique, utilisation de pont thermique, amincissement du substrat, report flip-chip de la zone active...) permettent une gestion thermique optimale afin d'évacuer les calories hors de la zone active.
- **principales figures de mérite** : afin de représenter de façon comparative les performances en puissance aux hautes fréquences, diverses figures de mérite existent pour le choix d'une technologie. Citons par exemple les deux principales : JFM (*Johnson's Figure of Merit*) et BFM (*Baliga's Figure of Merit*).

$$JFM = \frac{E_C v_s}{2\pi} \quad BFM = \varepsilon_r \mu_n E_C^3$$

E_C est le champ critique, v_s la vitesse de saturation des porteurs libres, ε_r est la constante de permittivité relative diélectrique, et μ_n la mobilité des électrons dans le matériau. La table ci-dessous donne les ratios JFM et BFM, normalisés par rapport au silicium, pour les principales technologies utilisées pour la puissance aux hautes fréquences [Charbonniaud 05]. Elle met notamment en avant la forte valeur du champ E_C , la plus grande vitesse de saturation et la meilleure conductivité thermique pour le GaN par rapport au Si et à l'AsGa, se traduisant par une figure de mérite normalisée JFM_{Si} respectivement 17 et 22 fois plus élevée que celles de l'AsGa et du Si.

matériau	ε_r (F/m)	μ_n (cm ² /V.s)	E_C (MV/cm)	v_s (10 ⁷ cm/s)	$K_{@300^\circ K}$ (W/cm.K)	T_{max} (°C)	$\frac{JFM}{JFM_{Si}}$	$\frac{BFM}{BFM_{Si}}$
Si	11.8	1350	0.3	1	1.5	300	1	1
AsGa	12.5	8500	0.4	1	0.45	300	1.3	15.8
GaN	9	900	3.3	2	1.9	700	22	676.8

II.2.2 Le transistor HEMT GaN : brique de base pour l'amplification de puissance

Le principe de fonctionnement du transistor HEMT AlGa_xN/GaN repose sur l'utilisation d'une hétérojonction entre deux matériaux de gaps différents. L'effet transistor est alors obtenu par le contrôle de la concentration des porteurs dans le canal, à l'interface entre les deux matériaux, au moyen de l'électrode de grille. Une vue en coupe simplifiée d'une structure HEMT AlGa_xN/GaN est représentée à la figure II-1.

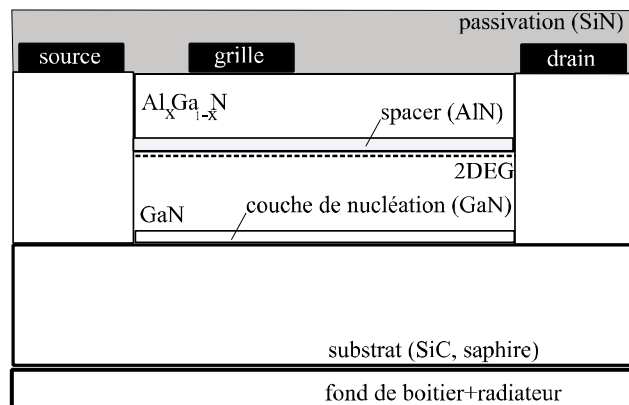


Figure II-1 : vue en coupe simplifiée de la structure de base d'un HEMT AlGa_xN/GaN

Le substrat, constitué d'un matériau ayant d'excellentes propriétés thermiques (SiC) est brasé sur un support thermique en métal (fond de boîtier), permettant l'évacuation finale des calories au moyen d'un radiateur. Sur ce substrat, on fait croître par nucléation une couche, destinée à accueillir la croissance épitaxiale du GaN, puis celle de l'AlGa_xN. Une couche d'AlN (spacer) est enfin « insérée » afin de minimiser l'interaction entre le canal et les ions donneurs présents dans la couche d'AlGa_xN [Wosko 13].

A l'équilibre thermodynamique, les niveaux de Fermi des deux matériaux (AlGaN/GaN) s'alignent, résultant en une discontinuité des bandes de valence et de conduction à l'interface. Cette discontinuité est à la base de la création d'un minimum local de l'énergie potentielle pour les électrons, ceux-ci se retrouvant piégés dans le puits de potentiel très étroit ainsi créé à l'interface, jouant le rôle du canal [Mathieu 01]. Les dimensions de la zone active étant de l'ordre du nanomètre, ce sont alors les effets quantiques qui sont mis à profit pour le transport des électrons : ceux-ci se déplaceront préférentiellement de façon parallèle au plan des couches (dans l'interface), formant alors un gaz d'électrons bidimensionnel (*2DEG : 2 dimensions electron gaz*), localisé à l'interface AlGaN/GaN.

Sans entrer davantage dans le transport des électrons dans ce type de structures, qui ne fait pas l'objet de ce travail, on peut cependant qualitativement préciser que certains paramètres importants sont affectés par le confinement des électrons dans le puits quantique, ce qui permet notamment l'obtention d'une très grande mobilité électronique, conduisant à une forte densité de courant en haute fréquence. On contrôle la conductance du canal ainsi formé par le contrôle de la densité superficielle d'électrons avec l'électrode de grille. Toutes les propriétés intrinsèques du nitrure de gallium, associées à l'utilisation d'une hétérostructure à la base de la création d'un canal à très haute mobilité, contribuent à l'obtention de performances intéressantes du transistor HEMT de puissance, brique de base de la cellule active. Citons parmi celles-ci :

- **densité de puissance [W/mm]** : représente la puissance en sortie du transistor par unité de développement de grille. Ce paramètre facilite la comparaison entre transistors de technologies, tailles et procédés différents. L'augmentation de la densité de puissance maximale passe nécessairement par l'augmentation du courant de canal admissible I_{DSS} et de la tension d'avalanche V_{DSmax} . Des densités de puissance de l'ordre de 30-40W/mm ont été atteintes, se plaçant plus d'un ordre de grandeur au-dessus des performances de l'AsGa [Mishra 08].
- **adaptation de sortie** : l'un des points critiques dans l'utilisation des transistors microondes de puissance réside dans leur adaptation de sortie. A puissance de sortie donnée, l'objectif est d'augmenter l'impédance de sortie. Du fait du fort champ de claquage des composants GaN, la possibilité de développer de la puissance sous forte tension autorise d'une part la polarisation du transistor sous forte tension V_{DS0} , ce qui permet, à puissance de sortie donnée, une diminution des capacités d'entrée/sortie, autorisant une adaptation du composant sur une bande passante plus large, et d'autre part, ceci permet, toujours à puissance de sortie fixée, de faire travailler le transistor avec un cycle de charge moins incliné : l'impédance à synthétiser sera plus haute, facilitant sa conception et minimisant les pertes dans le circuit d'adaptation de sortie.
- **fréquence de transition f_t et fréquence maximale d'oscillation f_{max}** : la fréquence de transition du transistor est définie comme étant la fréquence pour laquelle le module du gain en courant $G_i = |I_{DS}/I_{GS}|$ est égal à l'unité. Cette fréquence est alors :

$$f_t = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}$$

La fréquence maximale d'oscillation du transistor est définie comme étant la fréquence pour laquelle le module du gain maximal en puissance est égal à l'unité. Son expression est :

$$f_{max} = \frac{f_t}{2\sqrt{R_g/R_{ds}}}$$

Des fréquences f_t et f_{max} de l'ordre de 370GHz ont été rapportées [Higashiwaki 05, Yue 12], ouvrant la voie à des applications en gamme millimétrique pour les futures générations de dispositifs.

Bien que très prometteurs, des effets dégradant les performances électriques finales du transistor, intrinsèques au matériau GaN, et notamment à sa maturité actuelle, moins avancée que le silicium ou l'AsGa, peuvent être décrits :

- **les effets de pièges** : Principal sujet d'investigation actuel sur le GaN, ils affectent les performances électriques du transistor, provoquant une décroissance importante de l'excursion maximale du cycle de charge en puissance, par réduction du courant I_{DS} en sortie. Les pièges trouvent leur origine dans différents types de défauts présents dans l'épithaxie, venant de la fabrication du transistor. Ils peuvent alors être séparés selon leur localisation dans la structure : au-dessus de la couche donneuse d'AlGaIn (pièges de surface, activés par un changement de polarisation de grille (effets de gate-lag)), ou bien sous le canal, dans le buffer GaN (pièges de buffer, activés par un changement de polarisation de drain (effets de drain-lag)). D'un point de vue électrique, ces défauts sont des états énergétiques libres capables de capturer des porteurs libres, puis de les réémettre, modifiant la conductivité apparente du canal. Les constantes de temps de capture ($\tau_{capture}$) et d'émission ($\tau_{émission}$) des porteurs libres étant très différentes (typiquement, $\tau_{capture}$ est de l'ordre de la dizaine de ns, et $\tau_{émission}$ est de l'ordre de la ms ou plus), les phénomènes de pièges participent aux effets mémoire BF.
- **la notion de fiabilité et de vieillissement du transistor** : Les HEMT sont sujets à des phénomènes de dégradation dus au stress RF encore mal connus et à investiguer. La difficulté de dissocier tous les mécanismes de défaillance réside dans leur nature statistique et multiphysique, précisément parce que les HEMT AlGaIn/GaN travaillent à de fortes tensions de drain, des champs électriques intenses et des températures élevées. Un fort champ électrique favorisant l'apparition de porteurs dits « chauds », capables de produire le phénomène d'ionisation par impact, principal phénomène de dégradation. Afin de limiter le vieillissement du transistor HEMT GaN on impose une sous-utilisation par rapport aux limites de fonctionnement, notamment sur la tension de polarisation de drain, avec comme conséquence la baisse de la puissance en sortie.
- **les effets thermiques** : Lors de son utilisation, le transistor de puissance est soumis à de fortes contraintes thermiques du fait des densités de puissances atteintes. Celles-ci

provoquent une détérioration des performances intrinsèques du matériau (mobilité des porteurs, conductivité...) provoquant une diminution du courant en sortie par auto-échauffement. L'évacuation de la chaleur en dehors de la zone active vers la face arrière représente une tâche ardue : ses très faibles dimensions, comparativement aux niveaux d'énergie thermique en jeu, nécessitent l'emploi de substrat à très forte conductivité thermique comme le SiC. L'utilisation de multiples chemins de dissipation (l'emploi de couches de passivation avec de bonnes propriétés thermiques, l'amincissement des substrats, ou de nouvelles techniques, comme le report flip-chip à base de nanotube de carbone), sont également des solutions possibles à l'étude. On retrouve toute l'importance de minimiser la puissance dissipée par le transistor, par l'augmentation de son rendement dans l'amplificateur. Au niveau circuit dès la conception, ceci passe notamment par des techniques d'amplification à haut rendement que nous allons présenter.

II.3 Les architectures à haut rendement

L'amélioration des performances de l'amplificateur RF, au travers du développement d'architectures innovantes fait l'objet d'un grand effort de recherche dans de nombreux laboratoires depuis de nombreuses années. Ceci est impulsé notamment par le développement des standards de communication, imposant des conditions de conception sévères sur les performances des chaînes de transmission, et notamment sur l'amplificateur d'émission. Le développement des circuits numériques dédiés (AWG, ADC, FPGA...) et la montée en gamme de l'instrumentation associée à l'amplificateur (générateurs, analyseurs...), conjointement à l'amélioration des performances des composants intégrés pour la gestion de puissance (transistors, diodes, switch...), permettent aujourd'hui de relever le défi imposé par la demande du marché des télécommunications. La figure II-2 représente la nécessaire évolution des solutions d'amplification, imposée notamment par l'augmentation du PAPR des formes d'ondes transmises, relative au développement des standards de communication.

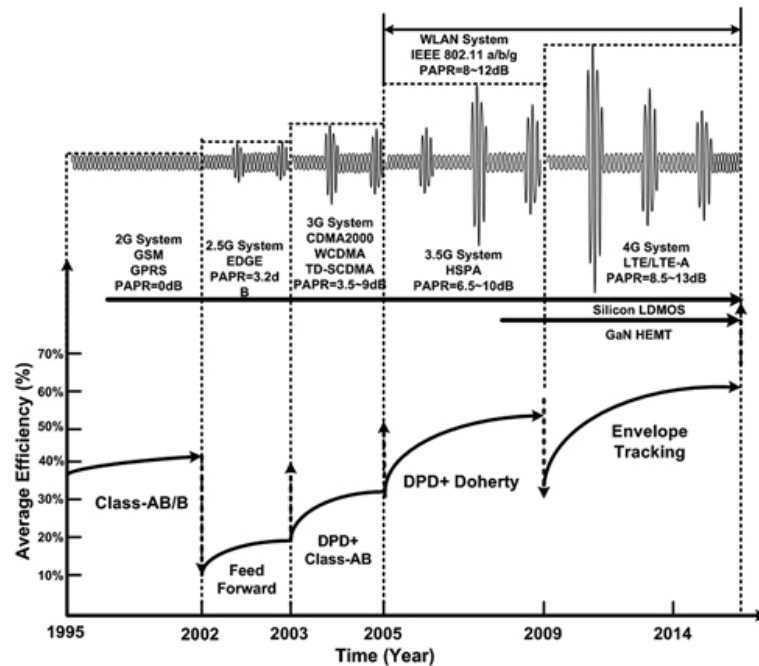


Figure II-2 : évolution des standards de communication et des solutions d'amplification proposées [Wang 14]. Depuis les années 90 et l'apparition sur le marché des systèmes GSM (2G) utilisant la modulation GMSK et des signaux à bande étroite et à enveloppe constante, jusqu'à l'actuelle LTE-advanced (4G), utilisant la technique OFDM et des formats de modulation aussi variés que QPSK, 16QAM ou 64QAM et assurant des bandes passantes jusqu'à 100MHz.

Un tour d'horizon des architectures existantes montre que, de façon à optimiser le rendement énergétique, deux approches différentes sont possibles : l'action sur la polarisation et/ou les impédances présentées, ou bien l'action sur l'enveloppe complexe de modulation du signal.

L'action sur la polarisation et/ou les impédances de fermeture constitue ce que l'on appelle la famille des architectures cartésiennes. Le signal, défini par son enveloppe complexe de modulation (signaux IQ dans le plan cartésien), est traité efficacement par l'amplificateur au moyen d'une modification de ses paramètres extérieurs comme sa polarisation ou les impédances qui lui sont présentées. Parmi celles-ci, citons l'architecture Doherty et la technique d'*envelope tracking* (ET).

Les performances énergétiques de l'amplificateur étant dégradées par les variations d'amplitude de l'enveloppe de modulation, une autre voie, que l'on peut qualifier de polaire, est basée sur la transformation (non-linéaire) de l'enveloppe complexe, généralement effectuée en numérique, en bande de base, au moyen d'un algorithme dédié. A l'issue de cette transformation, on dispose alors de deux voies : l'une (voie RF) à enveloppe constante, contenant la modulation de phase, et l'autre (voie BF) modulée en amplitude. Parmi ces techniques, nous présenterons la technique d'EER (*envelope elimination and restoration*), ainsi qu'un développement plus récent, appelé *pulse polar transmitter*.

II.3.1 Les architectures cartésiennes

II.3.1.1 L'architecture Doherty

II.3.1.1.1 Principe

L'architecture Doherty, proposée par W.Doherty en 1936 [Doherty 36] lorsqu'il travaillait aux laboratoires Bell, est basée initialement sur l'amélioration du rendement électrique des tubes microondes de fortes puissances sous condition de signaux modulés en amplitude. Elle a été appliquée la première fois sur les transistors à l'état solide par F.H.Raab [Raab 87]. Largement étudiée et développée, elle est actuellement la seule solution d'amplification à puissance adaptative à haut rendement couramment implantée dans les émetteurs des systèmes de télécommunication.

Comme il a été vu dans la section I.2.4.3.1.1, les performances du transistor de puissance sont fortement impactées par les impédances de fermeture présentées, notamment en sortie, sur l'accès de drain. Un amplificateur en classe B offre un rendement de drain théorique maximal de 78.5% sur la charge R_{opt} maximisant l'excursion en tension de sortie au fondamental. Si l'excursion RF en entrée présente une diminution d'un facteur p en tension, le rendement chute alors à $78.5/p$, la charge R_{opt} ne suffisant plus à assurer l'excursion maximale en tension. Il faut augmenter sa valeur d'un facteur p pour assurer à nouveau l'excursion maximale, et ainsi retrouver le rendement maximal [Cripps 06]. On peut donc théoriquement maintenir le rendement à son maximum sous condition d'enveloppe variable, à la condition d'assurer la variation de la résistance de charge adéquate : c'est le principe de l'architecture Doherty qui est basée sur la modulation active de la charge vue par le transistor au fondamental.

Le schéma de principe de cette variation de charge est représenté à la figure II-3. On considère deux transistors RF idéaux identiques, représentés par leurs sources de courant pilotées par des signaux en phase V_{GS1} et V_{GS2} .

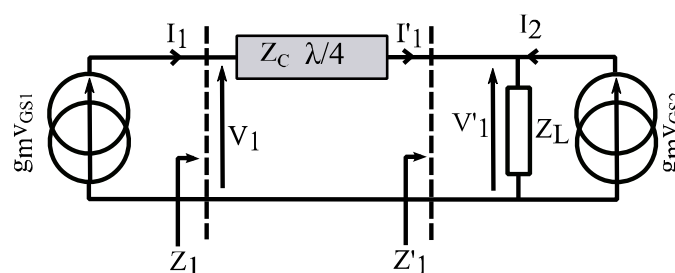


Figure II-3 : principe de variation de la charge active utilisé dans la topologie Doherty. Le second transistor produit un courant à travers Z_L , induisant une augmentation de l'impédance Z_1' . La charge Z_1 vue par le premier transistor au fondamental derrière l'inverseur d'impédance diminue.

L'impédance Z_1' s'écrit :

$$Z_1' = \frac{V_1'}{I_1'} = Z_L \left(\frac{I_1' + I_2}{I_1'} \right)$$

L'impédance vue par la source 1 à travers la ligne quart-d'onde s'écrit :

$$Z_1 = \frac{Z_C^2}{Z_L \left(\frac{I'_1 + I_2}{I'_1} \right)}$$

En contrôlant la phase et l'amplitude du courant I_2 au fondamental, injecté dans la charge par le transistor 2, on peut donc faire varier la charge vue par le transistor 1.

Dans l'architecture Doherty classique, les sorties de deux amplificateurs sont combinées au travers d'une ligne $\lambda/4$ assurant une inversion d'impédance, de telle sorte qu'existe une modulation de charge active profitable. L'amplificateur principal (*carrier*) est alors polarisé en classe B, l'amplificateur auxiliaire (*peaking*), de même taille, en classe C. Il faudra introduire un déphasage en entrée de 90° afin d'assurer une bonne recombinaison au niveau de la charge par l'utilisation d'une seconde ligne $\lambda/4$, ou d'un coupleur 0- 90° . Du fait de l'utilisation de lignes $\lambda/4$, la topologie Doherty est bande étroite par nature, la bonne recombinaison des signaux sur la charge est donc contrainte à la largeur de bande de la modulation. La configuration de l'architecture Doherty est illustrée à la figure II-4.

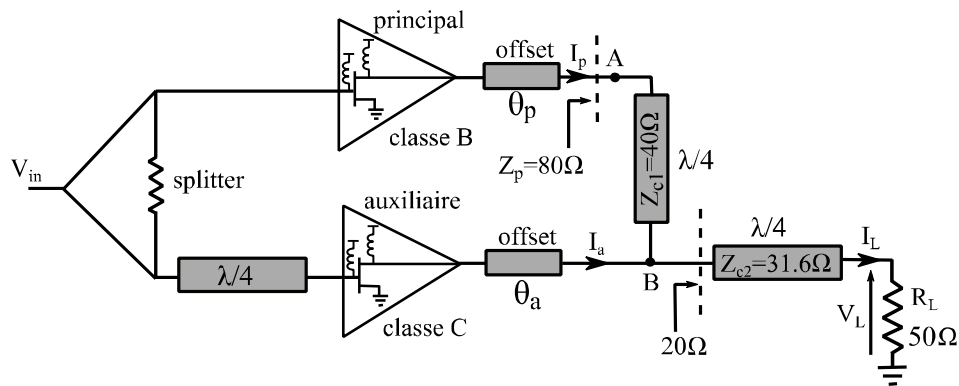


Figure II-4 : topologie générale de l'architecture Doherty

On distingue alors trois zones de fonctionnement :

- Lorsque le niveau d'entrée est faible ($0 < V_{in} < V_{max}/2$), l'amplificateur auxiliaire ne fournit aucun courant, l'amplitude de l'excursion d'entrée étant insuffisante pour le faire passer en conduction (classe C). Il ne consomme pas de puissance DC Il présente alors idéalement un circuit ouvert à la RF (ajout d'un offset fixe θ_a). L'amplificateur principal est seul à produire un courant à travers la charge. La relation entre courant fondamental (I_p) en fonction de l'excursion d'entrée est donc linéaire (classe B). L'impédance Z_p vue par le principal au point A est alors :

$$Z_p = \left(\frac{Z_{C1}^2}{Z_{C2}^2} \right) R_L = \left(\frac{80^2}{63.2^2} \right) 50 = 80 \Omega$$

Ce qui correspond au double de l'impédance optimale R_{opt} optimisant le cycle de charge pour un amplificateur fonctionnant en classe B à son excursion maximale ($I_{DSS}=1.5A$ et $V_{DSmax}=60V$).

- Avec l'augmentation du niveau RF d'entrée, l'amplificateur principal arrive à la saturation. Son rendement de drain est alors maximal (théoriquement, 78.5% pour une classe B). Sur $Z_p=80\Omega$, ceci se produit exactement à $V_{in}=V_{max}/2$, au moment où l'auxiliaire rentre en conduction. Il injecte alors un courant à travers la charge R_L : l'impédance vue au point B augmente. La transformation d'impédance assure une diminution de Z_p . Conjointement à l'augmentation du courant fourni I_p , cette diminution assure notamment que l'excursion maximale en tension en sortie de l'amplificateur principal est maintenue (pour cela, on montre qu'il faut notamment assurer $Z_{c1}=R_{opt}$) et donc qu'il travaille à son rendement maximal pour $V_{max}/2 < V_{in} < V_{max}$: c'est la zone de modulation active par l'auxiliaire de la charge vue par le principal.
- Au maximum d'excursion RF d'entrée, les deux amplificateurs travaillent alors sur la même charge R_{opt} (40Ω), développant une tension maximale à travers la charge. Chacun contribue pour moitié à la puissance totale en sortie. Chacun fonctionnant à son rendement maximal, le rendement maximal de la classe B est à nouveau atteint.

Le tableau ci-dessous résume les valeurs des charges vues par les amplificateurs principal et auxiliaire (Z_p et Z_a) au fondamental :

Excursion d'entrée V_{in}	Z_p	Z_a
$0 < V_{in} < V_{max}/2$	$\left(\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}\right)^2 R_L = 2R_{opt}$	∞
$V_{max}/2 \leq V_{in} < V_{max}$	$\left(\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}\right)^2 \frac{1}{1 + I_a/I_p} R_L$	$\frac{Z_{c2}^2}{R_L} \left(1 + I_p/I_a\right)$
$V_{in} = V_{max}$	$\left(\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}\right)^2 R_L/2 = R_{opt}$	$2 \frac{Z_{c2}^2}{R_L} = R_{opt}$

Le fonctionnement du faible au fort niveau est alors représenté sur le cycle de charge, ainsi que les courant et tension au fondamental aux figures II-5 et II-6 :

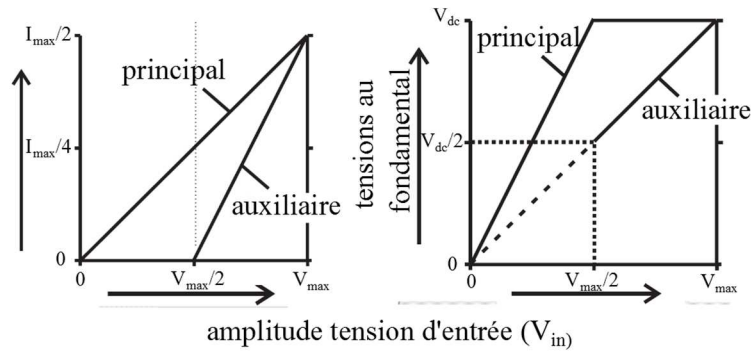


Figure II-5 : représentation des courants et tensions au fondamental sur la charge R_L en sortie de l'amplificateur Doherty [Cripps 06]

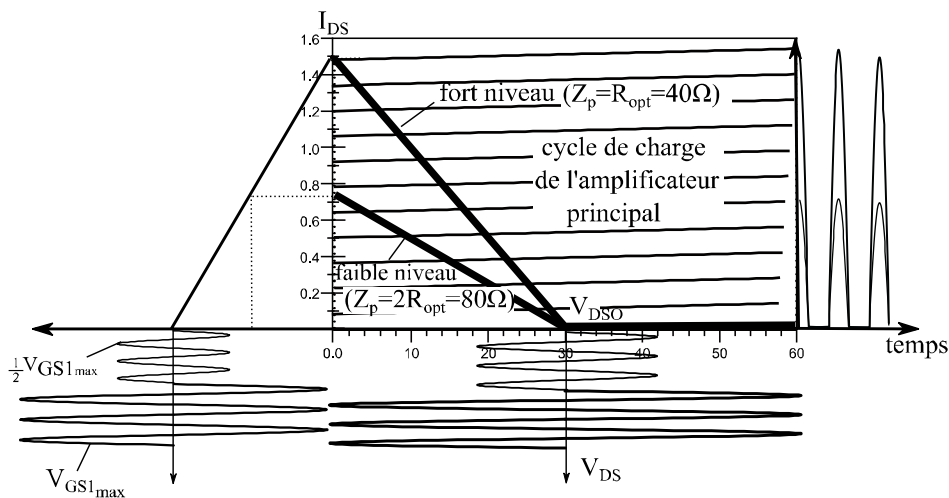


Figure II-6 : représentation du cycle de charge à fort et faible niveaux de l'amplificateur principal (polarisé en classe B). L'excursion de sortie maximale ($V_{DSmax}/2 = V_{DS0}$) en tension est obtenue (sur $2R_{opt}$) à la moitié de l'excursion maximale d'entrée ($V_{in} = V_{max}/2$). A partir de ce point, la mise en conduction de l'auxiliaire provoque alors une diminution de la charge vue par le principal (jusqu'à $R_{opt} = 40\Omega$), assurant le maintien de l'excursion maximale en tension du principal et donc son fonctionnement à rendement maximal

La figure II-7 représente les courbes théoriques typiques de rendement de drain de l'architecture Doherty, utilisant deux transistors identiques (classe B et classe C), comparativement à la classe B classique. Le rendement maximal est atteint une première fois à la moitié de l'excursion ($V_{in} = V_{max}/2$, correspond à une décote en puissance de 6dB par rapport à l'excursion maximale). Dans la zone $V_{max}/2 < V_{in} < V_{max}$, une légère décroissance du rendement apparaît car l'auxiliaire ne produit alors pas encore une excursion en tension de sortie V_a maximale (sa contribution au rendement global étant fonction de la puissance qu'il délivre, le rendement global n'est cependant que faiblement impacté dans la zone de modulation de la charge). Finalement, le rendement maximal est à nouveau atteint lorsque les deux amplificateurs travaillent sur l'excursion de tension maximale, produisant le même courant à travers R_L .

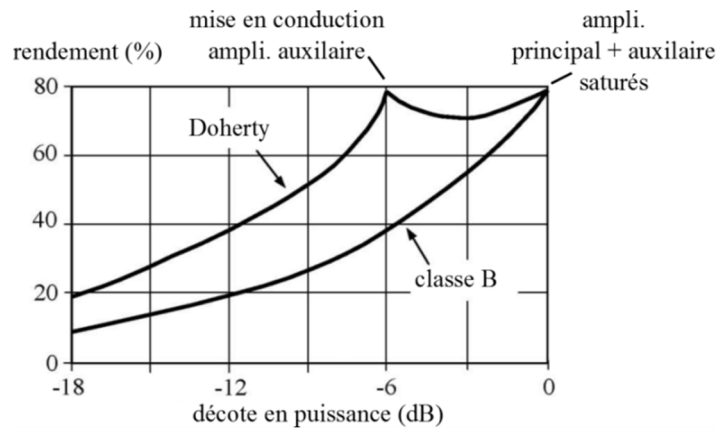


Figure II-7 : rendement de l'amplificateur Doherty utilisant deux transistors identiques (classe B et C), comparativement à la classe B classique [Grebennikov 12].

Dans sa première approche, l'architecture Doherty utilise un transistor polarisé en classe C pour l'amplificateur auxiliaire. En utilisant deux transistors identiques, une polarisation en classe C du transistor auxiliaire le contraint cependant à fournir un courant au fondamental insuffisant pour assurer la modulation de charge nécessaire au principal. L'impédance de charge alors présentée étant trop grande, ceci conduit son cycle de charge à aller excursionner dans la zone ohmique, dégradant alors la linéarité finale. Afin de disposer de courants I_a et I_p identiques à la saturation, on cherche à augmenter la taille de l'auxiliaire. Pour cela, la solution la plus simple est l'utilisation de plusieurs amplificateurs auxiliaires identiques, associés en parallèle, et qui constitue la base de la topologie dite asymétrique.

II.3.1.1.2 Utilisation d'une topologie asymétrique

On montre que le premier pic de rendement peut être déplacé vers la gauche sur la figure II-7, élargissant ainsi la zone à haut rendement, si l'amplificateur principal et l'amplificateur auxiliaire sont de tailles différentes. On utilise alors un amplificateur auxiliaire de taille supérieure au principal grâce à la mise en parallèle de $N-1$ amplificateurs identiques au principal, comme représenté à la figure II-8. La saturation du principal, travaillant sur une résistance de charge NR_{opt} et correspondant à l'apparition du premier pic de rendement, présente alors un écart de $20\log(N)$ par rapport à la puissance maximale pour laquelle les deux amplificateurs sont à la saturation (cf figure II-9). Ceci présente notamment un intérêt pour l'amplification des formats actuels de modulation à haute efficacité spectrale pour lesquels le PAPR des formes d'onde dépasse facilement les 6dB offerts par l'architecture classique.

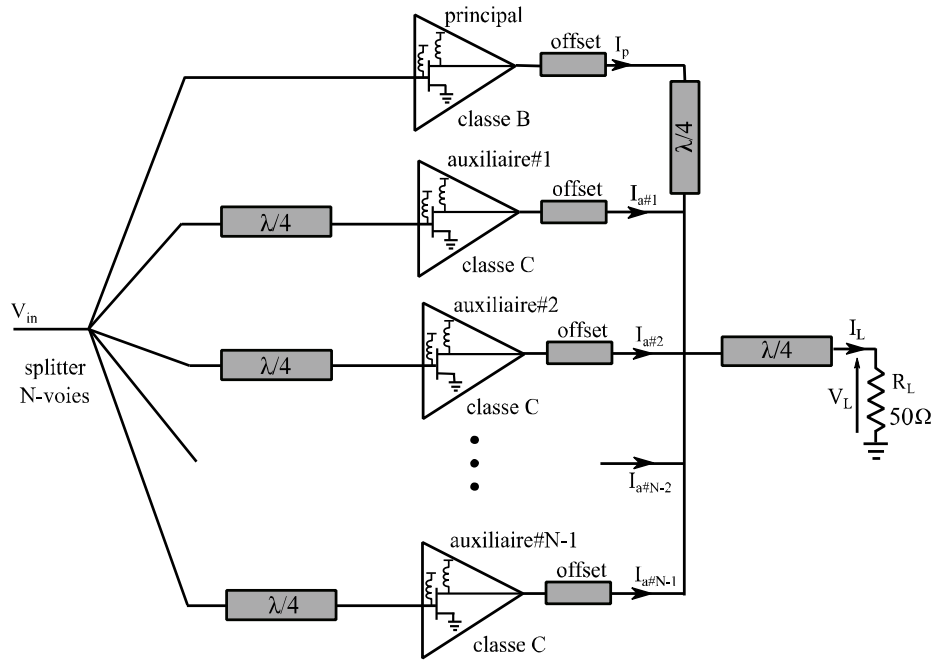


Figure II-8 : utilisation d'une topologie asymétrique afin de disposer d'un amplificateur auxiliaire de taille N-1 fois supérieure

La difficulté réside alors dans l'utilisation du diviseur de puissance N voies dont les pertes d'insertion deviennent importantes, ainsi que la recombinaison des signaux en sortie. Pour cela l'utilisation d'une topologie distribuée, dont la recombinaison des ondes est faite au niveau du transistor, présente un intérêt particulier [Cho 07, Kim 10].

Du fait de l'asymétrie entre les deux voies, cette topologie présentera un écart plus grand entre minimum et maximum de rendement, correspondant à la zone de modulation active de la charge vue par le principal (lorsque les N-1 auxiliaires sont mis en conduction) et ce de façon d'autant plus marquée que le rapport de taille entre l'amplificateur principal et l'amplificateur auxiliaire est important.

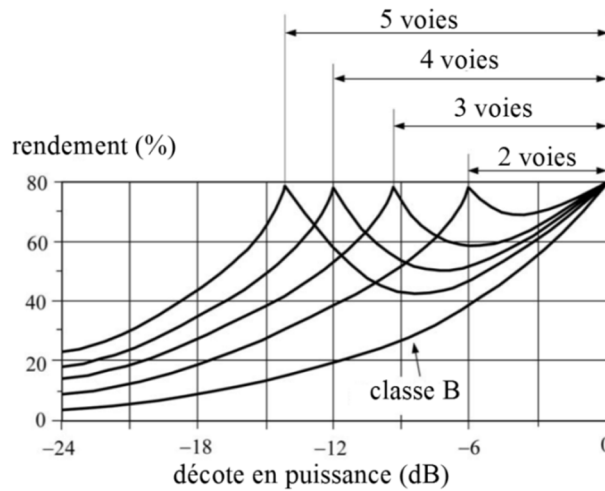


Figure II-9 : rendement de l'amplificateur Doherty utilisant une topologie asymétrique N voies

II.3.1.1.3 Utilisation d'une topologie multi-étages

Dans cette topologie, représentée figure II-10, plusieurs amplificateurs auxiliaires sont combinés afin de prévenir la chute de rendement de l'architecture asymétrique. Bien que plus complexe dans sa conception, cette solution d'amplification sera donc préférée dans le cas où le signal présente un large PAPR. Elle est fondamentalement différente de l'architecture asymétrique, car basée sur l'utilisation de plusieurs amplificateurs auxiliaires de tailles différentes, dont les mises en conduction successives assurent plusieurs zones de modulation de charge actives.

Ainsi, le couple d'amplificateurs principal/auxiliaire#1 fonctionne exactement comme dans l'architecture Doherty classique, et peut être vu comme un seul et même amplificateur. Lorsque les deux commencent à saturer, l'auxiliaire#2 rentre alors en conduction, modulant la charge vue par le couple précédent, et permettant de les maintenir à la saturation. Par récurrence, les mises en conduction successives des $N-1$ amplificateurs auxiliaires assurent ainsi une large zone à haut rendement. Les courbes de rendement en fonction du nombre d'étages sont illustrées à la figure II-11.

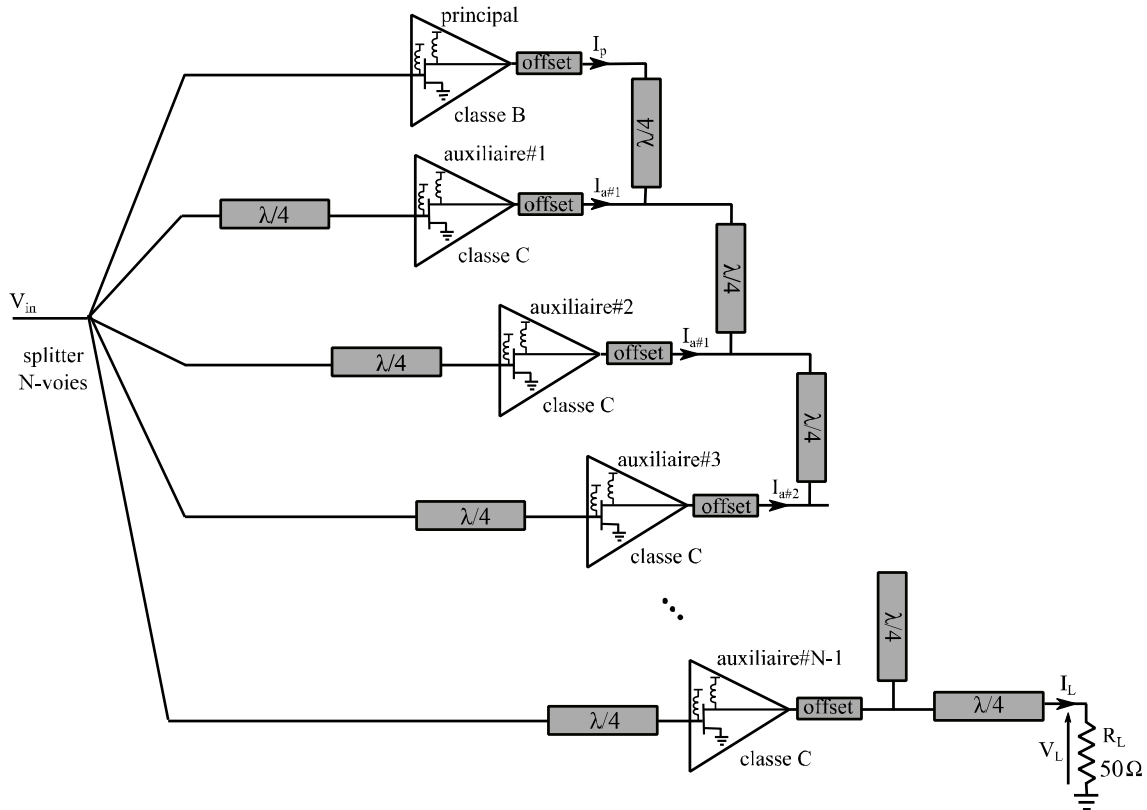


Figure II-10 : structure générale de la topologie Doherty multi-étages

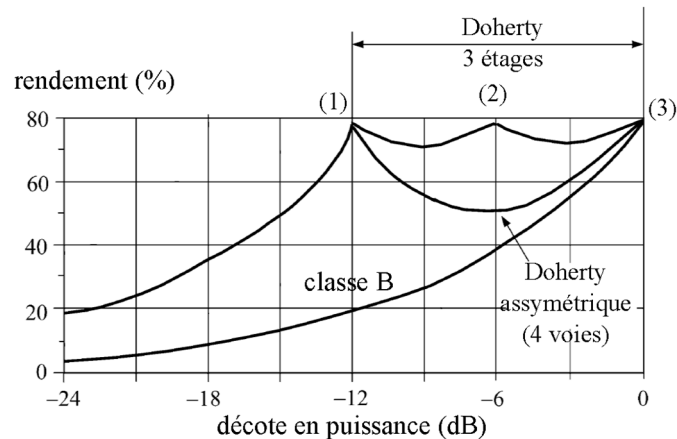


Figure II-11 : rendement de la structure à 3 étages, comparativement à la structure asymétrique. (1) correspond à l'apparition de la saturation de l'amplificateur principal, conjointement à la mise en conduction de l'auxiliaire#1. (2) correspond à la saturation du couple (principal/auxiliaire#1), l'auxiliaire#2 rentre en conduction, il module la charge vue par le couple précédent. (3) correspond au point maximal de puissance, pour lequel tous les amplificateurs sont à la saturation.

II.3.1.1.4 Contrôle adaptatif de la polarisation de grille de l'amplificateur auxiliaire

Une solution relativement simple pour disposer du niveau de courant au fondamental nécessaire à assurer la variation optimale de la charge du principal est proposée dans [Kim 12]. Elle consiste à assister la polarisation de grille de l'amplificateur auxiliaire afin de faire varier dynamiquement sa transconductance selon l'amplitude de la tension d'entrée V_{in} . Une fois l'amplificateur auxiliaire mis en conduction, la tension de polarisation de grille est alors remontée vers la classe AB, augmentant la quantité de fondamental injecté dans la charge. Ce contrôle appliqué sur l'auxiliaire permet l'utilisation de transistor de tailles identiques dans une architecture symétrique, évitant l'utilisation d'un transistor auxiliaire de taille supérieure et la baisse de rendement inhérente à sa sous-utilisation. Le fonctionnement à fort niveau correspond donc à la mise en parallèle de deux transistors identiques, et polarisés similairement.

II.3.1.1.5 Doherty numérique

Dans cette architecture, on génère numériquement, en bande de base, les deux signaux pilotant les amplificateurs principal et auxiliaire. L'amplitude et la phase relatives des deux signaux sont alors contrôlées de façon adaptative, afin d'optimiser le fonctionnement de l'architecture [Darraji 13, Poulton 06]. Par rapport à la solution classique purement analogique avec une seule voie d'entrée, un degré de liberté est alors apporté. Ceci permet de relâcher les contraintes de conception liées à l'impact critique du diviseur de puissance d'entrée, mais également du choix du point de fonctionnement de l'amplificateur auxiliaire.

II.3.1.2 Principe du suivi d'enveloppe : l'envelope tracking (ET)

II.3.1.2.1 Principe

Le niveau de linéarité requis par les formats de modulation à haute efficacité spectrale impose un surdimensionnement à la fois de la cellule de puissance mais également de l'alimentation DC nécessaire à son fonctionnement. L'amplification conventionnelle à alimentation DC fixe souffre d'un manque de rendement lorsque l'enveloppe du signal varie et passe par des valeurs faibles : une grande part de l'énergie DC apportée par l'alimentation est alors dissipée en chaleur.

Comme introduit au paragraphe I.2.4.2.1, le fonctionnement énergétique de l'amplificateur de puissance est décrit mathématiquement par deux variables $P_{\text{sortie}}(P_{\text{entrée}}, V_{\text{DS0}}, V_{\text{GS0}})$ et $I_{\text{DS0}}(P_{\text{entrée}}, V_{\text{DS0}}, V_{\text{GS0}})$, fonctions non-linéaires de trois variables indépendantes qui sont $P_{\text{entrée}}$, V_{DS0} et V_{GS0} . La technique d'ET consiste à augmenter le rendement de l'amplificateur de puissance en ajustant dynamiquement la tension de polarisation de drain V_{DS0} de l'amplificateur selon la puissance instantanée du signal. Une illustration de ce principe est montrée à la figure II-12. En maintenant l'excursion de la tension de drain à la limite de la zone ohmique du transistor, on maintient idéalement l'amplificateur à la compression quel que soit le niveau de puissance RF [Ferguson 13]. Pour un transistor idéal ($V_{\text{DSmin}}=0\text{V}$, pas de zone ohmique), le profil théorique $V_{\text{DS0}}(P_{\text{sortie}})$ est donné par :

$$P_{\text{sortie}} = \frac{1}{2} V_{\text{DS1}} I_{\text{DS1}} = \frac{1}{2} \frac{V_{\text{DS0}}^2}{R_{\text{opt}}}, \text{ soit } V_{\text{DS0}}(P_{\text{sortie}}) = \sqrt{2R_{\text{opt}}P_{\text{sortie}}}$$

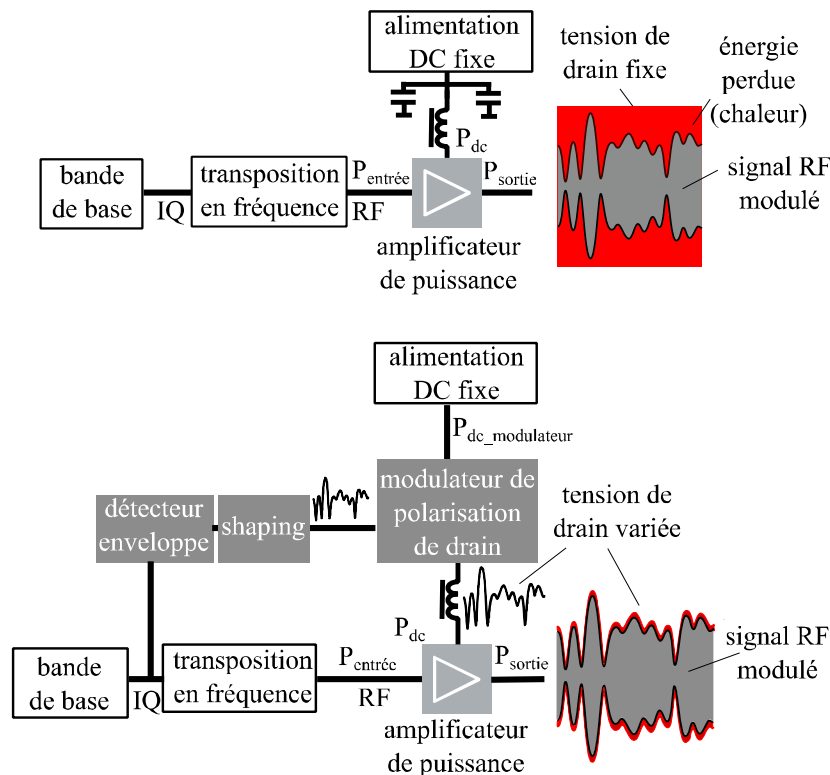


Figure II-12 : amplification classique à alimentation DC fixe (en haut) souffre d'un faible rendement lorsque l'amplitude du signal varie. La surface rouge correspond à l'énergie perdue (sous forme de chaleur). L'architecture générale de la technique de suivi d'enveloppe (en bas) utilise un modulateur de polarisation dont le rôle est de varier dynamiquement la puissance fournie à l'amplificateur

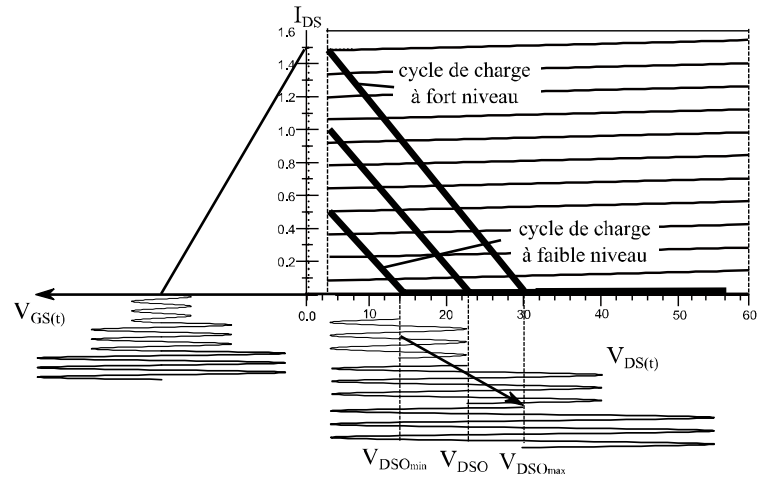


Figure II-13 : représentation de cycle de charge à fort et faible niveaux de l'amplificateur fonctionnant en ET. La tension de polarisation de drain V_{DS0} est adaptée afin d'assurer le maintien à la compression de l'amplificateur : l'excursion en tension $V_{DS}(t)$ est maintenue en limite de la zone ohmique

Le signal d'enveloppe d'entrée est mis en forme (*envelope shaping*) afin d'obtenir les performances souhaitées [Giovannelli 11, Kim 13, R&S-SMW200a 14]. Une table, reliant la tension de drain à l'amplitude de l'enveloppe du signal modulé est déduite de mesures statiques préliminaires. Cette loi assure idéalement le maintien de l'amplificateur à un gain constant compressé. Pratiquement, un compromis entre le lieu des rendements maximum et celui offrant un gain constant doit être déterminé afin d'assurer les spécifications requises, comme illustré figure II.14.

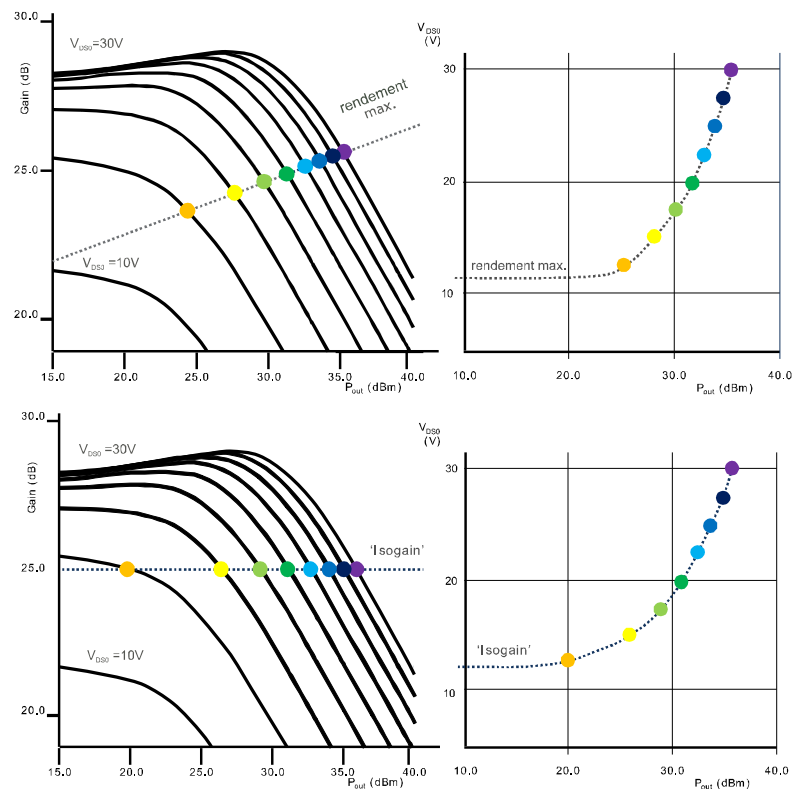


Figure II-14 : lois de commande expérimentales de la tension de polarisation de drain [Baker 11]. La trajectoire de V_{DS0} permet le rendement maximal par le maintien à la compression de l'amplificateur (en haut), ou bien assure un profil de gain constant, et donc une linéarité optimale (en bas)

Un point important de cette technique est de contrôler parfaitement l'alignement temporel entre le signal BF de polarisation et le signal RF afin d'optimiser les performances globales de l'architecture [Drogi 14, Wang 05]. En pratique, le meilleur compromis entre rendement et linéarité doit être, ici aussi, au cœur des considérations, et notamment :

- La loi de variation de V_{DS0} présentera une valeur minimale en dessous de laquelle elle est maintenue constante, empêchant ainsi le cycle de charge d'excursionner dans la zone ohmique, conduisant à de fortes distorsions des profils d'AM/AM et AM/PM.
- La loi ne devra pas présenter de limite abrupte entre la zone à V_{DS0} constant et la zone à V_{DS0} variable, afin de limiter l'élargissement de la bande passante du signal de commande, et de rendre possible et efficace toute procédure de linéarisation par prédistorsion numérique.

En s'appuyant sur la figure II-12, le rendement de l'architecture globale est donné par :

$$\eta_{ET} = \frac{P_{out}}{P_{dc_modulateur}} = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \frac{P_{dc}}{P_{dc_modulateur}} = \eta_{PA} \cdot \eta_{modulateur}$$

Où η_{ET} est le rendement de l'architecture globale, $\eta_{modulateur}$ est le rendement du modulateur et η_{PA} est le rendement de drain de l'amplificateur de puissance avec la technique d'ET. Le rendement final de l'architecture étant le produit des rendements respectifs de l'amplificateur RF et de son modulateur, l'intérêt de disposer de modulateurs à très haut rendement se dégage immédiatement. Comparativement à l'amplificateur travaillant à alimentation constante, la mise en place du suivi d'enveloppe ne présente pas d'intérêt si l'énergie sauvée du côté de l'amplificateur RF est perdue dans le fonctionnement de son modulateur.

Soit $\Delta\eta = \eta_{ET} - \eta_{PA,fixe}$ l'amélioration en rendement apportée par la mise en place de l'ET. $\eta_{PA,fixe}$ étant le rendement de drain de l'amplificateur à alimentation fixe.

La mise en place de l'ET présentera donc un intérêt si :

$$\eta_{ET} \geq \eta_{PA,fixe} \text{ soit seulement si } \eta_{modulateur} (\eta_{PA,fixe} + \Delta\eta) \geq \eta_{PA,fixe}$$

On obtient donc le rendement critique du modulateur :

$$\eta_{modulateur} \geq \frac{1}{1 + \Delta\eta/\eta_{PA,fixe}}$$

L'abaque suivant permet de déterminer le rendement minimal que doit présenter le modulateur de polarisation de drain afin d'assurer une augmentation $\Delta\eta$ du rendement par rapport au cas à alimentation fixe. Ce rendement minimal correspond au pire cas (le plus exigeant pour le modulateur), puisqu'il faut prendre, en fait, le rendement moyen de

l'amplificateur sous polarisation fixe, typiquement avec un back-off de l'ordre du PAPR du signal modulé.

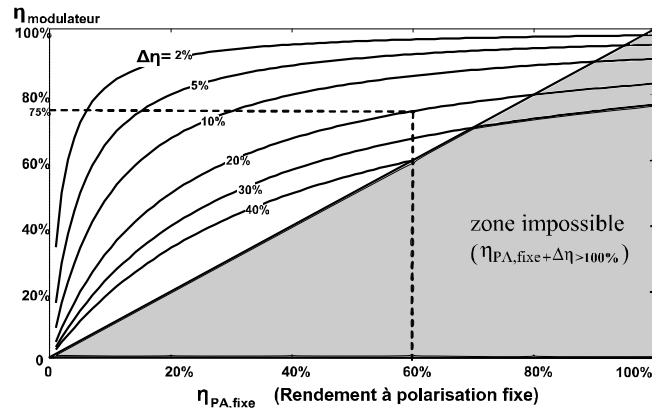


Figure II-15 : abaque donnant le rendement minimal nécessaire du modulateur de drain. Une amélioration $\Delta\eta=20\%$ du rendement apportée sur un amplificateur à 60% de rendement (à polarisation fixe) implique alors la mise en place d'un modulateur ayant un rendement de 75% [Augeau 13, Bouysse]). En signaux modulés, le rendement moyen chute alors, par exemple, avec $\eta_{PA,fixe}=20\%$, et un modulateur présentant un rendement de 50% suffit à assurer cette même augmentation de $\Delta\eta=20\%$.

Le modulateur de drain, agissant idéalement comme une source de tension contrôlée, fournit le courant appelé par la résistance non-linéaire (présentée par l'accès de polarisation de drain de l'amplificateur RF), et se présente comme le cœur du problème. Sa conception est en effet très fortement contrainte. Celui-ci doit, à la fois :

- travailler à très haut rendement, afin d'impacter le moins possible le rendement de l'architecture globale (contrainte en rendement)
- être capable de fournir la puissance nécessaire au fonctionnement de l'amplificateur (contrainte en puissance). Le couplage avec l'amplificateur RF produisant des conditions de charge variables, il doit de plus être capable de répondre aux brusques appels de courant tout en maintenant la tension requise
- être capable de varier rapidement la tension de drain, au rythme de l'enveloppe de modulation (contrainte en bande passante).

Tous ces critères antagonistes font que cette architecture, bien que relativement simple et prometteuse dans son principe, se heurte à de grandes difficultés de réalisation. De par leur difficile couplage, il paraît évident que le modulateur de drain et l'amplificateur de puissance ne doivent pas être dissociés dans leur conception [Hoversten 12] [Popovic 13]. Bien que très peu d'applications commerciales n'existent à ce jour [Nujira 14, Qualcomm] (majoritairement développées par les leaders dans le marché comme Qualcomm ou Nujira), de nombreux efforts de recherche portent actuellement sur l'implémentation de solutions d'ET dans les émetteurs RF [Hong 13, Theilmann 13]. Des standards portant sur le modulateur de polarisation apparaissent, comme la spécification eTrak, mise en œuvre par le conglomérat MIPI regroupant les grands acteurs internationaux du domaine. Celle-ci concerne l'interfaçage analogique du modulateur d'enveloppe utilisé dans l'architecture (en terme de

signaux, d'impédance, de gain etc...), afin d'assurer une plus grande interopérabilité dans le développement de l'ET [R&S-SMW200a 14], [Wang 14].

Il faut remarquer que les spécifications classiques, requises pour le fonctionnement conventionnel de l'amplificateur à alimentation fixe, vont à l'opposé du fonctionnement en ET :

- Dans le circuit de polarisation de drain de l'architecture classique, un ensemble de capacités de différentes tailles et technologies est placée avant la self de choc. En présentant une impédance basse à l'amplificateur dans la bande de modulation, elle assure le maintien d'une tension V_{DS0} fixe lors des brusques appels de courant. D'autre part, elles assurent la stabilité du transistor en imposant une impédance basse dans la bande de fréquence comprise entre la modulation et la bande RF.
- Dans le cadre de la technique d'ET, la tension de drain doit pouvoir varier rapidement, ceci requiert de limiter tout effet capacitif sur le circuit de polarisation. Le modulateur, en contrepartie, doit assurer une impédance basse vis-à-vis de l'amplificateur sur une large bande.

Bien que la taille des transistors utilisés pour une application soit fixée par les niveaux de puissance requis, l'utilisation de la technique d'ET permet, à taille équivalente, l'obtention d'une plus grande puissance moyenne de sortie. En effet, le maintien à la compression de l'amplificateur assure une forte diminution de la température au sein du composant actif. Comme il a été rappelé à la section II.6, la densité de puissance admissible est notamment fonction de la température interne du canal, et on pourra augmenter la densité de puissance en travaillant à température plus faible. Ainsi, le bénéfice est double : tout en assurant une diminution de la puissance dissipée par la puce, on augmentera la puissance moyenne de sortie de l'amplificateur.

II.3.1.2.2 Travaux récents

Il n'est pas choisi ici d'établir une liste exhaustive des nombreuses publications relatives à la technique d'ET, mais plutôt de présenter quelques développements relativement récents, montrant les tendances actuelles orientant la recherche. Une focalisation sur la principale architecture de modulateur de polarisation, largement publiée et faisant toujours l'objet d'importantes études, est tout d'abord présentée : l'*hybrid switching amplifier* (HSA).

II.3.1.2.2.1 Modulateur de polarisation hybride - *Hybrid Switching Amplifier* (HSA)

Une solution, destinée initialement à des applications audio dans [Yundt 86], dont l'idée a été transposée dans [Ertl 97], propose de combiner les avantages d'un étage linéaire, par définition large bande et à faible rendement, fournissant les variations rapides de courant, avec les potentialités en rendement d'une topologie commutée, travaillant dans la bande DC-BF. L'association des deux étages permettant de tirer parti des avantages de chacun, offrant un modulateur large bande et à haut rendement. Ce principe trouve immédiatement un intérêt

dans la technique d'ET, et fait encore l'objet de nombreuses publications. Différentes possibilités de combinaison entre les deux parties ont été étudiées en sortie, sur la charge, conduisant à trois différentes classes de topologie [Wang 14].

La combinaison série (*Serial Hybrid*), revient à appliquer un contrôle dynamique de la puissance apportée à l'étage linéaire au moyen de l'étage de commutation, améliorant ainsi son rendement. Le modulateur linéaire étant directement connecté à la charge, la combinaison série se présente comme large bande et linéaire par nature.

Plus utilisée que la combinaison série, la combinaison parallèle (*Parallel hybrid*) des deux étages sur la charge est représentée à la figure II-16. Une contre-réaction est utilisée, de telle sorte que le courant fourni (ou absorbé) par l'étage linéaire est minimisé. Celui-ci fournit les variations rapides de l'enveloppe et contrôle le fonctionnement de l'étage en commutation, qui fournit alors la majorité de la puissance à la charge (la valeur moyenne de l'enveloppe, contenant la majorité de la puissance du signal [Ertl 97]). Le rendement global de la combinaison parallèle n'est impacté que dans une faible mesure par le rendement de l'étage linéaire, du fait que ce dernier ne travaille que sur une faible portion de l'enveloppe.

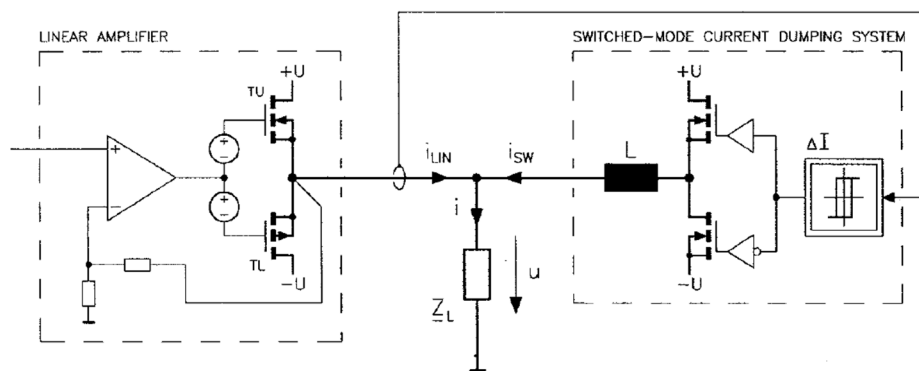


Figure II-16 : représentation de la topologie HSA parallèle dans laquelle les étages linéaire et commuté sont connectés en parallèle sur la charge.

Bien que pertinente dans son principe, la principale cause de baisse de rendement dans la topologie HSA parallèle provient de la mauvaise utilisation du courant délivré par le modulateur : le courant fourni par la partie commutée (switch current, I_{sw}) est en général supérieur au courant appelé par l'amplificateur (load current, I_{load}). Cet excès de courant (I_{sink}) est alors dissipé, et ne sert pas à l'amplification, comme représentée à la figure II-17.

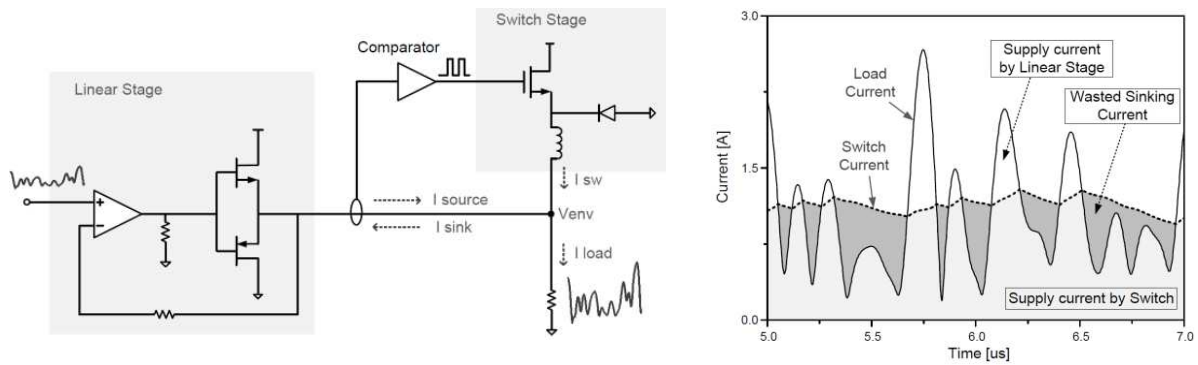


Figure II-17 : représentation des courants fournis par les différentes parties dans l'architecture HSA. Le courant I_{sink} est alors la principale cause de pertes énergétique du modulateur.

[Kim 11] démontre que ce problème est contourné par l'utilisation d'une polarisation plus haute de l'amplificateur (classe AB au lieu de B). Le courant moyen alors appelé est supérieur, le courant I_{sink} diminue et le rendement global augmente. Les techniques usuelles de mise en forme de l'enveloppe, permettant la réduction de son PAPR permettent ici aussi une meilleure utilisation du courant fourni. L'idée générale étant d'utiliser un minimum l'amplificateur linéaire, et donc de profiter du rendement important de l'étage en commutation.

Des évolutions de l'architecture HSA parallèle ont été apportées. Citons parmi celles-ci [Kim 11]. Elle concerne l'utilisation de plusieurs niveaux de commutation grâce à l'utilisation d'un convertisseur DC-DC 3 niveaux pour la partie commutée, augmentant ainsi le rendement par rapport au cas classique avec 1 niveau, pour lequel l'amplificateur linéaire est contraint à être davantage sollicité.

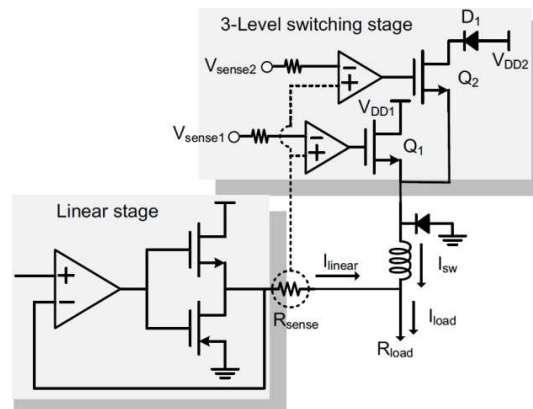


Figure II-18 : utilisation d'un convertisseur DC-DC 3 niveaux pour l'étage commuté, qui permet un suivi plus précis de la valeur moyenne du courant I_{load} , et donc un courant I_{linear} plus faible [Kim 11].

Enfin, la troisième et dernière topologie de modulateur HSA, appelée *combined hybrid* utilise les avantages de chacune des deux combinaisons précédentes. Dans cette topologie, les étages linéaire et commuté sont associés en parallèle sur la sortie. Se basant sur le constat que dans la topologie parallèle, l'étage linéaire du modulateur de drain est en général sous utilisé (il ne travaille alors que très rarement à son point de puissance maximale, impactant le rendement global), l'idée est alors d'améliorer le rendement de l'étage linéaire lorsque le

modulateur de polarisation est utilisé en back-off, par une gestion dynamique de sa polarisation. En addition, un second étage commuté est donc associé en série avec le modulateur linéaire afin de réduire les pertes de celui-ci.

Cette topologie de modulateur HSA *combined hybrid* est à la base d'une structure à l'état de l'art des modulateurs de polarisation, représentée à la figure II-19. Elle a été proposée la première fois par [Wang 12] en 2012. Cette structure est vue comme une variante de la topologie précédente, mais avec un contrôle continu de la polarisation de l'étage linéaire. Ceci conduit à une topologie imbriquée d'ET. Ce contrôle dynamique de la polarisation peut être effectué de façon plus efficace que sur l'amplificateur RF directement, puisque l'amplificateur linéaire ne doit fournir qu'une faible puissance.

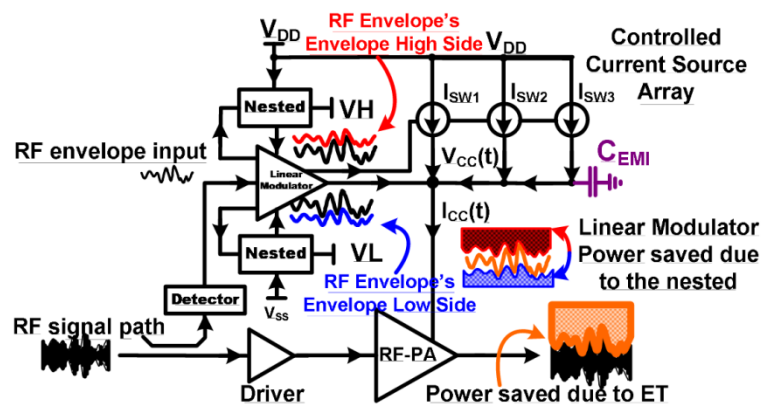


Figure II-19 : topologie imbriquée de type HSA, pour laquelle la technique d'ET est également appliquée au modulateur linéaire. Le réseau de sources de courant fournit la puissance, chacune des sources entre en conduction selon l'amplitude de l'enveloppe [Wang 12].

Il a également été proposé en 2013 une extension dans [Wang 13] de cette structure, appelée *Multi-nested structure*. Si l'on considère un scénario dans lequel la puissance moyenne de l'émetteur varie temporellement (de façon lente, au rythme du trafic), en disposant d'une voie de mesure de la puissance rms du signal RF modulé, on peut alors varier l'alimentation du modulateur de polarisation de l'étage linéaire, au rythme des variations de la puissance moyenne émise.

Plus généralement, dans cette structure, l'idée est d'utiliser la technique d'ET comme noyau, afin d'augmenter la zone à haut rendement lors d'un recul de puissance. L'imbrication des structures permet la conception de modulateur de polarisation fonctionnant efficacement, puisqu'il est plus aisé de concevoir un modulateur travaillant lentement sur une charge quasi-fixe.

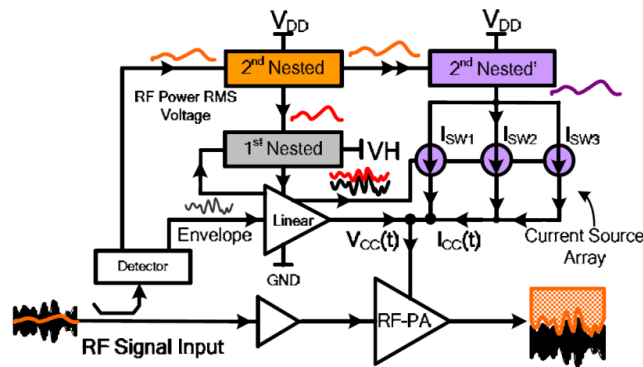


Figure II-20 : topologie multinested proposée par [Wang 13], dans le cas d'une structure à deux niveaux. L'alimentation du modulateur (1^{st} nested) ainsi que le déclenchement des sources de courant sont alors variés au rythme de la puissance moyenne du signal

II.3.1.2.2 Le suivi d'enveloppe discret – *discrete envelope tracking*

Parmi toutes les contraintes reposant sur la conception du modulateur de drain, l'obtention d'une large bande passante tout en maintenant un rendement élevé constitue l'un des verrous majeurs. Avec l'apparition de composants GaN offrant des fréquences de coupures de plusieurs dizaines de GHz, la conception d'architectures commutées de puissance à haut rendement utilisant des fréquences de découpage élevées devient possible. Se basant sur ce principe, [Augeau 14, Jin 13, Mercanti 11] proposent l'utilisation d'un modulateur de drain discret pour polariser dynamiquement l'amplificateur.

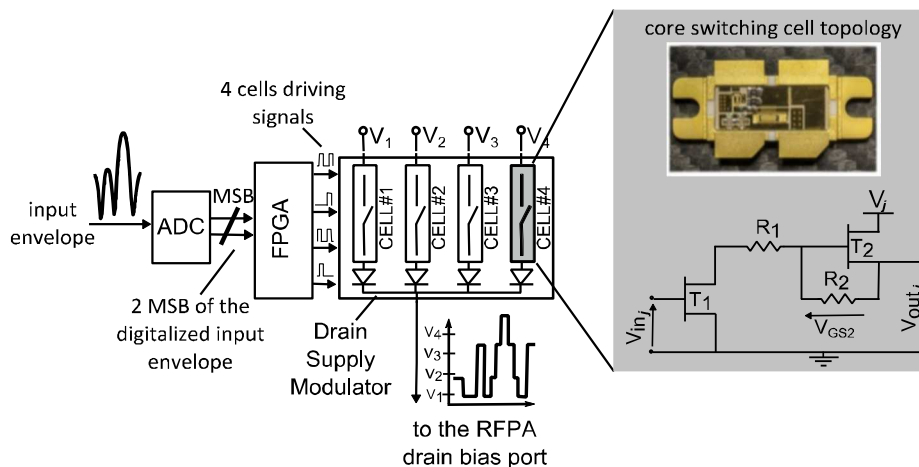


Figure II-21 : topologie du modulateur discret utilisant 4 niveaux d'alimentation développé et utilisé dans [Augeau 13]. La commutation des cellules est effectuée selon le niveau de l'enveloppe. Chaque cellule utilise des transistors GaN. A l'état ON, le transistor source flottante T2 fournit la puissance à la charge, le transistor T1 servant de driver.

On commute alors des alimentations fixes, par définition à très haut rendement, selon l'amplitude de l'enveloppe du signal. Les pertes dans de telles architectures ayant majoritairement lieu pendant les phases de commutation, la difficulté réside alors dans la conception d'architectures de commutation ayant des temps de montée et de descente très faibles. Du fait de la nature discrète de la commande de drain, de nouvelles questions se posent : comment se comporte l'amplificateur dans un contexte multi-utilisateurs, pour lequel

le découpage de l'enveloppe pose des problèmes évidents d'étalement spectral. Il se pose également la difficile question de la linéarisation de l'architecture.

II.3.2 Les architectures polaires

II.3.2.1 Technique d'EER « Envelope Elimination and Restoration »

II.3.2.1.1 Principe

Cette technique d'amplification à haut rendement, proposée par Kahn en 1952 [Kahn 52], concernait dans sa première version l'amplification de signaux modulés à la fois en amplitude et en phase.

Contrairement à une modulation d'amplitude pure, pouvant être efficacement traitée par un amplificateur dont on varie le niveau d'alimentation, pour ce type de signaux il faut alors s'assurer que l'information contenue dans la phase n'est pas distordue par l'amplificateur d'émission. Kahn propose l'utilisation d'un limiteur pour éliminer la variation d'amplitude, évitant ainsi toute distorsion supplémentaire d'AM/PM. Cette variation d'amplitude de l'enveloppe étant alors reconstruite en sortie par l'action de l'amplificateur, idéalement considérée comme une multiplication. L'architecture générale de l'EER est donnée figure II-22.

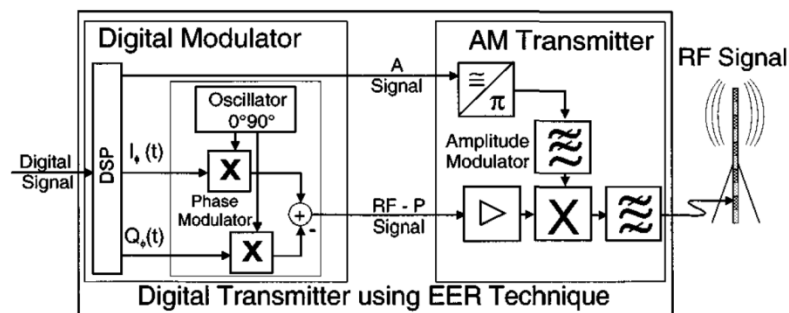


Figure II-22 : architecture générale d'amplification avec la technique d'EER [Rudolph 02].
L'enveloppe (composée des signaux IQ en coordonnées cartésiennes) est transformée en deux signaux A et RF-P constituant les coordonnées polaires de l'enveloppe : l'une à amplitude constante, contenant la modulation de phase (signal RF-P), l'autre contenant la modulation d'amplitude (signal A).

L'architecture EER trouve son intérêt dans le fait que l'amplificateur travaille en zone de saturation, donc à haut rendement. Son fonctionnement, représenté à la II-24 [Hoversten 10], peut être alors assimilé à une source de tension idéale, proportionnelle à l'alimentation DC : l'amplitude de l'enveloppe du signal RF de sortie est linéairement contrôlée par la modulation du point de polarisation de drain. Toute la modulation AM est alors fournie par la modulation de la tension d'alimentation. Le rendement est donc idéalement maintenu à son maximum sur toute la dynamique de la variation de l'alimentation, et donc du signal de sortie. Dans la pratique, des conversions V_{DS0}/AM , V_{DS0}/PM non-nulles existent, provoquant une distorsion d'amplitude et de phase lors de la modulation de V_{DS0} [Cripps 06]. Celles-ci sont

provoquées par des fortes variations des capacités non-linéaires C_{ds} et C_{gd} dans la région à faibles V_{DS0} [Bumman 10].

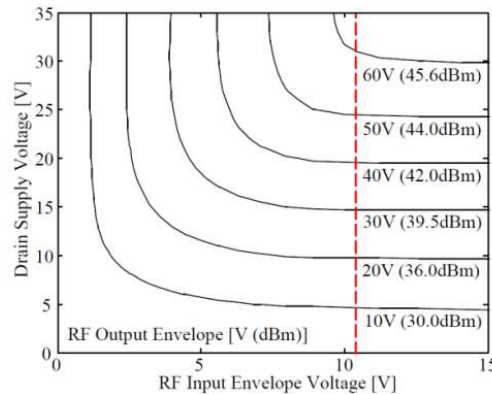


Figure II-23 : illustration du fonctionnement de l'amplificateur dans l'architecture EER : maintenu à la saturation (à droite de la ligne en pointillé), l'amplificateur agit idéalement comme une multiplication : une modulation de la valeur de V_{DS0} produit une modulation proportionnelle sur l'enveloppe de sortie [Hoversten 10].

Bien que théoriquement prometteuse, cette architecture se heurte à des points durs pour sa réalisation :

- tout comme pour l'ET, la difficile réalisation d'un amplificateur d'enveloppe à haut rendement, à la fois large bande et permettant de fournir la puissance nécessaire à l'amplificateur, impacte les performances globales de l'architecture.
- de par son principe, l'architecture EER repose sur une transformation non-linéaire des coordonnées cartésiennes vers polaires du signal. Les signaux internes à l'architecture ($A(t)$ et $\phi(t)$) ont des supports fréquentiels beaucoup plus larges (typiquement 10 fois plus larges que les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ initiaux [Kim 07], [Mustafa 09]) comme représenté à la II-25.

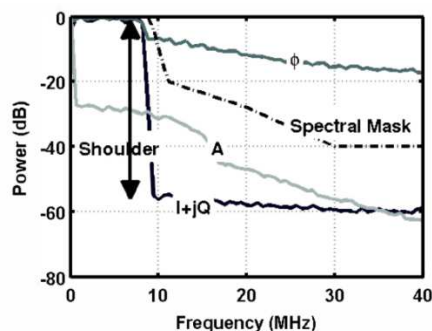


Figure II-24 : spectres du signal complexe (signal IEEE 802.11a), et des signaux polaires A et Φ associés [Walling 13].

En supposant l'action de l'amplificateur comme idéale, et un alignement parfait entre les voies d'amplitude et de phase, une multiplication entre ces signaux large bande permet mathématiquement de retrouver le signal modulé initial,

linéairement amplifié [Rudolph 03]. Cependant, un défaut d'alignement, même très faible, entre les deux voies provoque une recombinaison non optimale des signaux, se traduisant par une remontée spectrale hors bande en sortie. La précision requise dans l'alignement temporel entre les voies d'enveloppe et RF est un point clairement limitant.

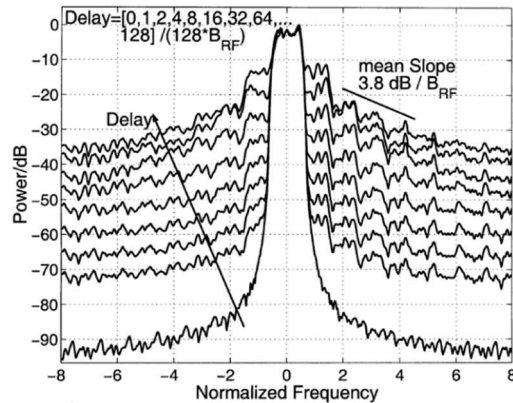


Figure II-25 : effet de l'augmentation du délai (de 0 jusqu'à 1 symbole de modulation) entre les voies internes A et RF-P dans le cas d'une modulation QPSK [Rudolph 03].

- une limitation en bande passante et/ou un TPG non constant sur la voie de A(t) a également de fortes répercussions sur la linéarité de sortie, pour les mêmes raisons qu'une erreur sur l'alignement temporel. Ceci introduit une difficulté de conception supplémentaire sur le modulateur d'enveloppe.

II.3.2.1.2 Travaux récents : La technique du *vector hole*

Pour des valeurs proches de zéro du signal A(t) (correspondant au voisinage de l'origine des signaux IQ dans le diagramme vectoriel) les variations de l'angle défini par les projections des composantes en phase et en quadrature deviennent rapides, causant d'importantes et brusques variations du signal de phase $\varphi(t)$. Ainsi, une modulation dont la trajectoire de l'enveloppe passe proche de zéro aura des signaux associés A(t) et $\varphi(t)$ large bande : le signal A(t) possédera des pics et des points de rebroussement au passage à zéro de l'enveloppe, et conjointement $\varphi(t)$ présentera d'importants sauts de phase. Afin de limiter la bande passante des signaux internes à l'architecture, [Rudolph 03] propose, par des techniques relevant de traitement du signal conduisant à la réduction du PAPR du signal transmis, l'utilisation d'un « trou » dans le diagramme vectoriel de la modulation, évitant les passages à zéro de l'enveloppe.

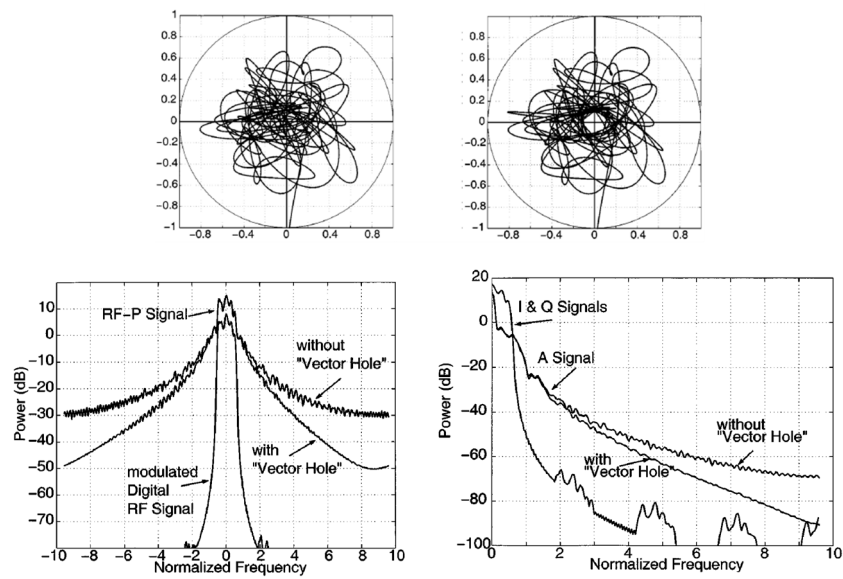


Figure II-26 : diagramme vectoriel de la constellation avant (gauche) et après (droite) la mise en place du vector hole. Comparaison des spectres des signaux d'amplitude (droite) et de phase (gauche) : un étalement spectral moindre est observé

[Rudolph 02] met également en évidence la diminution de la distorsion hors bande lorsque le vector hole est inséré dans le diagramme vectoriel, et montre notamment une amélioration de la pente de décroissance des émissions hors bande.

II.3.2.2 Pulse Polar Transmitter

II.3.2.2.1 Principe

Cette architecture, proposée par [Yang 10], se présente comme une variante intéressante de l'architecture EER classique. Son synoptique est représenté à la figure II-27.

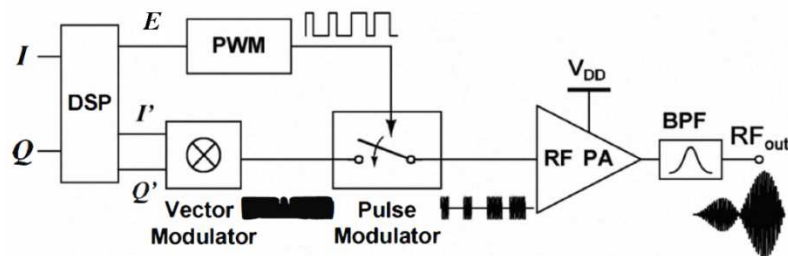


Figure II-27 : synoptique de l'architecture pulse polar transmitter [Yang 10].

Comme toute topologie polaire, l'enveloppe IQ est d'abord transformée de telle sorte que le signal RF modulé soit à enveloppe constante, selon :

$$I'(t) = \frac{I(t)}{E(t)} \quad \text{et} \quad Q'(t) = \frac{Q(t)}{E(t)}$$

Avec $E(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$, le module de l'enveloppe

Le signal BF $E(t)$ est quant à lui envoyé sur un codeur PWM (*pulse-width modulation*), et le train de pulses résultant pilote un commutateur RF qui module la porteuse RF. En sortie de l'amplificateur, les variations d'amplitude de la modulation sont reconstruites grâce à l'utilisation d'un filtre passe bande (BPF), centré sur la fréquence d'utilisation, et dont la bande correspond à la bande passante de l'enveloppe de modulation.

Dans cette architecture, l'amplificateur travaille à haut rendement, en mode de commutation, par exemple en classe E, conduisant l'architecture, dans son principe, à offrir d'excellentes performances en PAE et en linéarité. De plus, par rapport à une architecture EER conventionnelle, l'amplificateur travaille à alimentation fixe, supprimant la grande complexité de la conception du modulateur d'enveloppe. La difficulté relative à l'alignement temporel entre les voies BF et RF est également réduite par l'utilisation du switch et du filtre en sortie.

Toute la difficulté de conception est, en fait, reportée sur le filtre de reconstruction utilisé en sortie, et sur son interconnexion avec l'amplificateur (topologie, emplacement...), ce qui apparaît clairement comme le point limitant.

Typiquement réalisé avec un filtre à ondes acoustiques de surface, présentant des pertes d'insertion de l'ordre du dB ou plus, il condamne l'architecture à de faibles niveaux de puissances de sortie. Par exemple, en considérant les pertes du filtre de 1.5dB et un niveau de puissance de sortie de 30dBm, ceci conduit à une décote de 300mW sur la puissance disponible, à 40dBm, cette décote passe à 2.9W. Le rendement, initialement de 60%, chute de 18 points.

Un autre aspect complexe à appréhender est l'interaction qu'il présente avec l'amplificateur de puissance. En effet, comme toute architecture polaire, dans lesquelles la bande des signaux est élargie par une transformation non-linéaire des coordonnées, on module par des pulses le signal RF, introduisant des répliques et remontées spectrales en dehors de la bande utile, en sortie de l'amplificateur. Derrière le filtre on ne retrouve, en théorie, que la bande de modulation autour de la porteuse. [Pires 12] démontre que la conception particulière du filtre de sortie est alors contrainte par deux paramètres : d'une part l'impédance qu'il présente à l'amplificateur à travers la ligne de connexion, et d'autre part son gabarit de réponse en fréquence, avec notamment des pertes d'insertion les plus faibles possible dans la bande utile, et une grande sélectivité afin de rejeter le fondamental et les harmoniques de la fréquence de découpage du signal PWM.

[Pires 13] étudie cette interaction, et démontre théoriquement et expérimentalement que l'emplacement du filtre de reconstruction apparaît d'une part comme un paramètre essentiel dans la linéarité finale de l'architecture, mais que d'autre part, l'optimisation de la linéarité globale se fait conjointement avec l'optimisation du rendement, et conduit empiriquement à une unique combinaison entre l'amplificateur et le filtre.

II.3.2.2 Travaux récents

II.3.2.2.1 Multiphase pulse polar transmitter

Cette topologie, proposée la première fois dans [Chen 11], et faisant directement suite à [Chen 10], propose une solution afin d'alléger la contrainte existante sur le filtre passe bande de sortie, et même de le supprimer, en le remplaçant par un combineur, en décalant les répliques dues au découpage PWM. Dans cette architecture, les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont transformés en signaux $I'(t)$ et $Q'(t)$ comme précédemment.

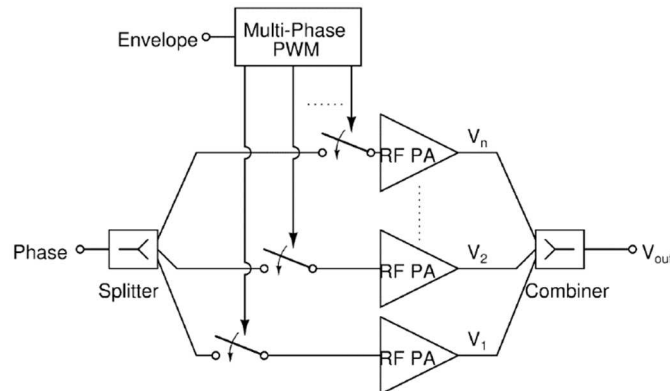


Figure II-28 : topologie proposée par [Chen 11] pour le pulse polar transmitter

Typiquement, un codeur PWM numérique est implémenté à l'aide d'un compteur synchrone modulo N , cadencé à la fréquence f_{CLK} . La fréquence de découpage est alors fixée par $f_{PWM}=f_{CLK}/N=1/T$. La résolution de codage obtenue est liée au nombre de largeurs possibles pour le pulse, qui est donc de $N+1$. Tout en gardant f_{CLK} et N fixes, afin d'augmenter cette résolution d'un facteur M , [Chen 10] propose d'associer M voies d'amplification en parallèle, et déphaser les signaux PWM entre eux. Les signaux RF pulsés sont alors représentés à la figure II-29, dans le cas où deux phases sont utilisées :

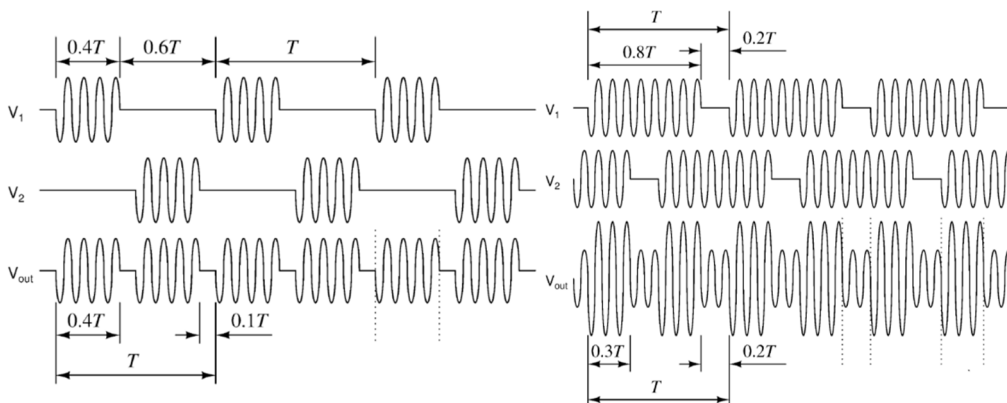


Figure II-29 : représentation des signaux dans le cas à deux phases (deux amplificateurs), et pour deux niveaux d'enveloppes différents (bas à gauche, et haut à droite)[Chen 10].

Les M amplificateurs travaillent à très haut rendement, avec un signal RF pulsé identique, mais décalé à leur entrée. En sortie du combineur, les variations temporelles ont lieu tous les T/M . Les harmoniques de la modulation, retombants autour du fondamental tous les multiples de la fréquence de découpage, sont donc repoussés M fois plus loin de la bande utile, comme représenté à la figure II-30.

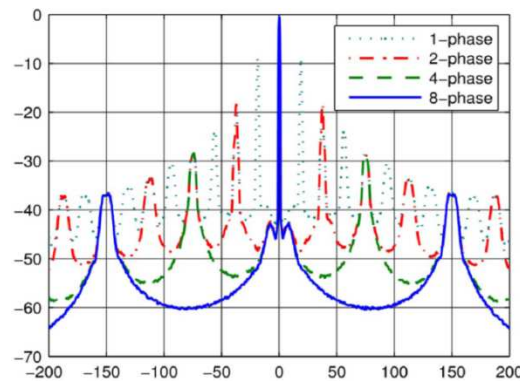


Figure II-30 : allures des spectres en sortie du combineur de puissance pour différentes valeurs de phases[Chen 10].

Dans le cas limite théorique, une infinité de phases et donc de voies sont utilisées, chaque amplificateur travaille à un point de puissance, et la modulation est directement reconstruite dans le combineur de sortie isolé, et comportant une infinité de voies, ne nécessitant pas de filtre de reconstruction. L'optimisation du combineur devient alors le point dur, car les pertes introduites par son utilisation non équilibrée deviennent alors rédhibitoires.

II.4 Conclusion

La mise en place de nouveaux standards de transmission afin de répondre à la demande en services de plus en plus importante (notamment en téléphonie mobile), passe par l'apparition des formats de modulation complexes pour lesquels les niveaux de PAPR et la largeur de bande passante imposent des critères de conception très sévères sur l'émetteur RF. Dans cette course à l'augmentation des débits, maintenir un niveau de linéarité sur une large bande passante, tout en assurant une consommation énergétique optimisée des systèmes de transmission, impose l'apparition de nouvelles solutions d'amplification.

Dans la première partie, la technologie à base de nitrure de gallium a été présentée. Les propriétés uniques du transistor HEMT GaN, en termes de tenue en tension, de fréquences d'utilisation et de performances naturelles en linéarité, le présentent comme le candidat de choix pour l'amplification de forte puissance en hyperfréquence à l'état solide. La filière GaN, bien que faisant toujours l'objet d'études et de recherches importantes au niveau universitaire, a atteint une relative maturité industrielle (avec notamment l'apparition de composants en boîtier disponibles commercialement), ouvrant la voie à de nombreuses applications. De par les niveaux de puissance atteints, impliquant des phénomènes thermiques et électriques spécifiques, les dispositifs GaN nécessitent de nouvelles méthodes de conception et d'analyse. La seconde section s'est naturellement portée sur les principales architectures et topologies à haut rendement. De la présentation des principales, et en effectuant un tour d'horizon de ce qui est rapporté dans la littérature relative, des constats généraux se dégagent :

Il n'existe pas de solution « clef en main ». De très nombreuses solutions ont été proposées, chacune levant des verrous, mais également se heurtant à de nouveaux points

durs : il demeure toujours le problème de parvenir à augmenter la bande passante, tout en assurant une consommation faible.

Ainsi, les architectures polaires, théoriquement très prometteuses au niveau du rendement, présentent l'inconvénient majeur d'augmenter la bande passante des signaux internes traités (par une transformation non-linéaire des coordonnées cartésiennes en coordonnées polaires). Elles sont donc limitées à des modulations bande étroite.

Les architectures cartésiennes présentent l'avantage de ne pas élargir la bande des signaux (bande de modulation). Cependant, l'ajout autour de l'amplificateur d'une circuiterie souvent complexe, afin d'optimiser son fonctionnement, conduit à un gain final sur le compromis rendement / linéarité modéré lors d'applications concrètes.

Se basant sur ce constat général, il a été étudié dans ces travaux l'amplification au voisinage de la classe B (présentant une grande simplicité et de bonnes performances en rendement), associée à une commande dynamique de la polarisation de grille pour gérer une linéarisation en back-off. Potentiellement, cette approche est basée sur l'utilisation d'un circuit de contrôle de grille basse puissance, donc basse consommation et qui peut de ce fait opérer pour de larges bandes de modulation.

Nous aborderons ainsi successivement dans les chapitres suivants, la mise en place d'un système de mesure servant au développement de cette solution et la réalisation et la caractérisation d'un démonstrateur.

**(III) Mise en œuvre et développement d'un banc de
mesure temporelle d'enveloppe**

III.1 Introduction

L'étude de solutions d'amplification de puissance linéaires et à haut rendement par un contrôle adapté au signal des conditions de fonctionnement des amplificateurs (telles que la technique d'ET, ou les techniques de prédistorsion numérique) requiert la mise en place de bancs de caractérisation dédiés. Un point essentiel de l'expérimentation dans ce domaine réside dans la prise en compte des effets dynamiques, souvent très complexes à analyser en phase de conception et de simulation, et inhérents aux dispositifs non-linéaires soumis à des signaux à enveloppe variable. Ce chapitre présente un banc temporel d'enveloppe incluant à la fois la caractérisation des distorsions d'enveloppe des signaux hyperfréquences, et le contrôle de signaux de polarisation dynamiques pour la mise en place de solutions d'amplification adaptatives, telle que la technique de suivi d'enveloppe appliquée sur la grille, qui sera présentée au chapitre 4. On décrit tout d'abord les principales caractéristiques du banc ainsi que les instruments le constituant. Ensuite une focalisation est apportée sur les procédures d'étalonnage et de synchronisation d'enveloppe développées.

Au-delà de la validation et de l'optimisation fonctionnelle d'amplificateurs démonstrateurs intégrant une solution de suivi d'enveloppe, un tel système de caractérisation peut servir d'outil pour une étude comparative de performances en rendement et en linéarité entre diverses technologies de composants ou diverses architectures d'amplificateurs sur la base de critères fonctionnels. Ainsi, il est apparu intéressant, en guise d'illustration de l'intérêt que peut avoir un tel système, de montrer en fin de chapitre son application à la validation expérimentale d'une méthode originale de mesure du NPR large bande.

III.2 Description générale du banc de mesure temporelle d'enveloppe

III.2.1 Synoptique général

Le banc de mesure peut être présenté formellement comme un système de transmission, avec une partie de modulation/émission des données, un canal (constitué par le dispositif sous test), et une partie démodulation/réception et traitement des données. Le synoptique général du banc est représenté figure III-1. La génération des signaux, le contrôle des instruments, puis la mesure et l'analyse des données sont effectués à l'aide du logiciel LabView.

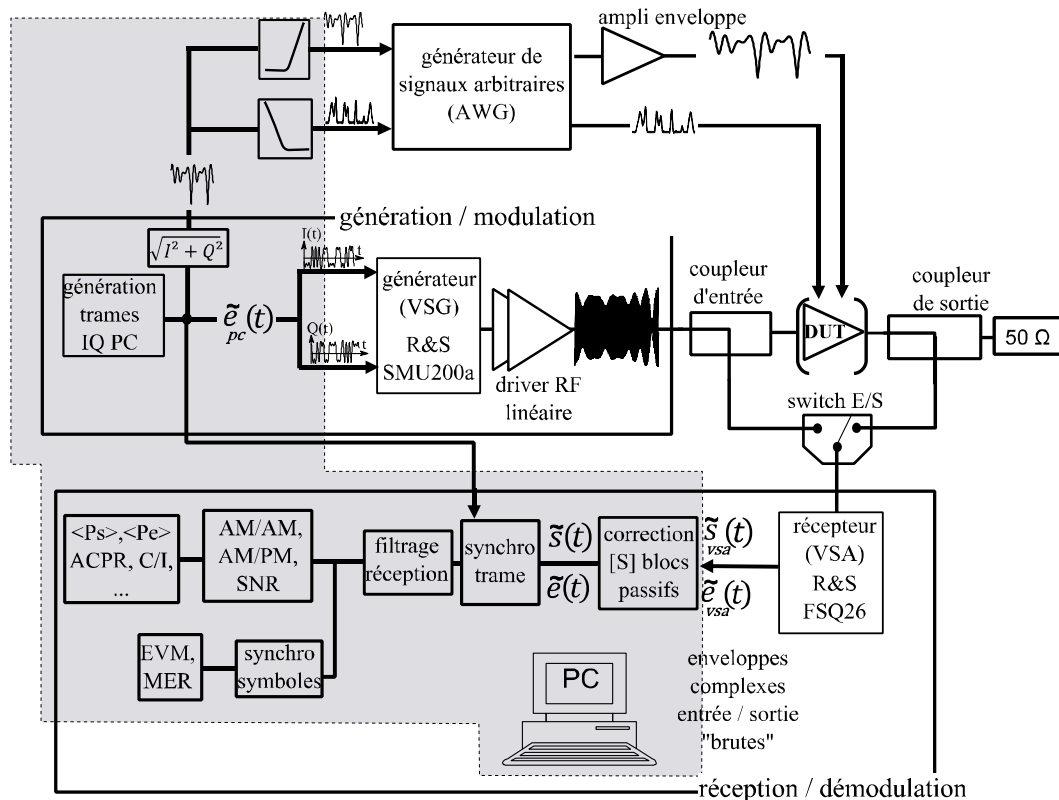


Figure III-1 : synoptique général du banc de mesure d'enveloppe. La partie grisée est gérée par l'ordinateur, elle comprend la génération de signaux IQ, et l'analyse des données IQ brutes issues de la mesure par le récepteur (correction d'amplitude et de phase, synchronisation, filtrage, analyse vectorielle etc...), ainsi que la génération de l'enveloppe et la mise en forme de celle-ci pour l'implémentation de la technique de suivi d'enveloppe.

III.2.2 Chaîne d'émission des données – génération/modulation des données

III.2.2.1 Génération logicielle des trames IQ par le PC

Bien que le générateur de signaux vectoriel (*VSG* : *vector signal generator*) dispose en interne d'une palette complète de formats de modulation (BPSK, QPSK, OQPSK, M-QAM...) et des différents standards (GSM, WCDMA-3GPP...), nous avons choisi de générer depuis le PC de façon logicielle les trames IQ de modulation. Ceci offre l'avantage d'un meilleur contrôle des enveloppes complexes des signaux.

La génération des signaux modulés repose sur l'utilisation d'un modulateur en quadrature tel que celui présenté dans la section I.2.3.1. L'enveloppe complexe de modulation est gérée à travers les signaux IQ. Une mise en forme de la trame est effectuée, puis celle-ci est envoyée au modulateur, via le bus GPIB. La séquence binaire aléatoire est tout d'abord créée d'après une suite de données (ici, un fichier texte). Le format de modulation (QPSK, 8-PSK, 16QAM) est ensuite sélectionné. Les trames IQ sont enfin filtrées par le filtre d'émission (RRC, RC, rectangle).

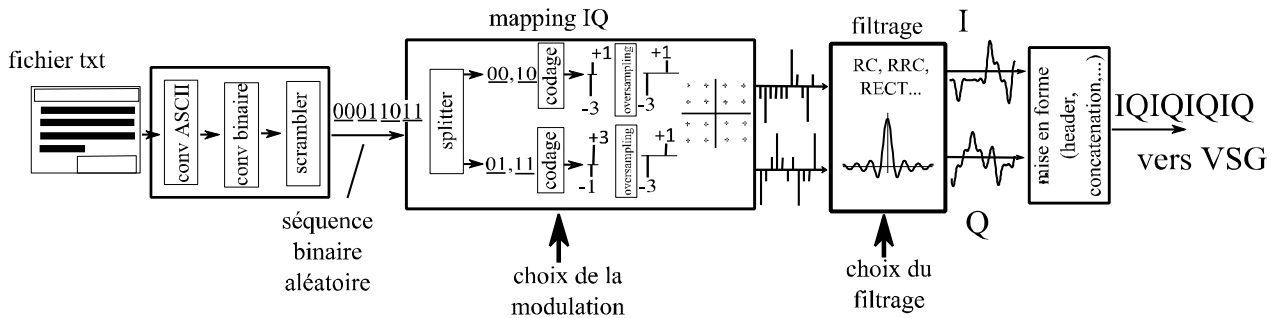


Figure III-2 : exemple de la génération d'un signal modulé 16QAM. Les données (fichier .txt) sont converties en ASCII, puis en binaire, avant d'être mélangées (selon l'algorithme précisé dans la norme V34[ITU-T 98]). La séquence binaire aléatoire ainsi construite est modulée selon une table choisie, puis la trame est filtrée avant d'être envoyée au modulateur

III.2.2.2 Modulateur IQ

Une fois générées, les trames IQ sont chargées dans le générateur de signaux vectoriel (VSG), via le bus GPIB. Le générateur utilisé est un SMU200a (Rohde&Schwarz) [R&S-SMU200a]. L'appareil est synchronisé par une référence externe stable de 10MHz lui permettant la synthèse de son OL et de sa fréquence d'échantillonnage (CLK). Son synoptique est donné figure III-3 :

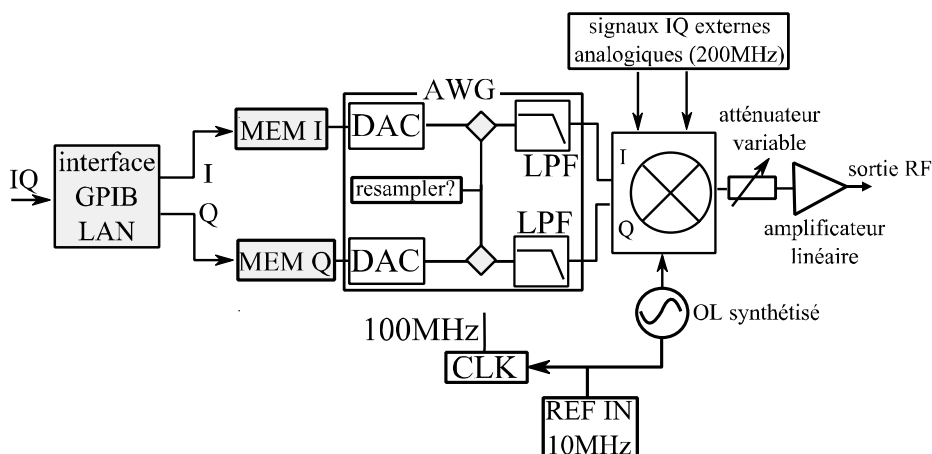


Figure III-3 : synoptique simplifié du modulateur SMU200a

Les principales spécifications techniques du modulateur sont les suivantes :

- Deux mémoires internes I et Q disposant chacune de 512 à 56 M-échantillons dans lesquelles sont stockés les vecteurs IQ issus du PC
- Deux DAC (*digital to analog converters*) 16 bits générant les signaux IQ de modulation. Ils travaillent à une fréquence d'échantillonnage fixe de 100MHz et un taux d'échantillonnage de 100Méch/s. Un ré-échantillonnage est effectué afin d'assurer une reconstruction parfaite du signal si la fréquence d'échantillonnage choisie de la trame est inférieure à 100MHz. Finalement, un filtrage passe-bas de reconstruction est appliqué sur chaque voie I et Q, limitant le signal à une bande de 80MHz.

- Un modulateur IQ homodyne. Sa bande passante RF couvre de 100KHz à 3GHz. La bande passante de modulation offerte est de 80MHz en mode interne (filtrage passe bas après le bloc AWG) et de 200MHz en utilisant des signaux large bande externes.
- Un atténuateur et un amplificateur linéaire permettant de couvrir une gamme de puissance moyenne de sortie allant de -145dBm à +30dBm.

III.2.3 Chaîne de réception des données – Analyse des signaux IQ

L'analyse des signaux modulés repose sur la mesure des enveloppes complexes associées, typiquement avec un analyseur de signaux vectoriel (VSA : *vector signal analyser*). Le récepteur utilisé sur le banc est le FSQ26 (Rohde&Schwarz) [R&S-FSQ26]. Son fonctionnement est basé sur une démodulation en quadrature des signaux RF, une numérisation des signaux IQ, puis un traitement numérique à base de DSP rapides afin de disposer, dans la bande du filtre d'analyse, des informations sur la modulation autour de la fréquence centrale. Les signaux RF d'entrée et sortie du DUT sont prélevés au moyen de coupleurs directionnels (figure III.1). Un commutateur RF permet la mesure séquentielle des signaux d'entrée puis de sortie du DUT. Le synoptique de la partie analogique RF du récepteur est représenté à la figure III-4.

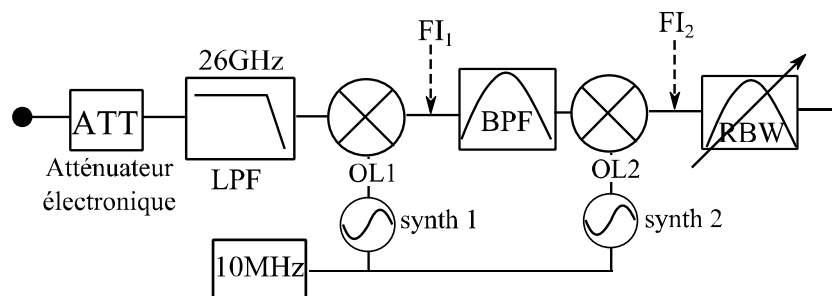


Figure III-4 : synoptique simplifié de la partie analogique du récepteur [NKondem 08].

Les principales caractéristiques techniques du récepteur sont les suivantes :

- Une bande RF de 20Hz à 26.5GHz.
- Réception superhétérodyne : un premier filtre passe-bas est appliqué au signal reçu afin de supprimer les fréquences images pouvant potentiellement retomber dans la même bande que le signal utile par repliement du spectre. Un premier mélange supérieur translate le signal autour de FI1 (élevée pour repousser la fréquence image en dehors de la bande passante du récepteur), puis un second, inférieur, décale le signal autour de FI2 (fixé à 20.4MHz dans la configuration standard de l'appareil). Finalement, le filtrage d'analyse réglable RBW est appliqué.

- Un atténuateur RF électronique permettant de gérer la dynamique du signal attaquant l'étage mélangeur d'entrée afin de prévenir sa saturation. Associé au paramètre REF LEVEL (fixant le niveau de référence de la mesure), ceci permet d'optimiser le rapport signal sur bruit de la mesure. La plage d'atténuation est de 0dB à 75dB par pas de 5dB.
- Un filtre d'analyse RBW, de réponse plate, dont la bande varie de 10Hz à 120MHz.

Après le second mélange, la partie bande de base/numérique est représentée figure III-5. Le signal en seconde fréquence intermédiaire (FI2) 20.4MHz est filtré par le filtre RBW d'analyse puis numérisé par un ADC 14 bits dont la fréquence d'échantillonnage est fixée à 81.6MHz. Ce signal FI numérique est ensuite démodulé, filtré, ré-échantillonné, puis une décimation est effectuée sur les échantillons afin d'optimiser la mémoire et le temps de calcul de l'appareil dans le cas de signaux bande étroite. L'option B72 (rajoutée à l'appareil) permet d'atteindre une fréquence d'échantillonnage supérieure (jusqu'à 326.4MHz). La partie analogique (IF2 à 408MHz) ainsi que la partie numérique sont alors modifiées (parties grisées).

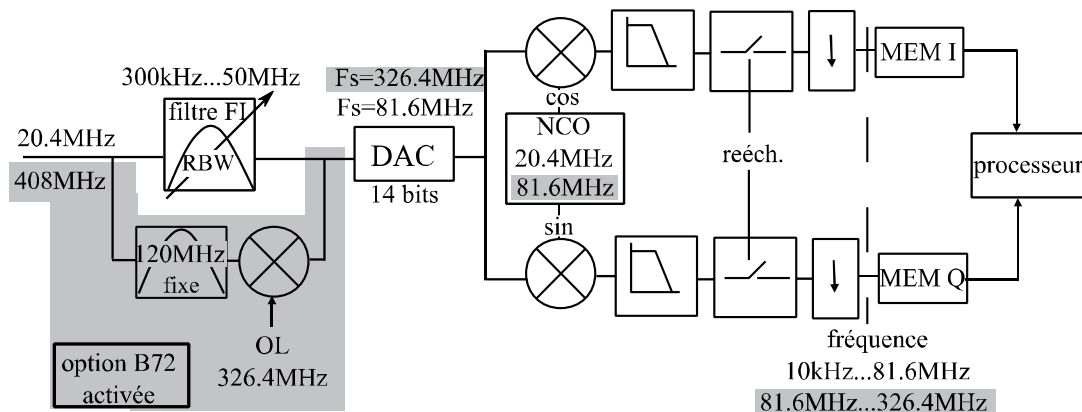


Figure III-5 : synoptique simplifié de la partie numérique du récepteur derrière le filtre RBW. Pour une fréquence d'échantillonnage des trames supérieure à 81.6MHz, l'option B72 est activée. La bande du filtre d'analyse est fixe à 120MHz. Un troisième oscillateur local est utilisé afin de fournir une FI à 81.6MHz (FI3).

III.3 Procédures d'étalonnage et de synchronisation en enveloppes complexes

Le récepteur ne disposant que d'une seule entrée RF (étalonnée dans le plan de son connecteur N), une procédure d'étalonnage en paramètres S est nécessaire afin de disposer des enveloppes complexes $\tilde{e}(t)$ et $\tilde{s}(t)$ aux accès du DUT. D'autre part, du fait de l'acquisition séquentielle entrée / sortie, une procédure de synchronisation en enveloppe des ondes mesurées doit également être mise en place afin d'avoir accès aux caractéristiques de transfert d'enveloppe dynamiques du DUT.

III.3.1 Etalonnage du bloc passif du banc

III.3.1.1 Principe de l'étalonnage du banc d'enveloppe en paramètres S

Le plan de référence de la mesure étalonnée est le plan d'entrée du récepteur (plan 3 de la figure III-6). La procédure d'étalonnage permet de ramener les ondes mesurées dans les plans d'entrée et de sortie du DUT (plans 2 et 4 respectivement). Les différents blocs étant passifs, la seule connaissance de leurs paramètres S en module et phase dans la bande d'intérêt permet de connaître les enveloppes aux accès du DUT. Les différents paramètres S_{ij} de transmission et de couplage des coupleurs, élargis aux connecteurs, câbles RF, et des deux voies RF du switch sont tout d'abord mesurés à l'analyseur de réseaux vectoriel (ARV), dans une bande passante définie (typiquement 5 fois la bande de modulation, afin de prendre en compte l'élargissement spectral) autour de la fréquence porteuse.

La figure III-6 illustre les différents blocs passifs à inclure dans la procédure d'étalonnage. A l'entrée : le signal RF couplé, est aiguillé par le switch sur la voie 1, en équivalent bande de base, l'enveloppe complexe est multipliée par le coefficient $\tilde{S}_{31}(f)$. De même, en sortie, celle-ci est multipliée par le coefficient $\tilde{S}_{34}(f)$.

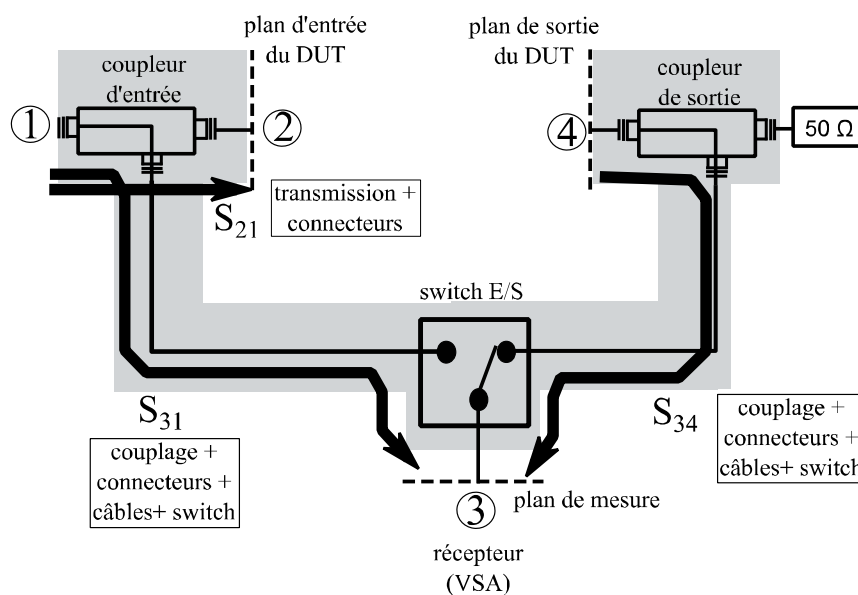


Figure III-6 : schéma-bloc du bloc passif à inclure lors de la procédure d'étalonnage en enveloppe

Un algorithme développé permet la correction des ondes mesurées dans le domaine fréquentiel. Une interpolation linéaire permet d'obtenir les valeurs des paramètres S mesurés à l'analyseur de réseaux à chaque point de fréquence de l'enveloppe.

Typiquement, la résolution fréquentielle Δf des signaux générés sur le banc est $\Delta f = F_e/N$ (avec une fréquence d'échantillonnage F_e de 50MHz, et un nombre d'échantillons dans la trame $N=40000$, la résolution fréquentielle est $\Delta f=1250\text{Hz}$). La résolution fréquentielle de la mesure des paramètres S du bloc passif est fixée par le pas choisi à l'ARV

(pour une bande totale de 500MHz et un nombre de points de 4000, la résolution est alors de 125KHz).

Les enveloppes complexes corrigées $\tilde{e}(t)$ et $\tilde{s}(t)$ des ondes mesurées $\tilde{e}_3(t)$ et $\tilde{s}_3(t)$, en équivalent bande de base, sont donc déterminées fréquemment par les équations suivantes :

$$\tilde{E}(f) = \frac{\tilde{s}_{21}(f)}{\tilde{s}_{31}(f)} \tilde{E}_3(f)$$

$$\tilde{S}(f) = \frac{1}{\tilde{s}_{34}(f)} \tilde{S}_3(f)$$

Finalement, les enveloppes complexes des ondes aux accès du DUT, dans les plans 1 et 2, sont obtenues par FFT inverse de $\tilde{E}(f)$ et $\tilde{S}(f)$.

III.3.1.2 Validation de la procédure d'étalonnage

La validation de la procédure d'étalonnage est faite en substituant l'amplificateur sous test par une connexion directe entre les deux accès (plans 2 et 4). Il est alors vérifié l'égalité des mesures en puissance $P_{\text{entrée}}$ et P_{sortie} effectuées dans les deux plans 2 et 4 avec le VSA (données IQ collectées puis corrigées en paramètres S), et leur équivalence avec le niveau de référence P_{ref} mesuré avec une sonde de puissance (NRPZ21 R&S) [R&S-NRPZ21] dans le plan NRP, et ramené dans le plan NRP offset (plan de sortie coupleur de sortie ,offset de +32dB rajouté). La mesure est effectuée en CW, pour un niveau d'atténuation d'entrée du récepteur fixé. Le schéma bloc de la mesure est alors représenté à la figure III-7 :

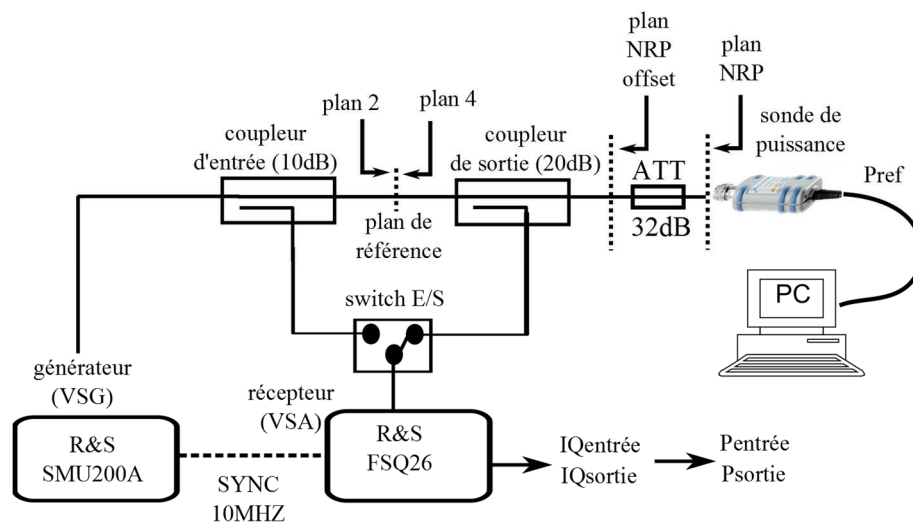


Figure III-7 : schéma bloc de la mesure pour la validation de l'étalonnage en puissance et en phase du banc

La dynamique du récepteur est fixée par le couple ATT+REL LEVEL. Les mesures sont effectuées avec un niveau de référence (REF LEVEL) fixé à 0dBm et un niveau d'atténuation (ATT) de 30dB. La figure III-8 représente les mesures comparatives entre la puissance déduite des ondes mesurées au VSA et corrigées dans le plan de référence, et la

puissance de référence mesurée à la sonde de puissance. On observe que le plancher de bruit pour cet état du récepteur se trouve, pour la courbe rouge par exemple, aux alentours de -40dBm. La limite de la saturation de l'entrée du récepteur (mélangeurs de l'étage RF) se situe à +18dBm. On dispose donc d'une dynamique du banc en mesure instantanée temporelle de 60dB environ. En sortie, en prévision du gain apporté par le DUT, on disposera d'un plancher de bruit à -30dBm (la saturation du récepteur n'a pas été atteinte en sortie, mais il est raisonnable de penser qu'on dispose d'une même dynamique de 60dB).

Cette mesure valide l'étalonnage en amplitude (puissance) du banc. La mesure du déphasage entre les deux plans 2 et 4 est représentée sur la courbe grise. On observe une différence de +/-1 degré sur une dynamique de 50dB, ce qui valide l'étalonnage en phase du banc. Dans le plancher de bruit du récepteur, on observe une variation de phase aléatoire, à la différence de la variation typique d'AM/PM après l'apparition de la saturation de la courbe rouge (puissances supérieures à +15dBm).

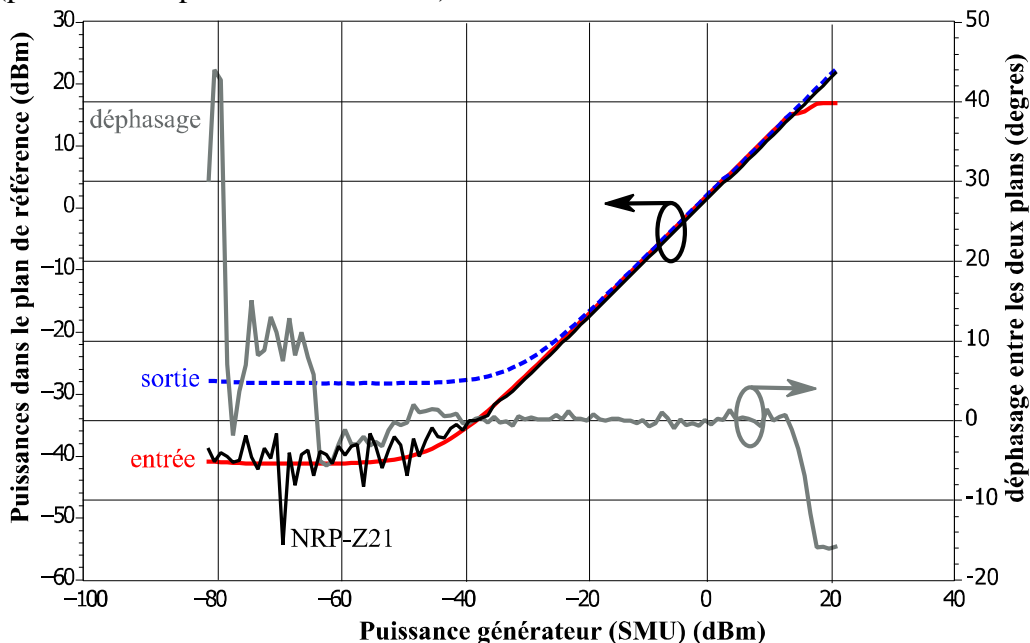


Figure III-8 : courbes comparatives entre les mesures étalonnées au VSA et la mesure de référence à la sonde de puissance sur une connexion directe (mesures VSA : courbes rouge et bleue, sonde de puissance : noir). Evolution du déphasage entre les deux plans sur une connexion directe en fonction de la puissance du générateur (gris)

L'écart à bas niveau entre les courbes bleue et rouge provient de la différence de couplage entre l'entrée et la sortie. Lorsqu'on se situe dans le plancher de bruit du récepteur (environ -55dBm avec le couple atténuateur + ref level choisi), la procédure d'étalonnage en paramètres S corrige par les deux coefficients différents $\frac{\tilde{s}_{21}(f)}{\tilde{s}_{31}(f)}$ (entrée) et $\frac{1}{\tilde{s}_{34}(f)}$ (sortie).

La sonde de puissance voit quant à elle son plancher de bruit (-67dBm spécifié) augmenté d'une valeur égale au facteur d'atténuation de sortie (32dB), et se situe donc à -35dBm environ.

III.3.2 Synchronisation des trames en enveloppe complexe aux accès du DUT

III.3.2.1 Principe de la synchronisation trame

L'intérêt premier d'un banc de mesure temporelle d'enveloppe est la mesure des caractéristiques dynamiques d'enveloppe calibrée aux accès du dispositif sous test en présence de signaux réels de modulation. Le récepteur ne disposant que d'une entrée RF, un switch RF permet la mesure séquentielle de l'onde RF modulée couplée en entrée, puis en sortie. Une procédure d'alignement temporel doit être mise en place afin de pouvoir tracer en concordance de temps les enveloppes complexes $\tilde{e}(t)$ et $\tilde{s}(t)$ aux accès du DUT.

En supposant deux mesures $x_1(t)$ et $x_2(t)$ identiques, séparées d'un offset de temps τ_e , on a :

$$x_1(t) = A(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi(t))$$

Le signal $x_2(t)$ s'écrit :

$$x_2(t) = x_1(t - \tau_e) = \text{Re} \left\{ A(t - \tau_e) e^{j(2\pi f_0(t - \tau_e) + \varphi(t - \tau_e))} \right\} = \text{Re} \left\{ \tilde{x}_1(t - \tau_e) e^{-j\varphi_0} e^{j2\pi f_0 t} \right\}$$

Avec, en enveloppe complexe :

$$\tilde{x}_1(t - \tau_e) = A(t - \tau_e) e^{j\varphi(t - \tau_e)} \quad \text{et} \quad \varphi_0 = 2\pi f_0 \tau_e$$

Dans cette écriture, τ_e est le retard moyen sur la bande de modulation (retard d'enveloppe) et φ_0 la différence de phase de la porteuse RF entre les deux mesures (rotation de la phase due à la propagation RF, et éventuelle désynchronisation de l'OL du récepteur ou du générateur entre les deux mesures due à une mauvaise stabilité de phase, par exemple). Les figures III-9, III-10 et III-11 représentent, en connexion directe, les différentes mesures d'enveloppe ($|V_{in}(t)|, |V_{out}(t)|$), AM/AM, AM/PM, diagramme vectoriel et constellation de la modulation, dans le cas d'un signal modulé QAM16 à 2MSymb/s à 2.5GHz avec un facteur de roll-off de 0.35) effectuées avant la procédure de synchronisation, et donc inexploitables.

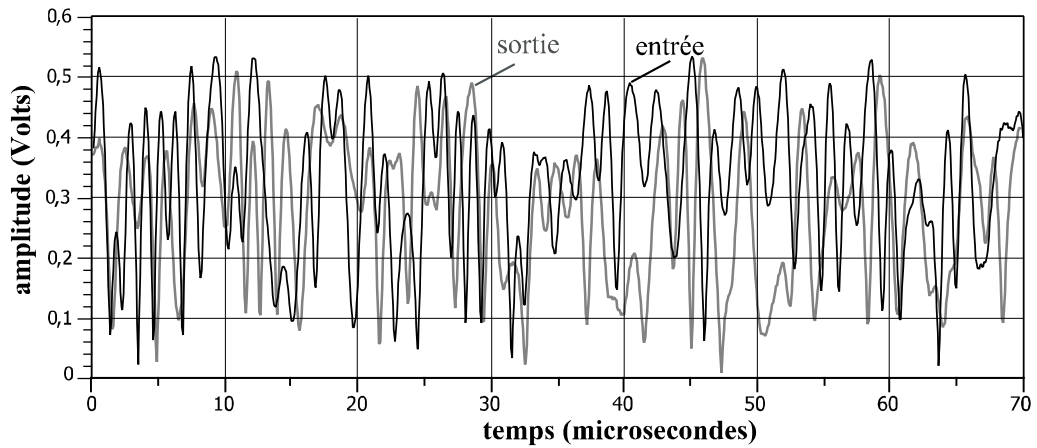


Figure III-9 : modules des enveloppes $\tilde{e}(t)$ et $\tilde{s}(t)$ avant la procédure de synchronisation

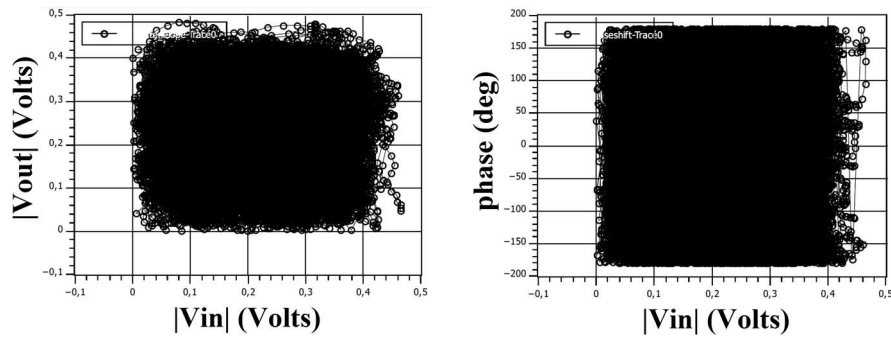


Figure III-10 : AM/AM (module de l'enveloppe de sortie en fonction du module de l'enveloppe d'entrée, gauche) et AM/PM (déphasage en fonction du module de l'enveloppe d'entrée, droite) sans la procédure de synchronisation d'enveloppe

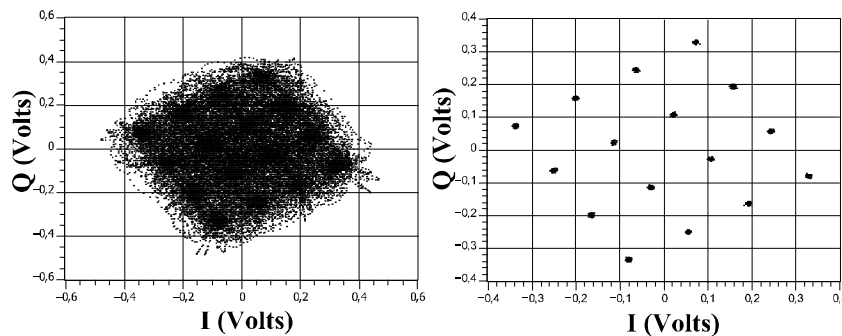


Figure III-11 : diagramme vectoriel (gauche) et constellation (droite) du signal démodulé de sortie illustrant le problème de la rotation de phase φ_0 par rapport au signal de référence

La détermination de τ_e et φ_0 repose sur le calcul mathématique de la fonction d'intercorrélation $\Gamma_{\tilde{x}_1\tilde{x}_2}$ dans le domaine fréquentiel. Ce choix se justifie de plusieurs façons : d'une part, le calcul de la FFT des signaux permet de s'affranchir de la notion de référence de temps entre les deux mesures, et d'autre part une meilleure précision est obtenue par rapport au domaine temporel, limité par définition à une résolution égale au pas d'échantillonnage $1/F_e$. Plus précisément, la procédure d'alignement temporel développée ici repose sur la

synchronisation du signal d'entrée $\tilde{e}(t)$ puis du signal de sortie $\tilde{s}(t)$ avec le signal idéal généré \tilde{e}_{PC} (signal bande de base envoyé au VSG) [Medrel 13].

Le calcul de la fonction $\Gamma_{\tilde{e}\tilde{e}_{PC}}$ pour l'alignement temporel entre le signal à l'entrée du DUT et le signal de référence est effectué comme suit [NKondem 08]:

$$\tilde{e}(t) = \tilde{e}_{PC}(t - \tau_e)e^{-j\varphi_0} \xrightarrow{FFT} \tilde{E}(f) = \tilde{E}_{PC}(f)e^{-j(2\pi f\tau_e + \varphi_0)}$$

$$\Gamma_{\tilde{e}\tilde{e}_{PC}}(\tau) = \tilde{e}(\tau) \otimes \tilde{e}_{PC}^*(-\tau) \xrightarrow{FFT} TF(\Gamma_{\tilde{e}\tilde{e}_{PC}}(\tau)) = \tilde{E}(f)\tilde{E}_{PC}^*(f) = |E(f)|^2 e^{-j(2\pi f\tau_e + \varphi_0)}$$

On a donc $\arg\{TF(\Gamma_{\tilde{e}\tilde{e}_{PC}}(\tau))\} = -(2\pi f\tau_e + \varphi_0)$

Lorsque le DUT est remplacé par une connexion directe, ou bien qu'il peut être supposé comme linéaire (en phase et en amplitude), cet argument est donc théoriquement une fonction linéaire de la fréquence dans la bande d'intérêt qui correspond à la bande de modulation du signal utile. La détermination de τ_e et φ_0 est basée sur une régression linéaire de la phase de $\arg\{TF(\Gamma_{\tilde{e}\tilde{e}_{PC}}(\tau))\}$, et suit la procédure suivante :

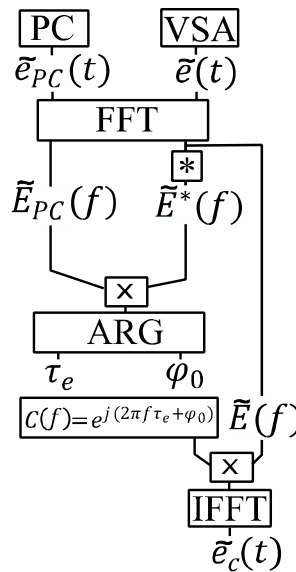


Figure III-12 : détails de la procédure d'alignement temporel appliquée sur l'enveloppe d'entrée $\tilde{e}(t)$. La même procédure est appliquée sur l'enveloppe de sortie $\tilde{s}(t)$.

La mesure du facteur de phase de la fonction d'intercorrelation $\Gamma_{\tilde{e}\tilde{e}_{PC}}(\tau)$ est représentée à la figure III-13. La pente de cette phase est proportionnelle à τ_e et la valeur de φ_0 est définie comme étant la valeur de la phase à l'origine (centrée sur 0 en enveloppe complexe). La synchronisation est alors opérée dans le domaine fréquentiel par la multiplication par le coefficient $C(f)$ ainsi obtenu.

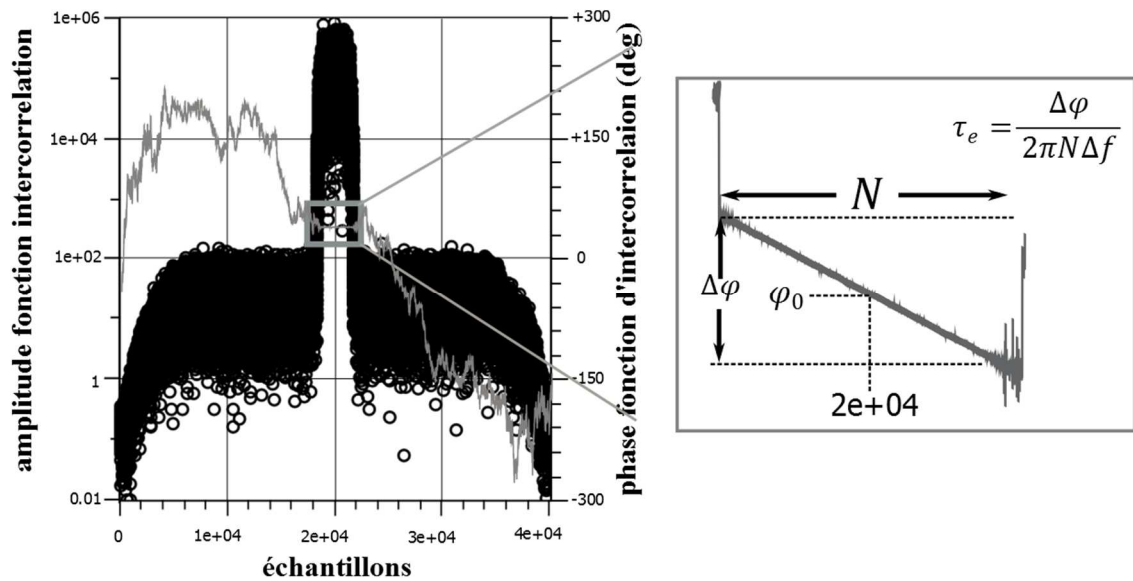


Figure III-13 : module et argument de la fonction d'intercorrélation entre le signal généré en bande de base et l'enveloppe complexe d'entrée $\tilde{e}(t)$. A droite la partie zoomée montre la portion linéaire de la phase permettant le calcul de τ_e et φ_0 .

En fait, lorsque des effets non-linéaires apparaissent entre les signaux mesurés $\tilde{e}(t)$ et $\tilde{s}(t)$ et le signal de référence \tilde{e}_{PC} (compression du DUT, distorsions non-linéaires de phase etc...) ceci devient faux, et la simple multiplication par le coefficient $C(f)$ pour synchroniser les enveloppes n'est alors, en théorie, plus applicable. Toutefois, cette méthode reste valable car les effets non-linéaires introduits par le DUT peuvent être considérés comme négligeables car très inférieurs par rapport au temps entre les deux mesures d'enveloppe entrée/sortie effectuées séquentiellement [Weiss 00].

III.3.2.2 Validation de la procédure d'alignement temporel

Une fois la procédure d'alignement temporel effectuée, il est possible de tracer l'enveloppe complexe d'entrée ou de sortie ($|V_{in}(t)|$, $|V_{out}(t)|$, constellations entrée sortie...) en fonction du signal de référence ($|V_{PC}(t)|$, constellation de référence...) , mais également l'enveloppe complexe de sortie en fonction de celle d'entrée, donnant accès aux différentes distorsions d'enveloppe apportées par le DUT. Un algorithme de synchronisation symbole (calculant l'instant optimal dans un symbole pour lequel l'ouverture de l'œil est maximale) et de calcul de l'EVM a également été développé afin de disposer des informations sur la constellation des signaux démodulés.

Les figures III-14, III-15 et III-16 montrent les différentes mesures effectuées une fois le banc fonctionnel (étalonnage en paramètres S, puis procédure de synchronisation temporelle)

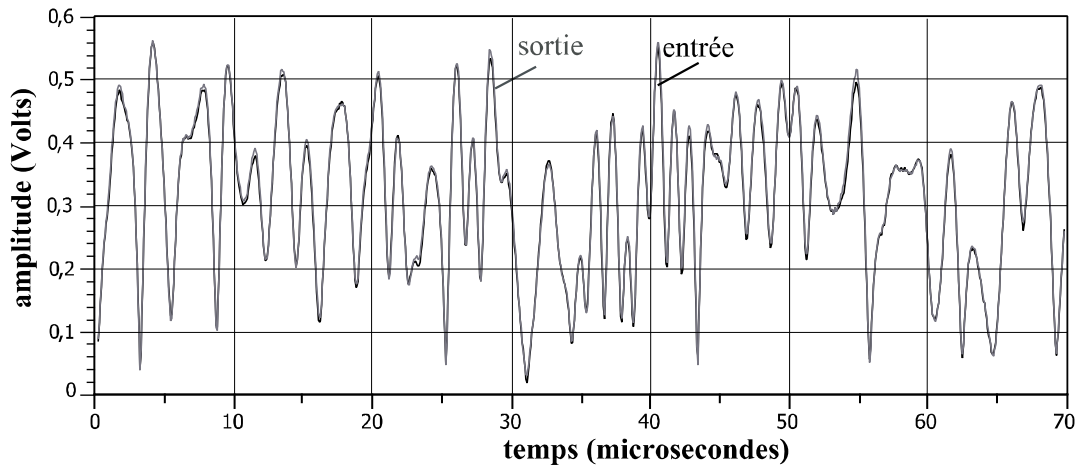


Figure III-14 : modules des enveloppes $\tilde{e}(t)$ et $\tilde{s}(t)$ après la procédure de synchronisation d'enveloppe appliquée

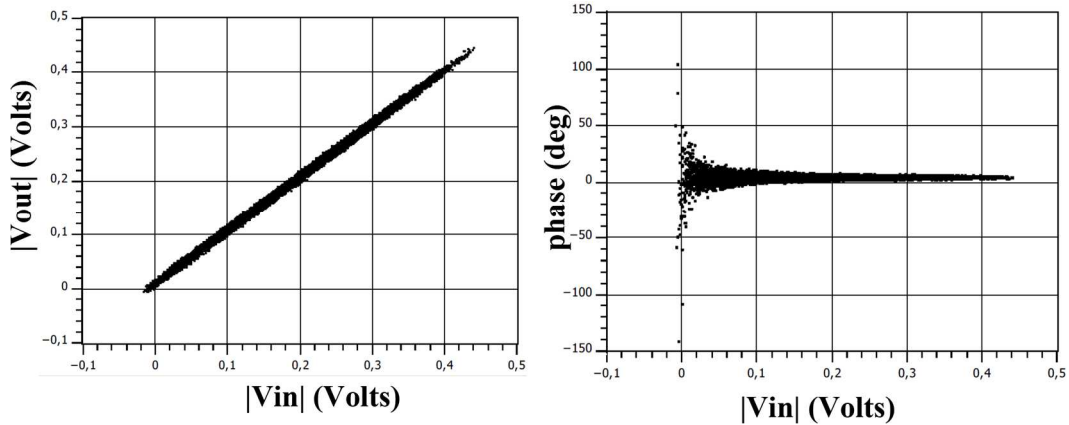


Figure III-15 : AM/AM et AM/PM après la procédure de synchronisation

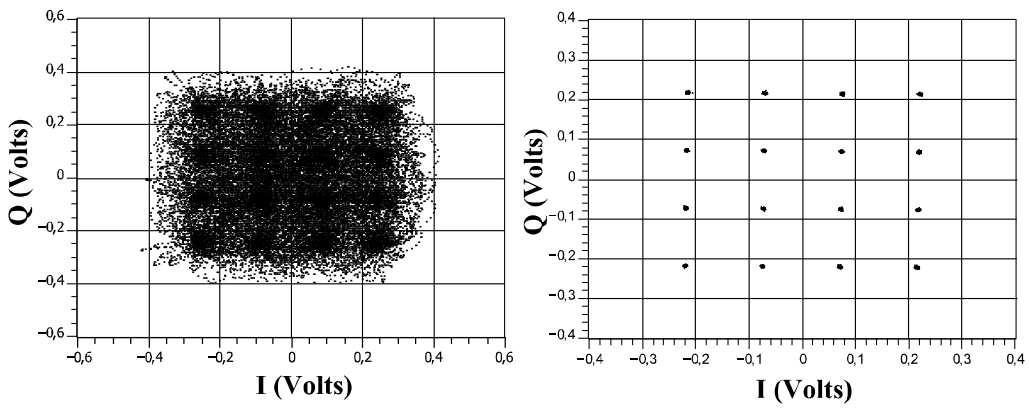


Figure III-16 : diagramme vectoriel (gauche) et constellation (droite) du signal démodulé de sortie après la procédure de synchronisation

III.4 Application du banc à la comparaison expérimentale de la mesure d'EVM et du NPR

Ce paragraphe est dédié à une caractérisation originale de NPR en mettant en place un signal sonde au sein d'un spectre multiporteuse. L'intérêt ici est une mesure d'amplificateur comprenant des effets non-linéaires dynamiques appliqués aux travaux théoriques et aux critères de comparaison d'amplificateurs élaborés par Jacques Sombrin, et basés sur des calculs analytiques dans l'hypothèse de fonctionnement quasi-statique de l'amplificateur décrit par ses profils AM/AM et AM/PM statiques [Sombrin 11].

Comme il a été avancé dans le chapitre 1 (I.3.2.2.3), il est théoriquement correct d'établir une correspondance entre la mesure de NPR, obtenue classiquement par la méthode du notch, et la mesure d'EVM faite sur une porteuse modulée insérée dans la bande rejetée. Cette méthode, utilisant un analyseur d'EVM, donne directement accès à la valeur vraie du NPR (donnée par la méthode du gain équivalent), filtré dans la bande de modulation de la porteuse. Le bruit blanc doit être généré, mais ne nécessite aucune mesure large bande directe, ce qui présente donc l'avantage d'être simple à mettre en œuvre, nécessitant uniquement un appareil capable de mesurer l'EVM sur des bandes passantes étroites (bande de modulation de la porteuse, typiquement quelques MHz). La figure III-17 illustre le principe mis en œuvre pour le calcul du NPR.

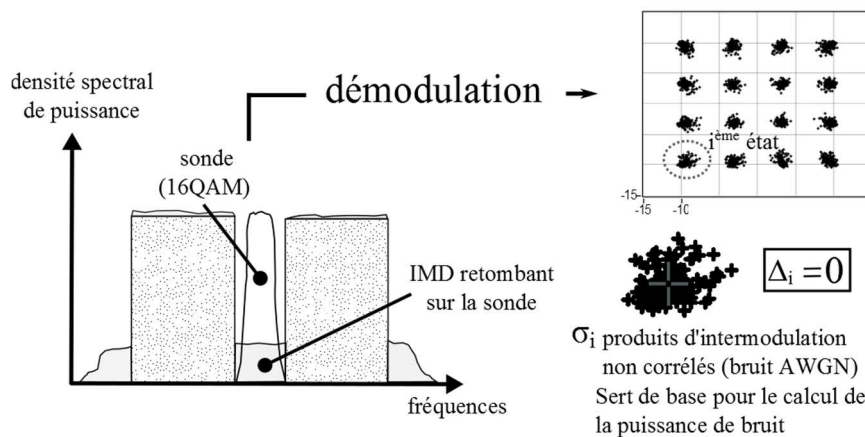


Figure III-17 : soit $e(t)$ un signal d'entrée gaussien, les produits d'intermodulation en sortie de l'amplificateur sont à statistique gaussienne et non-corrélés avec le signal utile [Bussgang 52, Rowe 82]. Après démodulation, chaque état i de la constellation est alors entaché d'une erreur (vecteur d'erreur) à statistique gaussienne (σ_i). La composante Δ_i est nulle. Ce bruit d'intermodulation dégrade la mesure de l'EVM effectuée sur la porteuse modulée et peut être relié au NPR.

III.4.1 Mesure de l'EVM sur une porteuse modulée

Tout comme la définition à la base de la mesure du NPR, on montre que l'algorithme de calcul implémenté dans l'analyseur d'EVM obéit à la même condition de non-corrélation du signal utile et du bruit [Jensen 13, Sombrin 11]. Toutefois, à la différence de la méthode du gain équivalent, pour laquelle la corrélation croisée est effectuée sur les trames complètes aux accès du DUT, la démodulation opérée par l'analyseur d'EVM repose sur l'utilisation du filtre

adapté au signal (réponse impulsionnelle du filtre de réception $r(t)$ identique à celle du filtre d'émission $h(t)$, mais conjuguée et retournée dans le temps). Ceci revient alors mathématiquement à prendre la corrélation croisée entre les symboles d'entrée, filtrés, entachés de bruit, et la réponse impulsionnelle du filtre d'émission. On montre que ces conditions sont équivalentes, à la condition que les symboles de modulation x_j soient aléatoires [Sombrin 07].

La minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre les symboles reçus et les symboles idéaux est à la base de l'algorithme de calcul de l'EVM effectué par l'appareil [Mashhour 01]. Comme dans la méthode du gain équivalent, ceci assure, par ajustement de l'amplitude et de la phase, d'annuler la corrélation entre le bruit et le signal idéal (réponse impulsionnelle du filtre d'émission), et ainsi la minimisation de la puissance de bruit aux instants de décision. Finalement, le bruit correspond à la plus petite partie restante, non-corrélée avec le signal idéal. Utilisées dans les mêmes conditions, ces deux méthodes doivent donner le même rapport signal à bruit en sortie de l'amplificateur non-linéaire.

III.4.2 Obtention du NPR par une mesure vectorielle d'EVM

La vérification expérimentale de la mesure du NPR avec un analyseur d'EVM est effectuée. La mesure consiste à comparer le NPR vrai, obtenu par la méthode du notch ($\text{NPR}_{\text{vrai}} = \text{NPR} - 1$), et la mesure du NPR déduite de la mesure de l'EVM effectuée sur la porteuse modulée insérée dans le notch.

Comme il a été illustré au paragraphe I.3 (figure I-26), la réception du signal est faite à travers différents filtres. En sortie du démodulateur, le signal et le bruit sont évalués à travers le filtre adapté (filtre RRC), conduisant à la définition du SNR et de l'EVM. Cependant, comme rappelé au paragraphe I.3.2.1, la répartition fréquentielle des produits d'intermodulation n'est pas plate, et présente notamment une décote d'environ 1.8dB entre le centre et le bord de la bande. On ne peut pas, en toute rigueur, considérer le bruit d'intermodulation comme blanc dans la bande de modulation de la porteuse. Afin d'être rigoureux dans l'évaluation de la puissance du bruit venant dégrader le SNR dans la bande de modulation, et ainsi de pouvoir comparer les deux mesures, il faut alors s'assurer de filtrer le signal et le bruit d'intermodulation par le même filtre (le filtre adapté, utilisé pour la mesure de l'EVM). Dans ces conditions, on a alors accès au NPR vrai, moyenné dans la bande de modulation de la porteuse.

En fait, expérimentalement, en s'assurant que la bande rejetée, imprimée au centre du signal occupe une faible portion du signal total (typiquement 5%), on s'assure que la DSP du bruit est constante sur la bande de modulation de la porteuse. Il suffit alors de considérer la puissance de bruit qui tombe dans la bande équivalente de bruit du filtre adapté (une simple multiplication par la DSP suffit alors). Comme la puissance du signal est également calculée dans cette même bande équivalente, on a alors directement accès au rapport signal à bruit dans la bande de modulation, sans la nécessité d'appliquer la fonction de filtrage.

L'amplificateur sous test est le test-board CGH40010 (10W) CREE. La fréquence centrale de travail est 2.5GHz. Un schéma-bloc du banc de mesure est représenté à la figure III-18.

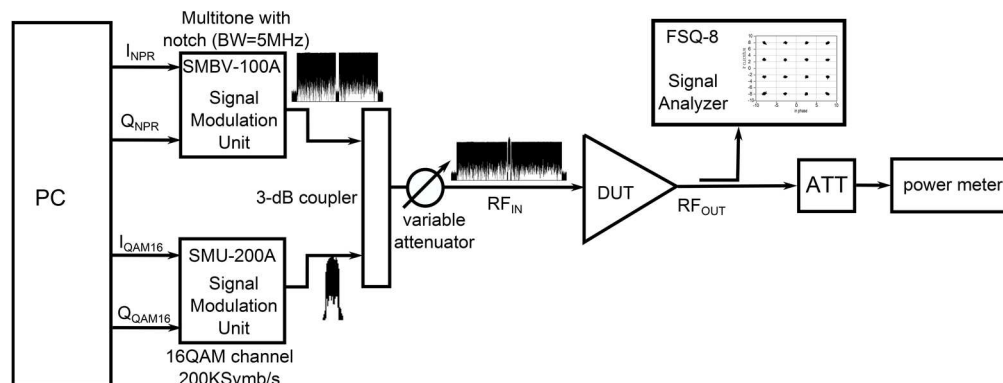


Figure III-18 : configuration de la mesure pour la validation expérimentale de la méthode proposée de mesure du NPR déduite de la mesure de l'EVM [Medrel 13].

Deux VSG sont utilisés dans cette configuration. Le premier (R&S SMBV-100a) sert à la génération du signal principal d'excitation large bande (bruit blanc gaussien à bande limitée $BW=5\text{MHz}$, $\text{PAPR}=11\text{dB}$, un trou fréquentiel de 6% de la bande totale est imprimé au centre). Le second (R&S SMU-200a) sert à la génération du signal test (porteuse modulée QAM16, 200kSymb/s , filtrée RRC roll-off=0.35, occupant une bande totale d'environ 270kHz). Ce signal test est inséré dans le notch au moyen d'un coupleur résistif 3-dB. En sortie, le récepteur démodule la porteuse, et intègre une partie du bruit dans sa bande équivalente de bruit, dégradant l'EVM de la porteuse modulée. Le NPR se déduit alors de cette mesure par :

$$NPR_{\text{filtré dans la bande}}(\text{dB}) = 40 - 20 \log(\text{EVM} \cdot V) - 10 \log(R)$$

Avec V le facteur de forme défini section I.3.1.3, et R le rapport entre la densité spectrale de puissance du bruit blanc NPR et la densité de puissance de la porteuse modulée insérée dans le notch.

Cette mesure est comparée avec la méthode classique du notch, pour laquelle on mesure le rapport entre la puissance de bruit retombant dans la bande rejetée et la puissance du signal.

Une attention particulière doit être portée sur le niveau de la porteuse insérée dans le notch. [Sombrin 07] propose une étude de la sensibilité des niveaux relatifs entre les deux signaux. Il faut notamment s'assurer que le niveau de la sonde soit suffisant pour que l'EVM mesuré ne soit pas trop influencé par le bruit (on s'assurera notamment que le niveau de puissance soit suffisant pour avoir une valeur d'EVM autour de 1% avant le passage dans l'amplificateur non-linéaire). Ce niveau doit cependant être suffisamment faible pour que le bruit d'intermodulation propre de la porteuse soit négligeable en sortie de l'amplificateur.

Typiquement, il faut s'assurer que le niveau de la porteuse vienne affleurer le niveau du bruit blanc, de telle sorte que leurs DSP soient comparables. On choisira une valeur de R proche de 1 afin d'être correct dans l'évaluation de l'EVM. L'utilisation de l'atténuateur en sortie du combineur permet de s'assurer que les niveaux relatifs de la sonde et du bruit blanc restent fixes sur toute la gamme de puissance.

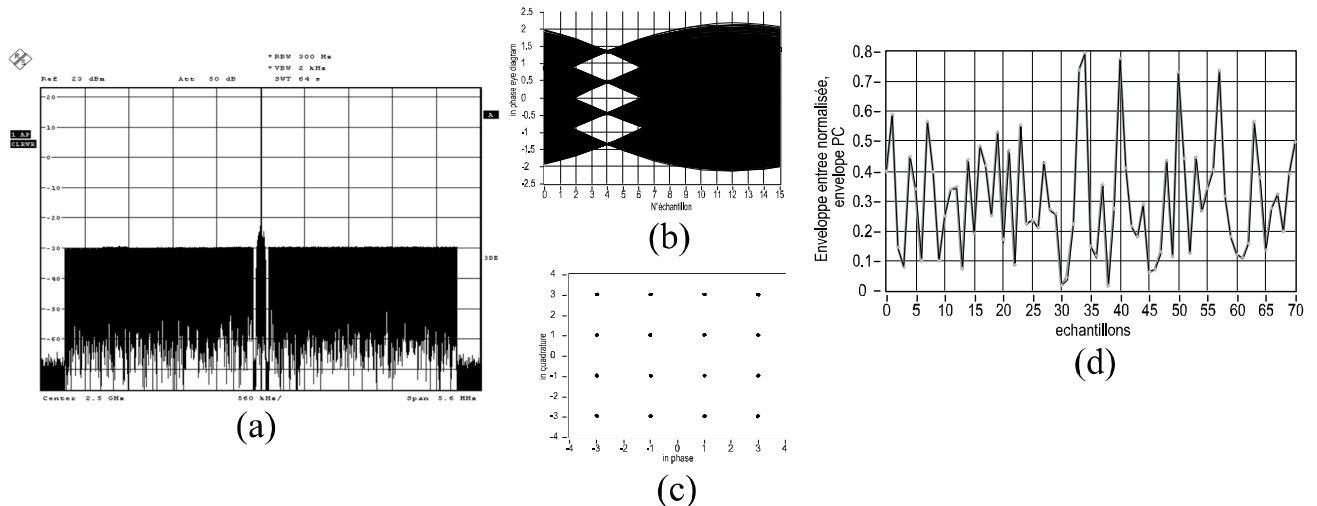


Figure III-19 : signal mesuré en entrée de l'amplificateur : (a) spectre du signal généré, (b) diagramme de l'œil, (c) constellation de la porteuse modulée (EVM=1.1%), (d) $|V_{in}(t)|$ et $|V_{PC}(t)|$ normalisées.

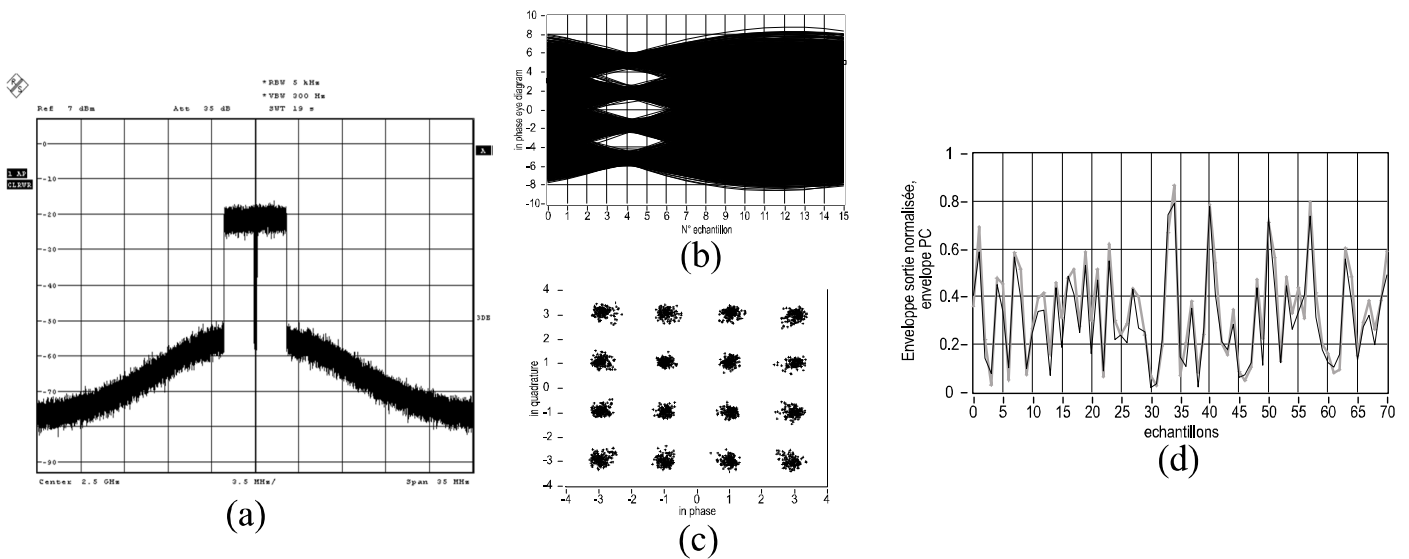


Figure III-20 : signal mesuré en sortie de l'amplificateur : (a) spectre du signal généré, (b) diagramme de l'œil, (c) constellation sur la porteuse modulée (EVM=10.5%) (d) $|V_{out}(t)|$ et $|V_{PC}(t)|$ normalisées

La figure III-21 montre la correspondance exacte entre la mesure du NPR effectuée par la méthode classique du notch, et la mesure du NPR déduite de la mesure d'EVM effectuée sur la sonde par la formule précédente. Ceci démontre que le NPR est identique à du bruit dans une bande étroite, qui vient alors dégrader la mesure dans la bande effectuée par le mesureur d'EVM, à la manière d'un bruit blanc gaussien additif.

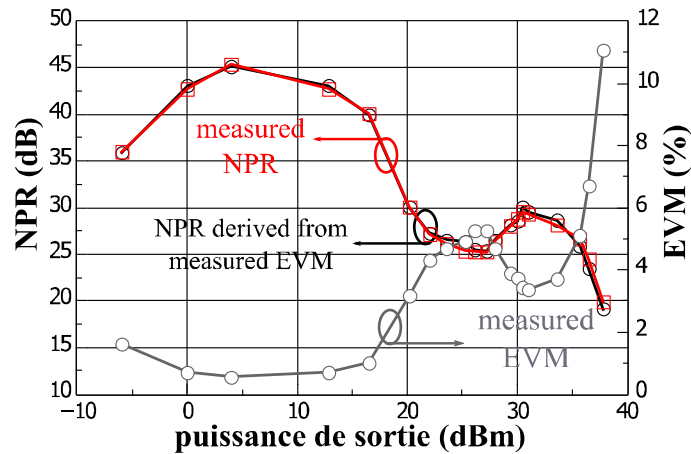


Figure III-21 : comparaison entre la mesure du NPR classique (méthode du notch) et le NPR déduit de la mesure de l'EVM sur un amplificateur GaN CREE CGH40010 ($V_{GS0}=-3.1V$, $I_{DSQ}=200mA$, $V_{DS0}=28V$)

III.5 Conclusion

Au cours de ce troisième chapitre, le banc de mesures temporelles d'enveloppe développé et utilisé au cours de ces travaux a été présenté. La procédure d'étalonnage spécifique en paramètres S du bloc passif (coupleurs, câbles, switch...) permettant de ramener les ondes brutes mesurées par le récepteur aux accès du DUT a été présentée et validée par une comparaison, sur une connexion directe, avec une sonde de puissance étalon. Une procédure de synchronisation en enveloppes complexes par une méthode d'intercorrélacion a également été mise en place. La validation de cette procédure passe par le tracé des caractéristiques dynamiques d'enveloppe sur une connexion directe. Finalement, le fonctionnement du banc est illustré et appliqué à une mesure comparative EVM/NPR d'amplificateur intéressante dans le cadre de la caractérisation des performances d'amplificateurs large bande.

Le développement de ce système de caractérisation fournit un outil précieux pour l'étude de solutions d'amplification adaptatives. L'optimisation des conditions de fonctionnement de l'amplificateur de puissance, notamment la gestion de l'alignement temporel des différents signaux (enveloppe, signaux d'alimentation) est faite au moyen de différents critères comme l'EVM, l'ACPR ou le gain dynamique d'enveloppe, comme il sera montré au chapitre suivant. Il offre de plus un cadre expérimental de laboratoire utile pour diverses investigations tel qu'il sera abordé en fin de manuscrit dans les perspectives.

(IV) Etude d'un contrôle dynamique de la polarisation de grille autour de la classe B pour la linéarisation des amplificateurs de puissance

IV.1 Introduction

Le premier chapitre a permis de mettre en avant les potentialités offertes par la classe B en technologie GaN pour l'amplification linéaire et à haut rendement des signaux modulés à enveloppe variable. Comparativement au tour d'horizon effectué au second chapitre, celle-ci apparaît notamment comme étant un bon compromis de par sa relative simplicité et le rendement théorique offert. Comme il a été rappelé au paragraphe I.2.4.3.1.2, pour un transistor idéal avec des caractéristiques I/V linéaires par morceaux, la classe B offre théoriquement une linéarité excellente vis-à-vis de l'enveloppe. La quantité de fondamental est restituée linéairement à la charge car il n'y a pas de modulation de l'angle d'ouverture selon la puissance instantanée de l'enveloppe. Cependant, comme introduit au paragraphe I.2.4.3.1.3.1, la caractéristique réelle courbée I_{DS}/V_{GS} conduit à un profil non-constant de la transconductance g_m autour du point de pincement V_p . Ceci provoque une forte dégradation de la linéarité à bas niveau lorsque l'excursion du signal RF parcourt cette courbure la majorité du temps [Medrel 14]. A bas niveau, la valeur du gain est alors fortement influencée par la polarisation de grille. De plus, des effets dispersifs de dynamique lente plus spécifiques à la technologie GaN, tels que les effets de pièges, présentés au paragraphe I.2.4.5, conduisent également à dégrader les performances en puissance par un décalage de la tension de pincement. La dépendance à tous ces effets est d'autant plus sensible que l'amplificateur est polarisé proche de son point de pincement.

Dans la suite de ces travaux, nous proposons d'appliquer un contrôle dynamique de la tension de polarisation de grille à bas niveau autour du point de pincement, au rythme de l'enveloppe de modulation, en vue d'améliorer la linéarité à bas niveau de la classe B dans le cas de signaux modulés. Cette approche, en plus de sa relative simplicité, présente l'intérêt de ne nécessiter qu'une faible puissance d'actionnement (courant BF de l'accès de grille, et excursions en tension de commande très faibles), la contribution en puissance dans le bilan global de consommation est donc minimale. Ceci présente l'avantage de relâcher fortement les contraintes de conception du modulateur de polarisation par rapport à la technique d'ET de drain présentée en II.3.1.2. Tout d'abord une implémentation préliminaire de la technique proposée est menée en utilisant un générateur de signaux arbitraires (AWG) du banc afin d'émuler le signal de polarisation dynamique sur l'accès de grille. En seconde partie, l'implémentation du démonstrateur est faite. La loi de commande simplifiée retenue présente l'avantage d'une relative simplicité, et de pouvoir être réalisée avec des AOP (amplificateurs opérationnels) rapides spécifiques et des composants discrets. L'étude a été menée autour d'une maquette d'amplificateur 15W GaN CREE, disponible commercialement, et permettant plus facilement de réaliser le couplage du module de commande de polarisation au plus près du circuit de polarisation de grille en assurant au mieux la bande passante et la stabilité.

Finalement, une investigation est menée afin d'évaluer les bénéfices apportés par la technique proposée de contrôle de polarisation de grille à la technique d'ET de drain dans le but de favoriser le problème difficile du couplage entre le modulateur de polarisation de drain et l'amplificateur RF.

IV.2 Etude du contrôle dynamique de la polarisation de la grille de l'amplificateur autour de la classe B

IV.2.1 Principe

Un contrôle dynamique de la polarisation de grille V_{GS0} est appliqué à l'amplificateur polarisé en classe B exacte à bas niveau d'enveloppe afin d'assurer un profil de transconductance grand signal au fondamental constant, conduisant à un gain instantané d'enveloppe plat. Ce contrôle consiste à remonter la polarisation vers la classe AB selon une loi de commande ζ , reliant la polarisation $V_{GS0}(t)$ à l'enveloppe du signal $|V_{in}(t)|$ lorsque celle-ci est en dessous d'un seuil V_{th} , de telle sorte que :

$$\begin{cases} V_{GS0}(t) = V_p \text{ pour } |V_{in}(t)| \geq V_{th} \\ V_{GS0}(t) = \zeta(|V_{in}(t)|) \text{ pour } |V_{in}(t)| < V_{th} \end{cases}$$

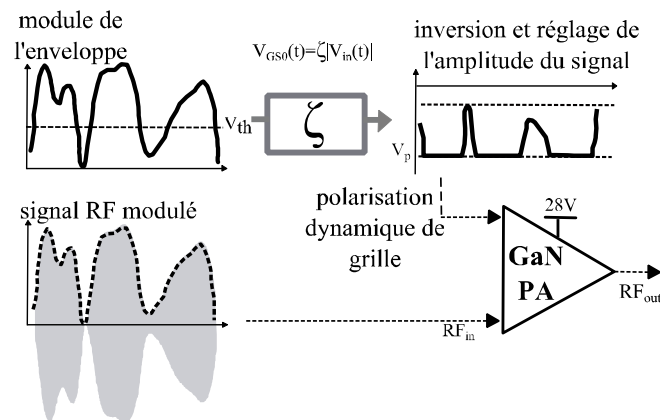


Figure IV-1 : illustration du contrôle dynamique de grille appliqué à bas niveau d'enveloppe ($|V_{in}(t)| < V_{th}$) pour l'amélioration de la linéarité d'un amplificateur polarisé en classe B

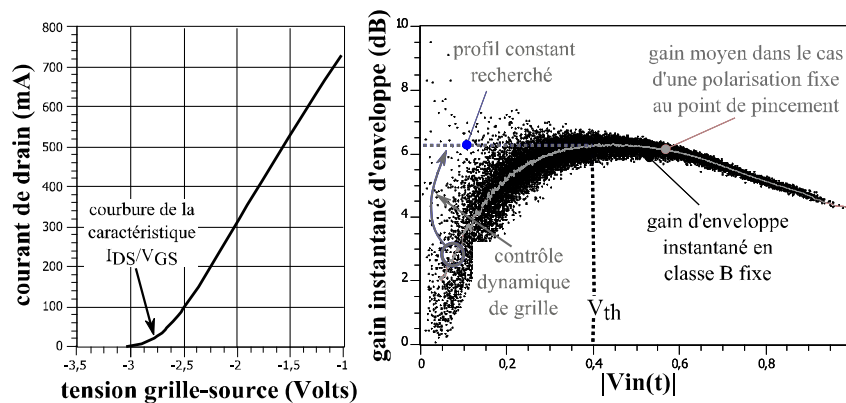


Figure IV-2 : le profil typique de la caractéristique statique I/V (gauche) présente une zone de courbure autour du point de pincement, et conduit à un profil de gain en puissance non constant à bas niveau (droite). L'approche suivie consiste à ajuster dynamiquement le point de polarisation V_{GS0} de grille pour des valeurs d'enveloppe $|V_{in}(t)|$ inférieures à un seuil V_{th} de façon à assurer un profil de gain instantané plat.

IV.2.2 Validation préliminaire sur le banc

IV.2.2.1 Présentation de l'amplificateur sous test utilisé

L'amplificateur utilisé dans cette étude est la maquette commerciale de démonstration CGH27015-TB de CREE [CREE-CGH27015-TB], construit autour du transistor GaN HEMT CGH27015F (15W) en boîtier. La fréquence de travail est 2,5GHz. Les capacités de plus fortes valeurs du circuit de polarisation de grille ont été enlevées, afin de permettre l'application d'un signal de polarisation avec une bande passante suffisamment large (de l'ordre de la dizaine de MHz).

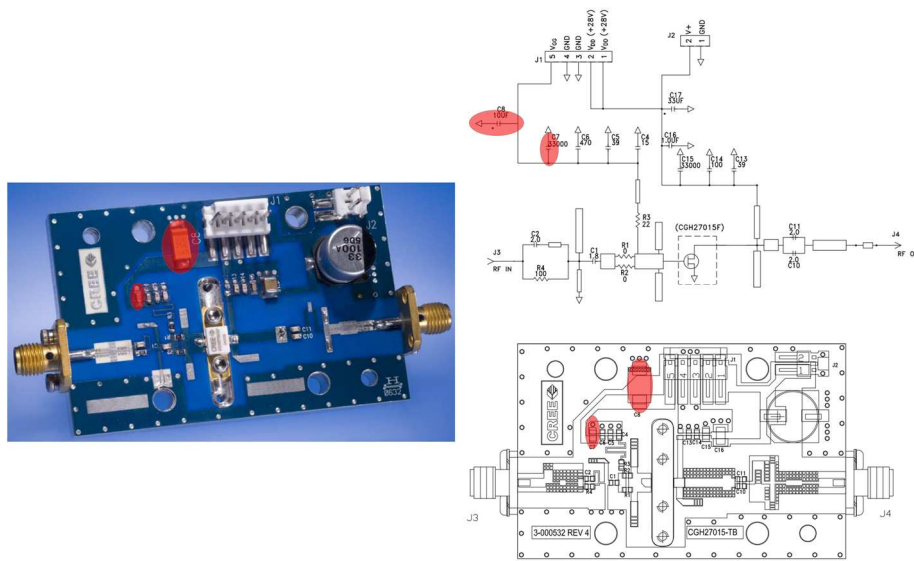


Figure IV-3 : amplificateur utilisé dans ces travaux (gauche), schéma électrique (droite en haut) et position des composants sur la maquette (droite, en bas). Les capacités en rouge (C8=10μF, C7=33nF) ont été supprimées afin de permettre l'application du signal dynamique de grille

La figure IV-4 représente la caractéristique statique I_{DS}/V_{GS} , ainsi que les caractéristiques statiques de gain et de PAE en CW sous une tension de polarisation de drain $V_{DS0}=28V$, l'amplificateur est polarisé en classe B exacte ($V_{GS0}=-3,14V$, $I_{DSQ}=0mA$).

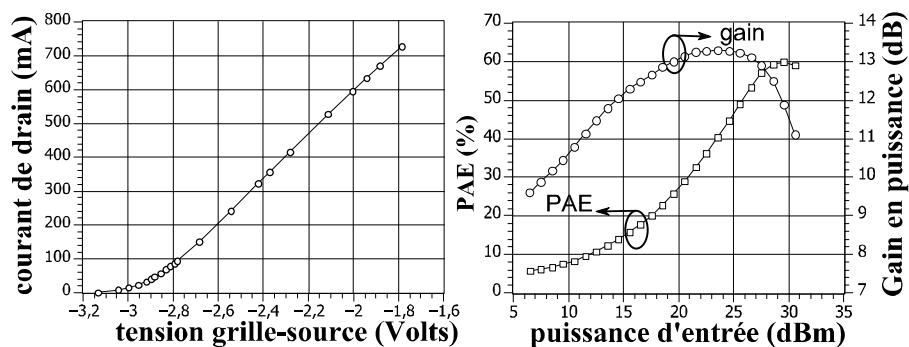


Figure IV-4 : caractéristique I_{DS}/V_{GS} ($V_{DS0}=28V$) (gauche), performances statiques CW en PAE et gain en puissance ($V_{DS0}=28V$, $V_{GS0}=-3.14V=V_p$, $f_o=2.5GHz$) (droite)

IV.2.2.2 Détermination de la loi de commande statique expérimentale $V_{GS0}=\zeta(V_{in})$

Afin de déterminer la loi de commande statique ζ reliant la tension de polarisation V_{GS0} à l'amplitude de l'enveloppe $|V_{in}(t)|$, des mesures statiques CW sont effectuées à la fréquence $f_0=2.5\text{GHz}$. La figure IV-5 représente les mesures du profil de gain en puissance selon la polarisation de grille V_{GS0} , sous tension de drain fixe ($V_{DS0}=28\text{V}$). La condition de gain plat recherchée fixe le domaine d'intérêt pour notre étude à $-3.14\text{V}\leq V_{GS0}\leq -2.9\text{V}$ (courant de repos : $0\text{mA}\leq I_{DSQ}\leq 50\text{mA}$).

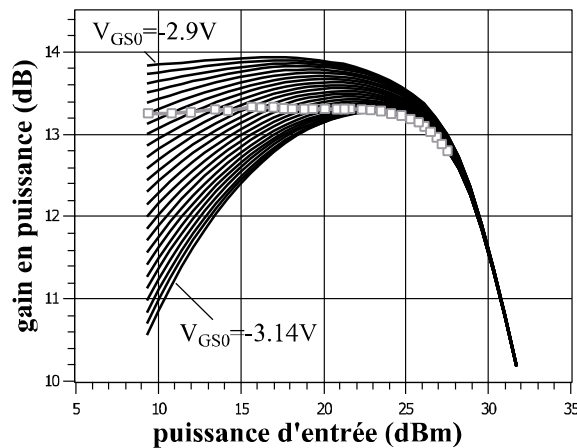


Figure IV-5 : profils du gain en puissance pour $-3.14\text{V} \leq V_{GS0} \leq -2.9\text{V}$ (pas de 0.01V). La condition de profil de gain constant impose une remontée de la tension de polarisation de grille de 0.19 volts , de V_p ($I_{DSQ}=0\text{mA}$) jusqu'à -2.95V ($I_{DSQ}=35\text{mA}$)

Le profil statique expérimental de la loi de contrôle en V_{GS0} à appliquer pour assurer un gain plat est donc représenté à la figure IV-6. Cette loi consiste à remonter la valeur de V_{GS0} lorsque l'enveloppe d'entrée $|V_{in}(t)|$ est inférieure à $V_{th}=3\text{V}$. Il peut être efficacement approximé par le profil simple et plus général donné à la figure IV-7. Nous verrons dans le paragraphe suivant, que cette simplicité dans l'approximation du profil idéal statique présentera l'avantage d'une relative facilité dans l'implémentation du modulateur réalisant cette loi de commande.

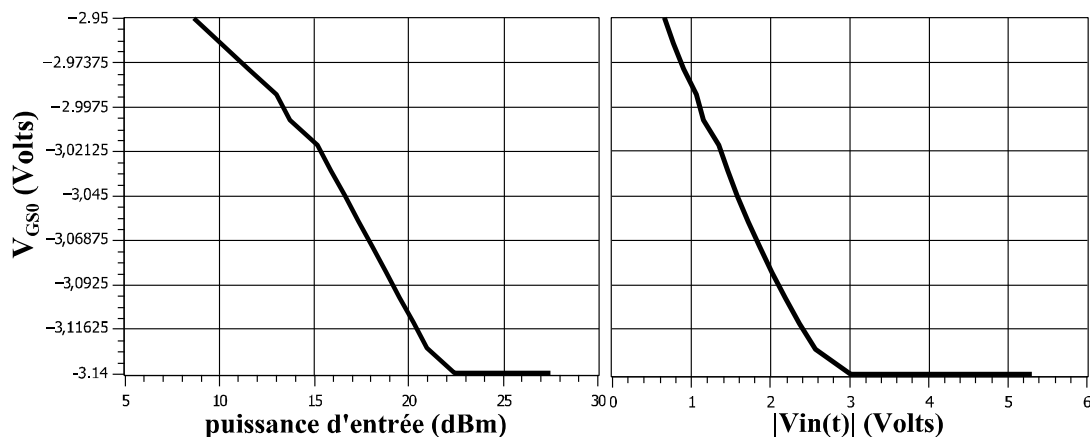


Figure IV-6 : profil statique expérimental de la loi de commande reliant la tension de polarisation V_{GS0} de l'amplificateur sous test à la puissance d'entrée (gauche) et au module de l'enveloppe (droite)

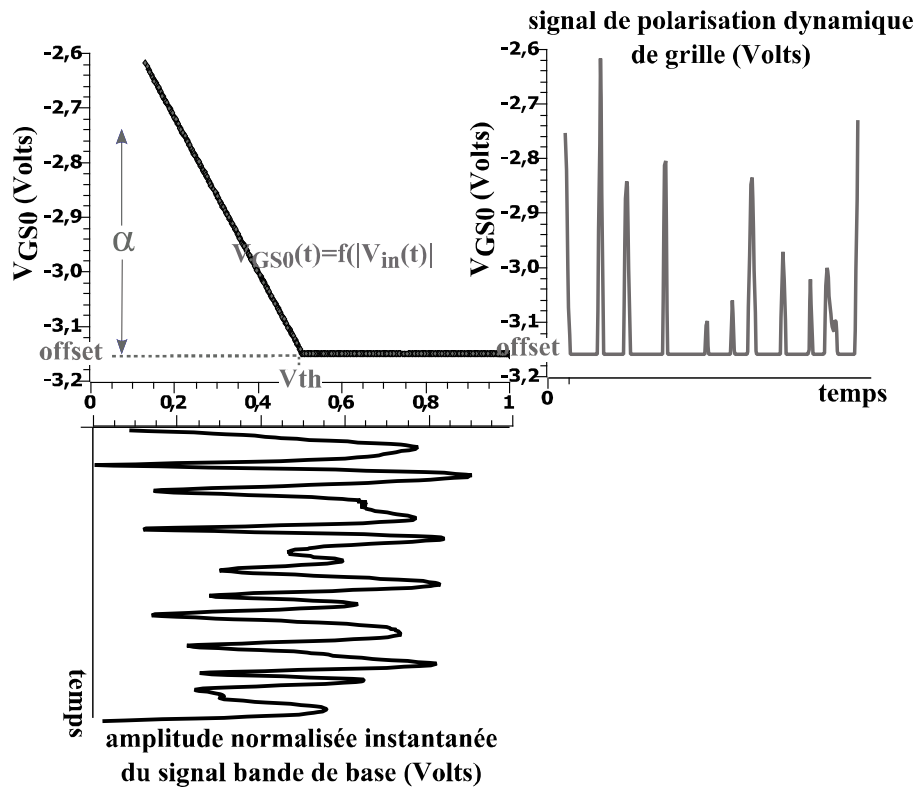


Figure IV-7 : passage de l'enveloppe à travers la loi de commande. L'approximation du profil expérimental déterminé précédemment consiste alors en une remontée linéaire de V_{GS0} pour les valeurs d'enveloppe d'entrée inférieures à une tension de seuil V_{th} . Le contrôle du signal de polarisation dynamique $V_{GS0}(t)$ de grille correspond donc au réglage de trois paramètres indépendants : α , offset et V_{th}

La loi $V_{GS0}(t) = \zeta(|V_{in}(t)|)$ retenue s'écrit formellement sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{GS0}(t) = V_p \text{ pour } |V_{in}(t)| \geq V_{th} \\ V_{GS0}(t) = \alpha(|V_{in}(t)| - V_{th}) + V_{offset} \text{ pour } |V_{in}(t)| < V_{th} \end{cases}$$

Elle consiste à limiter l'enveloppe d'entrée $|V_{in}(t)|$ à la valeur V_{th} , la multiplier par un coefficient α (<0), puis à ajouter un offset DC V_{offset} , afin de polariser le transistor à $V_{GS0} = V_p$ pour les valeurs d'enveloppe supérieures au seuil. Le signal $V_{GS0}(t)$ ainsi constitué est donc la réplique identique, limitée et inversée, du signal $|V_{in}(t)|$ pour les valeurs inférieures à V_{th} . La figure IV-8 illustre graphiquement les opérations effectuées pour la construction du signal $V_{GS0}(t)$.

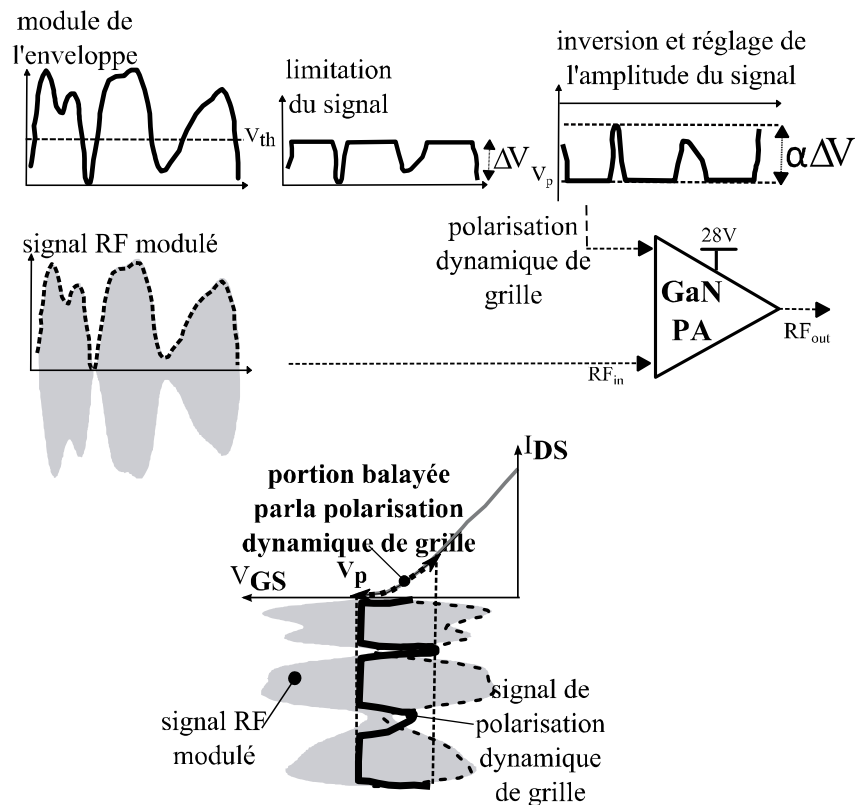


Figure IV-8 : représentation du contrôle dynamique de grille mis en place : le module de l'enveloppe du signal RF est tout d'abord limité à une valeur V_{th} , inversé, puis multiplié par un coefficient α (réglage de l'amplitude). Finalement un offset DC est ajouté afin de polariser l'amplificateur à $V_{GS0} = V_p$ pour $V_{in} \geq V_{th}$

IV.2.2.3 Résultats expérimentaux (signal 16-QAM, 2MSymb/s, $f_0=2.5\text{GHz}$)

Après la phase de caractérisation quasi-statique de l'amplificateur, nécessaire afin de déterminer la stratégie à adopter dans le contrôle de V_{GS0} à bas niveau, l'étape suivante est la caractérisation dynamique du fonctionnement de l'amplificateur sous test. Celle-ci est effectuée en présence du signal utile de modulation, et est bien entendue requise pour une optimisation de la loi de commande en présence des effets dispersifs réels, tels que les effets de pièges ou de thermique, impactant le fonctionnement de l'amplificateur RF. Afin d'appliquer et d'optimiser la forme du signal $V_{GS0}(t)$, ainsi que de gérer l'alignement temporel des signaux, cette étude s'appuie sur le banc de test expérimental présenté au chapitre précédent. Son synoptique pour cette étude est donné à la figure IV-9.

L'enveloppe complexe, constituée par les signaux IQ bande de base, est envoyée au générateur de signaux (SMU200a), afin de construire le signal RF modulé (16-QAM à 2MSymb/s). Ce signal modulé attaque ensuite l'amplificateur sous test. Les étapes relatives au calcul de $|V_{in}(t)|$ et à l'application de la loi de commande précédente sont effectuées à l'ordinateur. Le signal ainsi construit est envoyé dans le générateur de signaux arbitraires (AWG) (tektronix 2021) qui a en charge la génération du signal $V_{GS0}(t)$. Une étape d'alignement temporel entre le signal de polarisation de grille et le signal RF d'entrée est nécessaire afin d'assurer un fonctionnement optimal de la technique proposée. Ceci est géré finement au moyen du trigger déclenchant la génération du signal $V_{GS0}(t)$ par l'AWG.

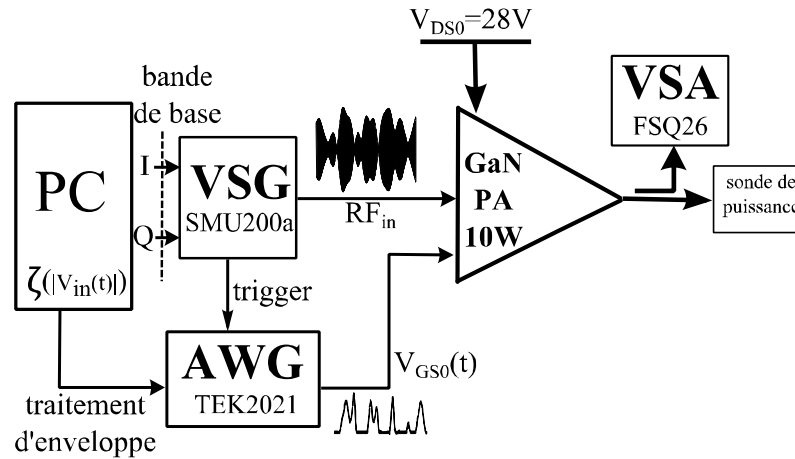


Figure IV-9 : configuration du banc de mesure développé pour la caractérisation dynamique de l'amplificateur RF avec la technique de contrôle dynamique de la polarisation de grille

Les réglages expérimentaux de la valeur de V_{th} ainsi que celui de la valeur du coefficient α sont faits en mesurant le profil AM/AM dynamique. Les figures IV-10 et IV-11 montrent les profils obtenus à V_{GS0} fixe (amplificateur polarisé en classe B, $I_{DSQ}=0mA$) puis, après réglage des coefficients et de l'alignement temporel, lorsque le contrôle dynamique de grille est appliqué. Le profil AM/AM résultant est ainsi maintenu le plus plat possible aux faibles niveaux d'enveloppe avec le contrôle de grille proposé. Les profils d'AM/PM montrent que la technique proposée ne conduit pas à des distorsions de phase supplémentaires sur cet amplificateur. Ceci est probablement lié à la conception et aux applications large bande de la maquette CGH27015TB imposant une adaptation large bande et un circuit d'adaptation d'entrée avec un faible facteur de qualité, et donc une relative désensibilisation aux variations de $C_{GS}(V_{GS})$.

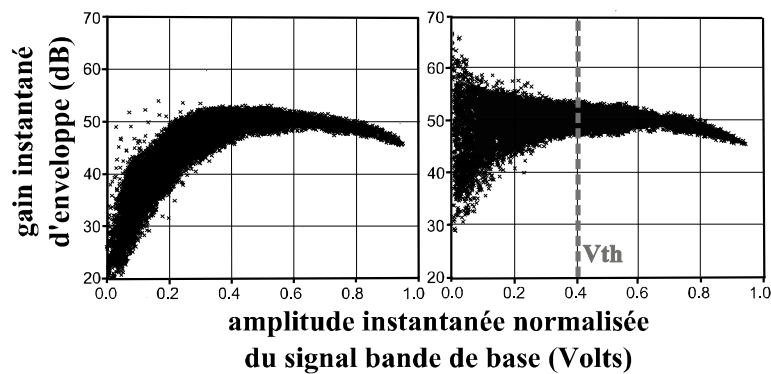


Figure IV-10 : profils de gains instantanés mesurés entre la puissance instantanée en sortie de l'amplificateur et le signal bande de base avec une polarisation fixe de l'amplificateur (gauche) et lorsque le contrôle de grille dynamique est appliqué (droite)

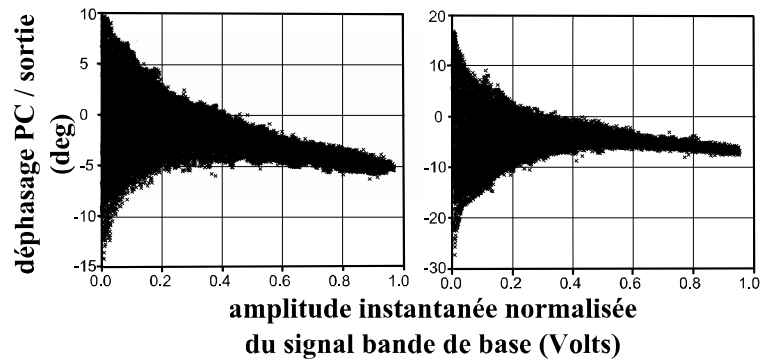


Figure IV-11 : profils d'AM/PM dynamiques mesurés entre la sortie de l'amplificateur et le signal bande de base avec une polarisation fixe de l'amplificateur (gauche) et lorsque le contrôle de grille dynamique est appliqué (droite). Une même valeur de distorsion d'environ 5 degrés est obtenue lorsque la technique de polarisation est appliquée sur cet amplificateur

La loi de commande qui correspond empiriquement au réglage optimal en linéarité conduit alors la tension de polarisation de grille $V_{GS0}(t)$ à être remontée dynamiquement de -3.14V jusqu'à -2.5V. Le réglage du coefficient α , fixant la pente et la valeur finale de la remontée de la polarisation de grille, est notamment supérieur à celui prédit par les mesures statiques préliminaires. La loi de commande dynamique à mettre en place pour assurer un profil de gain instantané constant et ainsi linéariser l'amplificateur sous test diffère du profil statique précédent. Ceci s'explique notamment par des effets de dynamique lente (effets dispersifs spécifiques à la technologie GaN, comme les effets de pièges et de thermique) conduisant à une dépendance des caractéristiques statiques précédentes selon le niveau d'excitation RF. La réponse de l'amplificateur RF en présence du signal utile excitant la non-linéarité et ses effets dispersifs conduit notamment à un décalage vers la droite de la valeur de V_p , et dont les effets sont d'autant plus sensibles que l'amplificateur est polarisé proche de son point de pincement. Les résultats expérimentaux obtenus pour les mesures de PAE et d'ACPR avec la technique proposée, en comparaison avec la classe B, sont montrés figure IV-12. Comparativement à la classe B fixe, une amélioration de 6dB en ACPR est obtenue, et une légère détérioration d'environ 2 points de la PAE sur la gamme de puissance liée à la remontée vers la classe AB conduisant à un courant moyen I_{DS0} consommé plus élevé. La Fig.6 montre un relevé des spectres de sortie à une puissance de 33dBm.

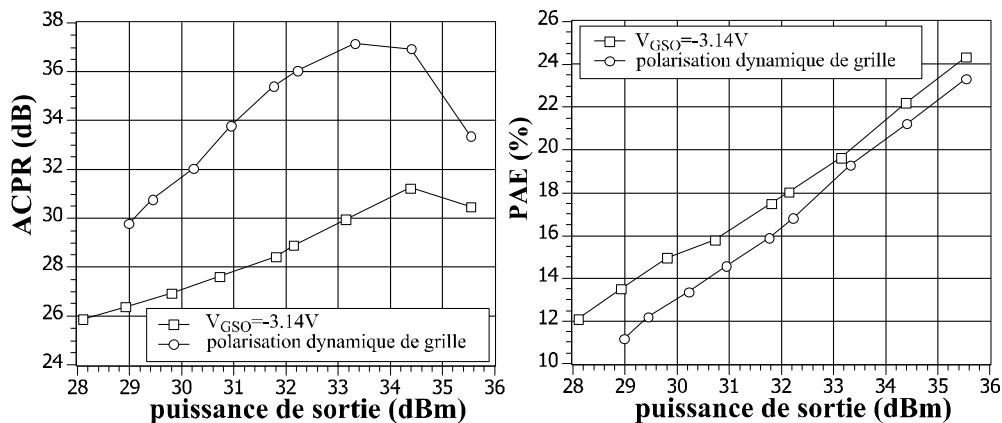


Figure IV-12 : performances de l'amplificateur sous test en ACPR (gauche) et en PAE (droite) avec la technique proposée, comparativement à la classe B fixe ($V_{GS0} = -3.14V$, $I_{DS0} = 0mA$)

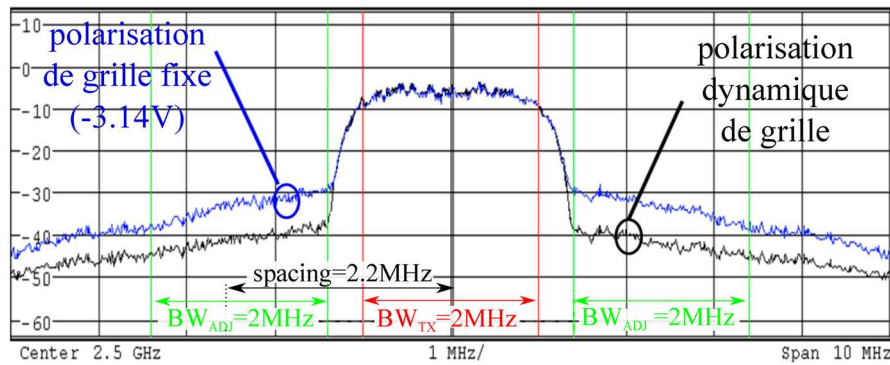


Figure IV-13 : allure des spectres de sortie ($P_{\text{sortie}}=33\text{dBm}$) montrant l'amélioration en ACPR entre la classe B fixe (bleu) et la technique de contrôle de grille (noire).

La technique proposée, émulée ici avec des instruments de laboratoire, apparaît intéressante à investiguer car elle offre une amélioration significative de la linéarité de la classe B en présence du signal modulé et apparaît comme intéressante dans le traditionnel compromis rendement / linéarité des architectures d'amplification adaptatives dans le sens où elle apporte une solution simple et potentiellement large bande. Comparativement à la technique d'ET traditionnelle opérée sur l'accès de polarisation de drain de l'amplificateur RF, et permettant une amélioration significative du rendement de l'amplificateur RF, la variation du point de polarisation de grille n'influe que peu sur la consommation du transistor. En revanche, pour un amplificateur à haut rendement travaillant en classe B, un contrôle adapté du signal $V_{\text{GS0}}(t)$ autour du point de pincement tel que celui qui nous nous proposons de mettre en place permet, a priori, de jouer fortement sur sa linéarité à bas niveau. La stratégie retenue présente de plus l'avantage d'être basée sur une transformation relativement simple de l'enveloppe du signal (limitation, inversion, gain, offset), pouvant efficacement être réalisée avec des AOP et des composants discrets, facilitant ainsi la réalisation et l'implémentation purement analogique d'un circuit dédié au traitement de l'enveloppe détectée tout en assurant une consommation raisonnable.

IV.2.3 Implémentation du modulateur

Le modulateur utilisé pour le contrôle dynamique de la polarisation de grille de l'amplificateur, dont le synoptique est représenté à la figure IV-14, est constitué de deux parties : une première sert à la détection de l'enveloppe du signal RF modulé. L'autre, en charge du traitement de l'enveloppe détectée et de la génération du signal $V_{\text{GS0}}(t)$ pour le contrôle du point de polarisation de la grille de l'amplificateur RF est conçu à base d'AOP spécifiques et de composants CMS. La consommation DC du module de polarisation ainsi constitué est mesurée aux environs de 410mW lors de son fonctionnement, ce qui est négligeable devant la consommation DC de l'amplificateur RF à la compression, qui est d'environ 23W.

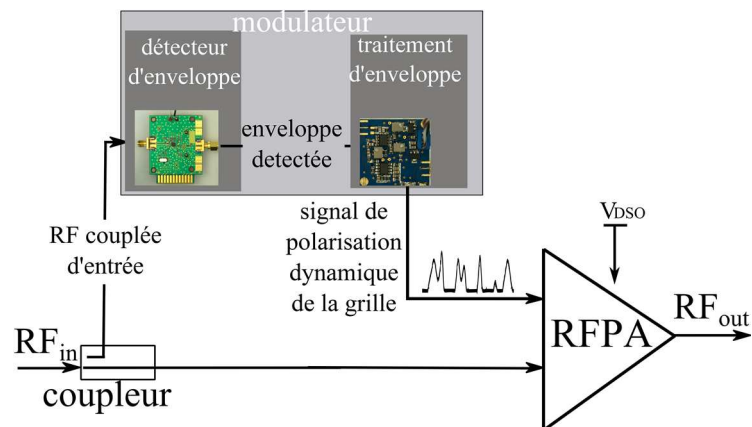
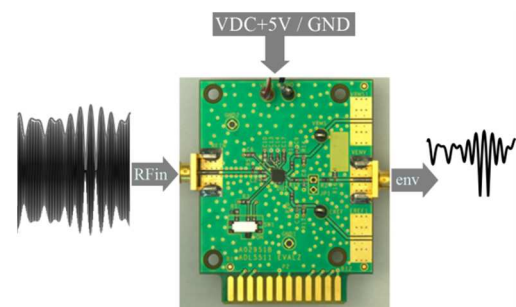


Figure IV-14 : illustration du modulateur servant au contrôle de la tension de polarisation de grille de l'amplificateur RF. Le détecteur d'enveloppe fournit en sortie un signal VENV (proportionnel à $|V_{in}(t)|$) qui est traité par le circuit de traitement pour construire le signal $V_{Gso}(t)$

IV.2.3.1 Circuit de détection d'enveloppe : ADL5511 (ANALOG DEVICE)

La détection de l'enveloppe est basée sur l'utilisation de la carte ADL551-EVALZ, construite autour de la puce ADL5511ACPZ-R7 (ANALOG DEVICE) [Analog Device ADL5511]. Les caractéristiques principales de la carte sont données ci-dessous :

- Bande passante RF : DC – 6GHz
- Bande passante d'enveloppe : 130MHz
- TPG (RFIN vers VENV) : 2ns
- Gain de conversion : 1.46V/V
- Dynamique : 47dB (-30dBm à +17dBm)
- Alimentation : +5V/21.5mA
(typ.105mW, mesuré 107mW)



L'impédance d'entrée de la carte est de 50Ω . L'enveloppe du signal RF sur RFIN est fournie sur VENV (connecteur SMA), le signal présent sur cette sortie est compris entre une valeur de pied dépendant de la température (VEREF, typiquement 1.1V) et une valeur maximale (typiquement 1.9V-2V). L'enveloppe vraie du signal RFIN est VENV-VEREF. Toutes les sorties sont reportées sur le connecteur plat de bord de carte.

IV.2.3.2 Circuit de traitement d'enveloppe

Un circuit en charge d'assurer la loi de commande expérimentale précédente sur l'enveloppe détectée a été développé. Comme il a été discuté au paragraphe précédent, la loi de commande consistant à remonter la polarisation de grille de l'amplificateur au rythme de l'enveloppe de modulation revient à ajuster trois paramètres :

- V_{th} , le seuil d'enveloppe (en volts) à partir duquel la polarisation de grille est remontée
- La valeur α de la sensibilité reliant l'enveloppe $|V_{in}(t)|$ à la polarisation V_{GS0}
- La valeur de l'offset DC ajouté afin d'assurer $V_{GS0}=V_p$ pour $|V_{in}(t)| \geq V_{th}$

Le schéma bloc réalisant ces trois fonctions est alors représenté à la figure IV-15. Cette configuration présente l'avantage de ne nécessiter que 2 AOP, tout en assurant une indépendance du réglage de chacun des trois coefficients vis des deux autres.

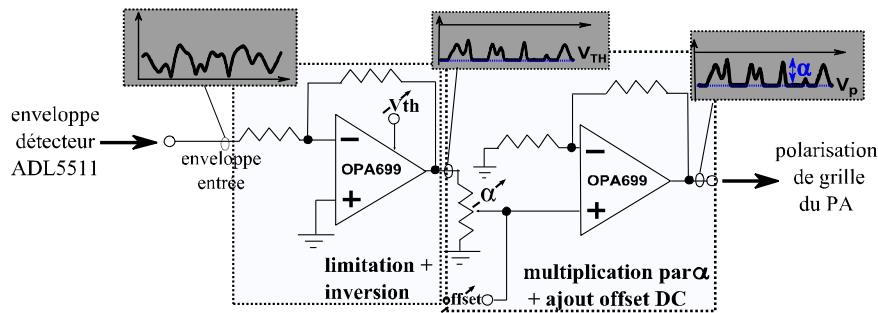


Figure IV-15 : schéma-bloc du circuit de traitement de grille. L'enveloppe est tout d'abord inversée (gain de -1), puis limitée à la valeur V_{th} ($V_{th} < 0$). A l'aide d'un montage potentiométrique, une portion est prélevée (coefficient α), puis un offset DC est ajouté à ce signal.

Le circuit repose sur l'utilisation d'AOP rapides (OPA699-ID [TI-OPA699]) et de composants CMS discrets, réalisant les différentes fonctions. Les principales caractéristiques électriques des AOP sont données ci-dessous :

- Bande passante d'enveloppe : 260MHz
- Produit gain-bande GBW=1GHz
- Slew-rate : 1400V/ μ s
- Alimentation : $\pm 5V$ / 15.5mA (typ.155mW pour les 2 AOP). La carte utilise des régulateurs alimentés sous $\pm 7V$ et appelant 43.5mA, soit une consommation effective finale de 304mW pour les 2 AOP sous $\pm 7V$.

La figure IV-16 représente le circuit final développé, ainsi que son empreinte. Le schéma électrique est représenté figure IV-17.

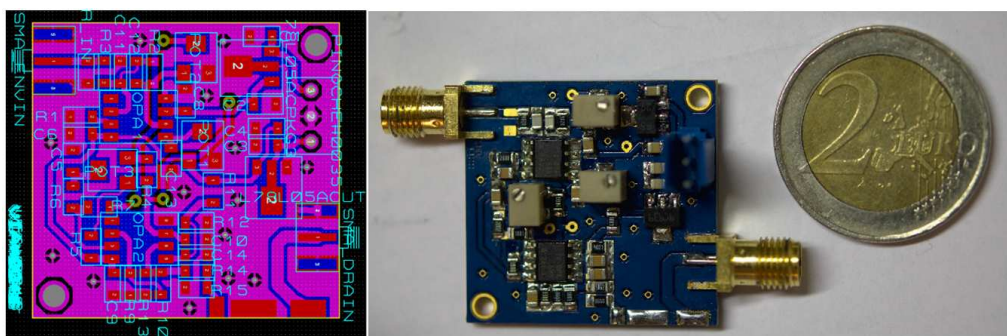


Figure IV-16 : layout (gauche) et photo du circuit de traitement d'enveloppe. Les potentiomètres multitours utilisés permettent un réglage fin des paramètres V_{th} , α et de l'offset DC

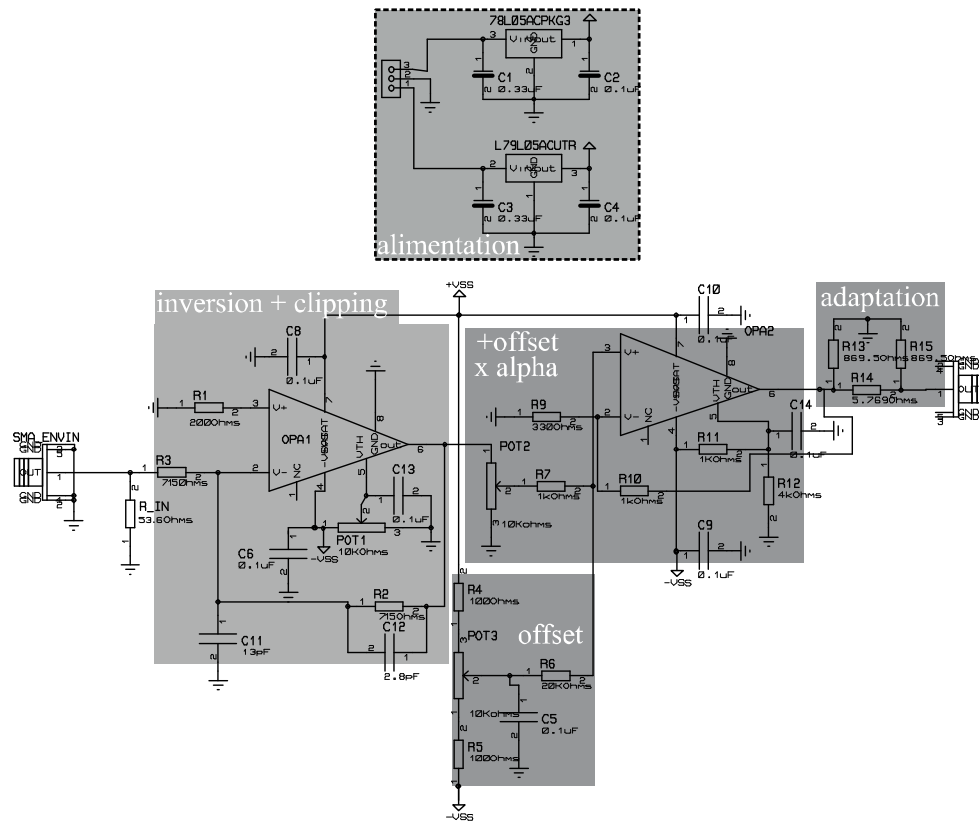


Figure IV-17 : schéma électrique du circuit de traitement d'enveloppe. Les valeurs de V_{th} , α , et de l'offset DC sont réglées respectivement par POT1, POT2, et POT3. L'impédance d'entrée présentée est de 715Ω (résistance de pied R_{in} non connectée). Le montage résistif de sortie constitué par R13, R14 et R15 assure la stabilité une fois le circuit connecté à l'accès de grille de l'amplificateur RF. Les capacités C8, C6, C13, C9, C10 et C14 doivent être placées au plus proche des AOP, associées aux vias elles découplent les HF parasites. Les capacités C11 et C12 sont nécessaires pour assurer la stabilité en boucle fermée avec le gain unitaire du premier étage.

La configuration de la carte ainsi figée autorise une certaine flexibilité, et permet de s'adapter à différents types de transistors et d'amplificateurs par de simples réglages de potentiomètres. La tension de sortie V_{GS0} s'écrit :

$$V_{GS0} = \left(\frac{R9 + R10}{R9} \right) \left(\frac{1}{R6 + R7} \right) (R7V_{2,POT3} + R6V_{2,POT2}) \approx 0.19V_{2,POT3} + 3.8V_{2,POT2}$$

La tension $V_{2,POT3}$ (tension de la patte 2 de POT3) est comprise entre $\pm VSS$ ($\pm 5V$ en négligeant les tensions de déchet), et permet donc un ajustement de l'offset de V_{GS0} de $\pm 1V$. Pour une tension d'entrée typiquement de $1.1V < V_{ENV} < 2V$, avec un réglage de $V_{th} = -1.4V$, et la patte 2 de POT2 en haut, les tensions $V_{6,OPA1}$ et $V_{2,POT2}$ sont égales et comprises entre $-1.1V$ et $-1.4V$. L'excursion du signal V_{GS0} (autour de la valeur moyenne DC) est alors de $\Delta V_{GS0} = 1.14V$.

Par exemple, pour $1.1V < V_{ENV} < 2V$, $V_{th} = -1.4V$, POT2 à la moitié de sa course ($\alpha = 1.9$) et POT3 réglé aux $\frac{3}{4}$ vers le bas ($V_{offset} = -0.475V$), le signal $V_{GS0}(t)$ sera compris entre $-3.14V$ et $-2.56V$, ce qui correspond à la configuration typique utilisée dans l'étude.

Le couplage du module de polarisation ainsi développé avec le circuit de grille de l'amplificateur RF sous test a donné lieu au développement de plusieurs essais et versions. Les difficultés rencontrées tiennent au fait que les AOP utilisés nécessitent de relatives précautions afin de supprimer leur potentiel à osciller, dû à leur très fort produit GBW (1GHz). Lorsqu'ils sont utilisés avec un gain en boucle fermé inférieur à 4 (notamment le premier étage inverseur avec un gain unitaire), leur stabilité n'est assurée qu'avec l'utilisation des capacités C11 et C12 (compensation externe permettant de maintenir le slew-rate maximal et les performances en bruit optimales du composant avec un gain unitaire). Une oscillation sur le signal $V_{GS0}(t)$ apparaissait notamment en sortie du circuit de traitement d'enveloppe lors de la connexion avec le circuit de polarisation de grille, celui-ci présentant une charge fortement capacitive à l'étage de sortie (montage OPA2). Ceci a été finalement résolu en insérant le réseau résistif (R13, R14 et R15), présentant une impédance caractéristique de 50Ω , et une atténuation de 1dB, cassant les oscillations. Associé à R9 et R10, il présente une impédance de charge à OPA2 d'environ 300Ω .

IV.2.3.3 Potentialités en bande passante

IV.2.3.3.1 Détecteur d'enveloppe

La figure IV-18 montre la configuration utilisée pour le test de la bande passante du détecteur d'enveloppe. Comme spécifié dans la référence [Analog Device ADL5511], le signal de test est un signal modulé en amplitude avec conservation de la porteuse (MAPC) avec un indice de modulation $m=0.25$. En sortie du détecteur, l'amplitude de l'enveloppe sinusoïdale est mesurée à l'analyseur de spectre (FSQ26).

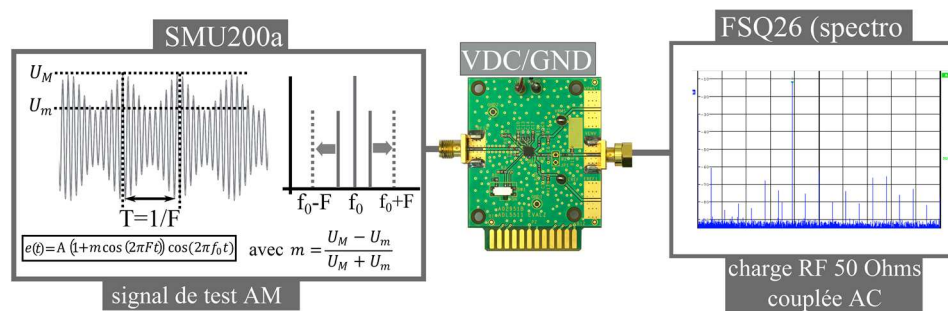


Figure IV-18 : évaluation de la bande passante du détecteur d'enveloppe avec un signal modulé AM (MAPC, $m=0.25$)

La figure IV-19 montre l'évolution de l'amplitude détectée en sortie de la carte lorsque la fréquence de l'enveloppe est balayée. La bande passante à -3dB mesurée est bien conforme à la documentation technique (130MHz). La figure IV-20 représente la réponse en fréquence normalisée du détecteur.

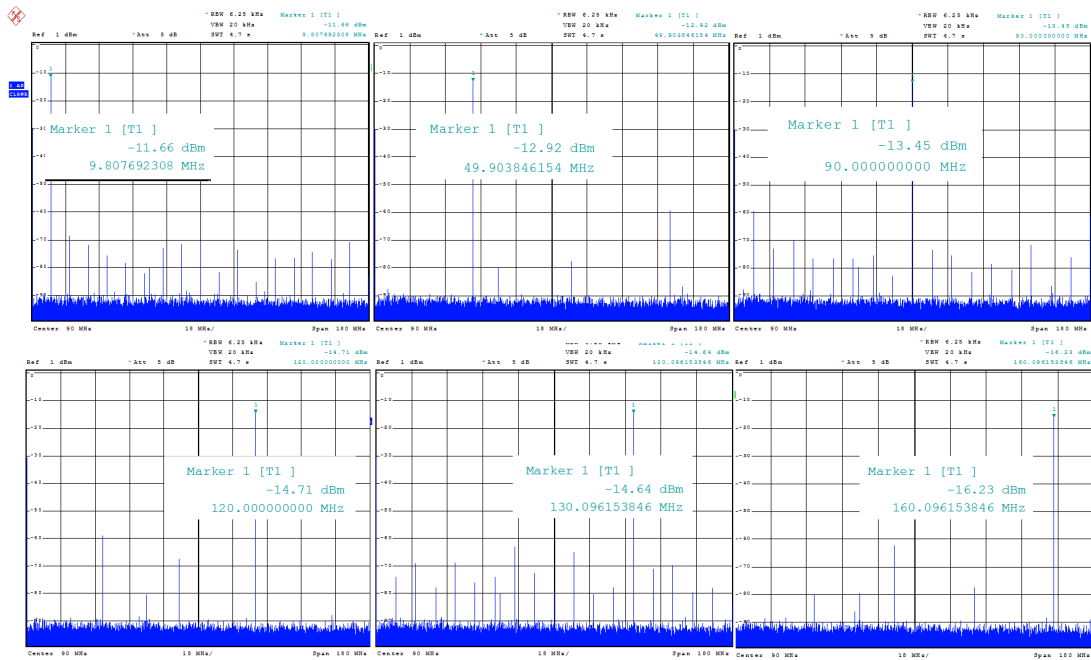


Figure IV-19 : mesure de l'amplitude de l'enveloppe sinusoïdale en sortie du détecteur en balayant la fréquence d'excitation

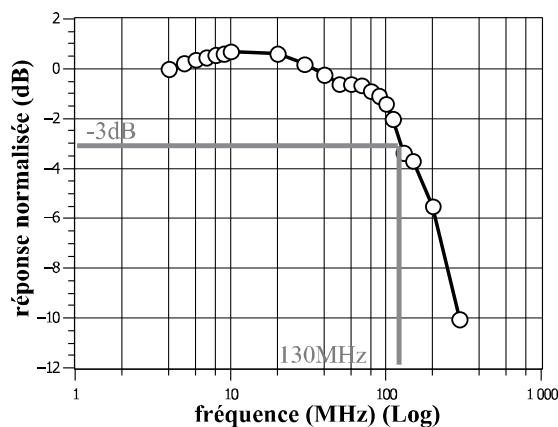


Figure IV-20 : réponse en fréquence (normalisée par rapport à la réponse à $F=2\text{MHz}$) du détecteur d'enveloppe ADL551. La bande passante à -3dB est évaluée à 130MHz

IV.2.3.3.1 Circuit traitement d'enveloppe

La figure IV-21 montre la configuration pour le test de la bande passante du circuit en charge du traitement de l'enveloppe. Le signal de test est un signal CW fourni par le SMU200a. A l'aide d'un té de polarisation (AEROFLEX8810sf3-18) permettant l'injection d'une composante AC BF (jusqu'à 50KHz), une composante DC est ajoutée afin d'émuler le signal VENV en sortie du détecteur d'enveloppe ($1.1\text{V} < \text{VENV} < 1.8\text{V}$). On s'assure du réglage des potentiomètres pour que le signal en sortie de la carte soit sinusoïdal (V_{th} minimale, α et offset suffisamment faibles pour éviter toute saturation). L'évolution de l'amplitude du signal sinusoïdal de sortie ainsi que la réponse en fréquence normalisée sont respectivement représentées aux figures IV-22 et IV-23. La bande passante utile est évaluée à 135MHz .

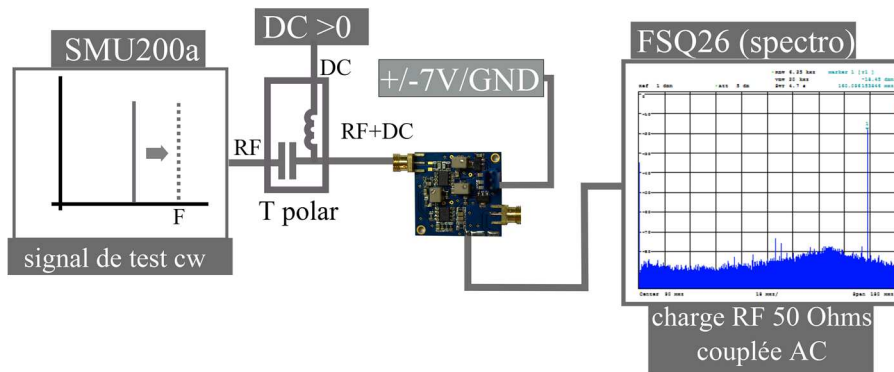


Figure IV-21 : évaluation de la bande passante du circuit de traitement de l'enveloppe. Le signal attaquant la carte est un signal sinusoïdal autour d'une valeur DC positive, émulant le signal fourni par la carte ADL5511

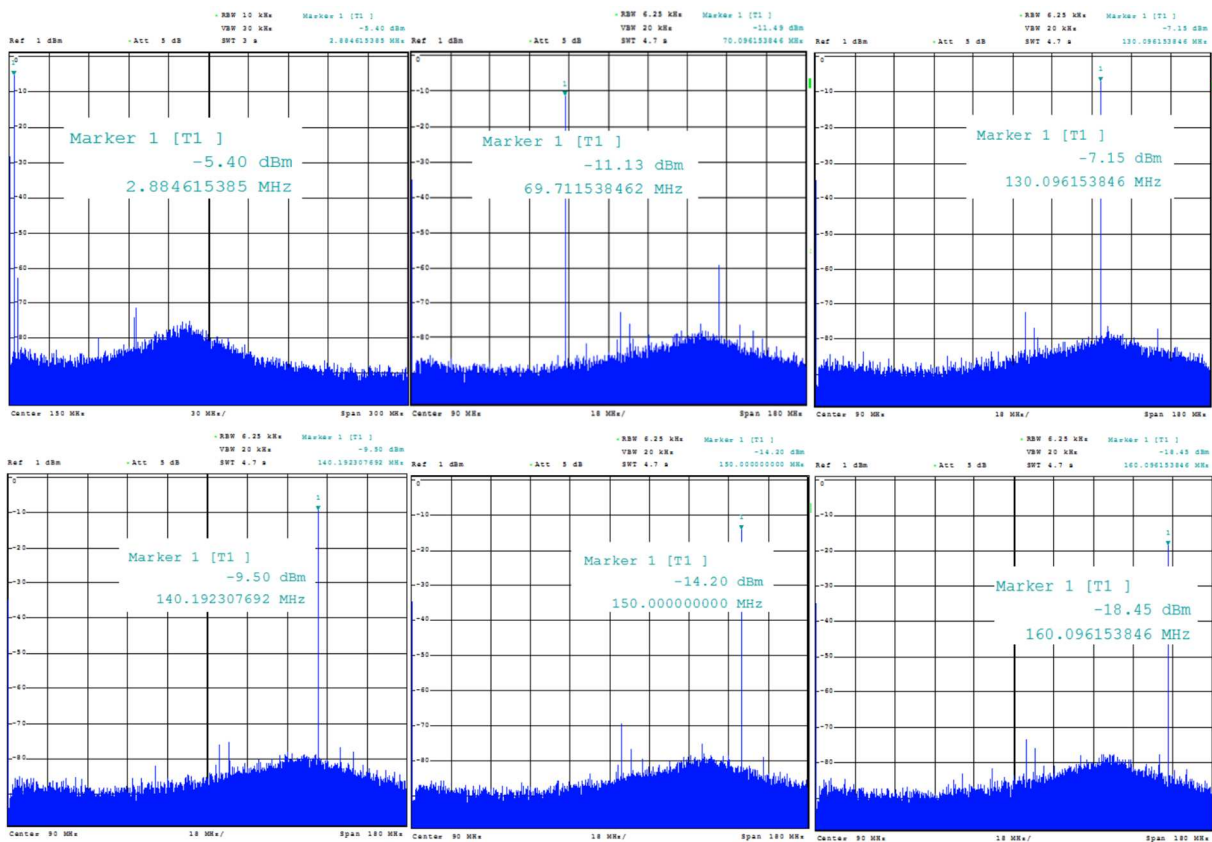


Figure IV-22 : mesure de l'amplitude du signal sinusoïdal en sortie du circuit de traitement en balayant la fréquence d'excitation

La figure IV-22 montre l'allure du spectre du signal en sortie de la carte. On observe une réponse en fréquence non plate, ce qui pose une ambiguïté dans l'évaluation de la bande passante du circuit. Cette répartition fréquentielle pondère l'amplitude du signal mesuré à l'analyseur de spectre, et conduit à des distorsions linéaires du signal de sortie. Au-delà de 145MHz, on sort de la bande utilisable du circuit, et on observe une franche coupure, ce qui justifie la valeur retenue.

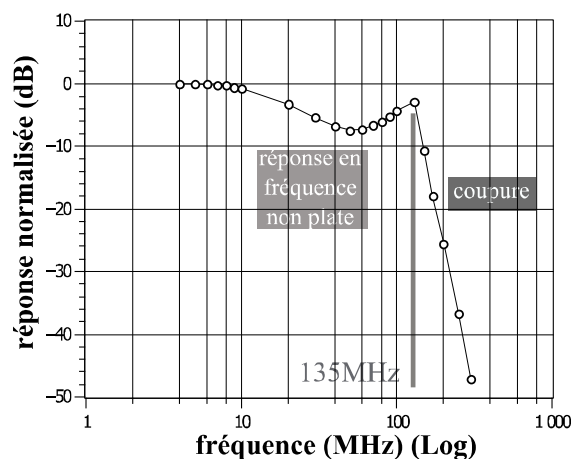


Figure IV-23 : réponse en fréquence (normalisée par rapport à l'amplitude à $F=2\text{MHz}$) du circuit de traitement d'enveloppe. La bande utilisable (avant la coupure) est évaluée à 135MHz

IV.2.3.3.2 Modulateur de polarisation de grille

La configuration pour le test de la bande passante est donnée figure IV-24. Ce test est effectué dans les mêmes conditions que précédemment (signal de test AM fourni par le SMU200a, mêmes réglages des différents potentiomètres de la carte de traitement).

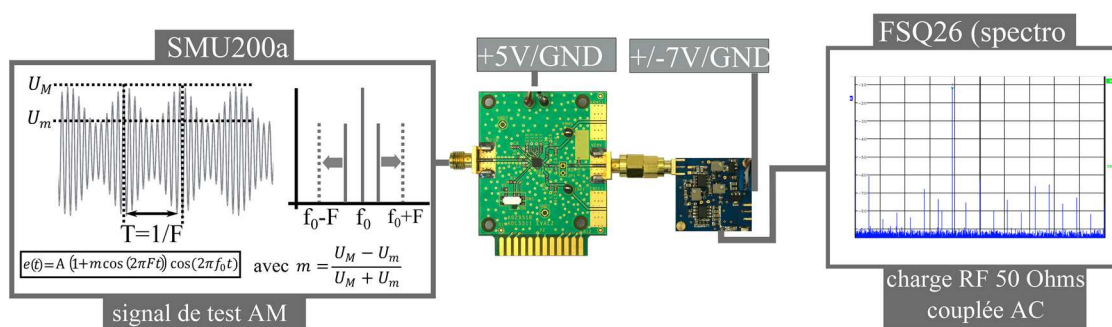


Figure IV-24 : test en bande passante du circuit total (détecteur d'enveloppe + circuit traitement)

L'évolution de l'amplitude de la raie en sortie ainsi que la réponse en fréquence normalisée sont respectivement représentées aux figures IV-25 et IV-26. La bande passante mesurée est évaluée à 135MHz. Les figures IV-277, IV-28 illustrent le fonctionnement du circuit global (sur un circuit ouvert, avant la connexion avec l'amplificateur RF) avec les allures temporelles mesurées à l'oscilloscope en présence des signaux utiles, respectivement un signal 2-tons et un signal modulé 16-QAM. A mesure que la bande passante de l'enveloppe augmente, on observe un léger décalage relatif entre les différents signaux. C'est, pour partie, ce qui justifiera un réglage fin de l'alignement temporel entre le signal de polarisation dynamique et le signal RF selon le type de signal utile, comme il est présenté au paragraphe IV.2.4.1.

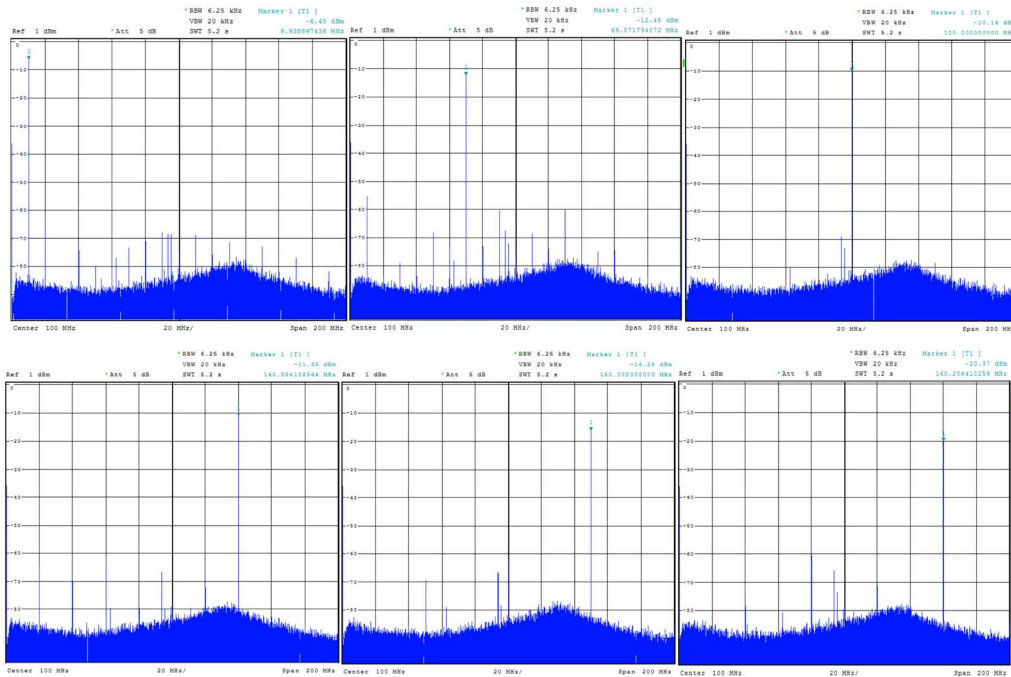


Figure IV-25 : mesure de l'amplitude du signal sinusoïdal en sortie du circuit de traitement en balayant la fréquence d'excitation

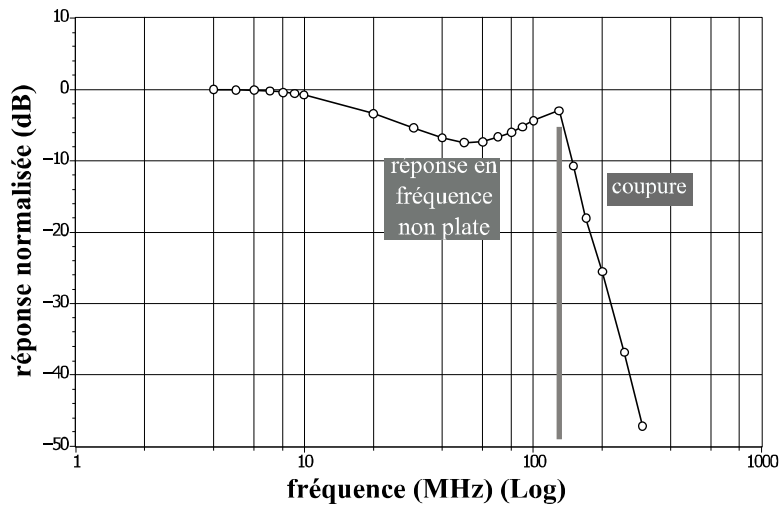


Figure IV-26 : réponse en fréquence (normalisée par rapport à l'amplitude à $F=2\text{MHz}$) du circuit de traitement d'enveloppe. La bande passante à -3dB est évaluée à 135MHz

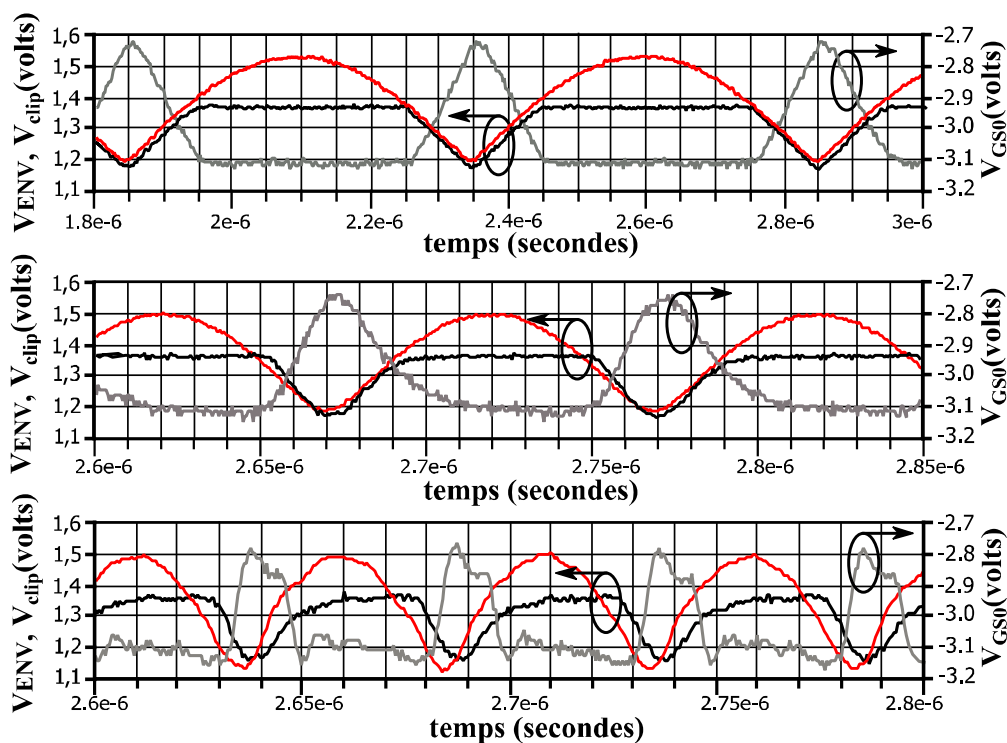


Figure IV-27 : mesures temporelles en circuit ouvert dans le cas d'un signal 2-tons pour différentes valeurs de bande passante : 2MHz (haut), 10MHz (milieu), 20MHz (bas). Rouge : module de l'enveloppe en sortie du détecteur (VENV), noir : tension en sortie du premier étage du circuit de traitement (inversée), limitée à la valeur V_{th} , gris : tension de polarisation de grille $V_{GSO}(t)$

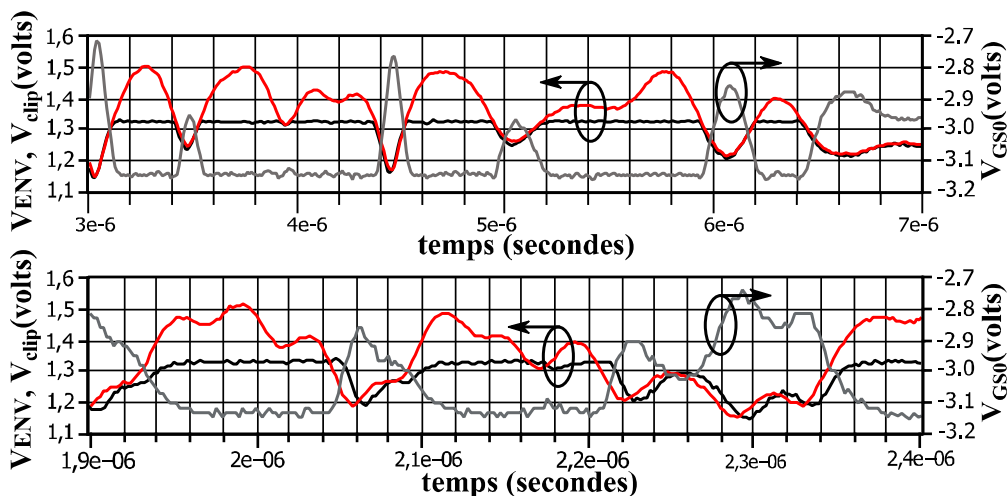


Figure IV-28 : allures temporelles en circuit ouvert dans le cas d'un signal 16-QAM ($\alpha=0.35$) pour différentes valeurs du débit symbole : 2MSymb/s (2.7MHz) (haut), 20MSymb/s (27MHz) (bas)

IV.2.4 Couplage avec l'amplificateur RF 10W GaN CREE—Résultats expérimentaux

L'amplificateur sous test utilisé est le CGH27015-rev4, présenté au paragraphe IV.2.3.1, son circuit de polarisation de grille a été modifié afin de permettre le contrôle dynamique du point de polarisation de la grille au rythme de l'enveloppe. Le module de polarisation est couplé au plus proche de l'accès de grille afin de limiter les effets parasites d'éventuels câbles et connecteurs. L'accès de polarisation de drain se fait par la carte de traitement d'enveloppe.

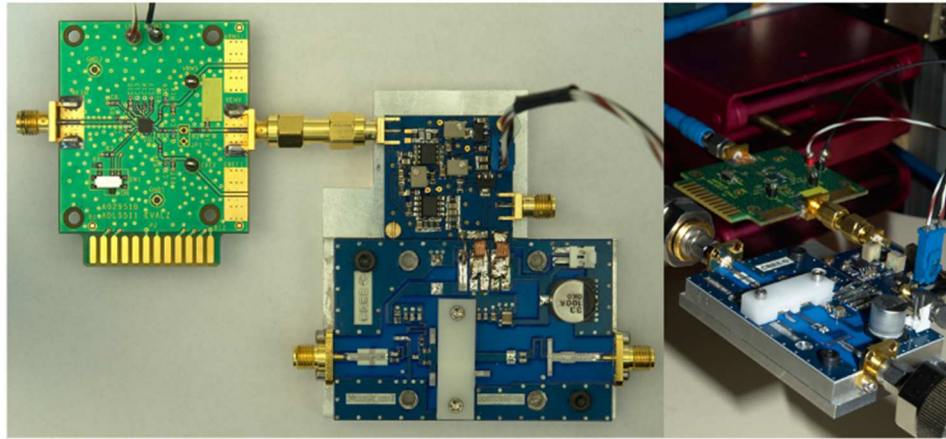


Figure IV-29 : photo du démonstrateur intégrant le contrôle intégré adaptatif de la polarisation de grille. La polarisation du drain se fait par la carte de traitement de l'enveloppe pour un gain de place

IV.2.4.1 Alignement temporel des signaux

Un aspect expérimental important de cette étude est le contrôle précis de l'alignement temporel entre les signaux RF et de polarisation $V_{GS0}(t)$ aux accès de l'amplificateur sous test afin d'assurer son fonctionnement optimal. Dans la configuration du banc, dont le synoptique est donné figure IV-30, la gestion de cet alignement passe par l'utilisation de deux VSG, permettant un contrôle précis du décalage temporel entre les voies RF et BF. L'alignement temporel entre les deux signaux repose sur un critère expérimental d'optimisation globale de la linéarité, tel que la minimisation de l'EVM, de l'ACPR ou du C/I en sortie de l'amplificateur RF. Du fait de la dépendance mutuelle complexe entre le signal excitant la non-linéarité et la non-linéarité elle-même, il est évident que cet alignement temporel expérimental doit pouvoir être ajusté finement selon le signal de test utilisé. Toutefois, afin d'avoir un ordre de grandeur du retard typique à introduire sur l'accès RF pour aligner les signaux dans les plans 1 et 2, et ainsi d'avoir un point de départ à l'optimisation de ce réglage en présence du signal utile de modulation, la mesure de l'écart temporel absolu entre les deux voies est préalablement effectuée au moyen d'un signal de test, comme indiqué à la figure IV-30.

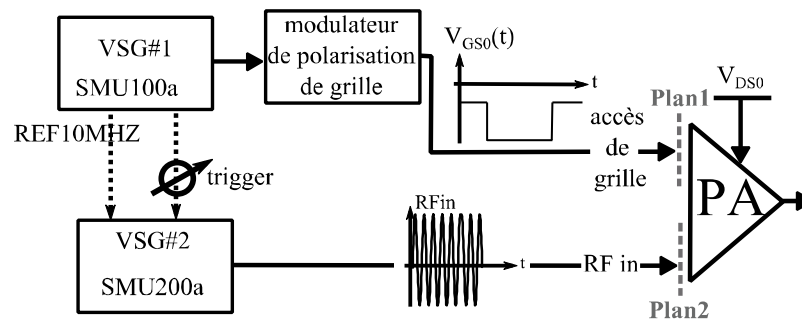


Figure IV-30 : test pour l'évaluation de l'écart temporel existant entre la voie RF et la voie BF de polarisation de grille

Le signal de test utilisé est un signal RF pulsé, il est à la fois généré par le SMBV (VSG1) et par le SMU200a (VSG2). Le contrôle de l'instant de la génération du signal par le

VSG2 (voie RF) est alors précisément ajusté au moyen d'un signal de déclenchement issu du VSG1 (voie BF de polarisation) (la fréquence d'échantillonnage est $F_e=100\text{MHz}$, le signal de déclenchement pouvant être décalé au millième d'échantillon près, le pas temporel est alors de 10ps). Finalement, à l'aide d'un oscilloscope à sous-échantillonnage (LeCroy WaveExpert 100H [Lecroy]) permettant la mesure connectivée simultanée des signaux dans les plans RF (plan 1) et BF (plan 2), on mesure figure IV-31 un écart de 7.4ns à introduire pour assurer l'alignement temporel des signaux entre les plans 1 et 2. Après compensation, ce retard est de 840ps (pour cet emplacement des curseurs), correspondant à un décalage de 0.656 échantillon (656 millièmes d'échantillon).

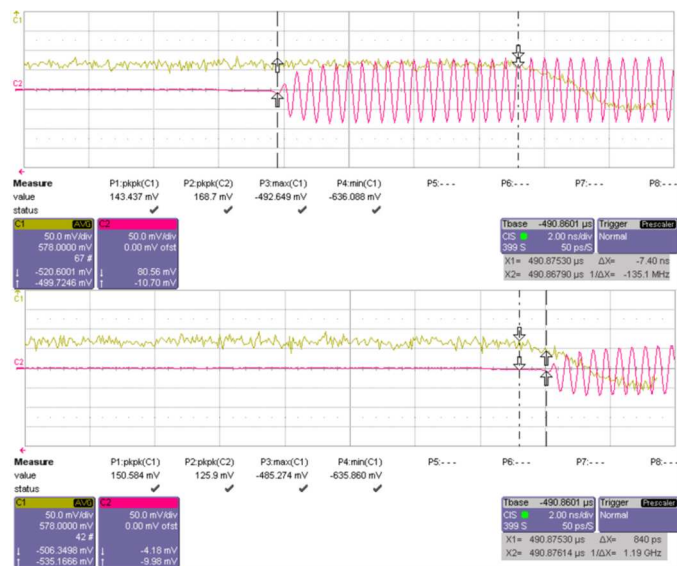


Figure IV-31 : signaux mesurés dans les plans 1(signal BF, jaune) et 2 (signal RF, violet) avant (haut) et après compensation (bas). Le retard mesuré entre les deux voies avant compensation est de 7.4ns, après compensation de 840ps

Ce retard nous servira de point de départ pour le réglage optimal en présence du signal utile dans le paragraphe suivant. Le retard nécessaire, typiquement de l'ordre de la fraction de la période d'enveloppe ($\sim 1\text{ns}$), conduit à des décalages de ± 100 millièmes d'échantillon, afin d'optimiser les performances globales en linéarité du démonstrateur.

IV.2.4.2 Mesure avec un signal modulé

Afin d'évaluer le potentiel de la technique proposée pour l'amélioration de la linéarité d'un amplificateur, et l'apport amené dans le traditionnel compromis linéarité/rendement dans le contexte de l'amplification de puissance des signaux modulés en technologie GaN, 3 mesures sont effectuées : l'une avec un signal 2-tons d'intermodulation ($\Delta F=2\text{MHz}$), et l'amélioration apportée sur le C/I3 et le C/I5. Une seconde concerne l'amélioration de l'EVM en signal 16-QAM (2MSymb/s) avec un PAPR de 7.5dB. Finalement la dernière mesure concerne est effectuée avec un signal de test NPR. Le synoptique du banc pour ce test est représenté à la figure IV-32. La fréquence centrale est $f_0=2.5\text{GHz}$. Le SMU200a génère le signal RF (2-tons, 16-QAM) attaquant l'amplificateur sous test, sa génération est déclenchée

par le signal marqueur (trigg) issu du SMBV100a. Ce dernier génère le même signal, attaquant le modulateur de polarisation et servant à la génération du signal de polarisation $V_{GS0}(t)$. Comme expliqué précédemment, cette configuration permet une grande facilité dans l’alignement temporel entre les deux voies. Les signaux dynamiques VENV (signal d’enveloppe en sortie du détecteur), $V_{GS0}(t)$ et $I_{DS0}(t)$ sont mesurés à l’oscilloscope.

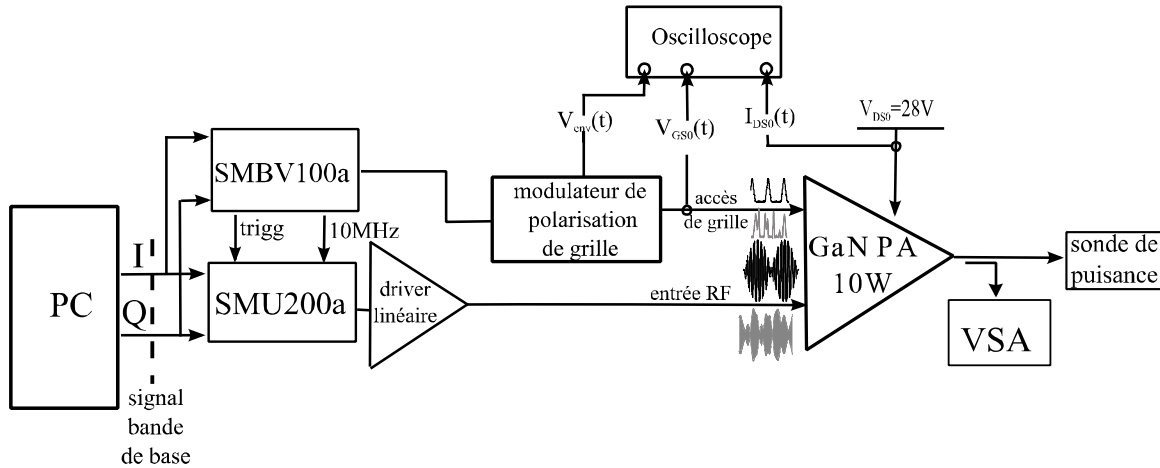


Figure IV-32 : configuration du banc de mesure expérimental utilisé pour la validation du démonstrateur

IV.2.4.2.1 Signal 2-tons d’intermodulation

La figure IV-33 représente les allures temporelles des signaux VENV et $V_{GS0}(t)$ en concordance de temps. La figure IV-34 montre les profils d’AM/AM, ainsi que les allures des enveloppes d’entrée – sortie pour différentes conditions de polarisation de grille. Dans le premier cas (courbe grise), l’amplificateur est polarisé en classe B fixe. Dans les deux autres cas l’amplificateur sous test est polarisé dynamiquement, la courbe noire correspond à un réglage non optimal du circuit de traitement de l’enveloppe, pour lequel la polarisation de grille est alors volontairement trop remontée, conduisant à une linéarité et une consommation dégradées. Finalement, la courbe rouge correspond au réglage optimal de la forme d’onde $V_{GS0}(t)$ appliquée, assurant une linéarité optimale à bas niveau observable sur le profil temporel (figure IV-34 droite), et correspondant à des valeurs d’IMD3 et d’IMD5 minimales. L’alignement temporel optimal entre le signal RF et le signal de polarisation dynamique assure ici un contour d’AM/AM le plus fermé possible (figure IV-34 gauche).

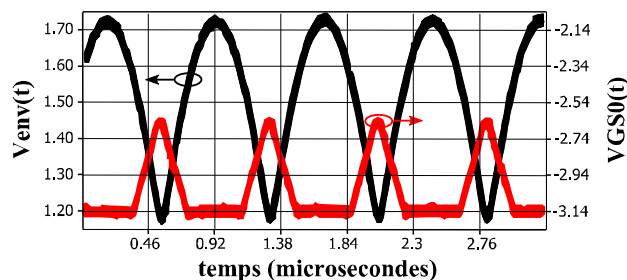


Figure IV-33 : allures temporelles des signaux VENV et $V_{GS0}(t)$ ($\Delta F=2\text{MHz}$, $f_0=2.5\text{GHz}$, $P_{\text{sortie}}=32.5\text{dBm}$)

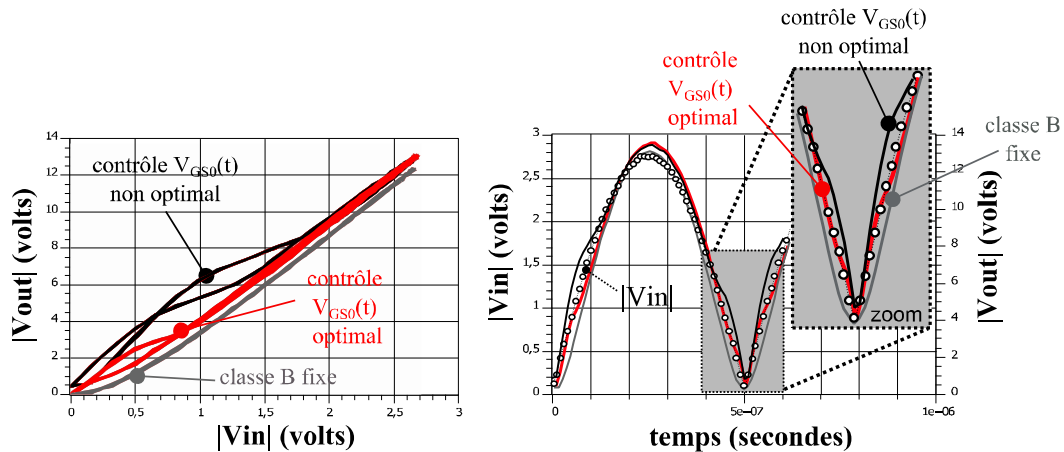


Figure IV-34 : allures temporelles des enveloppes de sortie $|V_{out}(t)|$ pour 2 différents réglages du circuit de polarisation de grille : un réglage non optimal (noir) conduit à une linéarité dégradée, le réglage optimal est représenté en rouge. L'enveloppe d'entrée $|V_{in}(t)|$ est représentée en pointillés

La figure IV-35, montre les résultats obtenus en linéarité avec la technique de grille appliquée, comparativement au cas où l'amplificateur est polarisé sous V_{GS0} fixe ($-3.14V$, $I_{DSQ}=0mA$ à $-2.79V$, $I_{DSQ}=85mA$), montrant une amélioration de 10dB dans les rapports d'intermodulation sur un back-off d'environ 8dB par rapport à la classe B. Une forte sensibilité des performances en linéarité obtenues vis-à-vis des réglages du circuit de polarisation de grille est à noter. Expérimentalement il apparaît que la position du maximum de C/13 et/ou C/15 peut être décalée selon le réglage effectué. Le réglage optimal a été effectué à une puissance de sortie de 35dBm, et reste fixe sur toute la gamme de puissance. Les performances en PAE et en puissance consommée P_{dc} sont représentées figure IV-36. La valeur de la PAE n'est impactée que dans une faible mesure par rapport à la classe B, avec une légère baisse d'environ 2 points en moyenne sur la gamme de puissance. La dégradation s'explique majoritairement par la remontée de la polarisation de grille vers la classe AB au rythme de l'enveloppe, pour des amplitudes inférieures à V_{th} , conduisant statistiquement à un courant moyen consommé I_{DS0} supérieur. Une proportion plus faible de cette augmentation de la consommation provient de la consommation propre du circuit, évaluée au paragraphe IV.2.3 à environ 400mW, indépendamment du niveau moyen de puissance de sortie. La dégradation est plus marquée à bas niveau, lorsque le contrôle de grille est opéré la majorité du temps, conduisant à une puissance consommée par l'amplificateur RF supérieure.

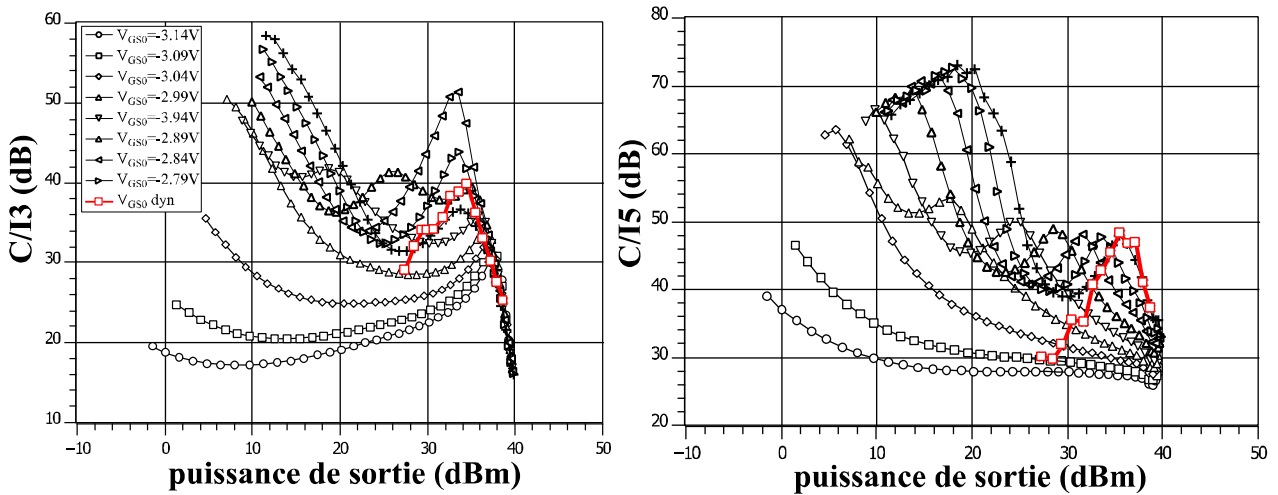


Figure IV-35 : évolution du C/I3 et C/I5 en fonction de la puissance de sortie

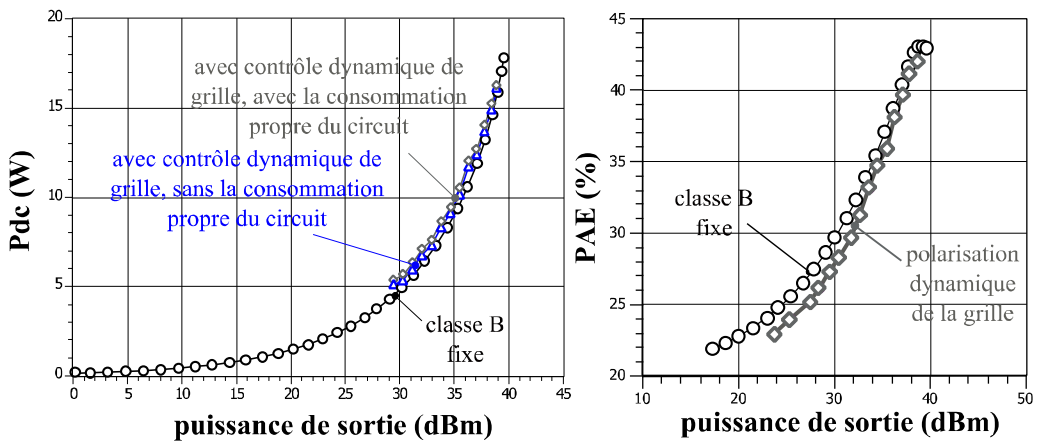


Figure IV-36 : performances en PAE (droite) du démonstrateur (incluant la consommation propre du modulateur de polarisation) en comparaison avec les performances en classe B. Evolution de la puissance consommée P_{dc} en fonction de la puissance de sortie (gauche)

IV.2.4.2.2 Signal modulé 16-QAM

Une deuxième mesure est effectuée en présence d'un signal modulé 16-QAM. La figure IV-37 représente les allures temporelles des signaux VENV et $V_{GSO}(t)$ en concordance de temps. Les enveloppes entrée/sortie sont représentées à la figure IV-38 pour les mêmes conditions de polarisation de grille que précédemment : mauvais réglage du circuit de traitement d'enveloppe conduisant à un profil d'AM/AM dynamique non plat pour les faibles niveau d'enveloppe dû à une polarisation $V_{GSO}(t)$ volontairement trop remontée vers la classe AB, réglage optimal du module de polarisation correspondant au profil de $V_{GSO}(t)$ assurant une linéarité maximale à une puissance de sortie de 34.5dBm, et finalement le cas de référence où l'amplificateur est polarisé au point de pincement.

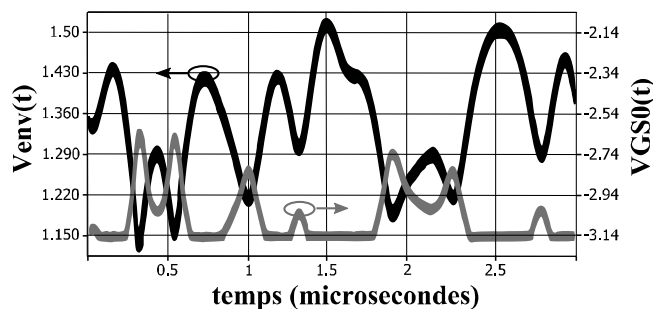


Figure IV-37 : allures temporelles des signaux $V_{ENV}(t)$ et $V_{GS0}(t)$ (16-QAM 2MSymb/s, $\alpha=0.35$, $f_0=2.5\text{GHz}$, $P_{\text{sortie}}=34.5\text{dBm}$)

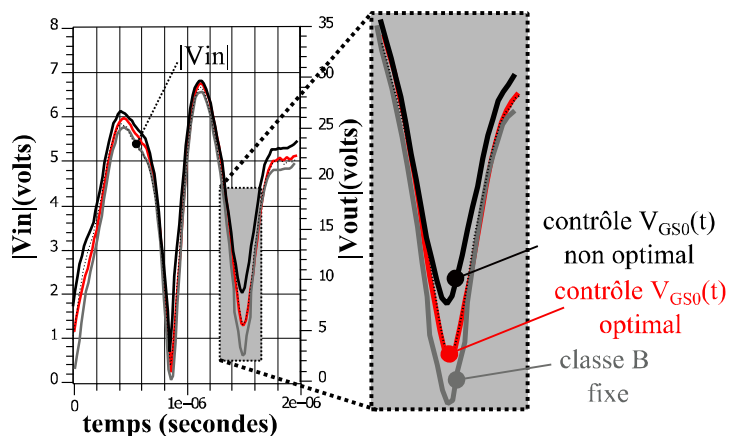


Figure IV-38 : enveloppes entrée/sortie mesurées pour les trois cas d'intérêt : en classe B fixe (gris), pour laquelle l'effet de distorsion d'enveloppe à bas niveau est clairement observé, mauvais réglage du circuit de grille (noir), pour lequel la polarisation de grille est volontairement trop remontée de la classe B vers la classe AB, et finalement après réglage optimal de la forme d'onde $V_{GS0}(t)$

Durant ces manipulations, le critère expérimental retenu afin de régler précisément la loi de commande pour la mise en forme de $V_{GS0}(t)$ est la constellation du signal démodulé en sortie de l'amplificateur RF. Ceci offre un critère visuel au niveau global, à la fois simple et précis. De par sa définition, introduite au paragraphe I.3.1.3, l'EVM donne accès à toutes les distorsions linéaires et/ou non linéaires existantes entre le couple émetteurs/récepteur, permettant un réglage précis de l'alignement temporel et l'optimisation de la forme d'onde $V_{GS0}(t)$ appliquée. En effet, un défaut d'alignement temporel entre la voie RF et la voie BF de polarisation, tout comme une mauvaise loi de commande de grille dégradent au niveau ultime le fonctionnement du transistor de puissance, et conduisent à une augmentation de l'EVM en sortie, liée à un profil non-constant de la fonction de transfert d'enveloppe. La figure IV-39 montre trois exemples de mesures effectuées pour les trois cas d'intérêt (classe B fixe, mauvais réglage puis réglage optimal du circuit de grille). Aucune distorsion de phase supplémentaire n'apparaît sur la constellation, qui serait notamment visible par une rotation et une forme d'enroulement des nuages de points autour des plots les plus éloignés du centre. Ceci signifie une relative insensibilité du profil d'AM/PM aux variations de V_{GS0} , ce qui avait déjà été remarqué sur cet amplificateur lors de l'étude préliminaire du paragraphe IV.2.2.

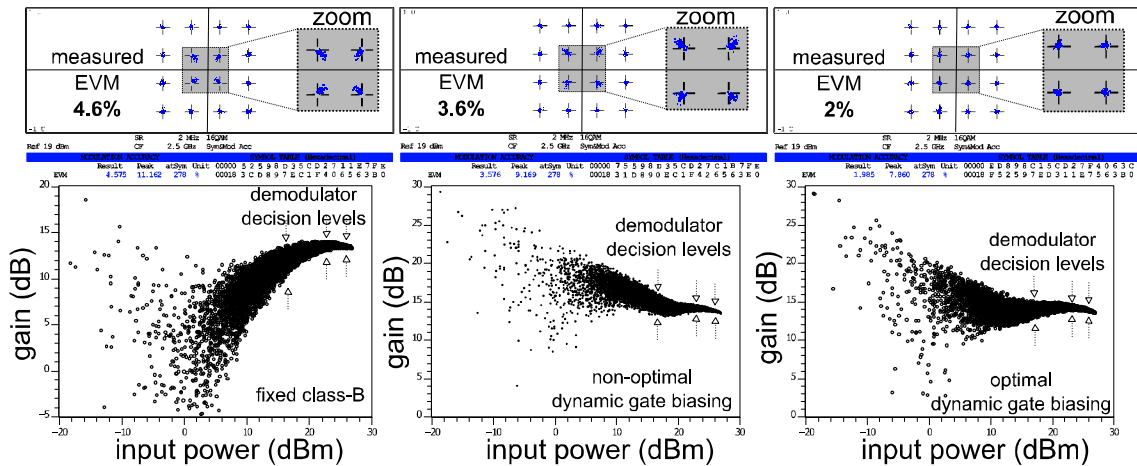


Figure IV-39 : diagrammes de constellation (haut) en sortie de l'amplificateur sous test, et profils du gain instantané d'enveloppe correspondants (bas). La classe B fixe (gauche) conduit à un gain d'enveloppe non-constant à bas niveau, produisant une compression des symboles de faible amplitude vers le centre de la constellation, dégradant l'EVM. Avec un profil non-optimal de $V_{GS0}(t)$ (centre), conduisant à un gain instantané trop important à bas niveau, provoquant également une dégradation de l'EVM. Finalement, après réglage optimal de la forme d'onde $V_{GS0}(t)$ appliquée, assurant un profil plat sur toute la gamme instantanée de puissance

La figure IV-40 représente les performances de PAE et d'EVM de la technique proposée, une fois le réglage optimal du circuit de grille effectué, comparativement à des conditions fixes de polarisation de grille ($V_{GS0}=-3.2V$, $I_{DSQ}=0mA$ jusqu'à $V_{GS0}=-2.6V$, $I_{DSQ}=210mA$). La figure IV-41 représente les spectres en sortie de l'amplificateur à 34.5dBm de puissance de sortie, montrant une amélioration de l'ACPR d'environ 6dB en sortie de l'amplificateur RF avec la technique proposée.

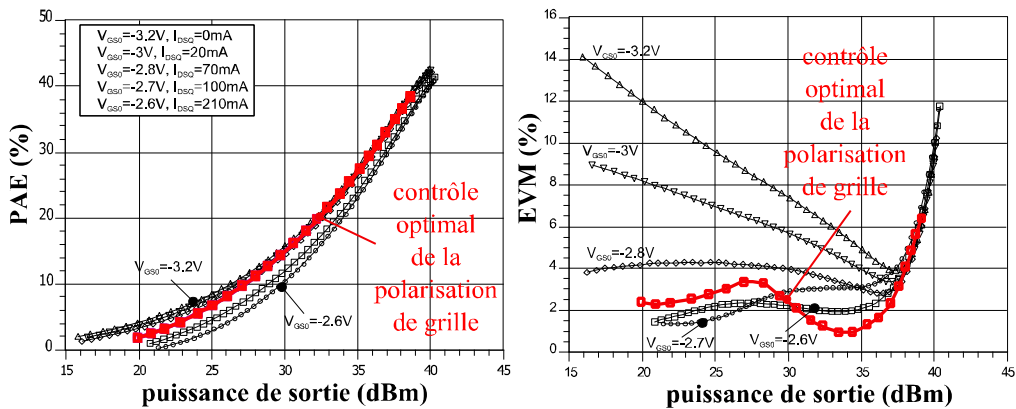


Figure IV-40 : performances en PAE (gauche) et en EVM (droite) avec la polarisation dynamique de grille appliquée, en comparaison avec les conditions fixes de polarisation de grille allant de la classe B ($I_{DSQ}=0mA$) à la classe AB légère ($I_{DSQ}=210mA$)

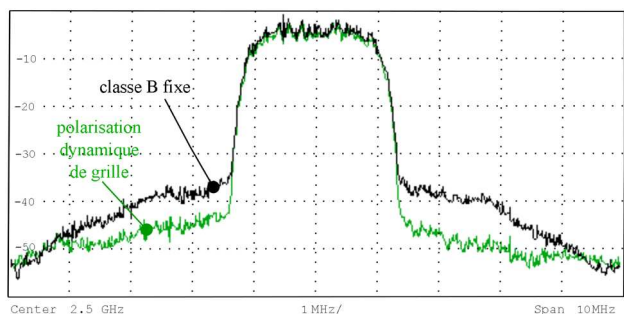


Figure IV-41 : spectres en sortie de l'amplificateur montrant une réduction significative de l'ACPR.

IV.2.4.2.3 Bruit blanc gaussien à bande limitée – test en NPR

On étudie enfin l'apport de la technique proposée en NPR. Le signal de test a une bande passante de 25MHz. Les performances en NPR et en PAE sont représentées aux figures IV-42 et IV-43 respectivement, pour une plage de V_{GS0} allant de la classe B ($V_{GS0}=-3.14V$) jusqu'à $V_{GS0}=-2.79V$ ($I_{DSQ}=110mA$). Avec la technique proposée, le NPR est ainsi maintenu en moyenne 6dB au-dessus de la classe B sur un back-off d'environ 10dB sans augmentation notable de la consommation moyenne de l'amplificateur par rapport à la classe B. Le réglage du circuit de polarisation de grille a été effectué à une puissance de sortie de 28dBm.

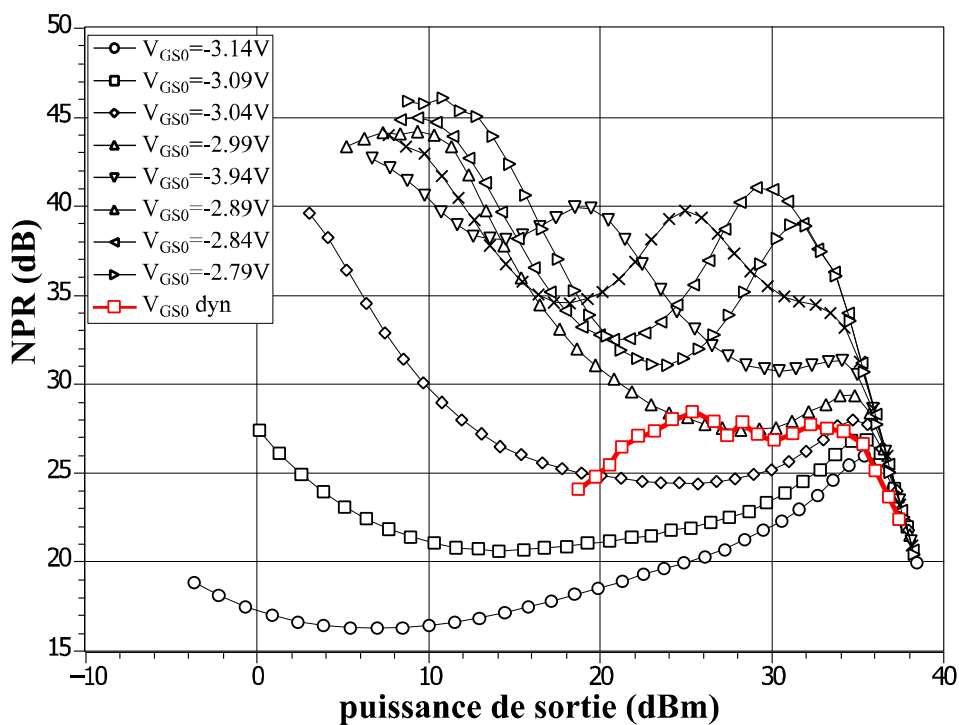


Figure IV-42 : performances en NPR selon V_{GS0} en fonction de la puissance de sortie (noir). La technique proposée permet une amélioration d'environ 6dB sur une plage de 10dB par rapport à la classe B (rouge).

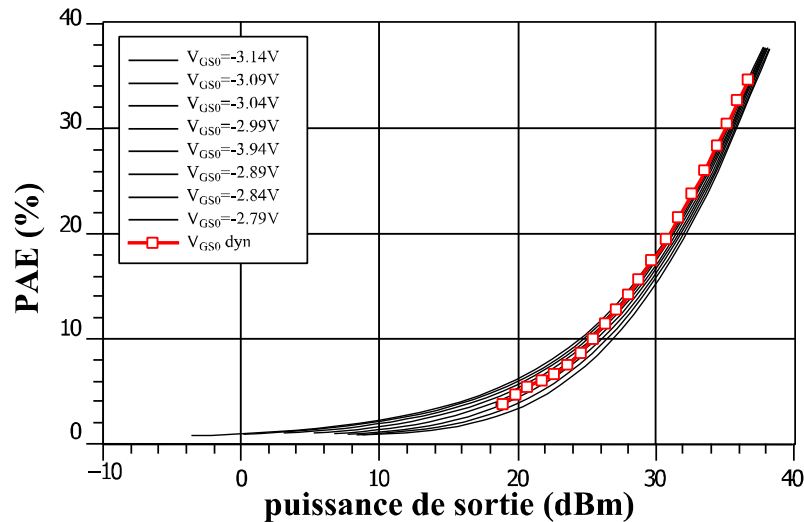


Figure IV-43 : performances en PAE de la technique proposée (en tenant compte de la consommation propre du module de polarisation). La PAE du démonstrateur est alors dégradée d'environ 3 points sur la gamme de puissance

La stratégie qui a été proposée et développée, et qui constitue le cœur de ces travaux de thèse, présente une approche nouvelle dans le traditionnel compromis linéarité / rendement. Lorsque cette étude a débuté, des travaux en rapport avec un contrôle dynamique de la tension de polarisation de la grille avaient déjà été rapportés [Conway 05, Ye 04]. Ceux-ci concernaient l'amélioration du rendement d'amplificateurs polarisés en classe A. De plus, ils se basaient sur des mesures statiques, ou sur des simulations, et se conciliaient avec plus ou moins de facilité avec le comportement dynamique du transistor. Plus récemment, la technique proposée a été rapportée en technologie CMOS [Jin 13], présentant l'avantage d'être intégrable au plus près du transistor RF polarisé en classe B. En se basant sur le banc de caractérisation d'enveloppe développé, la stratégie proposée, bien que moins intégrée, offre l'avantage d'être plus générale (de par la loi de commande retenue), facilement réglable, ce qui permet d'optimiser le compromis consommation/linéarité en présence du signal utile et des effets dispersifs.

Dans la suite de ces travaux, une investigation sur l'apport de la technique de contrôle dynamique de la polarisation de grille de l'amplificateur RF dans la technique d'ET est faite. Il s'agit d'améliorer les conditions de couplage entre le modulateur de drain et l'amplificateur RF. Une première partie se focalise sur la réduction des variations de la résistance de charge présentée au modulateur, principale cause de réduction des performances du modulateur dans la technique d'ET. Une seconde, plus prospective, concerne une investigation potentielle pour des applications radar fonctionnant en mode CW pulsé.

IV.3 Application du contrôle dynamique de grille à la technique d'ET

IV.3.1 Augmentation du rendement moyen du modulateur dans la technique d'ET

Comme il a été abordé au paragraphe I.3.1.2, un des points durs de la technique d'ET réside dans la conception de modulateurs de polarisation à très haut rendement, à la fois large bande et capables de délivrer une forte puissance à la charge. Un aspect important est l'interaction non-linéaire entre le modulateur et l'amplificateur de puissance RF en condition de signaux modulés, conduisant à une variation dynamique des conditions de charge du modulateur, et ainsi à une forte dégradation de ses performances en rendement et en linéarité. Une part importante de l'énergie sauvée côté amplificateur RF par l'ajustement de la tension d'alimentation V_{DS0} est alors perdue côté modulateur par un fonctionnement à faible rendement sur une charge inadaptée. Comme illustré en statique à la figure IV-44, à V_{GS0} fixe la résistance présentée par l'accès de drain de l'amplificateur (CHG27015-TB), fonction non-linéaire de la tension V_{DS0} et de la puissance d'entrée, présente de fortes variations lorsque la puissance instantanée tend vers zéro ($\sim 50\Omega < R_{DS0} < 2000\Omega$).

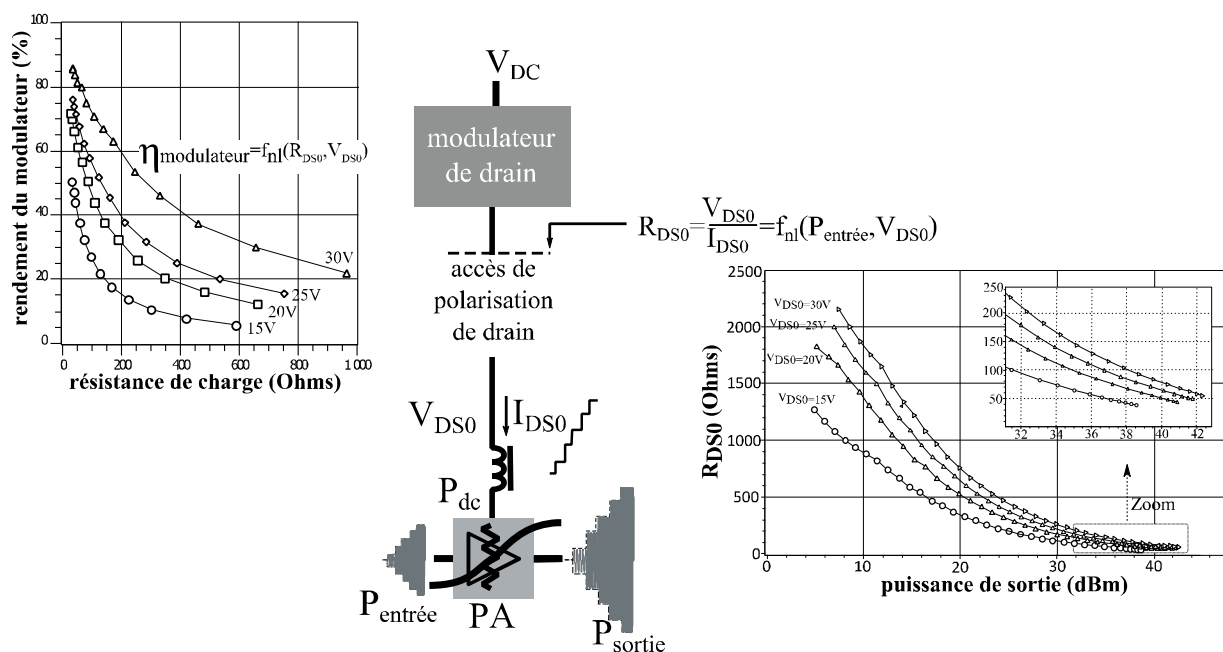


Figure IV-44 : illustration statique du fonctionnement de la technique d'ET, pour laquelle le rendement moyen du modulateur est fortement impacté par la modulation de sa charge. Profils statiques $R_{DS0}(P_{sortie})$ mesurés sur CGH27015-TB pour $V_{DS0}=15, 20, 25, 30V$. Performances statiques $\eta_{modulateur}(R_{charge})$ du modulateur du paragraphe IV.3.1.2 pour $V_{DS0}=15, 20, 25, 30V$

L'idée est alors d'utiliser le contrôle dynamique de grille à bas niveau précédemment développé pour un contrôle des variations dynamiques de la résistance de charge R_{DS0} présentée au modulateur par l'accès de drain au modulateur, comme illustré à la figure IV-45. La polarisation de grille $V_{GS0}(t)$ de l'amplificateur RF est alors dynamiquement remontée vers la classe AB lorsque l'enveloppe de modulation passe en dessous d'une valeur seuil.

L'avantage se situe, ici aussi, dans la relative simplicité du contrôle appliqué sur la polarisation $V_{GS0}(t)$. Les conditions de couplage entre l'amplificateur RF et le modulateur de drain sont alors facilitées, conduisant à une amélioration de rendement moyen du modulateur.

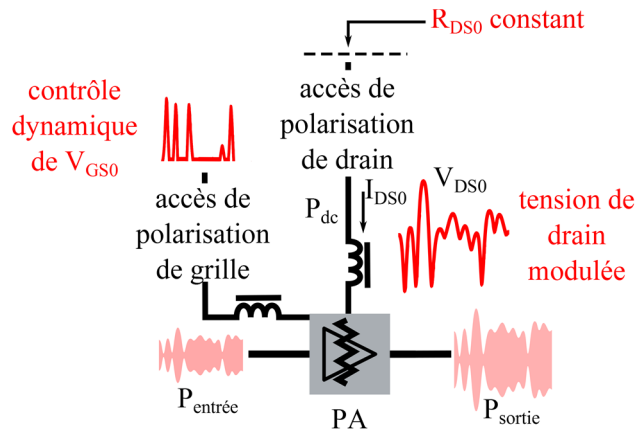


Figure IV-45 : illustration du contrôle de grille opéré à bas niveau afin d'assurer un profil de de résistance R_{DS0} constant sur l'accès de drain de l'amplificateur

IV.3.1.1 Modulateur de drain utilisé

Le modulateur de drain utilisé dans cette étude a été développé dans le cadre de la thèse de Patrick Augeau. Il ne fait pas l'objet de ces travaux, mais on peut en trouver référence dans [Augeau 13, 14]. Son synoptique est représenté figure IV-46. De façon très synthétique, c'est un modulateur de drain commutant, au rythme de l'enveloppe, 4 alimentations DC V_1, V_2, V_3, V_4 , générant 4 niveaux de tension de drain $V_{DS01}, V_{DS02}, V_{DS03}, V_{DS04}$. Il est basé sur l'utilisation de 4 cellules de commutation à haut rendement hybrides spécifiques.

Chaque cellule utilise 2 transistors de puissance GaN HEMT « normally-on » de tailles différentes. Les 4 cellules sont commandées chacune par un signal V_{inj} ($1 \leq j \leq 4$). Le transistor T1 sert de driver, contrôlant le courant à travers R2 pour la mise en conduction par auto-polarisation du transistor T2. Celui-ci est alors piloté par un signal grille-source V_{GS2} négatif, et fournit la puissance à la charge (le drain de l'amplificateur RF). La cellule j active est isolée des autres à travers l'utilisation de 4 diodes en sortie. La résistance R1 assure la stabilité de la cellule.

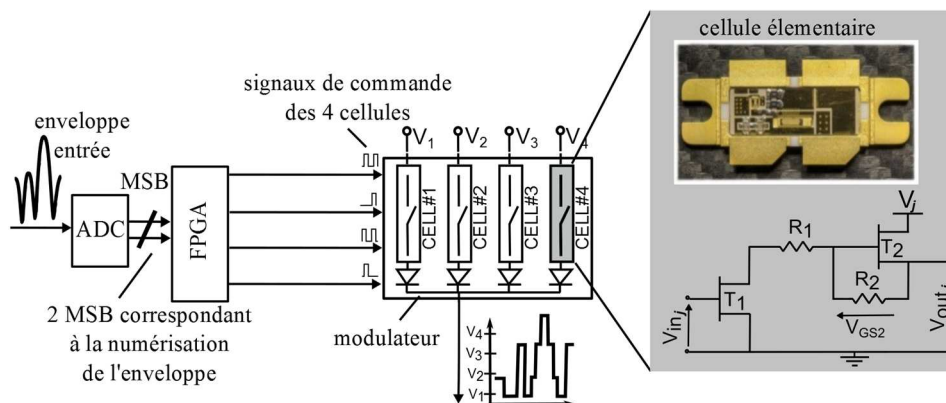


Figure IV-46 : topologie du modulateur de drain utilisé.

Le signal d'enveloppe est numérisé par un ADC 14bits 40Méch/s (AD9226-9244 Z RevG) avec une bande passante allant jusqu'à 240MHz. Les 2 bits C1 et C2 de poids forts sont envoyés au FPGA (Xilinx Spartan-3^E, monté sur une maquette Digilent), générant alors les 4 signaux de commande qui servent à piloter les 4 cellules du modulateur.

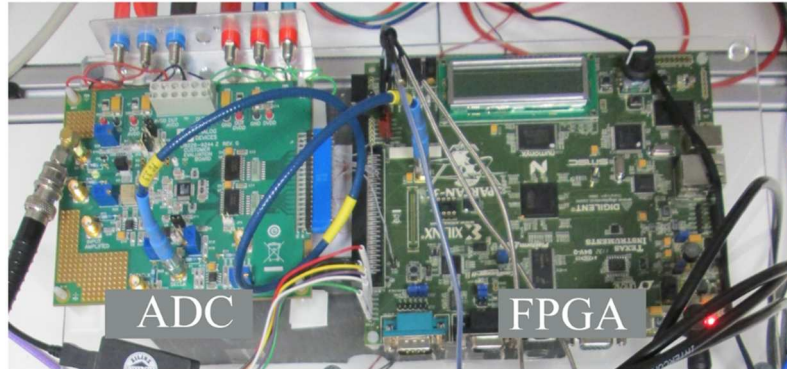


Figure IV-47 : partie numérique de la commande du modulateur servant à la numérisation de l'enveloppe d'entrée, puis à la génération des 4 signaux de commande des cellules

Les expressions de la puissance moyenne $P_{dc_modulateur}$ consommée sur l'alimentation par le modulateur, et la puissance moyenne P_{dc} fournie à l'accès de drain et consommée par l'amplificateur RF sont données en référence dans [Augeau 14]. De l'analyse théorique, il ressort que le rendement du modulateur est notamment fonction de :

- R_{on} est la résistance drain-source du transistor T2
- V_{diode} , la ddp aux bornes d'une diode shottky d'isolation ($\sim 0.6V$) en sortie
- La valeur de R_2 , fixant la tension grille-source V_{GSoff} à l'état off de la cellule.
- La résistance de charge $R_L=R_{DS0}$ présentée par l'amplificateur RF sur l'accès de drain. La résistance optimale de fonctionnement est de 16Ω .

Chaque cellule étant activée avec une certaine probabilité, dépendant de la PDF du signal d'enveloppe, elle contribue de façon statistique au rendement moyen du modulateur. Expérimentalement, la puissance consommée par le modulateur peut donc être calculée en sommant les contributions de chacune des cellules. Chaque cellule consomme une puissance moyenne égale au produit du courant moyen I_j absorbé sur chaque alimentation DC par la valeur de la tension V_j correspondante. La puissance consommée par le modulateur sur l'alimentation sur un intervalle de temps T , correspondant à la longueur de la trame (suffisamment long pour considérer la PDF comme représentative), la puissance fournie à l'amplificateur pendant ce même intervalle T , ainsi que le rendement expérimental correspondant du modulateur s'écrivent respectivement :

$$P_{dc_modulateur} = \sum_{j=1}^4 V_j \frac{1}{T} \int_0^T i_j(t) dt = \sum_{j=1}^4 V_j I_j \quad P_{ac} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DS0}(t) I_{DS0}(t) dt$$

$$\eta_{modulateur} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T V_{DS0}(t) I_{DS0}(t) dt}{\sum_{j=1}^4 V_j I_j}$$

IV.3.1.2 Mesures statiques

IV.3.1.2.1 Caractérisation statique de l'amplificateur de puissance

Les performances statiques en rendement de l'amplificateur sous test polarisé à $V_{GS0} = -2.9V$ ($I_{DSQ} = 50mA$) sont mesurées en CW pour différentes tensions de polarisation de drain. La loi expérimentale reliant l'enveloppe d'entrée à la tension V_{DS0} est alors déduite. La figure IV-48 représente les mesures de PAE et la loi de commande $V_{DS0}(P_{entrée})$ déduite. Le rendement maximal de l'amplificateur RF est atteint pour une puissance d'entrée d'environ 28dBm, correspondant à une résistance présentée sur l'accès de polarisation de drain $R_{DS0} = 30V/760mA \approx 40\Omega$.

On remarque une différence avec la valeur de rendement maximale d'environ 60% obtenue en classe B ($I_{DSQ} = 0mA$) avant la modification du circuit de polarisation et la suppression des capacités C17, C16 et C15 utilisées sur la ligne d'accès de drain de l'amplificateur (figures IV-3 et IV-4). Ceci s'explique d'une part par la différence de polarisation de grille V_{GS0} , et d'autre part par un changement de transistor entre les deux mesures (même modèle CGH27015F, mais une dispersion existe entre transistors de séries différentes). Du fait des changements relevés sur les performances RF, il apparaît que les capacités C15 et C16 (et également C17) doivent être prises en compte dans l'adaptation au fondamental du transistor lors de la conception de l'amplificateur. De plus, comme il a été abordé dans le paragraphe I.2.4.5.1.1, la suppression des capacités présentes sur les circuits de polarisation, et contrôlant l'impédance BF présentée dans la bande d'enveloppe de drain et de grille, n'est en générale pas anodine. Elle induit une modification de la bande vidéo de l'amplificateur, cause de l'augmentation des effets mémoire BF [Abouchahine 10]. Tout ceci montre l'importance de la conception conjointe de l'amplificateur de puissance et de son modulateur de polarisation.

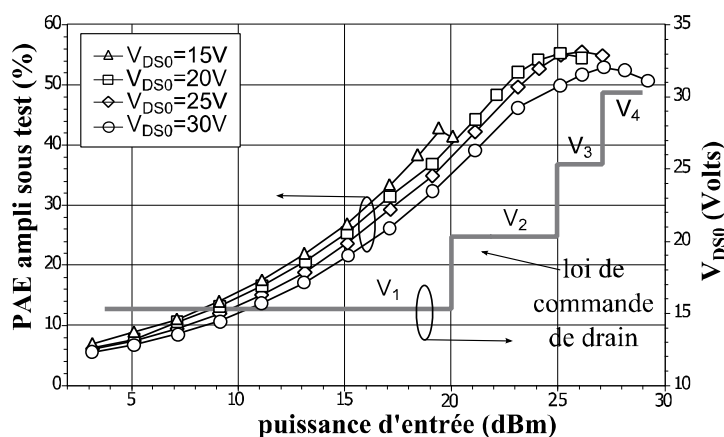


Figure IV-48 : performances statiques de l'amplificateur sous test et loi de commande déduite $V_{DS0}(P_{entrée})$ expérimentale (gris). Fréquence centrale $f_0 = 2.5GHz$, $V_{GS0} = -2.9V$, $I_{DSQ} = 50mA$. Sous 30V, au maximum de compression, le courant consommé est de 900mA, correspondant à une résistance $R_{DS0} = 33\Omega$

IV.3.1.2.2 Caractérisation statique du modulateur de polarisation de drain

Le long de la caractéristique $V_{DS0}(P_{entrée})$ déterminée, on mesure la résistance statique $R_{DS0}=V_{DS0}/I_{DS0}$ chargeant le modulateur de drain. Les variations de cette résistance, ainsi que le rendement associé du modulateur $\eta_{dc_modulateur}$ sont représentés à la figure IV-49.

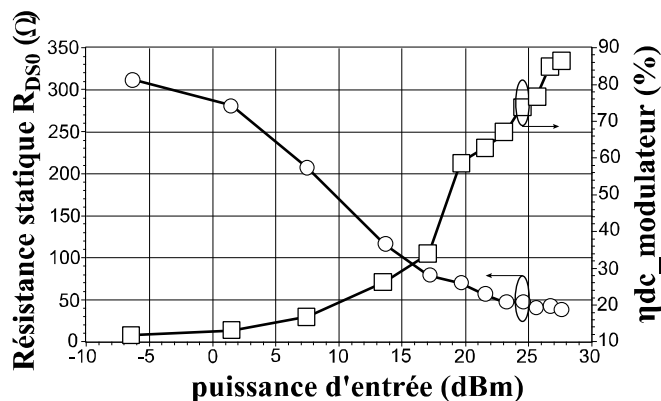


Figure IV-49 : variations de la résistance de charge $R_{DS0}=V_{DS0}/I_{DS0}$ présentée au modulateur de drain et rendement du modulateur le long de la loi de commande statique $V_{DS0}(P_{entrée})$ en fonction de la puissance d'entrée de l'amplificateur RF.

Le rendement maximal du modulateur, avec cet amplificateur, est atteint sur la charge $R_{DS0,opt}=33\Omega$, présentée par le transistor CGH27015F à la compression. A V_{DS0} fixe, à mesure que la puissance d'entrée de l'amplificateur RF diminue, le courant I_{DS0} diminue, la résistance présentée à l'accès de drain augmente, se traduisant par une baisse de rendement du modulateur. La polarisation de grille V_{GS0} de l'amplificateur RF est alors ajustée statiquement afin d'assurer un rapport V_{DS0}/I_{DS0} constant maintenu le plus proche possible de $R_{DS0,opt}=33\Omega$. Les mesures statiques de la variation de la résistance présentée au modulateur ainsi que son rendement sont représentées à la figure IV-50, montrant qu'il est possible d'assurer une résistance de charge du modulateur quasi-constante, restant inférieure à 50Ω , sur un back-off de plus de 30dB le long de la loi de commande.

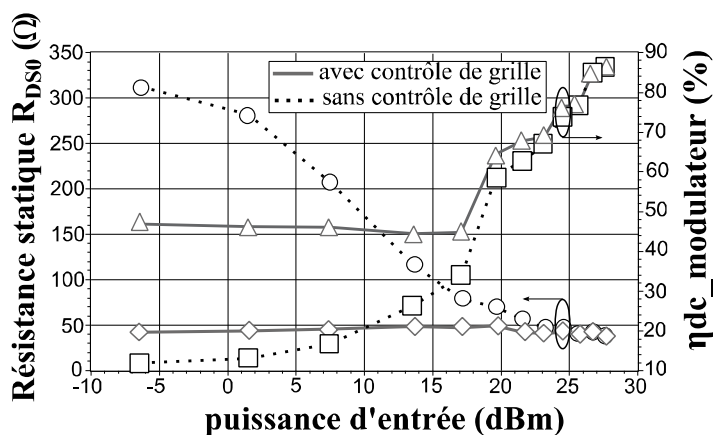


Figure IV-50 : variations de la résistance de charge $R_{DS0}=V_{DS0}/I_{DS0}$ présentée au modulateur de drain et son rendement associé $\eta_{dc_modulateur}$ avec le contrôle de grille adapté. La résistance présentée est maintenue constante aux alentours de 40Ω sur la gamme de puissance.

Pour une valeur de V_{DS0} donnée, le rendement du modulateur obtenu est alors proche du rendement maximal (sur $R_{DS0,opt}$), indépendamment du niveau d'entrée de l'amplificateur (une légère dégradation apparaît toutefois sous 20V). La résistance minimale, appelée $R_{DS0,opt}$, présentée à la compression par cet amplificateur sur son accès de polarisation de drain est supérieure à la valeur optimale de fonctionnement du modulateur (16Ω). Le modulateur, conçu dans le cadre d'un autre projet (typiquement un amplificateur 45W), bien que surdimensionné par rapport à cet amplificateur, voit toutefois son rendement fortement amélioré par la technique proposée de contrôle de grille statique. Il est évident que la tension de polarisation de grille de l'amplificateur RF étant remontée vers la classe A aux faibles puissances, sa consommation DC s'en trouve augmentée. L'apport de la technique proposée se justifie dans l'amélioration du rendement de l'architecture globale, après un choix judicieux du couple modulateur/amplificateur RF.

IV.3.1.3 Mesures dynamiques

IV.3.1.3.1 Banc de test expérimental

Le synoptique du banc de test expérimental mis en place et une photo sont représentés aux figures IV-51 et IV-52. Dans cette configuration, les signaux IQ issus du PC sont envoyés aux deux VSG : le SMU200a génère le signal RF modulé sur la voie RF d'entrée de l'amplificateur, le SMBV100a génère quant à lui le signal RF modulé attaquant le détecteur d'enveloppe pour la création du signal $V_{GS0}(t)$. L'enveloppe calculée est chargée dans l'AWG (tektronix 5021 [Tektronix AWG5021]). L'amplificateur sous test est la maquette commerciale CGH27015-TB précédemment présentée figure IV-3. Les capacités de drain C17, C16 et C15 ont été supprimées afin de permettre l'application d'un signal de polarisation dynamique.

Cette configuration de banc offre l'avantage d'une grande flexibilité : les différents alignements temporels entre les voies BF de polarisation $V_{DS0}(t)$, $V_{GS0}(t)$ et la voie RF sont gérés finement au moyen de signaux de déclenchement. Le signal $V_{GS0}(t)$ est réglé précisément par le circuit de traitement d'enveloppe. Le signal $V_{DS0}(t)$ est ajusté grâce au réglage des 4 niveaux DC V_1, V_2, V_3, V_4 . Les seuils de déclenchement des 4 alimentations peuvent être modifiés en contrôlant l'offset et l'amplitude du signal généré par l'AWG. L'oscilloscope (modèle tektronix MDO4104b-6 [Tektronix MDO4000b series]) permet la visualisation de tous les signaux temporels relatifs à la mise en place et aux réglages du banc, allant du domaine numérique (avec la visualisation des 2 bits C1, C2 de contrôle), jusqu'au domaine RF. Les variations dynamiques de la résistance présentée par l'accès de drain de l'amplificateur RF sont obtenues à l'oscilloscope par le ratio $R_{DS0} = V_{DS0}/I_{DS0}$. Les performances en linéarité sont mesurées avec le VSA.

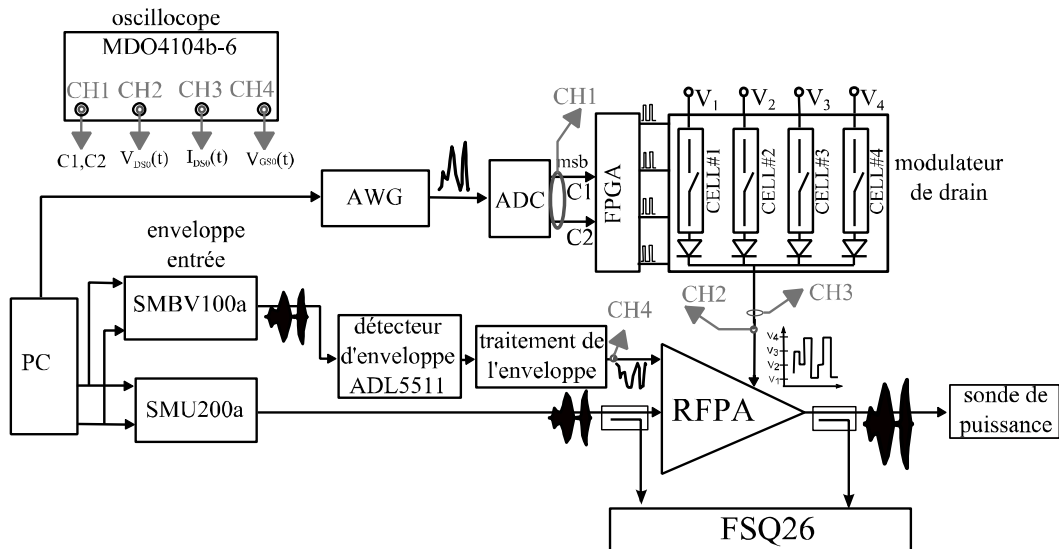


Figure IV-51 : configuration du banc de test. Le SMBV100a synchronise la génération du SMU200a et de l'AWG au moyen de signaux de déclenchement, et synchronise l'acquisition du FSQ26 et de l'oscilloscope.

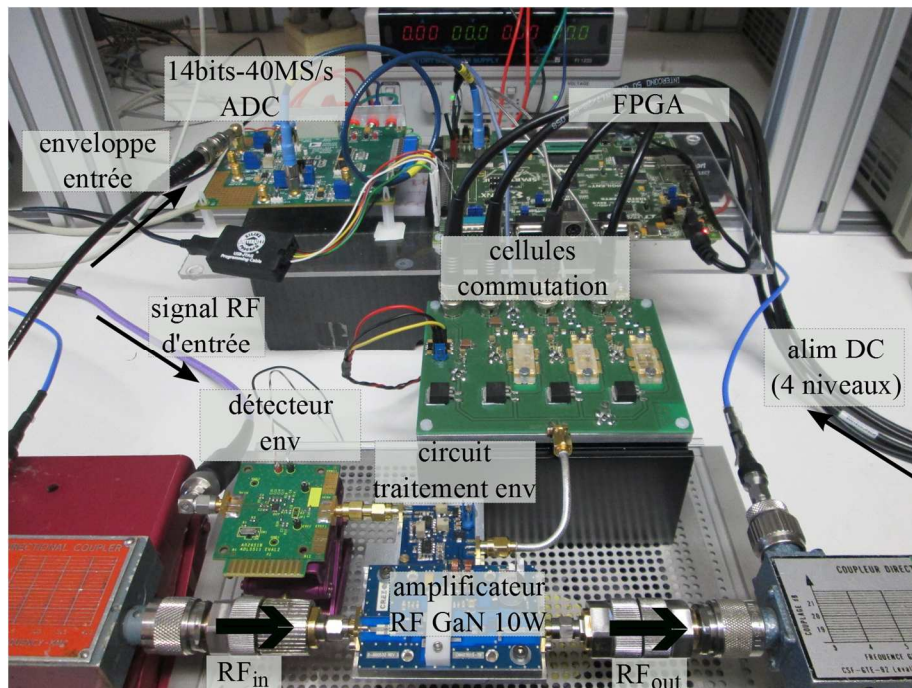


Figure IV-52 : photographie du banc de test et des alentours de l'amplificateur sous test, incluant la maquette commerciale d'amplificateur en bande S ($f_0=2.5\text{GHz}$) 10W GaN CREE CGH27015-TB, sur laquelle est connecté le modulateur de drain (ADC + FPGA + cellules de commutation) pour la mise en place de l'ET. A cette configuration, le modulateur de polarisation dynamique de grille proposé est ajouté (détecteur ADL5511+carte de traitement d'enveloppe).

IV.3.1.3.2 Test en signal modulé

Le signal est un signal modulé 16-QAM à 2MSymb/s, $\alpha=0.35$, avec une PAPR de 7.5dB. La figure IV-53 montre les signaux $I_{DS0}(t)$, $V_{DS0}(t)$, $V_{GS0}(t)$, $|V_{out}(t)|$, $R_{DS0}(t)$, ainsi que les 2 bits C1 et C2 pilotant le FPGA, illustrant le fonctionnement du banc. La figure IV-54 montre les variations dynamiques de la résistance de drain R_{DS0} présentée au modulateur.

Lorsque la polarisation de grille est fixée à -2.9V , la résistance dynamique $R_{DS0}(t)$ présente des variations allant de 28Ω jusqu'à environ 2000Ω , avec une valeur moyenne située à environ 61Ω . Lorsque le contrôle de grille est appliqué à bas niveau, la tension de grille est dynamiquement remontée jusqu'à $V_{GS0\text{max}}=-2.4\text{V}$. Les variations de R_{DS0} sont alors réduites dans une gamme d'environ 28Ω jusqu'à 140Ω , autour d'une valeur moyenne mesurée à environ 40Ω . Les variations de la résistance de charge présentée au modulateur ont été fortement diminuées, et la valeur moyenne a diminué de plus de 30% ce qui est bénéfique pour le fonctionnement global de l'architecture. L'effet du contrôle de grille opéré à bas niveau est également visible sur les profils dynamiques du gain en puissance de la figure IV-56.

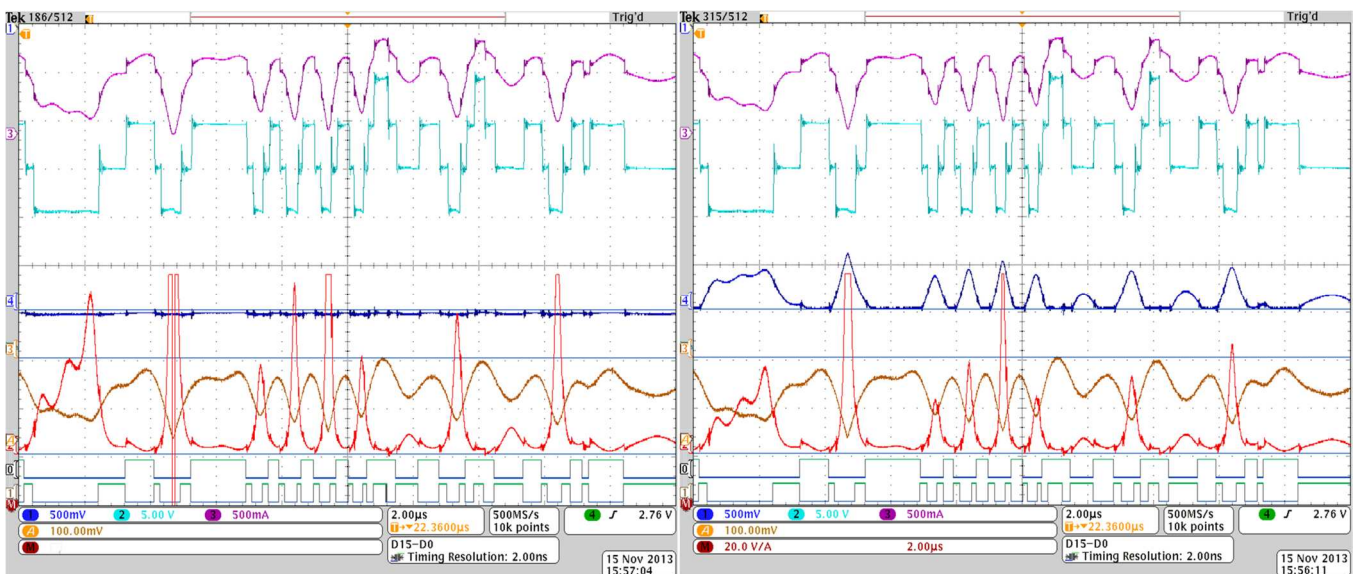


Figure IV-53 : allures temporelles des signaux, à grille fixe ($V_{GS0}=-2.9\text{V}$) ($P_{\text{sortie}}=37\text{ dBm}$) (gauche) et avec le contrôle de grille appliqué (droite), de haut en bas : $I_{DS0}(t)$, $V_{DS0}(t)$, $V_{GS0}(t)$, $|V_{\text{out}}(t)|$, $R_{DS0}(t)$ et les bits C1, C2. La résistance $R_{DS0}(t)$ moyenne présentée au modulateur passe de 61Ω à 40Ω . On note l'augmentation du courant moyen consommé par l'amplificateur RF du fait du contrôle de grille appliqué à bas niveau

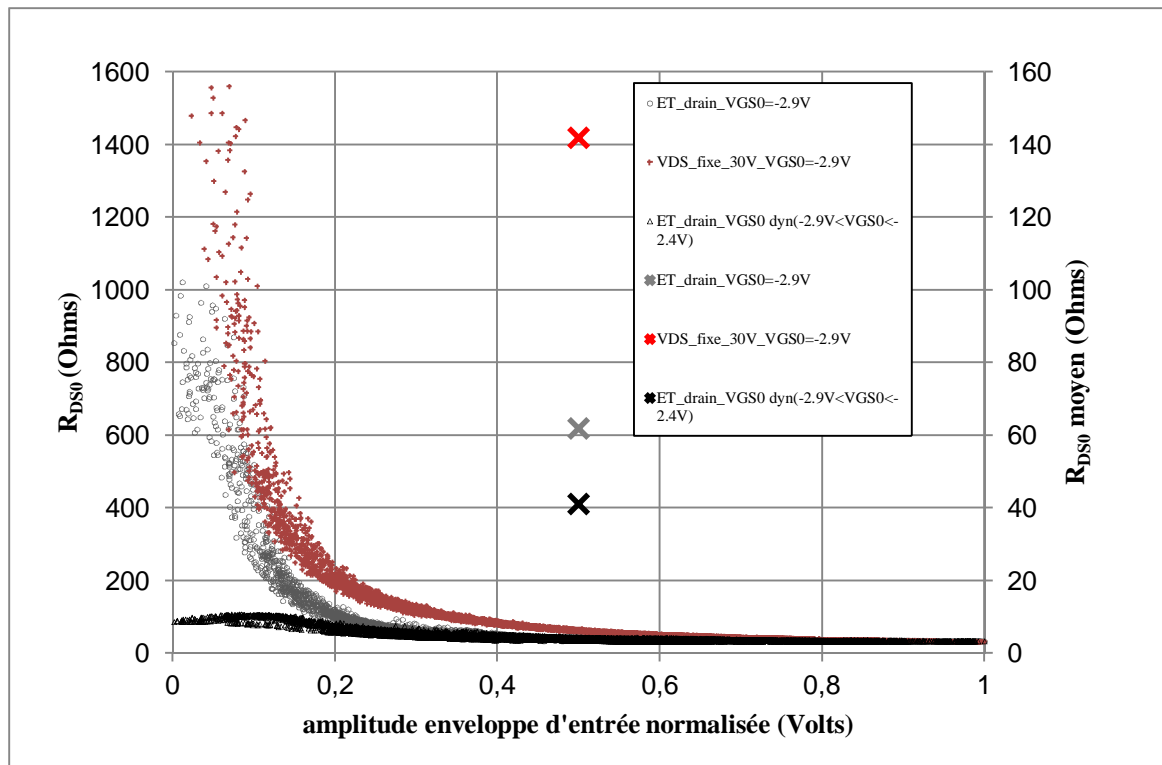


Figure IV-54 : variations temporelles de la résistance R_{DS0} chargeant le modulateur lors du fonctionnement dynamique. La valeur mesurée de R_{DS0} sous $V_{DS0}=30V$ (fixe) et $V_{GS0}=-2.9V$ est de 142Ω . Cette résistance passe à une valeur moyenne de 61Ω avec la technique d'ET. Finalement, les variations minimales de R_{DS0} sont obtenues avec la technique de contrôle de grille appliquée à bas niveau

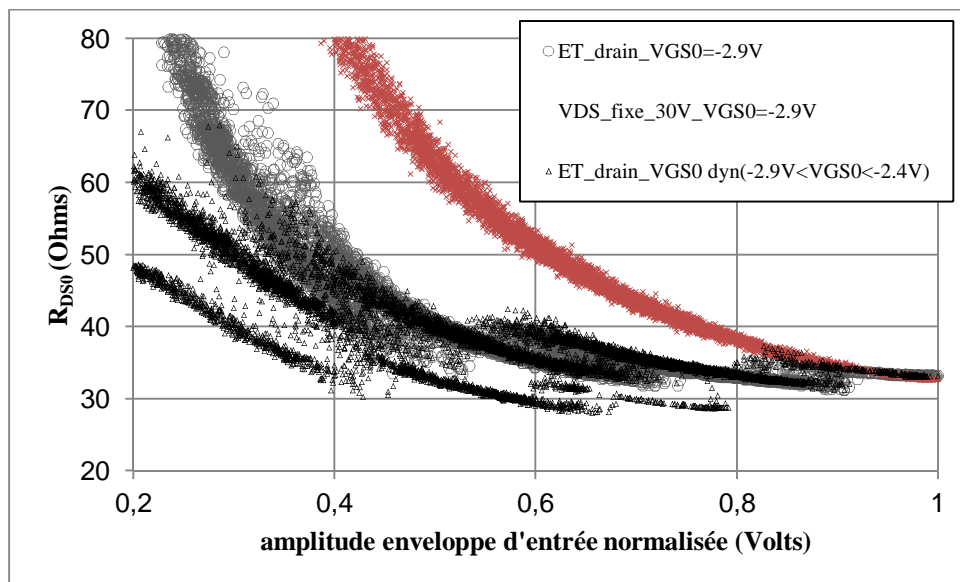


Figure IV-55 : zoom sur les variations de R_{DS0} de la figure précédente montrant les différentes portions provenant de la commutation des alimentations de drain. Il apparaît également un léger hystérésis lorsque la commande de grille est appliquée, traduisant un décalage entre la commutation des seuils de V_{DS0} et le contrôle V_{GS0} appliqué (cf figure IV-53) (par exemple les zéros du module de l'enveloppe ne correspondent pas au milieu du niveau bas $V_{DS0}=15V$, mais correspondent par contre au maximum de V_{GS0} , ce qui produit deux ratios V_{DS0}/I_{DS0} distincts pour les fronts montant et descendant de l'enveloppe)

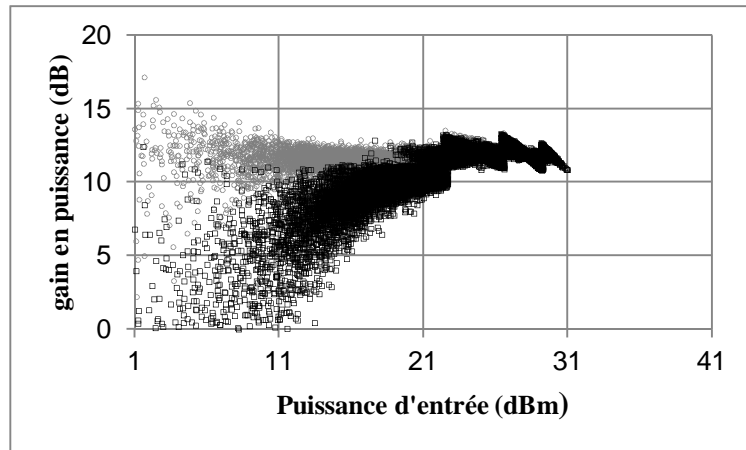


Figure IV-56 : profils du gain en puissance instantané en fonction de la puissance d'entrée avec une polarisation fixe de grille ($V_{GS0} = -2.9V$) et avec le contrôle dynamique de grille montrant l'effet du contrôle de grille appliqué à bas niveau

Comme il a été introduit dans le paragraphe II.3.12, et sur l'abaque de la figure II.15, l'architecture d'ET nécessite un modulateur de polarisation de drain à très haut rendement afin que son utilisation avec l'amplificateur RF soit pertinente. Des modulateurs ayant plus de 90% de rendement sur charge optimale fixe ont été développés, et leur conception, bien que déjà très fortement contrainte, se heurte au final à la forte modulation de charge existant lors de l'utilisation concrète sur le drain de l'amplificateur de puissance. La solution proposée permet de réduire les variations de charge existant en sortie du modulateur de polarisation inhérentes à la technique d'ET lorsque l'amplificateur RF est attaqué par un signal modulé avec un fort PAPR. Elle fait usage du modulateur de polarisation de grille développé dans le cadre de cette étude, et présente donc l'avantage d'être simple, large bande et peu coûteuse à mettre en œuvre, avec une consommation propre minimale (environ 400mW), et un impact relatif sur la consommation de l'amplificateur RF. Celle-ci prend notamment en compte tous les effets dynamiques propres à l'amplification en technologie GaN. Cette technique permet alors notamment d'équilibrer le bilan final des puissances dissipées par les différents éléments dans l'architecture d'ET.

L'étude du rendement global n'a volontairement pas été faite. Le modulateur utilisé pour valider ce principe étant largement surdimensionné (charge optimale de 16Ω), il est évident que son utilisation avec l'amplificateur 10W sous test ne présente au global aucun gain en rendement. Cette étude a néanmoins montré une forte diminution des variations dynamiques de la charge R_{DS0} chargeant le modulateur. La valeur moyenne mesurée a notamment été diminuée de plus de 30%, avec une augmentation relative de la consommation DC de l'amplificateur RF. Cette diminution, bénéfique pour le modulateur permet, toujours sous contrainte de rendement, puissance et bande passante, un couplage facilité avec l'amplificateur RF dans les applications concrètes.

IV.3.2 Application à des signaux impulsionnels

Une autre application peut concerner le domaine général des antennes actives. Le contrôle du poids en amplitude pour un ensemble d'éléments rayonnants est en général effectué au moyen d'atténuateurs connectés en entrée des cellules amplificatrices de puissance, ce qui a un impact négatif sur la conversion globale d'énergie DC en puissance RF rayonnée. Une commande de tension de polarisation de drain des amplificateurs de puissance selon une table de valeurs discrète (*envelope tracking* discret) peut s'avérer intéressante en terme de bilan énergétique global. Le principe d'étude, qui fait l'objet actuellement des travaux de thèse de A. Delias [Delias 2014b, 14] au sein du laboratoire est illustré à la figure ci-dessous.

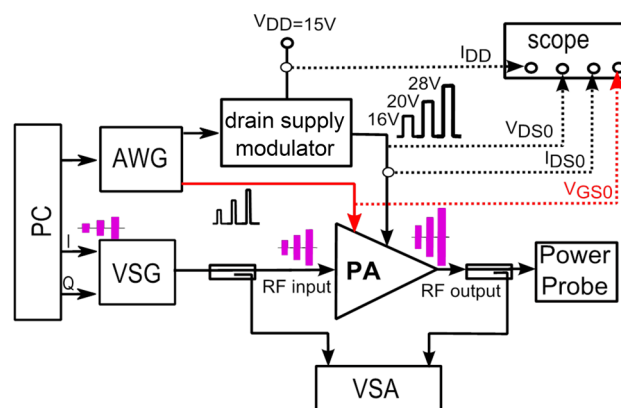


Figure IV-57 : schéma-bloc du banc de test développé. L'amplificateur sous test ((CGH4006P-TB CREE, $V_{GS0} = -2.95V$, $I_{DS0} = 0mA$, $f_0 = 2.5GHz$) est attaqué par 3 pulses de différentes amplitudes. Le contrôle dynamique de grille $V_{GS0}(t)$ est effectué avant l'application des pulses RF afin d'assurer une résistance R_{DS0} constante présentée au modulateur. Les transitoires induits par la variation des conditions de charge sont ainsi absorbés artificiellement dans une résistance identique.

L'amplificateur de puissance RF, polarisé en classe B ou C, est alors soumis à un fonctionnement de type RF pulsé multi-niveaux, avec des commutations de tensions de polarisation de drain correspondantes pour optimiser les performances en rendement. Un point difficile soulevé concerne les transitoires de courant/tension en sortie du modulateur de polarisation de drain en début de chaque impulsion RF, imposés par les brusques changements d'impédance de charge, présentés par l'accès de polarisation de drain du PA RF. Typiquement, comme il a été rappelé au paragraphe II.3.1.2, le modulateur utilisé pour contrôler la polarisation de drain de l'amplificateur doit présenter une impédance basse à l'accès de polarisation de drain de l'amplificateur afin de pouvoir maintenir la tension V_{DS0} requise, sous des changements rapides et importants du courant I_{DS0} . Les moindres variations indésirables dans la tension appliquée sur l'accès de drain se répercutent dans la forme de l'enveloppe de sortie (et ce d'autant plus que l'amplificateur est proche de son point de compression).

Un contrôle dynamique de la polarisation de grille sous forme d'impulsion étroites précédant les impulsions RF propose une piste pour « absorber » ces transitoires, et ainsi améliorer le facteur de forme des signaux RF de puissance de sortie pendant les intervalles de temps opérationnels [Delias 2014b]. Des expérimentations de principe ont été effectuées pour un amplificateur CGH4006P-TB(CREE) à 2.5GHz, pour des impulsions de 50µs avec un rapport cyclique de 50%. L'amplitude de la remontée du signal $V_{GS0}(t)$ de polarisation de grille est réglée finement afin d'assurer un courant I_{DS0} consommé identique au moment de l'arrivée du pulse RF à l'entrée de l'amplificateur RF. La figure IV-58 montre les allures temporelles relevées à l'oscilloscope sans le contrôle de grille et les distorsions sur les enveloppes des pulses de sortie causées par les transitoires du modulateur. Finalement, la figure IV-59 illustre le fonctionnement dynamique avec l'application du contrôle de grille. Une représentation synthétique des coordonnées $(|V_{out}(t)|, \varphi_{out}(t))$ dans le plan polaire est faite figure IV-60 pour les 3 conditions de polarisation d'intérêt.

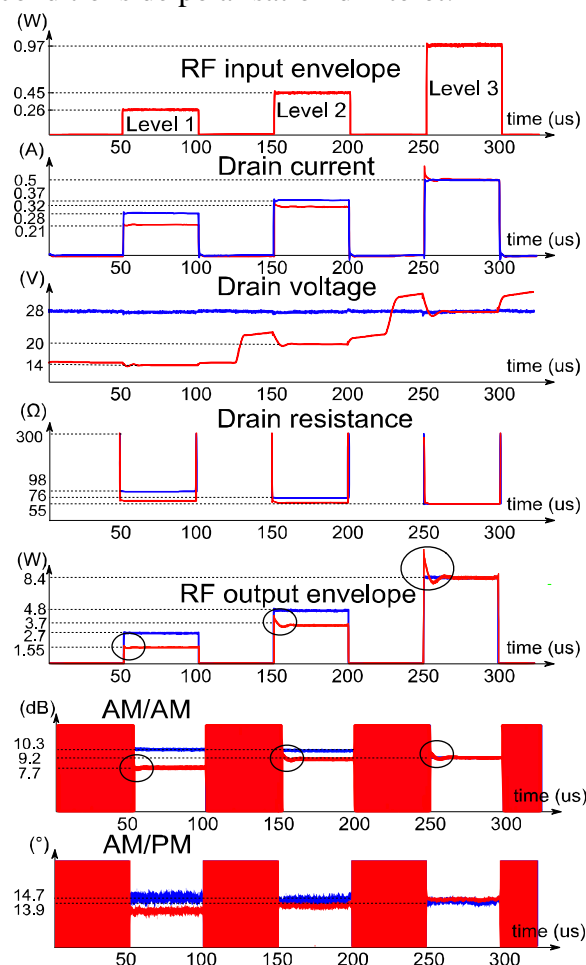


Figure IV-58 : allures temporelles mesurées à l'oscilloscope et profils d'AM/AM et AM/PM résultants sans le contrôle de grille. De haut en bas : enveloppe des trois pulses RF en entrée, courant I_{DS0} (bleu : sous 28V fixe) tension V_{DS0} variée sur 3 niveaux (15V, 20V, 28V) montrant les transitoires existant lors de l'application des pulses RF, résistance R_{DS0} présentée au modulateur sur l'accès de polarisation de drain, et finalement les profils des 3 pulses en sortie de l'amplificateur, dans lesquels sont imprimées les fluctuations de l'alimentation V_{DS0} .

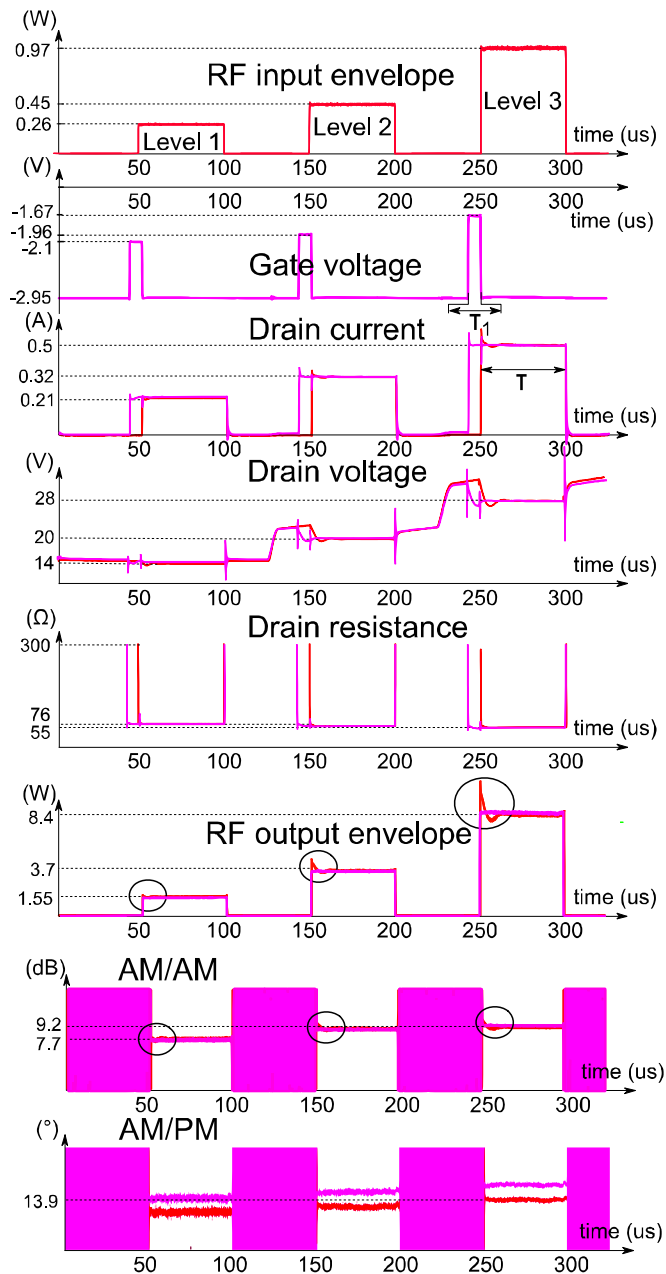


Figure IV-59 : résultats expérimentaux une fois le contrôle de grille réglé et appliqué. De haut en bas : enveloppe des trois pulses RF en entrée, profil du signal de polarisation $V_{GS0}(t)$ appliqué afin d'assurer un courant I_{DS0} identique au début du transitoire (rose), courant I_{DS0} (rouge : avec la technique d'ET et V_{GS0} fixe), tension V_{DS0} variée sur 3 niveaux (15V, 20V, 28V) montrant les transitoires débités avant l'application du pulse RF (rose), résistance R_{DS0} correspondante présentée au modulateur, et finalement les profils des 3 pulses en sortie de l'amplificateur dont le facteur de forme est fortement amélioré

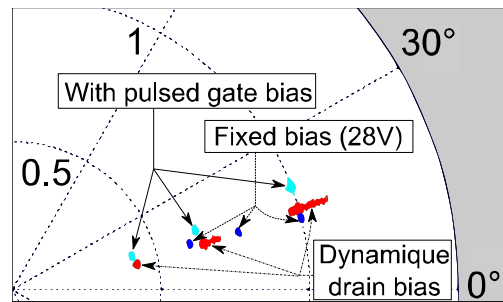


Figure IV-60 : représentation polaire de l'enveloppe de sortie de l'amplificateur sous test, avec des conditions de polarisations fixes $V_{DS0}=28V$ et $V_{GS0}=-2.95V$ (bleu). Avec la technique d'ET appliquée (rouge) se traduisant par un étalement dans des coordonnées des points dans le plan (rouge) traduisant l'apparition d'overshoot et de fluctuations, et finalement avec la technique de contrôle dynamique de la grille couplée à la technique d'ET (cyan)

IV.4 Conclusion

Ce quatrième chapitre s'est focalisé sur une solution d'amplification adaptative construite autour d'une maquette commerciale d'amplificateur 10W. Le principe de contrôle dynamique de grille proposé et la stratégie suivie, ont tout d'abord été étudiés à l'aide du banc développé et présenté au cours du chapitre 3. La mise au point du module de polarisation et la réalisation d'un démonstrateur d'amplificateur intégrant une gestion dynamique de sa polarisation de grille au rythme de l'enveloppe ont ensuite été présentés. L'apport de la technique proposée permet une approche différente par rapport aux solutions proposées dans la littérature relative au domaine de l'amplification de puissance à haut rendement et dont certaines ont été présentées au chapitre 2. Elle présente l'avantage d'une relative simplicité, et se prête naturellement aux applications large bande. Les performances mesurées ont montré que cette technique permet une augmentation significative de la linéarité de l'amplificateur polarisé en classe B, sans dégradation majeure de son rendement.

La dernière partie a traité d'une application de la technique proposée du contrôle dynamique de la grille de l'amplificateur RF dans l'architecture conventionnelle d'ET. L'interaction entre le modulateur de drain et l'amplificateur en condition de signaux fortement modulés est actuellement un des points clairement bloquant dans son développement pour des applications de forte puissance. Une réduction significative des variations de la résistance de charge présentée au modulateur a notamment été montrée, et ainsi une amélioration de son rendement moyen.

Conclusion générale

Ce manuscrit est composé de deux grandes parties. La première, plus théorique, constituée par les chapitres I et II présente la trame de fond du contexte dans lequel cette étude s'inscrit.

Au cours du chapitre I nous avons rappelé les notions utiles pour la description des systèmes de radiocommunication numérique (présentation générale de la structure d'émission/réception, formalisme des signaux IQ, signal réel et enveloppe complexe associée transposition en fréquence, caractéristiques principales des signaux utiles). Tout naturellement, un point important a concerné la fonction amplification de puissance, dans laquelle s'inscrit plus précisément cette étude. Les notions relatives au fonctionnement quasi-statique (adaptation au fondamental en puissance maximale, fonctionnement linéaire, réponses AM/AM et AM/PM, consommation, rendement énergétique) et dynamique (effets dispersifs, mémoires linéaire et non-linéaire du système) de l'amplificateur de puissance ont été introduites, avec un point spécifique apporté sur le fonctionnement en classe B de l'amplificateur. Les principaux critères de linéarité de l'émetteur pour l'analyse des distorsions ont également été présentés. Tout au long du premier chapitre, une focalisation particulière a été apportée sur l'antagonisme existant entre l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique des systèmes de communication.

Le chapitre II est consacré d'une part à la présentation synthétique de la technologie GaN, et à son application dans le domaine de l'amplification de puissance. Les principales caractéristiques physiques intrinsèques du Nitrure de Gallium, offrant au transistor HEMT GaN de fortes potentialités dans le domaine de l'amplification de puissance à l'état solide (forte densité de puissance, forte mobilité électronique, fort champ de claquage, linéarité et facilité d'adaptation) ont été présentées. D'autre part, les architectures à haut rendement les plus représentatives, relevées dans la littérature (Doherty, ET, EER et pulsed-EER) sont décrites. En scindant cette présentation en deux grandes familles d'architectures (cartésiennes et polaires), on s'est attaché à mettre en avant deux grandes stratégies permettant une amélioration du rendement du transistor de puissance. De cette rapide présentation, il se dégage que chacune des voies suivies bute sur des difficultés propres (bande passante, pertes, complexité...). Il apparaît évident que la mise en place des futurs standards de communication imposant des contraintes extrêmes en bande passante, linéarité et consommation, passera nécessairement par une amélioration conjointe, à tous les niveaux (composants, circuits, sous-systèmes et systèmes) de la conception des frontaux RF.

La seconde partie (chapitres III et IV) constitue la partie expérimentale de ces travaux de thèse.

Le chapitre III présente la mise en œuvre et le développement du banc de mesure temporelle d'enveloppe. Il constitue l'outil de développement sur lequel s'est basée cette étude. En plus des différentes mesures présentées, relatives aux procédures de synchronisation d'enveloppe et d'étalonnage en puissance et en phase, la mise au point du banc est notamment

passée par l'interfaçage avec tous les instruments et l'automatisation des différentes mesures. Ceci avait constitué le travail de mon stage de fin d'étude en 201-2011, et s'est poursuivi au long de la thèse. Le banc ainsi constitué est un outil fonctionnel, et bien que relativement complexe dans son fonctionnement, il présente l'avantage d'être modulable et permet de s'adapter sans difficultés aux différents types de mesures que l'on peut être amené à effectuer dans un contexte académique. Il se présente notamment comme un outil expérimental de comparaison entre les différentes architectures et technologies disponibles. Dans sa configuration actuelle, il est limité au fonctionnement aux bandes L et S. La bande passante d'enveloppe est limitée à environ 60MHz, afin d'assurer des planchers d'EVM acceptables (sources, récepteur, filtre), et la gamme de puissance limite le développement sur des amplificateurs de gamme 35W (source, driver). Son développement futur passera d'une part, par une montée en fréquence nécessaire afin de permettre l'étude de solutions d'amplification en bande C ou bande X. Ce qui nécessite un changement de générateur (notamment le VSG SMU200a, limité à 3GHz), un changement de driver (limité à 4GHz) et tous les différents coupleurs, circulateurs et filtres travaillant en bande S. Et d'autre part, par une montée en puissance, ce qui nécessite idéalement un driver de taille supérieure.

Finalement, le quatrième chapitre, constituant le cœur de ces travaux, s'est tourné vers l'étude d'une solution d'amplification adaptative, avec la réalisation d'un démonstrateur construit autour d'un amplificateur de puissance commercial GaN CREE. Se basant sur les potentialités en rendement et linéarité offertes par la classe B, et présentées au chapitre I, la solution proposée offre l'avantage d'une relative simplicité et permet une piste d'amélioration dans le compromis/rendement qui n'avait pas été explorée. En perspective à cette réalisation, une approche parallèle à celle suivie dans ces travaux et se présentant comme intéressante serait le contrôle statique (sur quelques centaines de mV) du point de polarisation de grille de l'amplificateur. Ceci consiste à ajuster statiquement, au rythme de la puissance moyenne du signal émis, la valeur de V_{GS0} afin d'assurer une linéarité optimale par compensation des effets non-linéaires présents dans le transistor. Les profils expérimentaux typiques de C/I ou d'ACPR présentent en effet des points de puissance pour lesquels les produits d'intermodulation impairs se compensent, conduisant à des pics de linéarité appelés couramment *sweet spots* [de Carvalho 99, Kim 10]. Ce principe d'optimisation empirique de la linéarité au point de puissance nominale d'utilisation est déjà appliqué lors de la conception de l'amplificateur : la polarisation de grille retenue est alors celle qui permet d'obtenir la meilleure linéarité (sous contrainte de consommation). L'idée ici serait alors d'assurer un asservissement de la polarisation de grille sur la puissance moyenne afin d'assurer, selon le trafic, une linéarité optimale sans impacter le rendement. Deux types d'asservissement peuvent alors être envisagés, et sont succinctement décrits ici.

Le plus simple, un asservissement sur la puissance RMS du signal transmis. Le détecteur d'enveloppe utilisé dispose en effet d'une sortie VRMS, image de la puissance RMS du signal modulé. Elle est obtenue par un filtrage passe-bas (intégré sur la puce) avec une bande passante fixée par défaut à 20MHz. Cette bande passante doit être diminuée et ajustée en connectant une capacité externe. Le choix de la capacité dépend de la bande passante du signal et doit assurer une fréquence de coupure très inférieure à la bande passante de la

modulation. Une carte de traitement, similaire à celle qui a été conçue ici, nécessitant seulement une grande précision dans le réglage de la valeur appliquée (aucune contrainte de bande passante), doit ensuite être développée afin de venir ajuster, selon une loi de commande de type LUT, le point de fonctionnement V_{GS0} .

Le second asservissement pourrait être fait sur le courant moyen I_{DS0} consommé par le transistor. Cette seconde voie, bien que plus complexe à mettre en œuvre, se présente comme plus prometteuse. Du fait des différents effets dispersifs en jeu au sein du transistor de puissance en technologie GaN, le courant moyen représente la dernière image traduisant vraiment la physique en jeu dans le composant. Bien que la relation entre ce courant et le niveau de puissance moyenne en sortie du transistor soit très empirique, elle a le mérite d'inclure tous les effets physique en jeu (effets des pièges, d'auto-échauffement, de mémoire électrique etc...). La difficulté est de disposer d'une image suffisamment précise de I_{DS0} . Différents types de capteurs de courant (magnétiques, à effet Hall ...) existent et, bien que majoritairement destinés à des gammes de courant bien supérieures, ils sont maintenant bien intégrés et relativement bas cout [Allegro MicroSystem 13, HoneyWell CSLWseries 05] . Une image du courant peut également être prélevée par une résistance shunt de très faible valeur. Par une rétro-action, la tension en sortie du capteur permettrait le contrôle du point de fonctionnement V_{GS0} du transistor, en tenant compte de tous les effets physiques présents afin d'assurer la polarisation optimale. La difficulté ici est imposée par les très faibles niveaux de tension engendrés par des variations minimales du courant I_{DS0} .

Bibliographie

- [**Aaen 07**] P. Aaen, J. A. Plá, and J. Wood, *Modeling and Characterization of RF and Microwave Power FETs*. Cambridge University Press, 2007.
- [**Abouchahine 10**] M. Abouchahine, A. Saleh, G. Neveux, T. Reveyrand, J.-P. Teyssier, D. Rousset, D. Barataud, and J.-M. Nebus, “Broadband Time-Domain Measurement System for the Characterization of Nonlinear Microwave Devices With Memory,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 4, pp. 1038–1045, Apr. 2010.
- [**Allegro MicroSystem 13**] Allegro MicroSystem, “ACS712-DS, Rev. 15 - <http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx>.” 2013.
- [**Analog Device ADL5511**] Analog Device ADL5511, “ADL5511 datasheet - http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADL5511.pdf.” .
- [**Augeau 13**] P. Augeau, “Alimentations de puissance agiles en technologie GaN pour l’amplification de puissance RF,” Université de Limoges, 2013.
- [**Augeau 14**] P. Augeau, P. Bouysse, A. Martin, J. M. Nebus, R. Quéré, L. Lapierre, O. Jardel, and S. Piotrowicz, “A new GaN-based high-speed and high-power switching circuit for envelope-tracking modulators,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 6, no. Special Issue 01, pp. 13–21, 2014.
- [**Baker 11**] S. Baker, “Envelope Tracking Fundamentals and Test Solutions - <http://www.cambridgewireless.co.uk/Presentation/Steven%20Baker.pdf>,” in *Open ET Alliance*, Cambridge Wireless Radio SIG, 14 July 2011 (1.3), 2011.
- [**Binari 02**] S. C. Binari, P. B. Klein, and T. E. Kazior, “Trapping effects in GaN and SiC microwave FETs,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1048–1058, Jun. 2002.
- [**Bohigas 03**] A. C. Bohigas and J. M. Dilhac, *Implémentation d’un système de pré-distortion pour amplificateurs de puissance*. 2003.
- [**Bouysse**] P. Bouysse, “Rapport ALPAGA.” .
- [**Bumman 10**] K. Bumman, M. Junghwan, and K. Ildu, “Efficiently Amplified,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 5, pp. 87–100, Aug. 2010.
- [**Busgang 52**] J. . Busgang, “Crosscorrelation Functions of Amplitude-Distorted Gaussian Signals,” *Massachusetts Institute of Technology technical report*, 1952.
- [**De Carvalho 99**] N. B. de Carvalho and J. C. Pedro, “Large signal IMD sweet spots in microwave power amplifiers,” in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, 1999, vol. 2, pp. 517–520 vol.2.
- [**Charbit 03**] M. Charbit, *Système de communication et théorie de l’information*. Paris: Hermes Science Publications, 2003.

- [Charbonniaud 05]** C. Charbonniaud, “Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l’amplification de puissance micro-onde :,” thesis, Université de Limoges, 2005.
- [Chen 10]** J.-H. Chen, H.-S. Yang, and Y.-J. E. Chen, “A Multi-Level Pulse Modulated Polar Transmitter Using Digital Pulse-Width Modulation,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 5, pp. 295–297, May 2010.
- [Chen 11]** J.-H. Chen, H.-S. Yang, H.-C. Lin, and Y.-J. E. Chen, “A Polar-Transmitter Architecture Using Multiphase Pulsewidth Modulation,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 58, no. 2, pp. 244–252, Feb. 2011.
- [Cho 07]** K. J. Cho, W. J. Kim, S. P. Stapleton, J. H. Kim, B. Lee, J. J. Choi, J. Y. Kim, and J. C. Lee, “Design of N-way distributed Doherty amplifier for WCDMA and OFDM applications,” *Electronics Letters*, vol. 43, no. 10, pp. 577–578, May 2007.
- [Conway 05]** A. Conway, Y. Zhao, P. M. Asbeck, M. Micovic, and J. Moon, “Dynamic gate bias technique for improved linearity of GaN HFET power amplifiers,” in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 2005, p. 4 pp.–.
- [CREE-CGH27015-TB]** CREE-CGH27015-TB, “CGH27015, 15W, 2400-2900MHz, GaN HEMT by Cree ... - Cree, Inc.” [Online]. Available: <http://www.cree.com/RF/Products/28-V-Telecom/Packaged-Discrete-Transistors/CGH27015>.
- [Cripps 02]** S. C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. Artech House, 2002.
- [Cripps 06]** S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, 2006.
- [Darraji 13]** R. Darraji and F. M. Ghannouchi, “High efficiency Doherty amplifier combining digital adaptive power distribution and dynamic phase alignment,” in *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2013 IEEE 14th Annual*, 2013, pp. 1–3.
- [Delias 2014b]** A. Delias, P. Medrel, A. Martin, P. Bouysse, and J.-M. Nébus, “A 8Watt S-Band GaN Envelope Tracking Power Amplifier with Gate Bias Peaking applied to Multilevel Pulsed RF signals,” *IEEE-MTT-InMMIC extended version - non publiée*, 2014b.
- [Delias 12]** A. Delias, “Inverstigations on Doherty linearizability.” Freescale internship report, Limoges-2012.
- [Delias 14]** A. Delias, P. Medrel, A. Martin, P. Bouysse, J. M. Nebus, and R. Quere, “A GaN-based supply modulator for energy efficiency enhancement of active phased-array antennas,” in *2014 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC)*, 2014, pp. 1–3.

- [Doherty 36]** W. H. Doherty, “A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves,” *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 24, no. 9, pp. 1163–1182, Sep. 1936.
- [Drogi 14]** S. F. Drogi, “United States Patent: 8718579 - Envelope tracking power amplifier system with delay calibration,” 871857906-May-2014.
- [Dufraisse 12]** J. Dufraisse, “Étude des classes de fonctionnement à haut rendement pour l’amplification de puissance en hyperfréquence en utilisant la technologie HEMT à base de nitrure de gallium :,” thesis, Université de Limoges, 2012.
- [Ertl 97]** H. Ertl, J. W. Kolar, and F. C. Zach, “Basic considerations and topologies of switched-mode assisted linear power amplifiers,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 116–123, Feb. 1997.
- [ETSI 01]** ETSI, “Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems ETSI TR 101 290 V1.2.1 - technical report - http://www.etsi.org/deliver/etsi_etr/200_299/290/01_60/etr_290e01p.pdf,” *European Telecommunication Standards Institute (ETSI)*, 2001.
- [Ferguson 13]** S. Ferguson and H. Nelson, “Envelope Tracking Fundamentals and Test Solutions,” *microwave journal*, juin-2013.
- [Gharaibeh 05]** K. M. Gharaibeh, K. G. Gard, and M. B. Steer, “Estimation of in-band distortion in digital communication system,” in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 2005, p. 4 pp.–.
- [Giovannelli 11]** N. Giovannelli, T. Vlasits, A. Cidronali, and G. Manes, “Efficiency and linearity enhancements with envelope shaping control in wideband envelope tracking GaAs PA,” in *2011 Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, 2011, pp. 1–4.
- [Girard 88]** M. Girard, *Amplificateurs de puissance*. Paris: Ediscience International, 1988.
- [Grebennikov 12]** A. Grebennikov, N. O. Sokal, and M. J. Franco, *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*. Academic Press, 2012.
- [Grebennikov 12]** A. Grebennikov and S. Bulja, “High-Efficiency Doherty Power Amplifiers: Historical Aspect and Modern Trends,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 12, pp. 3190–3219, Dec. 2012.
- [Gumm 99]** P. Gumm, “Measurement of 8-VSB DTV transmitter emissions,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 45, no. 2, pp. 234–242, Jun. 1999.
- [Higashiwaki 05]** M. Higashiwaki, T. Matsui, and T. Mimura, “Cat-CVD SiN insulated-gate AlGaIn/GaN HFETs with 163 GHz f_T and 184 GHz f_{max} ,” in *Device Research Conference Digest, 2005. DRC '05. 63rd*, 2005, vol. 2, pp. 12–13.
- [HoneyWell CSLWseries 05]** HoneyWell CSLWseries, 2005.

- [Hong 13]** Y.-P. Hong, K. Mukai, H. Gheidi, S. Shinjo, and P. M. Asbeck, “High efficiency GaN switching converter IC with bootstrap driver for envelope tracking applications,” in *2013 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 2013, pp. 353–356.
- [Hoversten 10]** J. Hoversten and Z. Popovic, “System considerations for efficient and linear supply modulated RF transmitters,” in *2010 IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2010, pp. 1–8.
- [Hoversten 12]** J. Hoversten, S. Schafer, M. Roberg, M. Norris, D. Maksimovic, and Z. Popovic, “Codesign of PA, Supply, and Signal Processing for Linear Supply-Modulated RF Transmitters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 6, pp. 2010–2020, Jun. 2012.
- [Hranac 03]** R. Hranac, “Carrier-to-noise versus Signal-to-noise.” CISCO systems inc, 2003.
- [ITU-T 98]** ITU-T, “ITU-T Recommendations,” *ITU*, 1998. [Online]. Available: <http://handle.itu.int/11.1002/ps/V34-16>.
- [Jensen 13]** T. L. Jensen and T. Larsen, “Robust Computation of Error Vector Magnitude for Wireless Standards,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 2, pp. 648–657, Feb. 2013.
- [Jin 13]** Q. Jin and X. Ruan, “Switch-linear hybrid envelope-tracking power supply with multilevel structure,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 1325–1330.
- [Jin 13]** S. Jin, B. Park, K. Moon, Y. Cho, D. Kim, H. Jin, J. Park, and B. Kim, “Enhanced linearity of CMOS power amplifier using adaptive common gate bias control,” in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, pp. 1–4.
- [Joindot]** M. Joindot and A. Glavieux, *Communications numériques : Introduction*. Paris: Elsevier Masson.
- [Kahn 52]** L. R. Kahn, “Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration,” *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803–806, Jul. 1952.
- [Kawano 05]** A. Kawano, N. Adachi, Y. Tateno, S. Mizuno, N. Ui, J. Nikaido, and S. Sano, “High-efficiency and wide-band single-ended 200W GaN HEMT power amplifier for 2.1 GHz W-CDMA base station application,” in *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings, 2005*, vol. 3, p. 4 pp.–.
- [Kim 07]** I. Kim, Y. Y. Woo, S. Hong, and B. Kim, “High efficiency hybrid EER transmitter for WCDMA application using optimized power amplifier,” in *Microwave Conference, 2007. European*, 2007, pp. 182–185.
- [Kim 10]** W. J. Kim, K. J. Cho, and S. P. Stapleton, “N-way Doherty distributed power amplifier,” US7688135-B22010.

- [Kim 10]** D. Kim, J. Choi, D. Kang, and B. Kim, “High efficiency and wideband envelope tracking power amplifier with sweet spot tracking,” in *2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 2010, pp. 255–258.
- [Kim 11]** K.-W. Kim, J.-Y. Kwack, and S. Cho, “1kW Solid State Power Amplifier for L-band radar system,” in *2011 3rd International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR)*, 2011, pp. 1–4.
- [Kim 11]** J. Kim, J. Moon, J. Son, S. Jee, J. Lee, J. Cha, I. Kim, and B. Kim, “Highly efficient envelope tracking transmitter by utilizing sinking current,” in *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, 2011, pp. 1197–1200.
- [Kim 11]** J. H. Kim, G. D. Jo, J. H. Oh, Y.-H. Kim, K.-C. Lee, and J. H. Jung, “3.54GHz 10W envelope tracking amplifier with 43% efficiency utilizing the 1.5 bit-high efficiency envelope amplifier,” in *2011 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR)*, 2011, pp. 21–24.
- [Kim 12]** J. H. Kim, S. J. Lee, B.-H. Park, J.-H. Jung, K.-C. Lee, and C.-S. Park, “Highly efficient Doherty amplifier with peaking cell controlled using optimized shaped gate voltage,” in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012, pp. 1–3.
- [Kim 13]** B. Kim, J. Kim, D. Kim, J. Son, Y. Cho, J. Kim, and B. Park, “Push the Envelope: Design Concepts for Envelope-Tracking Power Amplifiers,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 3, pp. 68–81, 2013.
- [Ladhani 10]** H. Ladhani, M. Bokatius, and B. Noori, “Bias circuit design - Best practices. Fixture and device guidelines for improved VBW.” Freescale - RF division, 2010.
- [Lajoinie 00]** J. Lajoinie, “Contribution à la conception optimale en terme de linéarité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuses :,” thesis, Université de Limoges, 2000.
- [Lecroy]** Lecroy,
http://cdn.teledynelecroy.com/files/pdf/lecroy_waveexpert_datasheet.pdf .
- [Lorincz 12]** J. Lorincz, T. Garma, and G. Petrovic, “Measurements and modelling of base station power consumption under real traffic loads,” *Sensors (Basel)*, vol. 12, no. 4, pp. 4181–4310, 2012.
- [Loyka 02]** S. L. Loyka and J. R. Mosig, “New behavioral-level simulation technique for RF/microwave applications. Part III: Advanced concepts,” *Int J RF and Microwave Comp Aid Eng*, vol. 12, no. 2, pp. 206–216, Mar. 2002.
- [Lucyszyn 97]** S. Lucyszyn, “Power-added efficiency errors with RF power amplifiers,” *International Journal of Electronics*, vol. 82, no. 3, pp. 303–312, 1997.
- [Mashhour 01]** A. Mashhour and A. Borjak, “A method for computing error vector magnitude in GSM EDGE systems-simulation results,” *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 3, pp. 88–91, Mar. 2001.

- [Mathieu 01]** H. Mathieu, *Physique des semiconducteurs et des composants électroniques*, Édition : 5e éd. Paris: Dunod, 2001.
- [Medrel 13]** P. Medrel, T. Reveyrand, A. Martin, P. Bouysse, J.-M. Nebus, and J. Sombrin, “Time domain envelope characterization of power amplifiers for linear and high efficiency design solutions,” in *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2013 IEEE 14th Annual*, 2013, pp. 1–6.
- [Medrel 14]** P. Medrel, A. Martin, T. Reveyrand, G. Neveux, D. Barataud, P. Bouysse, J.-M. Nébus, L. Lapierre, and J.-F. Villemazet, “A 10-W S-band class-B GaN amplifier with a dynamic gate bias circuit for linearity enhancement,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 6, no. 01, pp. 3–11, Feb. 2014.
- [Mercanti 11]** M. Mercanti, A. Cidronali, S. Maurri, and G. Manes, “HEMT GaAs/GaN power amplifiers architecture with discrete dynamic voltage bias control in envelope tracking RF transmitter for W-CDMA signals,” in *2011 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR)*, 2011, pp. 9–12.
- [De Meyer 08]** S. De Meyer and H. Beaulaton, “A 210 W LDMOS RF power transistor for 2.2 GHz cellular applications with enabling features for LTE base stations,” in *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits, 2008. INMMIC 2008*, 2008, pp. 31–34.
- [Mishra 08]** U. K. Mishra, L. Shen, T. E. Kazior, and Y.-F. Wu, “GaN-Based RF Power Devices and Amplifiers,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 96, no. 2, pp. 287–305, Feb. 2008.
- [Mustafa 09]** A. Mustafa, V. Bassoo, and M. Faulkner, “Reducing the drive signal bandwidths of EER microwave power amplifiers,” in *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, 2009, pp. 1525–1528.
- [Nassery 11]** A. Nassery, S. Ozev, M. Verhelst, and M. Slamani, “Extraction of EVM from Transmitter System Parameters,” in *2011 16th IEEE European Test Symposium (ETS)*, 2011, pp. 75–80.
- [NKondem 08]** G. N. NKondem, “Développement d’un système de caractérisation temporelle d’enveloppe d’amplificateurs de puissance : application à la linéarisation d’amplificateurs par prédistorsion en bande de base,” thesis, Université de Limoges, 2008.
- [Nujira 14]** Nujira, “Nujira HAT Coolteq - <http://www.nujira.com/coolteq-l-nct-11300-pa-758.php>.” 2014.
- [Ooi 12]** B. Z. M. Ooi, S. W. Lee, and B. K. Chung, “EVM measurements using orthogonal separation at the output of a non-linear amplifier,” *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 6, no. 7, pp. 813–821, May 2012.
- [Pires 12]** S. C. Pires, P. M. Cabral, and J. C. Pedro, “A carrier-burst transmitter implementation: Design of bandpass filter and amplifier-BPF connection,” in *2012*

Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC), 2012, pp. 1–3.

- [Pires 13]** S. C. Pires, P. M. Cabral, and J. C. Pedro, “Impact of the amplifier-BandPass reconstruction filter interaction on the linearity of carrier amplitude-burst transmitters,” in *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2013 IEEE 14th Annual*, 2013, pp. 1–4.
- [Popovic 13]** Z. Popovic, S. Schafer, D. Sardin, and T. Reveyrand, “Characterization of Transistor Drain Supply Terminal Impedance at Signal Envelope Frequencies,” in *International Microwave Symposium*, 2013.
- [Poulton 06]** M. J. Poulton, W. K. Leverich, P. Garber, J. B. Shealy, R. Vetry, J. D. Brown, D. S. Green, S. R. Gibb, and D. K. Choi, “AlGaN/GaN 120W WCDMA Doherty Amplifier with Digital Pre-Distortion Correction,” in *Wireless and Microwave Technology Conference, 2006. WAMICON '06. IEEE Annual*, 2006, pp. 1–3.
- [Poazar 00]** D. M. Pozar, *Microwave and RF Wireless Systems*. Wiley, 2000.
- [Qualcomm]** Qualcomm, “ET Qualcomm Galaxy Note S3 - <https://www.qualcomm.com/news/onq/2013/09/06/qualcomm-technologies-inc-pushes-envelope-mobile-rf-launches-worlds-first-mobile>.” .
- [Quere 12]** R. Quere, R. Sommet, P. Bouysse, T. Reveyrand, D. Barataud, J.-P. Teyssier, and J. M. Nebus, “Low frequency parasitic effects in RF transistors and their impact on power amplifier performances,” in *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2012 IEEE 13th Annual*, 2012, pp. 1–5.
- [Quindroit 10]** C. Quindroit, “Modélisation comportementale et conception de linéariseurs d’amplificateurs de puissance par technique de prédistorsion numérique :,” thesis, Université de Limoges, 2010.
- [R&S-FSQ26]** R&S-FSQ26, “R&S®FSQ Signal Analyzer - Overview.” [Online]. Available: http://www.rohde-schwarz.com/en/product/fsq-productstartpage_63493-7994.html.
- [R&S-NRPZ21]** R&S-NRPZ21, “R&S®NRP-Z21 Three-Path Diode Power Sensors - Overview.” [Online]. Available: http://www.rohde-schwarz.com/en/product/nrpz21-productstartpage_63493-8576.html
- [R&S-SMU200a]** R&S-SMU200a, “R&S®SMU200A Vector Signal Generator - Overview.” [Online]. Available: http://www.rohde-schwarz.com/en/product/smu200a-productstartpage_63493-7555.html
- [R&S-SMW200a 14]** R&S-SMW200a, “R&S®SMW200A Vector Signal Generator - Overview,” 2014. [Online]. Available: http://www.rohde-schwarz.com/en/product/smw200a-productstartpage_63493-38656.html
- [Raab 87]** F. H. Raab, “Efficiency of Doherty RF Power-Amplifier Systems,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. BC-33, no. 3, pp. 77–83, Sep. 1987.

- [Rémy 88]** J. G. Rémy, C. Siben, and J. Cueugnet, *Systèmes de radiocommunications avec les mobiles*. Eyrolles, 1988.
- [Reveyrand 02]** T. Reveyrand, “Conception d’un système de mesure d’enveloppes complexes aux accès de modules de puissance – Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d’amplificateurs,” 2002.
- [Rowe 82]** H. E. Rowe, “Memoryless nonlinearities with Gaussian inputs: Elementary results,” *Bell System Technical Journal, The*, vol. 61, no. 7, pp. 1519–1525, Sep. 1982.
- [Rudolph 02]** D. Rudolph, “Out-of-band emissions of digital transmissions using Kahn EER technique,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 8, pp. 1979–1983, Aug. 2002.
- [Rudolph 03]** D. Rudolph, “Kahn EER technique with single-carrier digital modulations,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 2, pp. 548–552, Feb. 2003.
- [Shafik 06]** R. . Shafik, S. Rahman, and R. Islam, “On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics,” in *International Conference on Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE '06*, 2006, pp. 408–411.
- [Solomon 13]** G. Solomon, D. Riffelmacher, R. Snyder, M. Tracy, and T. Treado, “The VSS3605, a 13-kW S-band gan power amplifier,” in *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems Technology*, 2013, pp. 74–77.
- [Sombrin 07]** J. Sombrin, “comparaison des mesures d’EVM et de NPR - conidtions d’identité des deux mesures.” rapport interne CNES, 2007.
- [Sombrin 11]** J. B. Sombrin, “On the formal identity of EVM and NPR measurement methods: Conditions for identity of error vector magnitude and noise power ratio,” in *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, 2011, pp. 337–340.
- [Tektronix 06]** Tektronix, “Characterization of IQ Modulators Counts On Flexible Signal Generator Stimulus - Application Note.” Tektronix, Sep-2006.
- [Tektronix AWG5021]** Tektronix AWG5021, “TEK5XXX AWG series datasheet - http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/media/resources/76W_22260_9.pdf.” .
- [Tektronix MDO4000b series]** Tektronix MDO4000b series, “<http://www.tek.com/datasheet/mdo4000/mdo4000b-series-datasheet-0>.” .
- [Theilmann 13]** P. T. Theilmann, J. J. Yan, C. Vu, J. Moon, H. P. Moyer, and D. F. Kimball, “A 60MHz Bandwidth High Efficiency X-Band Envelope Tracking Power Amplifier,” in *2013 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, 2013, pp. 1–4.
- [TI-OPA699]** TI-OPA699, “<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa699.pdf>.” .

- [**Vuolevi 01**] J. Vuolevi, *Analysis, Measurement and Cancellation of the Bandwidth and Amplitude Dependence of Intermodulation Distortion in RF Power Amplifiers*. Oulun Yliopisto, 2001.
- [**Vuolevi 03**] J. Vuolevi and T. Rahkonen, *Distortion in RF Power Amplifiers*. Artech House, 2003.
- [**Walling 13**] J. S. Walling and D. J. Allstot, “Design considerations for supply modulated EER power amplifiers,” in *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2013 IEEE 14th Annual*, 2013, pp. 1–4.
- [**Wang 05**] F. Wang, A. Yang, D. F. Kimball, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, “Design of wide-bandwidth envelope-tracking power amplifiers for OFDM applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 4, pp. 1244–1255, Apr. 2005.
- [**Wang 12**] Z. Wang, “A supply modulator with nested structure for wideband envelope tracking power amplifier,” in *2012 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR)*, 2012, pp. 5–8.
- [**Wang 13**] Z. Wang, “Wide dynamic range 2nd order nested envelope tracking power amplifier with GaN modulator,” in *Wireless Symposium (IWS), 2013 IEEE International*, 2013, pp. 1–4.
- [**Wang 14**] Z. Wang, *Envelope Tracking Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, Incorporated, 2014.
- [**Weiss 00**] M. Weiss, “Measuring the Dynamic Characteristic of High-Frequency Amplifiers with Real Signals,” presented at the European Wireless, Dresden, Germany, 2000, pp. 67–71.
- [**Wosko 13**] M. Wosko, B. Paszkiewicz, and R. Paszkiewicz, “Influence on the AlN spacer on the properties of AlGaN/AlN/GaN heterostructures,” *optica applicata*, vol. XLIII, no. 11, pp. 61–66, 2013.
- [**Wu 06**] Y. -F. Wu, S. M. Wood, R. P. Smith, S. T. Sheppard, S. T. Allen, P. Parikh, and J. Milligan, “An Internally-matched GaN HEMT Amplifier with 550-watt Peak Power at 3.5 GHz,” in *Electron Devices Meeting, 2006. IEDM '06. International*, 2006, pp. 1–3.
- [**Yang 10**] H.-S. Yang, H.-L. Shih, J.-H. Chen, and Y.-J. Chen, “A pulse modulated polar transmitter for CDMA handsets,” in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, 2010, pp. 808–811.
- [**Ye 04**] F. Ye, C.-W. Chen, and Y.-C. Sung, “Dynamic Bias Circuits for Efficiency Improvement of RF Power Amplifier,” *Tamkang J. of Sc. and Eng.*, vol. 7, no. 3, pp. 183–188, 2004.
- [**Yue 12**] Y. Yue, Z. Hu, J. Guo, B. Sensale-Rodriguez, G. Li, R. Wang, F. Faria, T. Fang, B. Song, X. Gao, S. Guo, T. Kosel, G. Snider, P. Fay, D. Jena, and H. Xing,

“InAlN/AlN/GaN HEMTs With Regrown Ohmic Contacts and of 370 GHz,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 33, no. 7, pp. 988–990, Jul. 2012.

[Yundt 86] G. B. Yundt, “Series- or Parallel-Connected Composite Amplifiers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PE-1, no. 1, pp. 48–54, Jan. 1986.

Résumé

Cette thèse s'inscrit dans le domaine de l'amplification de puissance microonde linéaire et haut rendement en technologie GaN.

Le premier chapitre décrit le contexte général de l'émission de signaux microondes de puissance pour les télécommunications sans fil, avec un focus particulier apporté sur l'amplificateur de puissance RF. Les différents critères de linéarité et d'efficacité énergétique sont introduits.

Le second chapitre présente plus particulièrement la technologie GaN et le transistor de puissance comme brique de base pour l'amplification de puissance microonde. Une revue synthétique des différentes architectures relevées dans la littérature relative à l'amplification à haut rendement est faite.

En troisième chapitre, le banc de mesure temporelle d'enveloppe développé et servant de support expérimental à cette étude est présenté. Les procédures d'étalonnage et de synchronisation sont décrites. En illustration, une nouvelle méthode de mesure du NPR large bande est présentée, et validée expérimentalement.

Une solution d'amplification adaptative innovante est étudiée dans le quatrième chapitre, et constitue le cœur de ce mémoire. Celle-ci se base sur le contrôle dynamique de la polarisation de grille autour du point de pincement, au rythme de l'enveloppe de modulation. Un démonstrateur d'amplification 10W GaN en bande S (2.5GHz) est développé. Comparativement à la classe B fixe, une forte amélioration de la linéarité est obtenue, sans impact notable sur le rendement moyen de l'amplificateur RF. Finalement, une investigation de la technique proposée pour l'amélioration du rendement du modulateur dans l'architecture d'enveloppe tracking de drain est menée.

Abstract

This work deals with linear and high efficiency microwave power amplification in GaN technology.

The first chapter is dedicated to the general context of wireless telecommunication with a special emphasis on the RF power amplifier. The most representative figures of merit in terms of linearity and power efficiency are introduced.

The second chapter deals more specifically with the GaN technology and GaN-based transistor for microwave power amplification. A description of the principal architectures found in the literature related to high efficiency and linear amplification is summarized.

In the third chapter, the developed envelope time-domain test bench is presented. Time-synchronization and envelope calibration procedures are discussed. As an illustration, a new specific wideband NPR measurement is presented and experimentally validated.

An innovative power amplifier architecture is presented in the fourth chapter. It is based on a specific dynamic gate biasing technique of the power amplifier biased close to the pinch-off point. A 10W GaN S-band demonstrator has been developed. Compared to fixed class-B conditions, a linearity improvement has been reported without any prohibitive efficiency degradation of the RF power amplifier. Finally, an investigation of the proposed technique for the efficiency improvement in the drain envelope tracking technique is proposed.